

令和3年度 博士論文

広帯域・マルチバンド特性を有する高性能
平面アンテナに関する研究

令和3年8月6日

指導教員 木村 雄一 准教授

埼玉大学大学院 理工学研究科
博士後期課程 理工学専攻
数理電子情報コース

18DM151 木村雄樹

目次

第一章 序論	1
1-1 本研究の背景	1
1-2 先行研究.....	2
1-3 目標とする周波数帯と帯域幅について	14
1-4 本論文の構成	15
第二章 基本理論	16
2-1 マイクロストリップアンテナ (MSA) の動作原理	17
2-2 放射指向性及び利得	20
2-3 入力インピーダンス	23
2-4 無負荷 Q、帯域幅及び放射効率	25
2-5 マルチバンド MSA	27
2-6 広帯域 MSA	32
2-7 測定系	38
第三章 2 周波帯で広帯域特性を有する L プローブ給電 2 リング形 MSA	42
3-1 はじめに.....	42
3-2 基本構成.....	43
3-3 基板厚に関する検討	44
3-4 L プローブの高さに関する検討.....	46
3-5 中間層及び上位層の高さに関する検討	47
3-6 同一平面状に 2 個のリング素子を配置したモデルに関する検討.....	50
3-7 2 つのリング形素子間の相互結合に関する検討	52
3-8 帯域幅の調整に関する検討.....	53
3-9 試作アンテナの特性	57
3-10 結論.....	61
第四章 直交偏波共用化のために L プローブを直交する位置に 2 つ配置した L プローブ給電 2 リング形 MSA	63
4-1 はじめに.....	63
4-2 基本構成.....	63
4-3 L プローブを直交する位置に 2 つ配置したことによる特性への影響	64
4-4 試作アンテナの特性	68
4-5 結論.....	71

第五章	アイソレーション特性改善のために放射素子中央にビアを装荷した直交偏波共用Lプローブ給電2リング形MSA	73
5-1	はじめに	73
5-2	基本構成	74
5-3	放射素子中央にビアを装荷したことによる特性への影響	75
5-4	試作アンテナの特性	79
5-5	結論	82
第六章	利得特性改善のためにキャビティを装荷した直交偏波共用Lプローブ給電2リング形MSA	84
6-1	はじめに	84
6-2	表面波抑制の手法について	86
6-3	金属壁によって構成されたキャビティについての検討	88
6-4	ビアによって構成されたキャビティについての検討	90
6-5	方形リング形素子とビアによって構成されたキャビティについての検討	92
6-6	キャビティを装荷したことによる特性への影響	96
6-7	試作アンテナの特性	99
6-8	結論	105
第七章	まとめ	106
	参考文献	108
	論文目録	113

第一章 序論

1-1 本研究の背景

第5世代移動通信システム(5G)[1]や自動車自動運転[2]等を目的としたミリ波アンテナに関する研究が近年注目されている。ミリ波は広い周波数帯域を使用することができるため、高速・大容量通信やUWBレーダー等の実用化が期待されている。例えば、5Gでは3.7 GHz帯や4.5 GHz帯に加えて、28 GHz帯、38 GHz帯、60 GHz帯等の利用が検討されている[1]。また、自動車レーダーでは76 GHz帯の他に、24 GHz帯や79 GHz帯等が注目されている[2]。このようなミリ波のニーズに応えるには、広帯域特性を有し、かつ、複数の周波数帯に対応することができる高性能なミリ波平面アンテナの実現が重要な課題である。

小型、薄型、軽量等の特徴を有するマイクロストリップアンテナ(MSA: Microstrip Antenna)[3]-[9]は通信や放送、レーダー等、幅広い用途で使用されている平面アンテナである。また、現在も様々な応用技術のために多面的な観点から研究が行われており、ミリ波アンテナとしても期待されている。しかし、一般にMSAは単一の周波数で動作し、狭帯域特性であることが欠点である。また、MIMO技術による高速・大容量通信や2重偏波による高分解レーダーでは、直交偏波を用いることも必要とされている。以上のことから、ミリ波アンテナに求められる性能を有する小型平面アンテナ実現のために、広帯域性能・マルチバンド性能・直交偏波共用化の性能を全て有したMSAの開発が求められる。そこで本論文では、2周波帯において広帯域性能を有しながら直交偏波共用化が可能であるMSAの実現を目標とした。

1-2 先行研究

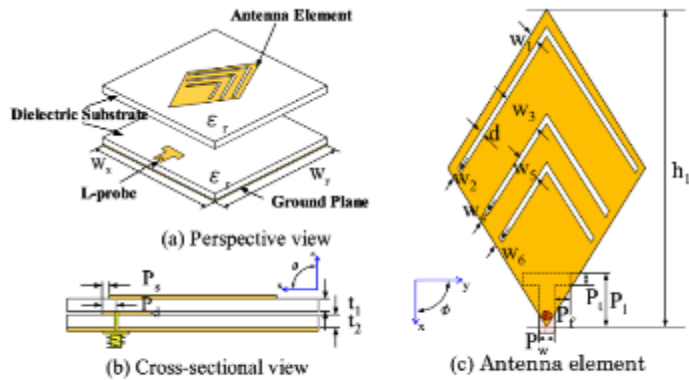
本節では、本論文において参考にしたマルチバンド MSA、広帯域 MSA、2 周波広帯域 MSA、直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA の先行研究について述べる。

1-2-1 マルチバンド MSA

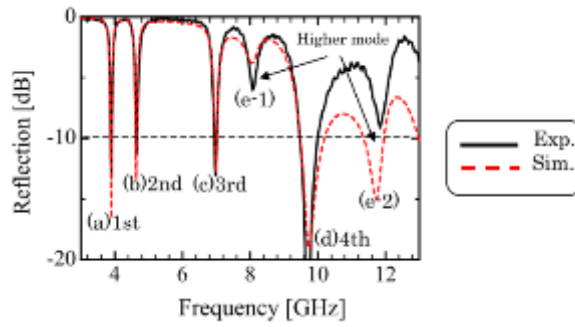
MSA のマルチバンド化の手法として高次モードを利用する方法[10]-[12]やフラクタル構造を利用する方法[13]-[15]等がある。これらはいずれも 3 周波程度のマルチバンド化が限界となっている。4 周波以上のマルチバンド化が可能となる手法として、広帯域な給電方法として知られている L プローブ[16],[17]を用いたスリット装荷 MSA 及び多リング形 MSA が提案されている[18]-[24]。

スリット装荷 MSA[18]-[21]は、L プローブにより給電される放射素子に複数のスリットを装荷した構造である。一例として、2 層構造 V 字スリットひし形 MSA の構成図を図 1.1 に示す。ひし型放射素子の下側の頂点から各スリットの内側の頂点までを半波長とする、複数の長さが異なる電流分布が形成されるため、複数の共振周波数を得ることができる。一例として、スリットを密に 9 個装荷し 10 周波で動作する MSA の設計例[18]を図 1.2 に示す。

多リング形 MSA[22]-[24]は、大きさの異なる複数のリング形素子を配置し、L プローブにより給電する構造である。一例として、リング形素子に摂動素子を装荷することにより円偏波で動作する 3 リング形 MSA の構成図を図 1.3 に示す[22]。また、多リング形 MSA は図 1.4 に示すように 2 つの L プローブを直交する位置に配置することで、直交偏波共用化が可能となる[23]。本論文においては直交偏波共用化のために多リング形 MSA の構造を応用する。多リング形 MSA の詳細な原理や特性は第二章にて述べる。



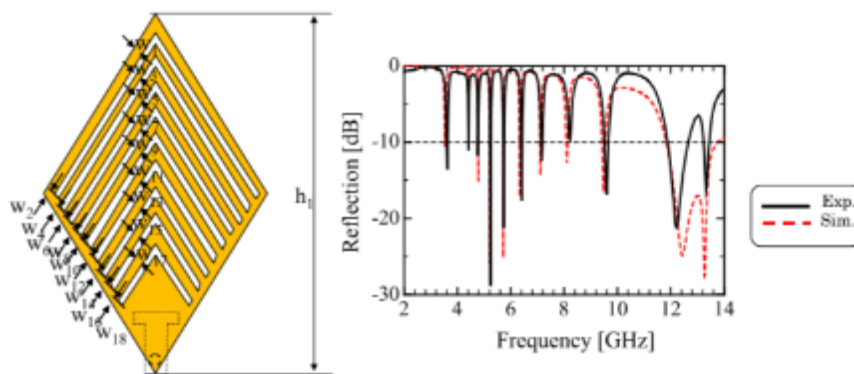
$h_1=23.8, h_0=6.87, w_1=0.4, w_2=3.2, w_3=1.2, g_1=g_2=g_3=0.4, d=0.4, P_1=3.8, P_w=1.5,$
 $P_2=3.0, P_s=0.0, P_d=0.8, P_t=0.8, P_f=0.75, D=0.50, t_1=t_2=1.2, \text{unit:}[\text{mm}], \epsilon_r=2.6$



(d) Reflection characteristics

図 1.1 2 層構造 V 字スリットひし形 MSA の構成図

(Ref. 18)



(a) Top view.

(b) Reflection characteristics.

$h_1=23.8, w_1 \sim w_9=0.4, g_1 \sim g_9=0.4, d=0.4, P_1=3.8, P_w=1.5,$
 $P_8=0.0, P_d=0.8, P_t=0.8, P_f=0.75, t_1=t_2=1.2, \text{unit:}[\text{mm}], \epsilon_r=2.6$

図 1.2 10 周波動作 V 字スリット装荷ひし形 MSA

(Ref. 18)

1-2-2 広帯域 MSA

次に、MSA の広帯域化の先行研究を述べる。なお、本論文で参考にした MSA の広帯域化についての具体的な先行研究と広帯域化の詳細な原理については第二章にて述べる。最も基本的な MSA の広帯域化の技術として、近接結合給電 MSA[25]、ギャップ給電 MSA[26]が提案されている。近接結合給電 MSA の構造図を図 1.5 に示す。下層に配置した給電線路であるマイクロストリップ線路から、放射素子である MSA に電磁結合給電を行う構造である。ギャップ給電 MSA の構造図を図 1.6 に示す。給電ピンを用いる通常の MSA と比べて、放射素子上の給電ピンの周囲に容量を装荷した構造である。いずれも給電部と放射部の間に容量性リアクタンスを加えることでリアクタンス成分を調整し、広帯域にインピーダンスマッチングを得ることを目的とした構造である。通常の MSA の比帯域が2%程度に対して、電磁結合給電 MSA が 13%、ギャップ給電 MSA が 15%と広帯域特性を得られることが報告されている。なお、本論文における比帯域の定義は、反射量が -10 dB を下回る周波数範囲としている。

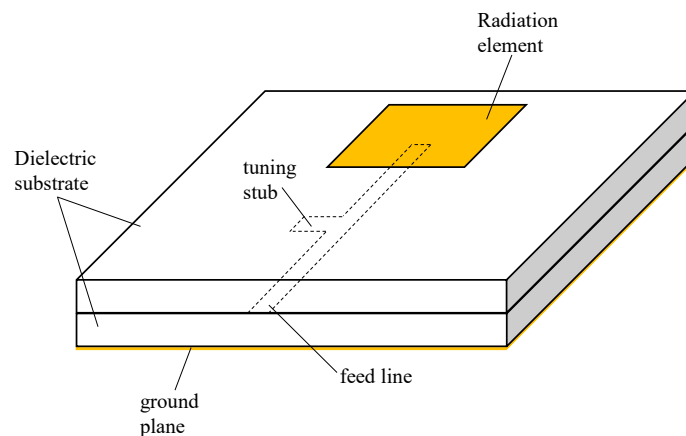


図 1.5 近接結合給電 MSA

(Ref. 25)

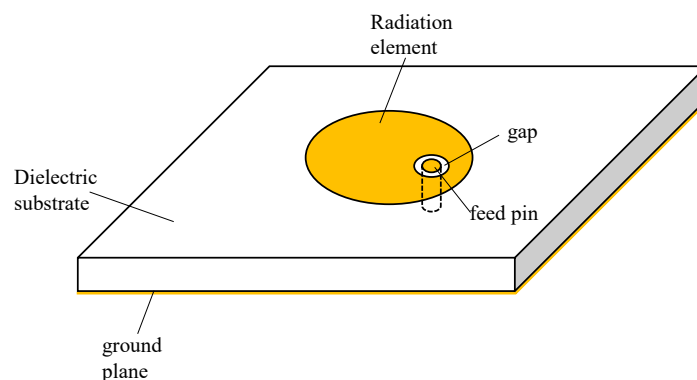


図 1.6 ギャップ給電 MSA

(Ref. 26)

その他の広帯域 MSA の構造として L プローブ給電 MSA[16]、スタック MSA[27]、U スロット MSA[28]、E-shaped MSA[29]などが挙げられる。L プローブ給電 MSA の基本構造を図 1.7 に示す。先に述べた近接結合給電 MSA・ギャップ給電 MSA と同様に、L プローブと放射素子の間に生じる容量性リアクタンスにより広帯域に亘ってインピーダンスマッチングを得る構造である。プローブ長を変化させることで容量性リアクタンスの調整可能な周波数範囲が広いことが利点であり、比帯域 35%となる広帯域特性が得られている。L プローブ給電 MSA が広帯域特性を示す要因として、容量性リアクタンスを加えている他に複合モードを発生させている点がある。複合モードによる広帯域化の詳細な原理については第二章にて述べる。図 1.8 に示すスタック MSA は無給電素子を積層することによって複合モードを発生させることにより広帯域化する構造であり、比帯域は 52.5%となっている。スタック MSA は良好な広帯域特性が得られる一方、欠点として無給電素子を積層するためアンテナ全体の高さが大きくなり、MSA を構成する基板の層数も多くなってしまいう点が挙げられる。この欠点を解決するために、一層構造で複合モードを発生させる構造としたものが U スロット MSA である。基本構造を図 1.9 に示す。U スロット MSA の比帯域は 30%であることが報告されている。U スロット MSA と同様に一層構造で構成可能である広帯域 MSA として、E-shaped MSA が提案されている。構造図を図 1.10 に示す。中央部が励振する放射モードに加え、両端部がそれぞれに対し逆位相で励振する非放射モードを組み合わせることで複合モードを発生させ広帯域化しており、非放射モードを用いているため安定した放射指向性を得ることが可能である。比帯域は 27%であることが報告されている。

これら MSA の広帯域化の技術のうち、本論文では L プローブ給電 MSA を応用しており、マルチバンド化のために放射素子にリング形素子を用いた L プローブ給電リング形 MSA が先行研究として行われている。この研究の詳細な結果と広帯域 MSA の原理については第二章にて述べる。

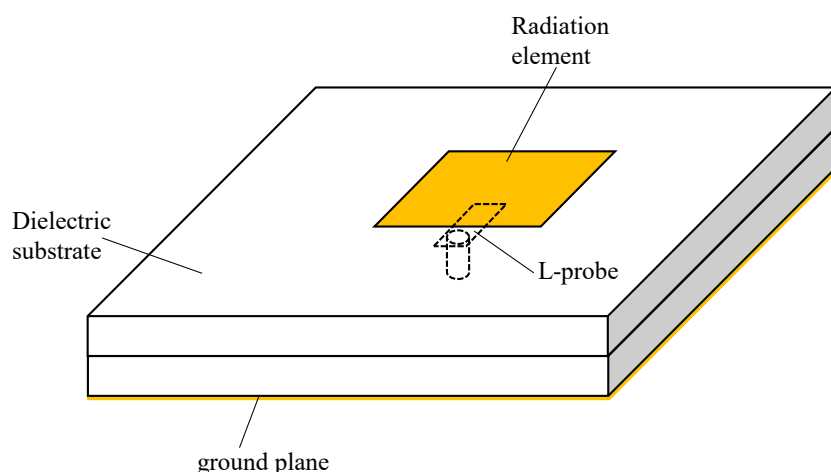


図 1.7 L プローブ給電 MSA
(Ref. 16)

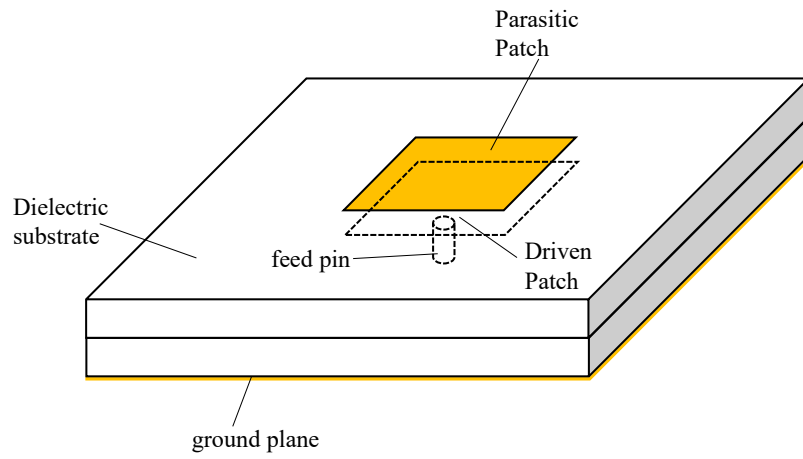


図 1.8 スタック MSA
(Ref. 27)

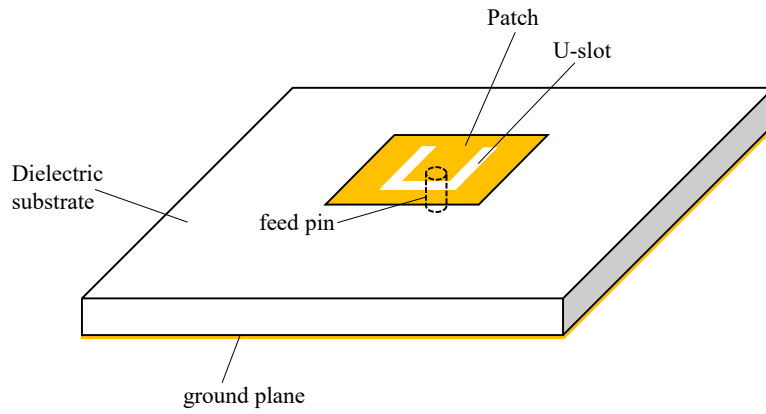


図 1.9 U スロット MSA
(Ref. 28)

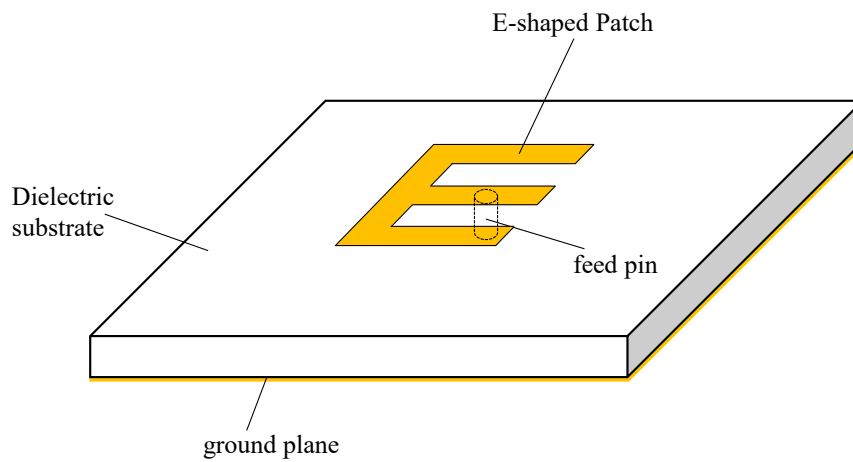


図 1.10 E-shaped MSA
(Ref. 29)

1-2-3 2周波広帯域 MSA

これまでマルチバンド特性、または広帯域特性を有する MSA の先行研究について述べたが、広帯域特性とマルチバンド特性を同時に有する MSA についての先行研究も行われている。本論文も広帯域特性とマルチバンド特性を同時に有する MSA を目標としているため、本論文の位置づけ・優位性を明確にするために、ここでは2周波帯で動作し、かつ広帯域を有する MSA の先行研究について述べる。

2周波広帯域 MSA として、2つの放射素子を偏波方向に並べて配置し、素子間に配置された L プローブが枝分かれしてそれぞれに給電する構造の MSA が報告されている[30]。構造図を図 1.11 に示す。アンテナ全体の高さは低周波側の中心周波数において約 0.145 波長となっており、比帯域は低周波帯で 20.8%、高周波帯で 17.9%を示すことが報告されている。比較的シンプルな構造で且つ 2 周波帯で広帯域特性を有することがこのアンテナの利点である。一方、この MSA は 2つの放射素子を並べて配置しているため、アンテナ全体の面積が大きくなってしまう。更に、アンテナ全体の面積が周波数に対して大きいことから、高周波側の E 面の主偏波が割れてしまう欠点がある。

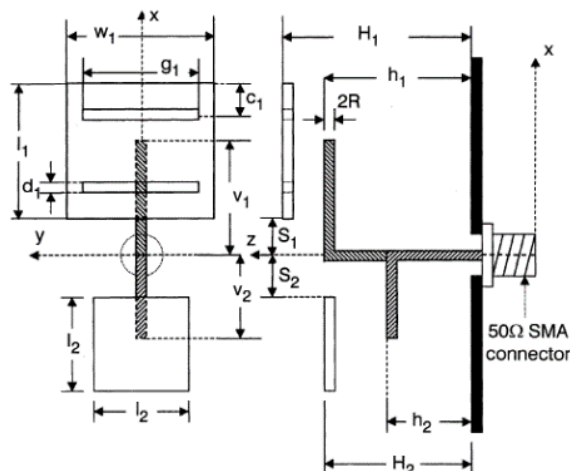


図 1.11 枝分かれした L プローブにより給電される 2 素子 MSA

(Ref. 30)

低周波側の放射素子の上部に高周波側の放射素子が積層されるように配置され、2つのLプローブによりそれぞれ給電を行う MSA が報告されている[31]。構造図を図 1.12 に示す。アンテナ全体の高さは約 0.139 波長となり、比帯域は低周波帯で 26.6%、高周波帯で 42.2%を示す。2つの放射素子が同一中心に配置しているため、両帯域ともに安定した放射パターンが得られており、更に他の研究と比較して帯域が広いことが長所である。一方で、高周波側の放射素子を励振する際に低周波側の放射素子が地導体の役割を担うため、低周波側の放射素子と地導体を接続するためのビアが必要であり、このアンテナでは 4 本のビアを装荷している。更に、Lプローブを低周波用と高周波用にそれぞれ別のものを用いている。そのため、アンテナの構造が比較的複雑である。

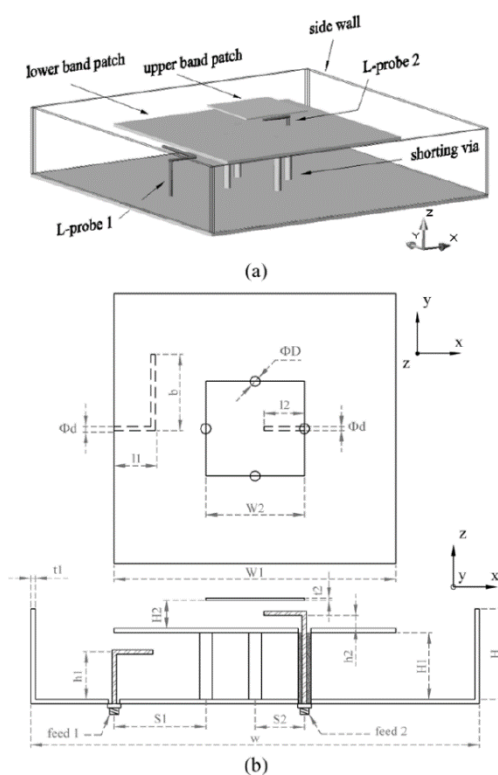


図 1.12 2つのLプローブにより給電されるスタック MSA
(Ref. 31)

1-2-4 直交偏波共用 2 周波帯広帯域特性 MSA

本論文は 2 周波帯で広帯域特性を有する MSA について、更に直交偏波共用化を行うことを目標としている。本節では 2 周波帯で広帯域特性を有する直交偏波共用 MSA の先行研究について述べる。

3つのリング形素子を配置し 8本の L プローブにより給電される MSA が、直交偏波共用円偏波 MSA として 2 周波帯広帯域特性を有することが報告されている[32]。構造図を図 1.13 に示す。アンテナ全体の高さは約 0.150 波長となっており、比帯域は低周波帯で 43.9%、高周波帯で 55.2%を示すことが報告されている。更に、アイソレーション特性は帯域内で 30 dB 以上となっている。円偏波で動作しながら、非常に広い帯域と高いアイソレーション特性を実現していることがこのアンテナの利点である。欠点として、図 1.12 に示した MSA と同様に低周波側の放射素子が高周波側の動作の際に地導体の役割を担うため、低周波側の放射素子と地導体の接続が必要となる。また、高周波側の帯域を広げるために無給電素子をスタック構造としているため、素子の数が増加しアンテナ全体の高さも大きくなっている。更に、円偏波・広帯域化・高アイソレーション特性を実現するために低周波側と高周波側のそれぞれに給電回路を用いる必要がある。

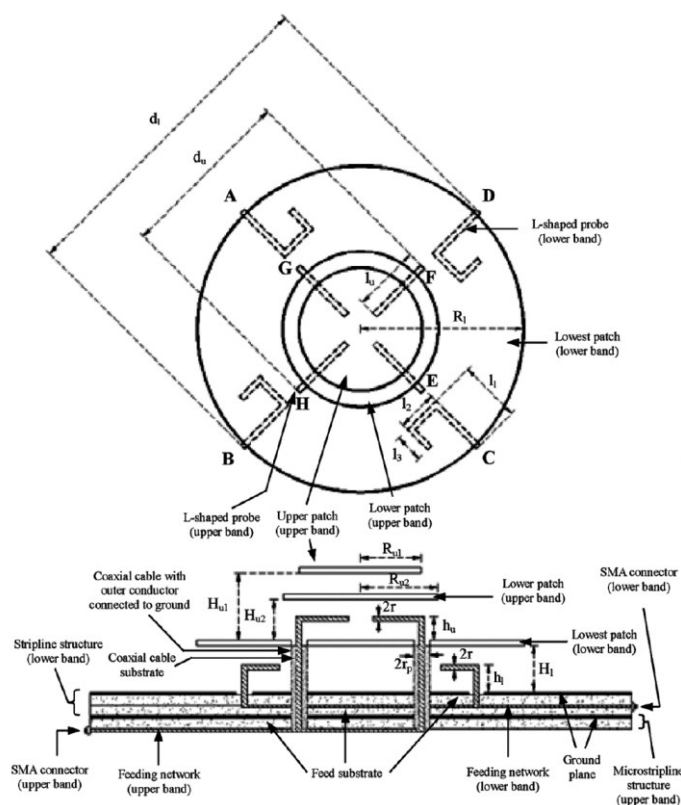


図 1.13 8 つの L プローブにより給電される直交偏波共用円偏波 2 周波 MSA

(Ref. 32)

直交偏波共用化及び高アイソレーション特性の実現を目的とした、直線偏波の直交偏波共用広帯域 MSA として、図 1.13 に示す MSA と同様に 4 つの L プローブにより給電されるスタック MSA が提案されている[33]。構造図を図 1.14 に示す。1 周波で動作する MSA のため、図 1.13 の MSA と比較して L プローブの数は半分になっている。アンテナ全体の高さは 0.132 波長となり、比帯域は 22.4%、アイソレーション特性は 36 dB 以上となっている。1 周波で動作する点を除いて、図 1.13 の MSA と同様の特徴を有しており、高いアイソレーション特性を実現可能である一方で、4 つの L プローブに給電するための回路が必要となり、構造が複雑であることが欠点である。

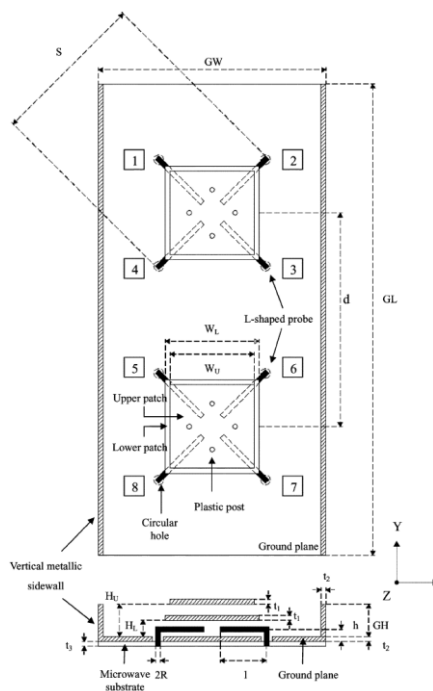


図 1.14 4 つの L プローブにより給電される直線偏波直交偏波共用 MSA

(Re. 33)

直線偏波で動作し2周波帯で広帯域特性を有し、且つ給電線路を必要としないMSAとして、4つのLプローブと金属壁を用いるMSAが提案されている[34]。構造図を図1.15に示す。アンテナ全体の高さは0.195波長であり、比帯域は低周波帯で22.4%、高周波帯で43.9%、アイソレーション特性は13dB以上となっている。図1.14に示すMSAと比較して、給電線路を必要としていないことが利点であるが、アイソレーション特性改善のために金属壁を7つ配置しているため構造が複雑であること、また低周波用と高周波用を兼ねるスタック素子と高周波用のみ励振するスタック素子をそれぞれ2つ配置し合計4素子で動作しており、1素子で動作する構造のMSAと比較して設計の自在性が低いことが欠点である。

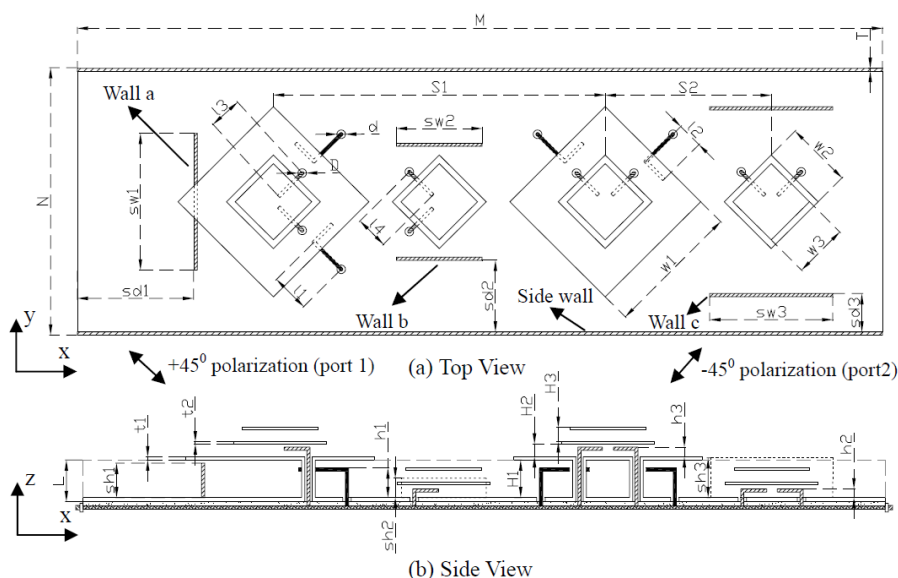


図 1.15 4つのLプローブと金属壁を用いる直交偏波共用直線偏波2周波MSA
(Ref. 34)

直線偏波で直交偏波共用 2 周波広帯域特性および高アイソレーション特性を有し、且つシンプルな構造で動作可能である MSA として、寄生素子を有するスタック MSA が提案されている[35]。構造図を図 1.16 に示す。図 1.6 に示す MSA と同様にギャップ給電を用いて広帯域化がなされ、低周波用と高周波用の素子をそれぞれ配置することでデュアルバンド化が図られている。また、上層のリング形素子の周囲に配置された寄生素子によって、高アイソレーション特性を実現している。アンテナ全体の高さは低周波側の中心周波数の約 0.09 波長であり、比帯域は低周波帯で 12.4%、高周波帯で 14.9%、アイソレーション特性は 17 dB 以上となっている。給電回路や多数のビア、金属壁等を用いておらずシンプルな構造であることが利点である。一方で、帯域がやや狭いこと、寄生素子を装荷することによってアンテナ全体の占有面積が増加する点が短所として挙げられる。

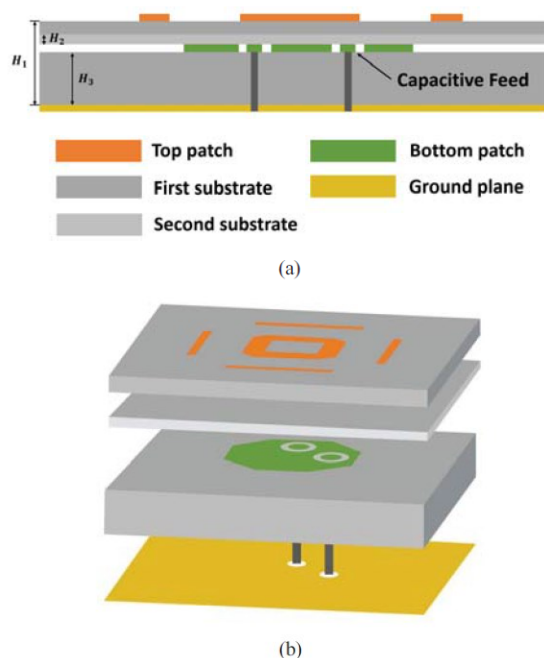


図 1.16 寄生素子を有する直交偏波共用直線偏波 2 周波スタック MSA
(Ref. 35)

以上が 2 周波・広帯域 MSA の先行研究である。本論文で提案するアンテナは、2 周波・広帯域・直線偏波・直交偏波共用・高アイソレーション特性を有しながらシンプル且つコンパクトな構造という特徴を有した MSA である。提案するアンテナと上記の各先行研究との詳細な性能比較に関しては第三章から第五章のそれぞれの結論にて述べる。

1-3 目標とする周波数帯と帯域について

本論文では、ミリ波のニーズに応えるべく 2 周波帯で広帯域特性を有する高性能な平面アンテナの実現を目標としている。そこで、ミリ波の代表的な用途の一つである 5G に注目し、提案アンテナが 5G の準ミリ波帯・ミリ波帯にて使用が検討されている周波数帯をカバーすることを目標とした。

表 1 はアメリカ・欧州・中国・韓国・日本における 5G のための準ミリ波帯・ミリ波帯の周波数割り当て状況[36]である。27GHz 近辺、40GHz 近辺の周波数帯域が割り当てられている。27GHz 近辺では、24.25GHz から 29.5GHz までを使用している。中心周波数が 26.875GHz で比帯域 19.5%で動作するアンテナであれば、27GHz 近辺の全ての周波数範囲をカバーすることが可能であり、本論文の 1st mode のターゲットバンドとする。一方、40GHz 近辺では、37GHz から 43.5GHz まで、及び 47.2GHz から 48.2GHz までを使用している。37GHz から 43.5GHz までの周波数範囲は、中心周波数が 40GHz で比帯域 15%で動作するアンテナであれば全てカバーすることが可能である。47.2GHz から 48.2GHz までの周波数範囲に関しては、比帯域で 2%程度となり通常の MSA でカバー可能な帯域であるため、本論文では 37GHz から 43.5GHz を 2nd mode のターゲットバンドとする。

アメリカ・欧州は 65GHz 近辺も使用しているが、本論文では 2 周波帯における動作を目標としているため、65GHz 近辺を含めた 3 周波広帯域の MSA は今後の研究課題とする。

準ミリ波帯・ミリ波帯は波長が非常に短く、アンテナのサイズも非常に小さいため高い製作精度が必要となる。そのため本論文においては、マイクロ波帯にて解析・実験の両面から検討を加え、それらの結果から準ミリ波帯・ミリ波帯への応用の指針を得る。また、設計周波数とする 1st mode と 2nd mode の周波数比は、上記の 5G のニーズに従い 27:40 とし、目標とする比帯域はそれぞれ 20%、15%程度とする。

表 1 アメリカ・欧州・中国・韓国・日本の周波数割り当て状況 (Ref. 36)

国・地域	周波数
アメリカ	<ul style="list-style-type: none"> ・ 27.5-28.35GHz(2019 年 1 月に割当) ・ 24.25-24.45GHz、24.75-25.25GHz(2019 年 4 月に割当) ・ 37.6-38.6GHz、38.6-40GHz、47.2-48.2GHz(2020 年 3 月に割当) ・ 57-64GHz、64-71GHz(免許不要利用)
欧州	<ul style="list-style-type: none"> ・ 24.25-27.5GHz(24GHz 以上での 5G 先行導入のためのパイオニアバンド) ・ 40-43.5GHz(衛星セクターを考慮しながら 5G バンドとして検討) ・ 66-71GHz(免許不要利用)
中国	<ul style="list-style-type: none"> ・ 24.75GHz-27.5GHz ・ 37-42.5GHz
韓国	<ul style="list-style-type: none"> ・ 26.5-29.5GHz(2018 年 6 月に割当) ・ 24GHz 以上の帯域から 2GHz 幅
日本	<ul style="list-style-type: none"> ・ 27-29.5GHz(2019 年 4 月に割当) ・ 28.2-28.3GHz(ローカル 5G として 2019 年 12 月より免許申請受付開始) ・ 28.3-29.1GHz(ローカル 5G に配分予定)

1-4 本論文の構成

本論文は、第一章で本研究の背景と、MSA のマルチバンド化・広帯域化・直交偏波共用化に関する先行研究、目標とする設計周波数帯と帯域幅について述べる。第二章では、MSA に関する基本理論、本論文において最も重要な要素技術であるマルチバンド化・広帯域化に関する理論と先行研究、及び本論文で用いた測定系について述べる。第三章では、デュアルバンド特性と広帯域特性を同時に有する MSA として L プローブ給電 2 リング形 MSA について述べる。第四章では、L プローブ給電 2 リング形 MSA を直交偏波共用化するために L プローブを直交する位置に 2 つ配置する手法について述べる。第五章では、直交偏波共用化された L プローブ給電 2 リング形 MSA のアイソレーション特性を改善するために放射素子中央にビアを装荷する手法について述べる。第六章では、第五章までに検討した MSA が地導体の大きさによって利得特性が変動することを解決するために、MSA の周囲にキャビティを装荷した構造について述べる。第七章では本論文の結論を述べる。

第二章 基礎理論

本章では、本論文で検討する平面アンテナである、マイクロストリップアンテナ(MSA)の基礎理論について述べる。基本構成、等価キャビティモデルによる内部電磁界、放射指向性、入力インピーダンス、指向性利得、無負荷 $Q(Q_0)$ 、放射効率、帯域について述べる。

次に、本論文における MSA の応用として最も重要な要素技術であるマルチバンド化・広帯域化についての詳細な原理と先行研究について述べる。

最後に、本論文において使用した測定系について述べる。

2-1 MSA の動作原理

2-1-1 MSA の基本構成

マイクロストリップアンテナ(Microstrip Antenna; MSA)は、図 2.1.1 に示すように、薄い導体地板(Ground Plane)上に、厚さ t 、比誘電率 ϵ_r の誘電体、その上に放射素子(Antenna Element)を配置した構成となっている。通常平面アンテナ用基板としては、低誘電率 ($\epsilon_r=1.2\sim 5.0$) 及び低誘電体損失($\tan\delta=10^{-3}\sim 10^{-4}$)であることが望ましいため、テフロンガラスファイバ基板 ($\epsilon_r=2.33\sim 2.60$) や発泡材料 ($\epsilon_r=1.10\sim 1.20$) 等が用いられることが多い。しかしながら、軽量化・広帯域化(低 Q 化)などが要求される場合には、ペーパーハニカム基板などが用いられる場合もある。図 2.1.1 に示したように、給電方法は背面給電方式が一般的である。これは、放射素子の中心から距離 ρ_0 の位置で基板背面からセミリジッドケーブル等の同軸線路により直接給電する方式である。

本論文においては、誘電体基板にはテフロンガラスファイバ基板を用いる。物性値は $\epsilon_r=2.6$ 、 $\tan\delta=2\times 10^{-3}$ である。また、SMA レセプタクルコネクタによる背面給電方式を用いている。

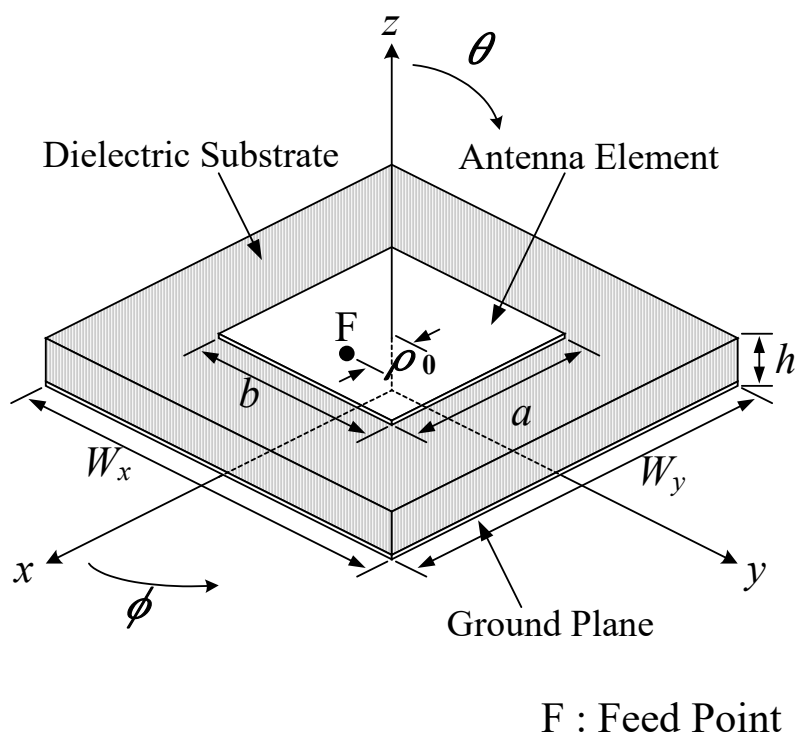


図 2.1.1 方形 MSA の基本構成図

2-1-2 MSA の内部電磁界

MSA は、ストリップ線路を切断して開放としたものとみなせるから、ストリップ線路の周囲を磁壁で短絡した性質を持っている。磁壁と磁界の関係は、導体壁と電界の関係と同じであるから、線路の終端を開放すれば、終端の電界は最大になり電流はゼロとなる。そこで、ストリップ導体を半波長線路とすれば、線路の中心線で電界はゼロとなり、電流は最大となる。この性質から内部電磁界は、図 2.1.2 に示すキャビティモデルによりその近似解が求められる。

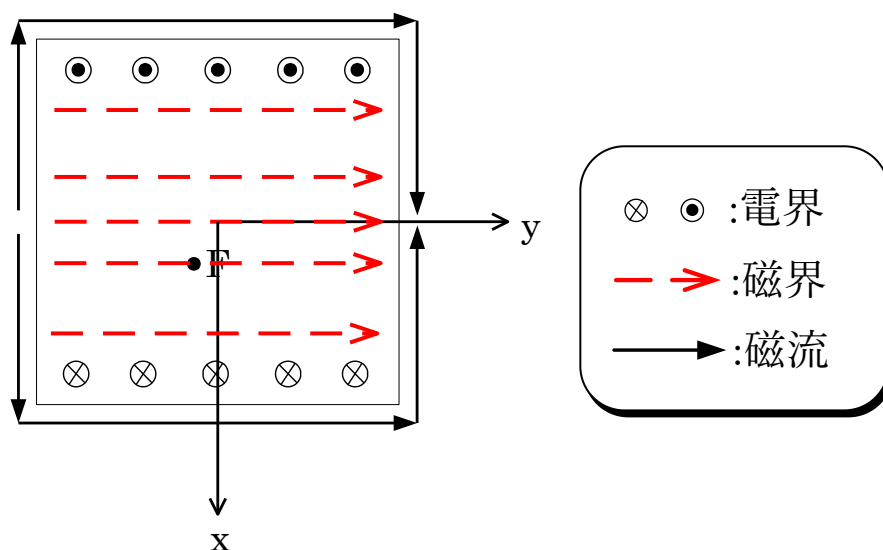


図 2.1.2 方形 MSA の内部電磁界及び磁流分布模式図

ここに、誘電体基板の厚さ t が自由空間波長 λ_0 に比べて十分小さければ、基板の厚さ方向 (z 軸方向) にのみ電界成分 (E_z) を有する TM 波が励振される。従って、基本モード TM_{10} が角周波数 ω で励振された場合の内部電磁界は次式で示される。

$$E_z = E_0 \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) \quad (2.1.1)$$

$$H_y = -jE_0 \frac{\pi}{\omega\mu_0 a} \cos\left(\frac{\pi}{a} x\right) \quad (2.1.2)$$

$$E_x = E_y = H_x = H_z = 0 \quad (2.1.3)$$

ただし、 E_0 は電界 (E_z) の振幅、 μ_0 は真空の透磁率である。

図 2.1.3 に TM_{10} モード励振時の方形 MSA の内部電磁界を示す。

また、 TM_{10} モードの共振周波数 f_0 は、光速を c とすると

$$f_0 = \frac{c}{2a_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1.4)$$

ここで、 a_{eff} は等価辺長と呼ばれるものである。これは、図 2.1.3 に示す放射素子端におけるフリッジング効果を考慮に入れた長さであり、製作時の実寸長 a より長くなる。 a_{eff} と a の関係は、実効誘電率 ϵ_e を用いると次式で表される。

$$a_{eff} = a + 0.824 \frac{h(\epsilon_e + 0.3)(a/h + 0.262)}{(\epsilon_e - 0.258)(a - h + 0.813)} \quad (2.1.5)$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{a}\right)^{-1/2} \quad (2.1.6)$$

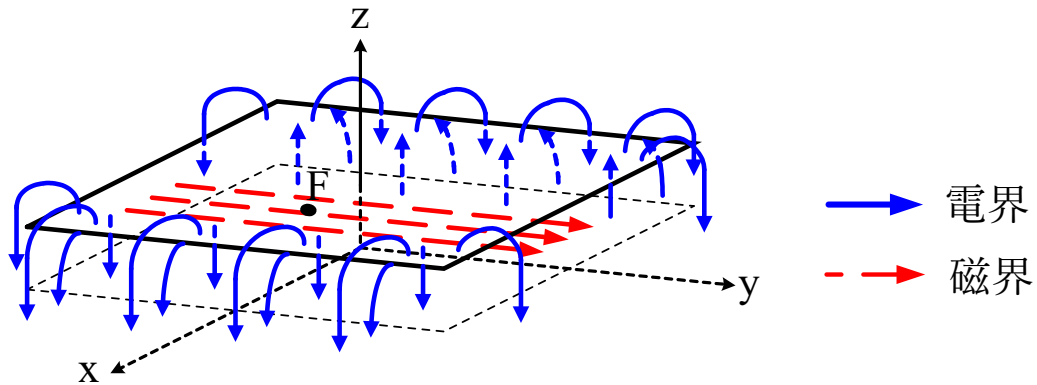


図 2.1.3 方形 MSA の内部電磁界

2-2 放射指向性及び利得

2-2-1 放射指向性

MSA の放射指向性は、誘電体基板の厚さ t が自由空間波長 λ_0 に比べ十分小さいことから、図 2.1.2 の磁流を線磁流とすることで、等価磁流法により求められる。すなわち、放射素子の開放境界に存在する等価磁流源を、周回積分することによって放射指向性が求められる。この方法により求めた放射指向性は次式で示される。

$$E_\theta = -j \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \left(\frac{2k_0 h E_0}{\pi} \right) \cos \left(\frac{k_0 a}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \{F_1(\theta, \phi) \cos \phi - F_2(\theta, \phi) \sin \phi\} \quad (2.2.1)$$

$$E_\phi = j \frac{e^{-jk_0 R}}{R} \left(\frac{2k_0 h E_0}{\pi} \right) \cos \left(\frac{k_0 a}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \{F_1(\theta, \phi) \sin \phi + F_2(\theta, \phi) \cos \phi\} \cos \theta \quad (2.2.2)$$

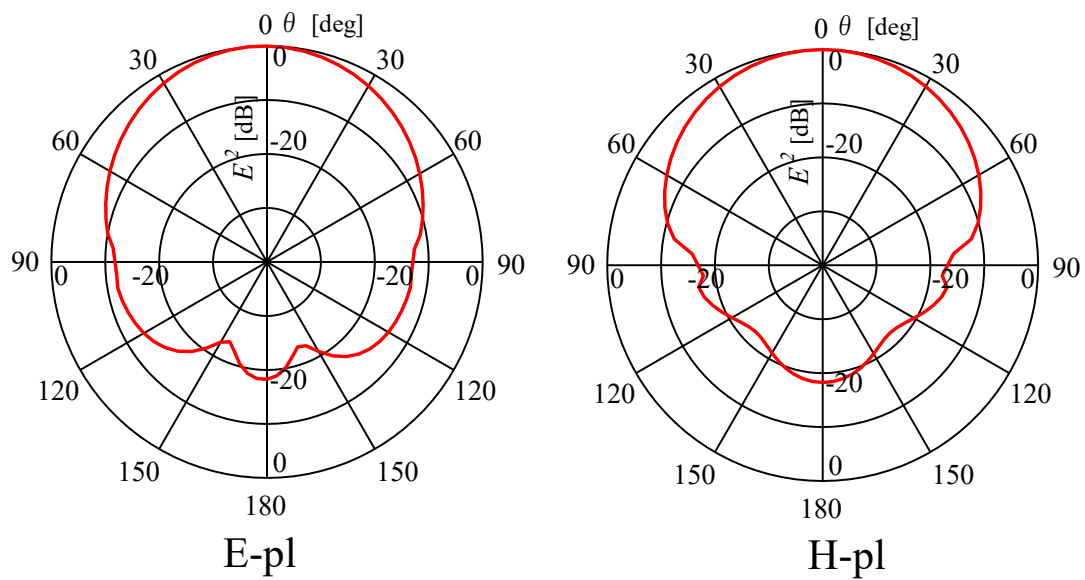
ただし、

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (2.2.3)$$

$$F_1(\theta, \phi) = \frac{\sin \left(\frac{k_0 b}{2} \sin \theta \sin \phi \right)}{k_0 \sin \theta \sin \phi} \quad (2.2.4)$$

$$F_2(\theta, \phi) = \frac{k_0 a^2 \sin \theta \cos \phi}{\pi^2 - (k_0 a \sin \theta \cos \phi)^2} \sin \left(\frac{k_0 b}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (2.2.5)$$

図 2.2.1 に方形 MSA の放射指向性のシミュレーション値を示す。ただし、電磁界シミュレータとしては IE3D を使い、60mm×60mm の有限地板を仮定している。



$$\left[f_0=5.0[\text{GHz}], \varepsilon_r=2.6, a=b=17.4, t=1.2, W_x=W_y=60 \text{ unit : [mm]} \right]$$

図 2.2.1 方形 MSA の放射パターン解析値の一例

2-2-2 指向性利得

アンテナの指向性利得は、遠方界における一方向の放射電力密度と全放射電力を全方向に亘り平均した電力密度との比であり、次式で表される。

$$G_d(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E(\theta, \phi)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (2.2.6)$$

ただし、

$$|E(\theta, \phi)|^2 = |E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2 \quad (2.2.7)$$

また、放射されない損失、つまりアンテナ内部での誘電体損及び導体損を考慮した利得を絶対利得と呼ぶ。絶対利得 G_a は、放射効率 η と指向性利得から次式のように表される。

$$G_a = \eta G_d \quad (2.2.8)$$

損失には他に、アンテナへの給電におけるインピーダンスマッチングの不整合性による不整合損がある。入力インピーダンスと電源の整合が取れていないと利得は下がり、これを考慮したアンテナの利得を動作利得と呼ぶ。動作利得 G_w は、電圧定在波比 (VSWR) S を用いて次式で与えられる。

$$G_w = \frac{G_a}{M} \quad (2.2.9)$$

$$M = \frac{(1+S)^2}{4S} \quad (2.2.10)$$

2-3 入力インピーダンス

MSA の入力インピーダンス Z_{in} は一般にポインティングベクトル法を用いて求められ、次式で与えられる。

$$Z_{in} = \frac{\frac{1}{2}V_0 \cdot V_0^*}{P_i + j2\omega(W_e - W_m)} \quad (2.3.1)$$

ここで、 V_0 、 V_0^* はそれぞれ給電電圧とその複素共役である。また、 P_i はMSA素子の全損失電力であり、放射損 P_r (Radiation Loss)、導体損 P_c (Conductor Loss)及び誘電体損 P_d (Dielectric Loss)の和である。 W_e 、 W_m はそれぞれMSAの内部領域に蓄えられる電氣的、磁氣的エネルギーの時間平均であり、MSAの内部電磁界をMSAの内部領域で積分することにより求められ、以下のように与えられる。

$$P_i = P_r + P_c + P_d \quad (2.3.2)$$

$$W_e = \frac{1}{4} \varepsilon_0 \varepsilon_r \int_V |\mathbf{E}|^2 dv \quad (2.3.3)$$

$$W_m = \frac{1}{4} \mu_0 \int_V |\mathbf{H}|^2 dv \quad (2.3.4)$$

ただし、 P_r 、 P_c 、 P_d はそれぞれ次式により求められる。

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} \int_{sh} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \cdot \mathbf{n} dS \\ &= \frac{1}{2Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right) R^2 \sin \theta d\theta d\phi \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

$$\begin{aligned} P_c &= R_s \int_b^a \int_0^{2\pi} |\mathbf{H}|^2 R d\theta dR \\ &= \frac{2W_m}{h} \left(\frac{2\varepsilon}{\mu_0 \sigma_c} \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

$$\begin{aligned} P_d &= \frac{1}{2} \sigma_d \int_V |\mathbf{E}|^2 dv \\ &= 2\varepsilon W_e \tan \delta \end{aligned} \quad (2.3.7)$$

ここで、 sh は半球に亘る球面積分である。また、 R_s は表皮抵抗、 σ_d は誘電体の導電率であり、各々次式で表される。

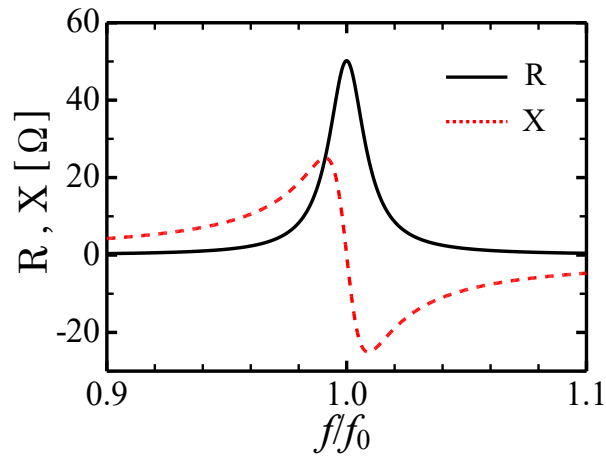
$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_0}{2\sigma_c}} \quad (2.3.8)$$

$$\sigma_d = \omega \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta \quad (2.3.9)$$

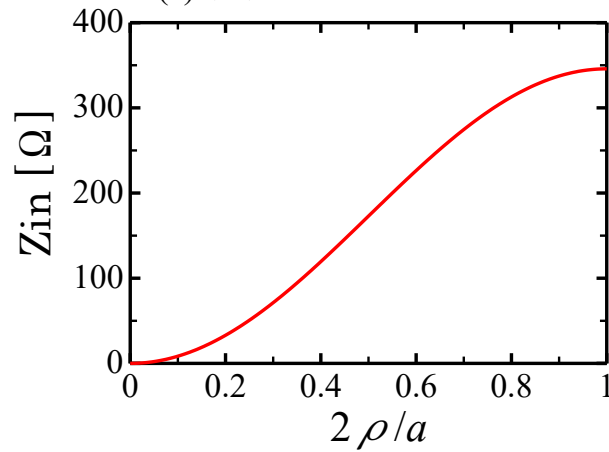
ただし、 μ_0 は真空中の導電率、 σ_c は導体の導電率、 $\tan \delta$ は誘電体の誘電体正接であり、本供試アンテナにおいては以下の値を取る。

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 4\pi \times 10^{-7} [H/m] \\ \sigma_c &= 5.8 \times 10^7 [S/m] \\ \tan \delta &= 1.8 \times 10^{-3} \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

図 2.3.1(a)に方形 MSA の入力インピーダンスの計算値、同図(b)に給電点位置に対する入力インピーダンスの計算値を示す。



(a) 入力インピーダンス



(b) 給電位置に対する入力インピーダンス

図 2.3.1 方形 MSA の入力インピーダンス

2-4 無負荷 Q 、放射効率及び帯域幅

MSA の無負荷 $Q(Q_0)$ は、放射効率 η 及び帯域幅 BW と密接な関係を持つ要素である。 Q_0 は MSA を共振器と考えたときに共振器内に蓄積されたエネルギー (W_t) と単位当たりの損失電力 (P_t) の比で表せる。

$$Q_0 = \omega \frac{W_t}{P_t} = \omega \frac{W_t}{P_r + P_c + P_d} \quad (2.4.1)$$

また、放射損、導体損、誘電体損に起因する Q_r 、 Q_c 、 Q_d は次式で表せる。

$$\begin{aligned} Q_r &= \omega \frac{W_t}{P_r} \\ Q_c &= \omega \frac{W_t}{P_c} \\ Q_d &= \omega \frac{W_t}{P_d} \end{aligned} \quad (2.4.2)$$

従って、 Q_0 は次式のように表すことができる。

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (2.4.3)$$

ここで、 $W_t = W_e + W_m$ である。また、共振時においては $W_e = W_m$ の関係式が成立するので、(2.3.2~9) 式を(2.4.2) 式に代入すると、それぞれの Q 値は求まる。

$$Q_c = h \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \sigma_c}{2}} \quad (2.4.4)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.4.5)$$

また、放射効率 η 、帯域幅 BW は定在波比 S (VSWR) を用いて次式で示される。

$$\eta = \frac{Q_0}{Q_r} \quad (2.4.6)$$

$$BW = \frac{S-1}{Q_0 \sqrt{S}} \quad (2.4.7)$$

従って、 $VSWR \leq 2$ の帯域は次式となる。

$$BW = \frac{70.7}{Q_0} [\%] \quad (2.4.8)$$

図 2.4.1 に基板厚さを変化させたときの無負荷 Q 、放射効率 η 及び帯域幅 BW の計算値を示す。

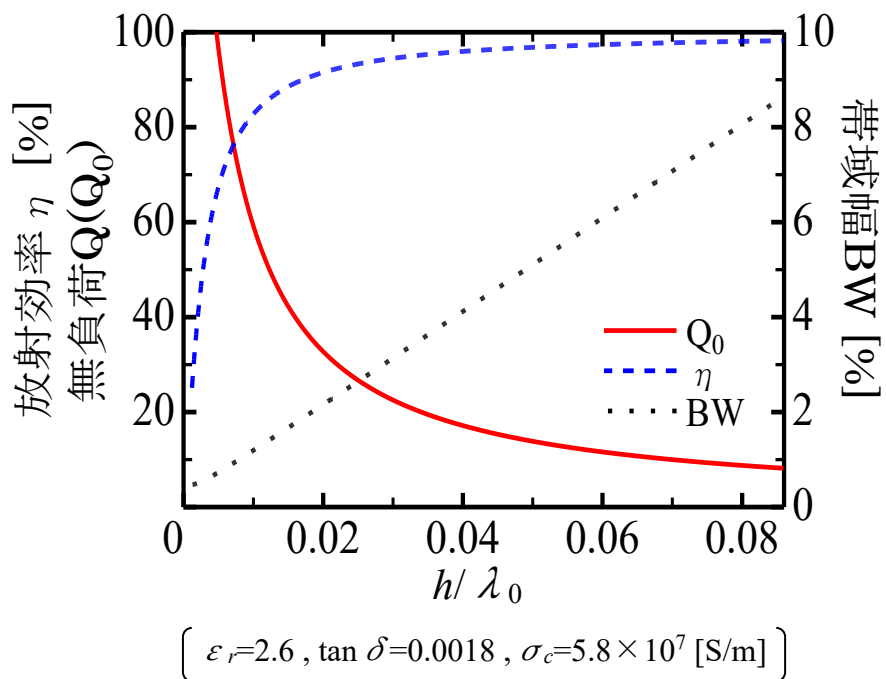


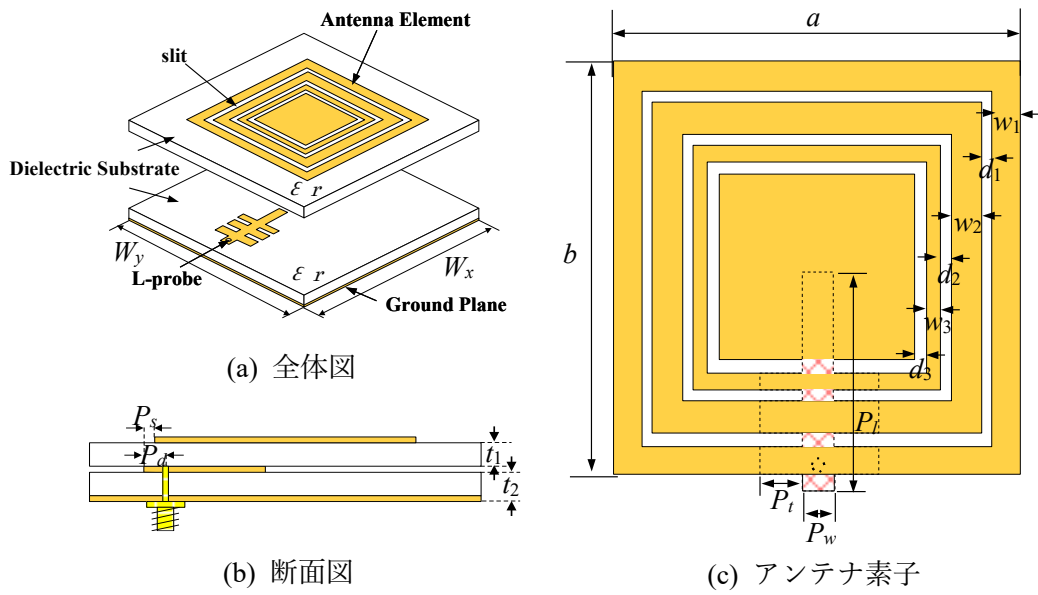
図 2.4.1 方形 MSA の基板厚さに対する無負荷 Q 、放射効率、帯域幅
の計算値

2-5 マルチバンド MSA

前節までに述べた基本的な構造の MSA は、単一の周波数で動作し、波長の 2%程度の厚さの誘電体基板を用いており比帯域は 2%程度である。本論文は前章の目的で述べた通り MSA のマルチバンド化・広帯域化に加え、ミリ波アンテナとして更なる高性能化を目的としたものであり、そのためには MSA のマルチバンド化と広帯域化のそれぞれを実現する要素技術が必要不可欠である。そこで本節では、まず MSA のマルチバンド化の要素技術として多リング形 MSA(MR-MSA:Multi Ring-MSA)[22]-[24]について紹介する。

MR-MSA とは、複数のリング形素子と中央の方形素子がそれぞれ異なる周波数で動作する放射素子とし、Lプローブによってそれらの放射素子に電磁結合給電する構成の MSA である。MR-MSA においては、リング形素子及び中央の方形素子をそれぞれ電流経路とする固有値の異なる基本モードが発生するので、素子の数に応じた複数の基本モードが得られる。その各々のモードにおいてはいずれも基本モードで動作させるため、単向性の放射パターンが得られる。MR-MSA はマルチバンド平面アンテナとしてシンプルな素子構造を有し、3 周波以上の動作が可能であり、更に直交偏波共用化・円偏波化・周波数制御が容易であるという利点を有する。

図 2.5.1 に 4 周波・直線偏波で動作する MR-MSA の基本構成図[23]を示す。放射素子は同一中心に配置された 3 個のリング形素子と中央部に配置された 1 個の方形素子によりなる。また、各リング形素子は 50Ω 系の給電系と整合させるため、ストリップ状の整合用スタブが装着された電磁結合型の Lプローブにより励振されている。このような構造を有する MR-MSA の各素子の電流分布としては図 2.5.2 に示すようなものと考えられ、それらの各々の電流経路に対応して固有モードが励振され、マルチバンド特性が実現される。なお、図 2.5.2 に示す電流分布は、電磁界シミュレータにより得られた結果を整理した模式図である。また、各モードのモード名については、各モードの共振周波数 f_r に着目し、 f_r の低い順に、1st mode、2nd mode、3rd mode 及び 4th mode としている。



$$\left[\begin{array}{l} a=b=22.1, w_1=w_2=1.6, w_3=1.2, d_1=d_2=d_3=0.4, P_f=10.3, P_w=1.5, \\ P_s=0.8, P_d=0.8, P_t=2.25, t_1=t_2=1.2, W_x=W_y=75, \text{unit:}[\text{mm}], \epsilon_r=2.6 \end{array} \right]$$

図 2.5.1 直線偏波 MR-MSA(リング数 3)の基本構成

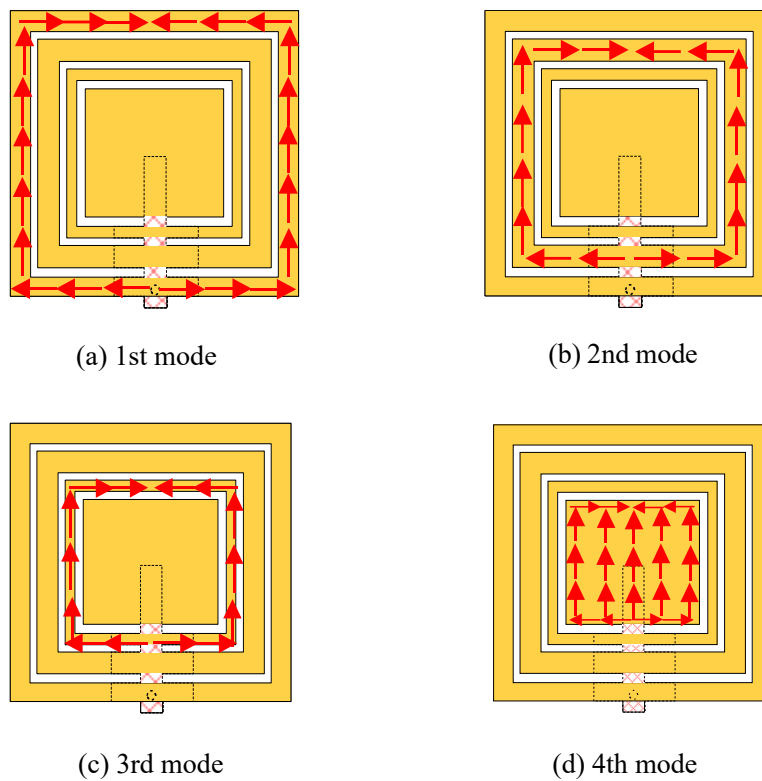


図 2.5.2 直線偏波 MR-MSA(リング数 3)における電流分布模式図

このように、MR-MSA は、リング形素子及び方形 MSA 素子の素子数に対応して複数の基本モードを発生させることができるため、広帯域な周波数領域においてマルチバンド特性が実現可能となる。従って、広帯域特性を示す給電系の実現が必須となるため、広帯域な電磁結合型のプローブとして知られている L プローブを用いている。また、L プローブによる MSA の広帯域化の原理に関しては次節にて示す。

図 2.5.1 に示す MR-MSA の反射特性を図 2.5.3 に示す。2.68GHz にみられる共振現象は図 2.5.2(a)に示す 1st mode の電流分布に対応するものである。また、3.37GHz、4.33GHz 及び 6.56GHz にみられる共振現象は、各々、図 2.5.2 の(b)2nd mode、(c)3rd mode 及び(d)4th mode に対応するものである。ここに、図 2.5.2 に示される電流分布より明らかなように、リング及び方形素子の素子寸法に対応して電流経路長が変化する。従って、図 2.5.3 にみられるように、モードの次数が高くなるに伴い素子寸法及び電流経路長が短くなるため、その各々のモードの共振周波数の上昇を伴う。なお、図 2.5.3 をみると、中央部の MSA 素子に対応する共振周波数、すなわち、4th mode の共振周波数は、リング形素子に対応する他のモードのそれらに比べてより高域側に移行している。これは、図 2.5.2 に示すように、方形 MSA 素子の共振周波数は L プローブの長さ方向に対応する方形 MSA 素子の素子辺長により決定されるためである。

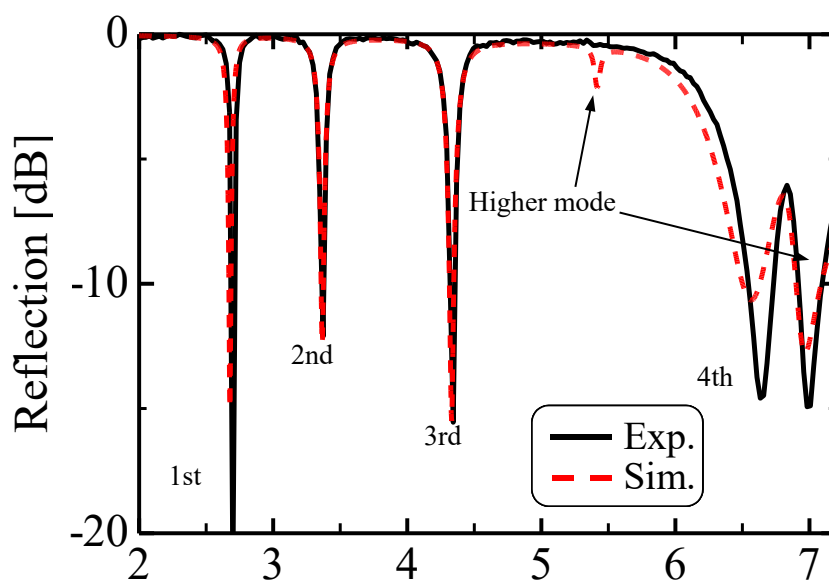


図 2.5.3 直線偏波 MR-MSA(リング数 3)の反射特性

図 2.5.1 に示す MR-MSA の放射パターンの解析値と実測値を図 2.5.4 に示す。1st mode、2nd mode、3rd mode 及び 4th mode の放射パターンは E 面、H 面共に単向性の良好なパターンを示した。なお、解析値をみると、4th mode の H 面の交差偏波成分が若干劣化しているものの、それ以外のモードにおいては、交差偏波成分も十分に抑制されており、良好なパターンが得られている。主偏波は各モードにおいてシミュレーション値とよい一致をしており、交差偏波成分もボアサイト方向において、 -20 dB 程度まで抑制されている。

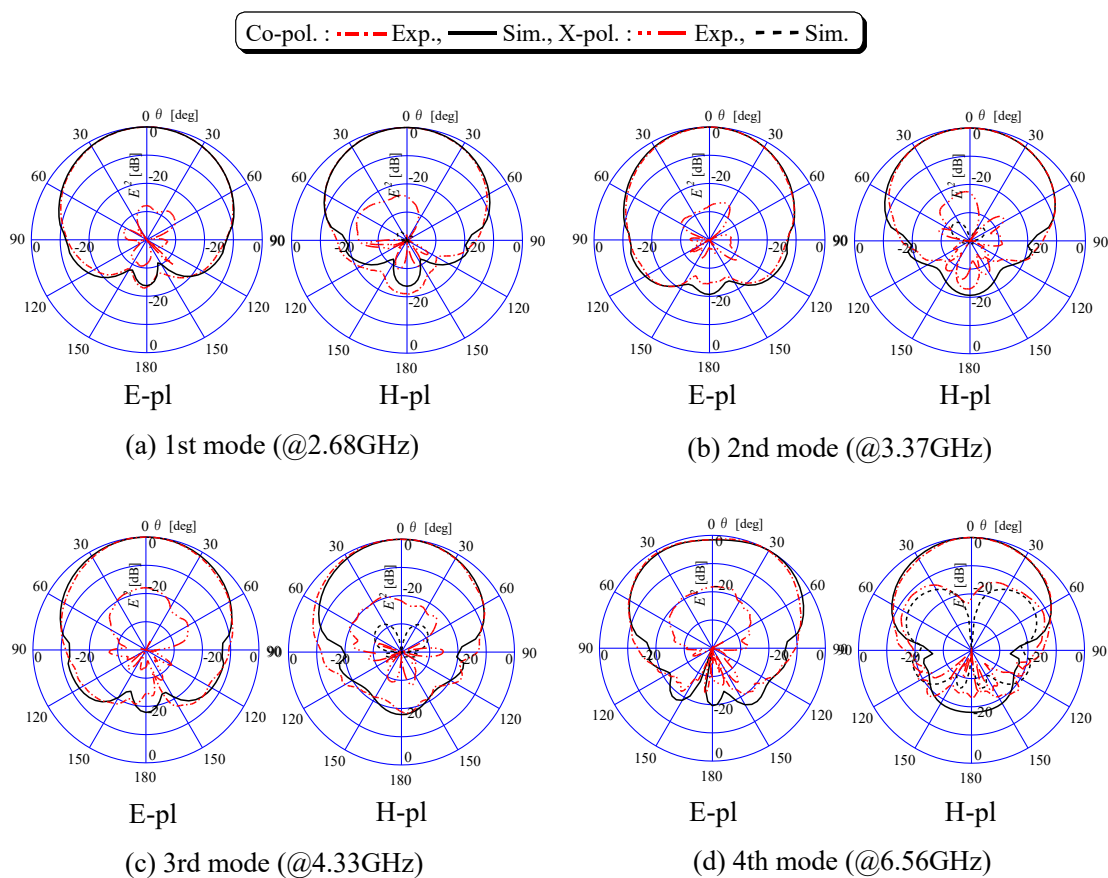


図 2.5.4 直線偏波 MR-MSA(リング数 3)の放射パターン

MR-MSA の各モードにおける利得の解析値及び実測値を図 2.5.5 に示す。各モードの利得は 4.1 dBi~7.2 dBi と良好な結果が得られている。解析値と実測値の傾向は概ね一致している。なお、リング形素子を装着しない通常の方角 MSA の利得を算定したところ、図 2.5.1 に示す寸法パラメータを有する供試アンテナ、すなわち、同一素子寸法 ($a=b=22.1\text{mm}$) を有する方角 MSA においては 6.3 dBi 程度の値が得られた。

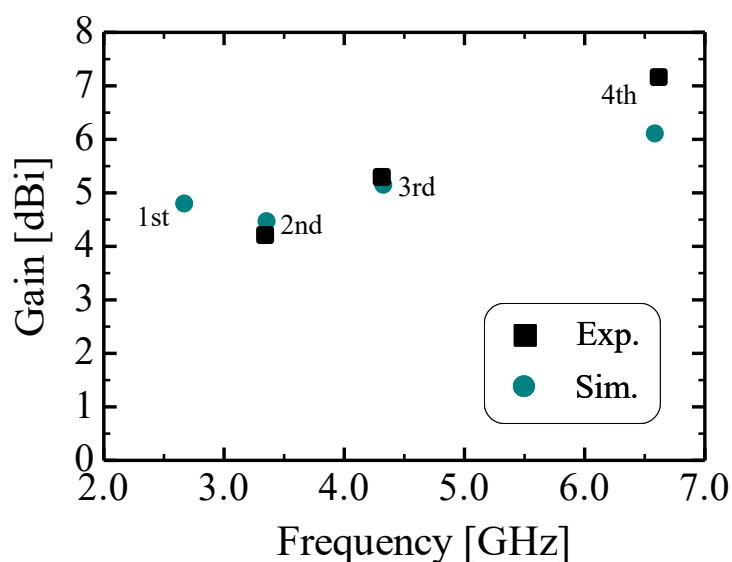


図 2.5.5 直線偏波 MR-MSA(リング数 3)の利得特性

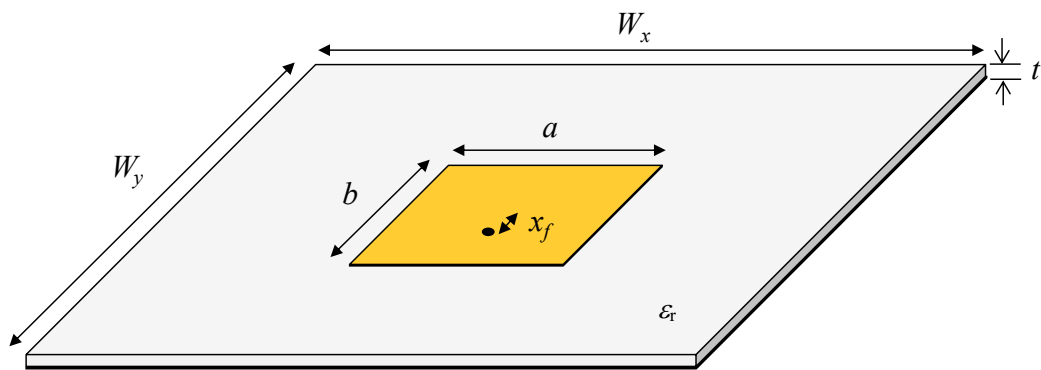
以上のことから、MR-MSA はマルチバンド特性を有する MSA として優れた性能を有することが明らかになっており、本論文においても異なる共振周波数で動作する複数のリング形素子を放射素子として用い L プローブにて給電を行う手法を活用している。

2-6 広帯域 MSA

本節では MSA の広帯域化の手法[37]と、その手法を活用した広帯域 MSA の先行研究の一例である L プローブ給電リング形 MSA[38],[39]について述べる。

まず MSA の広帯域化の手法[37]について述べる。MSA は共振型アンテナであり、通常の構造の場合基本モードは単一である。その帯域の広さは Q 値に依存するが、単一の共振である以上 Q 値に関する工夫のみで行う広帯域化には限界がある。また、MSA の広帯域化及びマルチバンド化を実現する方法として、アンテナ外部に整合回路を設ける手法があるが、整合回路による損失が発生し放射効率が低下してしまう欠点がある。整合回路を用いず広帯域に亘ってインピーダンスマッチングを得るためには、アンテナ自身を複数のモードが発生する構造とし、複数のモードを組み合わせることによりアンテナ全体のインピーダンスの変移を抑制する、すなわちリアクタンス成分を小さくすることが必要となる。そのため的手法として、異なるインピーダンスの変移となる直列共振のモードと並列共振のモードを組み合わせるリアクタンス成分を打ち消す手法がこれまでに研究されている。

図 2.6.1 に 5 GHz で動作する方形 MSA の構造図とインピーダンス特性の解析結果をスミスチャートにて示す。共振周波数 f_0 (5 GHz) に対して低周波数領域ではインピーダンスは誘導性、高周波数領域では容量性に変化する並列共振特性を示している。よって MSA を広帯域化するためには、共振周波数 f_0 に対して低周波数領域ではインピーダンスは容量性、高周波数領域では誘導性を示す、直列共振回路を組み合わせれば良いと考えられる。そこで、給電用に直列共振回路である L プローブを用いる手法が研究されている[17]。図 2.6.2 に L プローブ給電 MSA の概略図を示す。MSA を放射素子とし L プローブにより電磁結合給電を行う構造である。L プローブと MSA の間にギャップが存在し、このギャップを介して電磁結合給電が行われるため、容量性リアクタンスが発生する。この容量性リアクタンスと L プローブの直列共振回路を合成したインピーダンスが、並列共振回路である MSA のリアクタンス成分を打ち消すように設計する。L プローブ給電 MSA の等価回路を図 2.6.3 に示す。MSA のインピーダンスを Z_r 、L プローブのインピーダンスを Z_s 、容量性リアクタンスを jX_p 、入力インピーダンスを Z_{in} としている。広帯域設計をした際の L プローブ給電 MSA のインピーダンス特性をスミスチャートで図 2.6.4 に示す。 Z_r に対して $jX_p + Z_s$ を組み合わせることで、 f_0 近辺でリアクタンス成分を打ち消すように設計することで、 Z_{in} は f_0 近辺でスミスチャートの中心で円を描く特性を示し、広帯域に亘りインピーダンスマッチングを得ることが可能となる。



$a = b = 18.35$, $W_x = W_y = 18.35$, $x_f = 2.6$, $t = 0.6$,
 [mm] $\epsilon_r = 2.6$, $\tan\delta = 0.002$

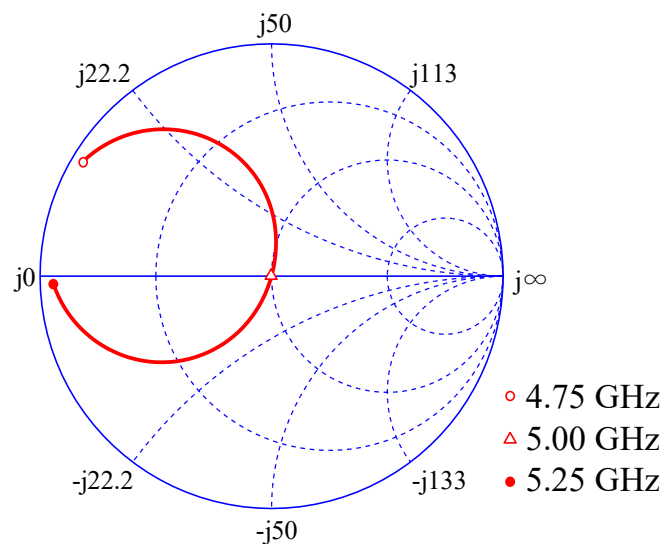


図 2.6.1 5GHz で動作する方形 MSA の構造図とインピーダンス特性の解析結果

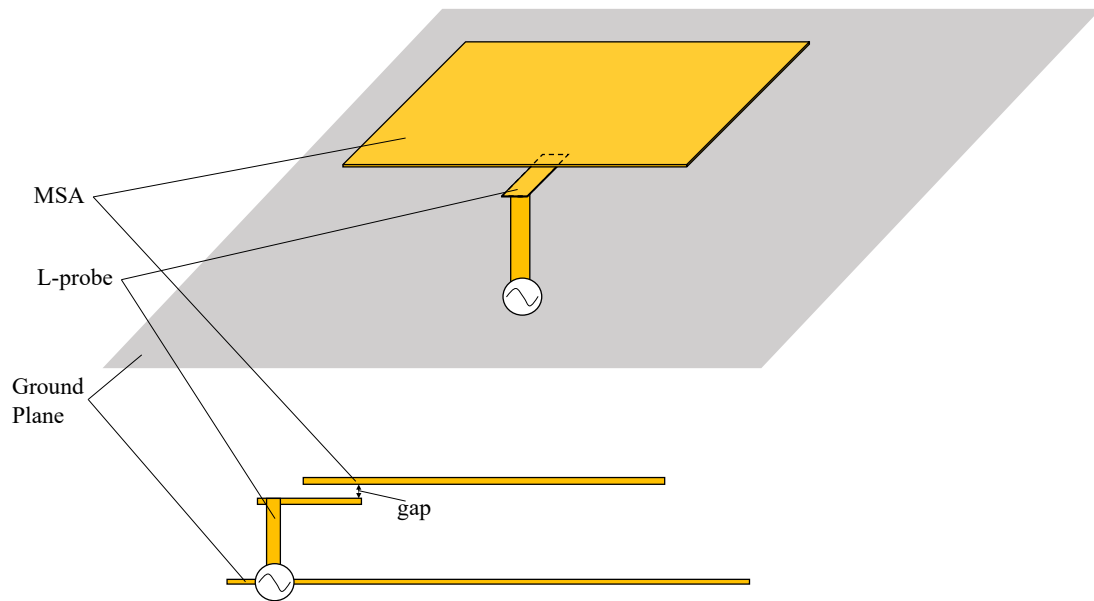


図 2.6.2 L プローブ給電 MSA の概略図

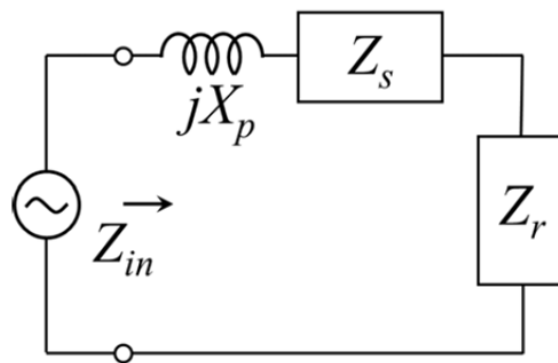


図 2.6.3 L プローブ給電 MSA の等価回路

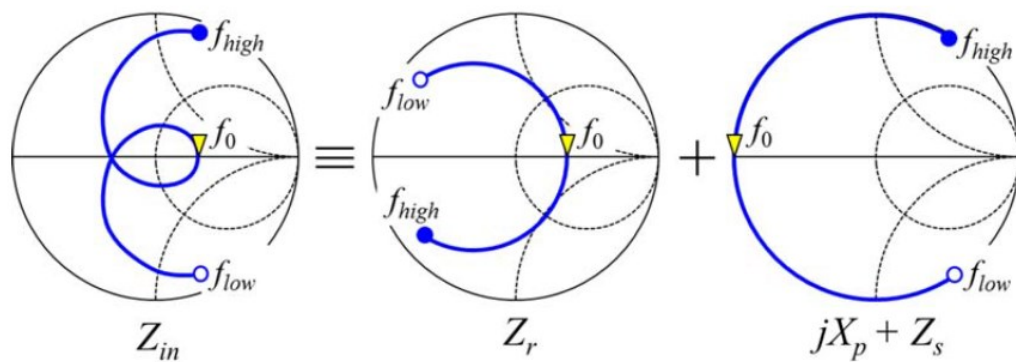


図 2.6.4 広帯域設計をした際の L プローブ給電 MSA のインピーダンス特性

次に、広帯域 MSA の研究例として、Lプローブ給電リング形 MSA[38],[39]について述べる。構造図を図 2.6.5 に示す。前述した L プローブ給電 MSA の放射素子をリング素子とした構造となっている。リング形素子を用いている理由は、前節にて示した MR-MSA を参考にし、リング形素子を増やすことでマルチバンド化が可能となるためである。アンテナ全体の高さは $0.14\lambda_0$ と通常の MSA に比べて大きい値としている。これは 2.4 節にて述べた無負荷 Q 及び帯域幅 BW と基板厚の関係から、基板厚を大きくすることで Q 値が下がり帯域幅 BW は大きくなるため、アンテナ全体の高さは通常の MSA に比べて大きく設計されている。L プローブとリング素子との距離 t_2 は電磁結合給電による広帯域化がなされる適切な値に設定されるため、地導体から L プローブまでの距離 t_1 を大きくすることで、アンテナ全体の高さ t_1+t_2 を大きくし Q 値を下げている。L プローブ給電リング形 MSA の解析値・実測値について、反射特性を図 2.6.6 に、利得特性を 2.6.7 に、放射パターンを図 2.6.8 に示す。反射量が -10 dB を下回る比帯域は 46%、利得が 4 dB を上回る比帯域は 39% となっており、広帯域特性が得られている。放射パターンは、10.0 GHz では良好な特性が得られているが、周波数が高くなるにつれ主偏波が傾き交差偏波も大きくなっている。L プローブは逆 L アンテナと同様の構造をしているため、L プローブの共振が発生した場合、逆 L アンテナの放射が行われる。逆 L アンテナによる放射パターンはモノポールアンテナに類似した形になるため、MSA の基本モードにおける放射パターンを乱す要因となる。周波数が高くなるにつれ放射パターンが乱れていることから、L プローブによる放射は周波数が高くなるにつれ増加していると考えられる。反射特性に対して利得特性の比帯域が狭い理由も、L プローブによる放射の増加及び放射パターンの乱れが原因であると考えられる。

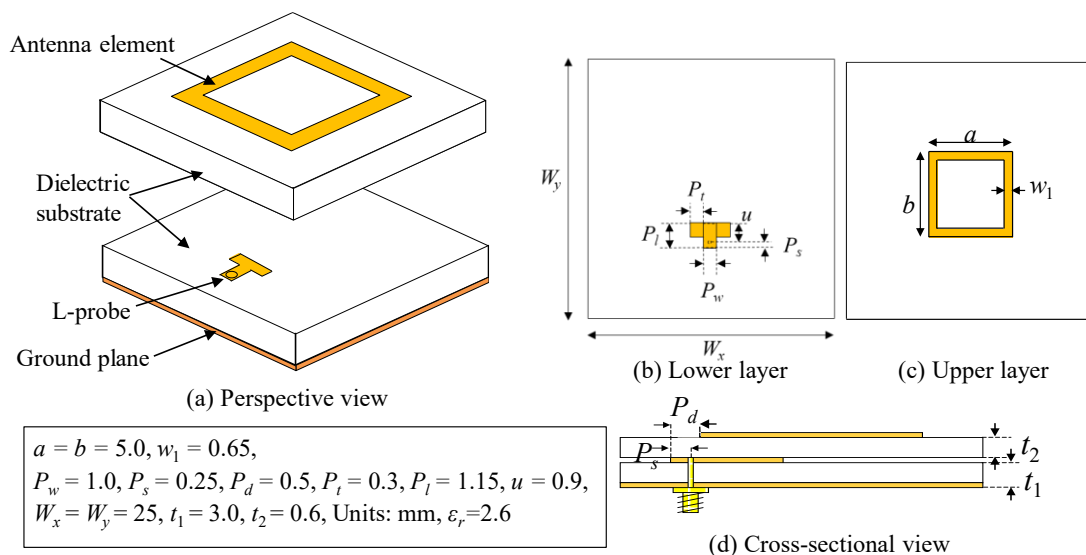


図 2.6.5 L プローブ給電リング型 MSA の構造図

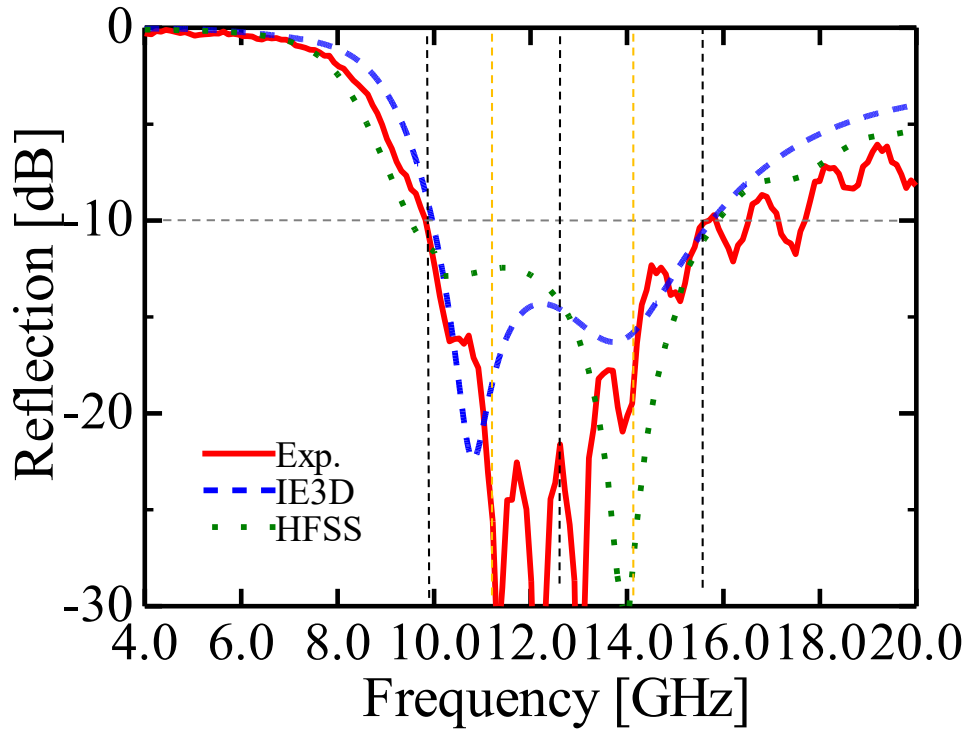


図 2.6.6 Lプローブ給電 MSA の反射特性

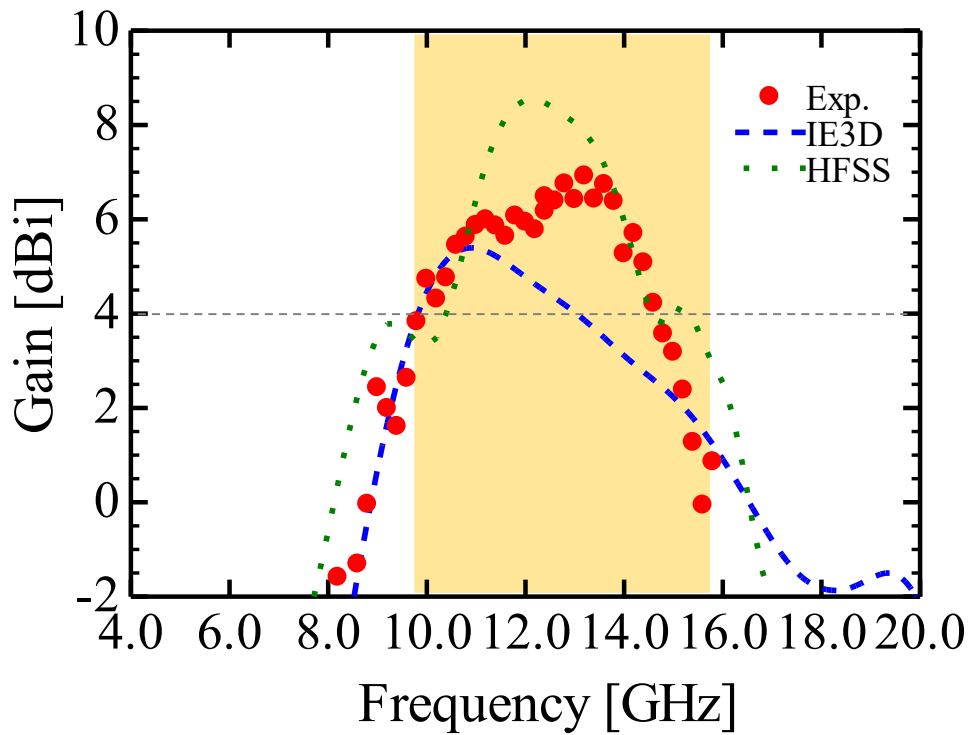


図 2.6.7 Lプローブ給電 MSA の利得特性

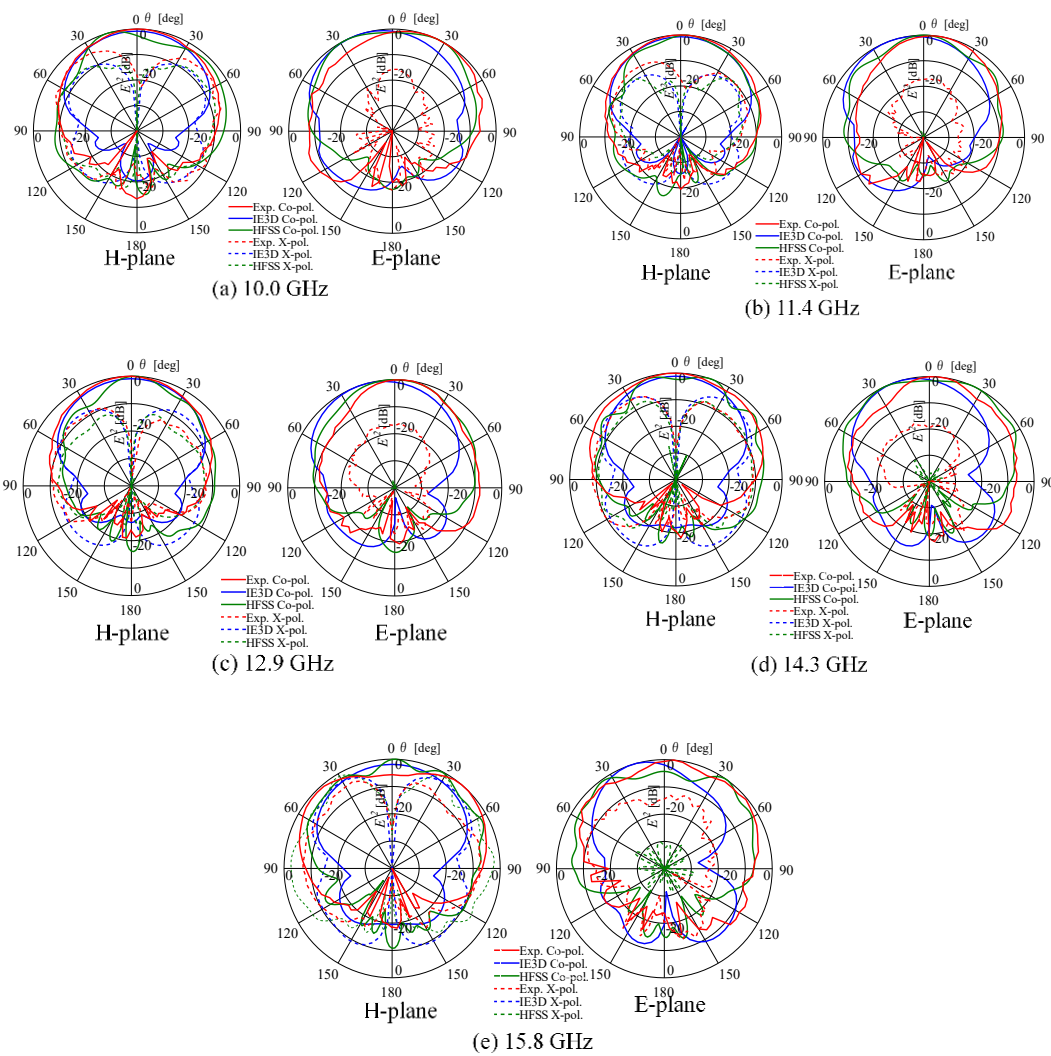


図 2.6.8 Lプロブ給電 MSA の放射パターン

2-7 測定系

2-7-1 Sパラメータ測定

本論文における測定系について述べる。本節では、アンテナの S パラメータ測定について説明する。本論文ではベクトルネットワークアナライザ keysight 8722C を用いて S パラメータを測定している。keysight 8722C の写真を図 2.7.1 に示す。第三章の単一偏波で動作し給電部が 1 つである MSA の測定においては port1 のみを使用し S11 を測定している。第四章以降では直交偏波共用化した MSA について検討しており給電部が 2 つであるため、port1,2 をそれぞれ使用しそれぞれの給電部における反射特性(S11,S22)と透過特性(S21,S12)を測定している。



図 2.7.1 ネットワークアナライザ(keysight 8722C)

2-7-2 放射特性測定

2-7-2-1 指向性測定

本論文における指向性の測定は、電波暗室内にて送信アンテナ(ログペリアンテナ)から3.2m離れた位置に設置した回転台に被測定アンテナを置き、被測定アンテナを回転させた際の受信電力を測定し、受信電力の測定値を規格化する方法を用いている。電波暗室内の測定系の概要図を図 2.7.2 に示す。本論文におけるマイクロ波帯の測定範囲は最小で 2.5GHz であり、送信アンテナと被測定アンテナが3.2m離れている場合、遠方界は $2D^2/\lambda$ (ただし、 D はアンテナの開口幅) であることから 2.5GHz ではアンテナの最大寸法が 600mm 程度(約 5 波長)まで遠方界を測定可能である。信号発生器にはシンセサイズド・スイーパー keysight 83751A、受信機にはスペクトラムアナライザ keysight 8596E を用いている。それぞれの写真を図 2.7.3、図 2.7.4 に示す。

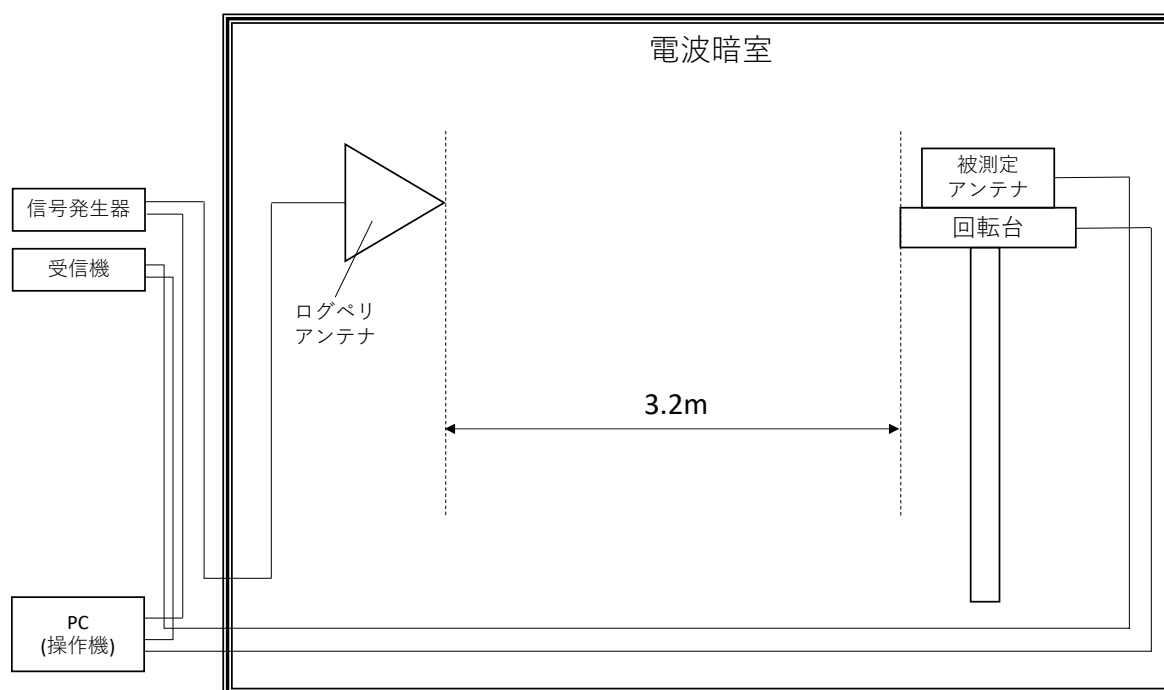


図 2.7.2 電波暗室の概略図



图 2.7.3 信号发生器(keysight 83751A)



图 2.7.4 受信機(keysight 8596E)

2-7-2-2 利得測定

本論文における利得の測定は、利得の値が既知である標準ホーンアンテナを受信アンテナとして用い、図 2.7.2 に示す測定環境における標準ホーンアンテナと被測定アンテナの受信電力の比較によって被測定アンテナの利得を計算する方法を用いている。標準ホーンアンテナの利得を $G_H[\text{dBi}]$ 、標準ホーンアンテナを受信アンテナとして用いた際の受信電力を $P_H[\text{dBm}]$ 、被測定アンテナを受信アンテナとして用いた際の受信電力を $P_M[\text{dBm}]$ とすると、被測定アンテナの利得 $G_M[\text{dBi}]$ は以下の式で求められる。

$$G_M = G_H - (P_H - P_M) \quad (2.7.1)$$

第三章

2 周波帯で広帯域特性を有する L プローブ給電 2 リング形 MSA

3-1 はじめに

前章の 2-5 節で示した MR-MSA はマルチバンド特性を有する MSA として優れた性能を示すことが明らかになっているが、薄い誘電体基板により構成されているため狭帯域特性を示す。また、前章の 2-6 節で示した L プローブ給電リング形 MSA は比帯域 44%と通常の MSA に比べて広帯域特性が得られることが明らかになっているが、単一の周波数で動作する。

そこで本章では、MSA のマルチバンド化・広帯域化の手法を組み合わせることにより、2 周波帯で広帯域特性を有する MSA として L プローブ給電 2 リング形 MSA について解析と実験の両面から検討した結果[40]-[46]について述べる。

本章で提案する MSA は、第一章 1-2-3 節にて示した先行研究と同様に、2 周波広帯域 MSA である。それら先行研究に対する提案 MSA の優位性について、性能比較を行った結果を章末の結論に記す。

3-2 基本構成

図 3.1 に L プローブ給電 2 リング形 MSA の基本構成図を示す。上層、中層、下層から成る 3 層構造のアンテナである。上層及び中層に放射素子となる方形リング素子を配置している。2 個のリング素子の寸法を異なる大きさに設定することで、それぞれが異なる周波数帯で励振しデュアルバンドでの動作が可能となる。上層の素子 (1st mode)、中層の素子 (2nd mode) がそれぞれの設計周波数で励振するように、各素子の寸法を決定する。これらのリング形素子は下層に配置した L プローブにより給電される。広帯域特性を得られるようにアンテナの基板厚を選択するが、1st mode と 2nd mode では周波数の違いにより最適な基板厚が異なる。地導体からリング形素子までの距離をアンテナの基板厚としてみなせるため、2 つのリング形素子のそれぞれが最も広帯域な特性が得られる高さに配置されている。設計周波数は 1st mode を 3.5 GHz、2nd mode を 4.75 GHz とした。なお、解析には電磁界シミュレータ IE3D 及び ANSYS HFSS を使用し、供試基板として比誘電率 2.6、厚さ 3.0 mm、1.2 mm 及び 0.6 mm のテフロンガラスファイバ基板を用いた。

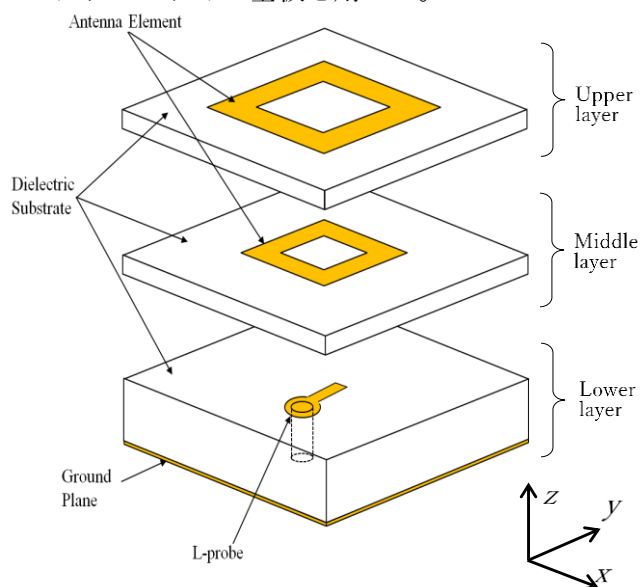


図 3.1 L プローブ給電 2 リング形 MSA の基本構成図

3-3 基板厚に関する検討

提案アンテナを設計するにあたり、はじめにアンテナ全体の基板厚の検討を行う。図1の基本構成図より、アンテナ全体の基板厚は地導体から上層の1st mode 励振用のリング素子までの距離で決定される。そこで、放射素子を上層のリング素子のみとし、下層のLプローブにより給電される2層構造単リングモデルにおいて、地導体から上層のリング素子までの距離と帯域の関係を検討する。検討モデルを図3.2に示す。アンテナ全体の基板厚 t_1+t_2 を変化させたときの反射特性の変化を図3.3に示す。ここでは、上層の厚さ $t_2=2.4\text{mm}$ としており、Lプローブの高さ t_1 を変化させている。 $t_1+t_2=9.6\text{mm}$ 及び $t_1+t_2=10.2\text{mm}$ とした場合に比較的広帯域な特性が得られた。

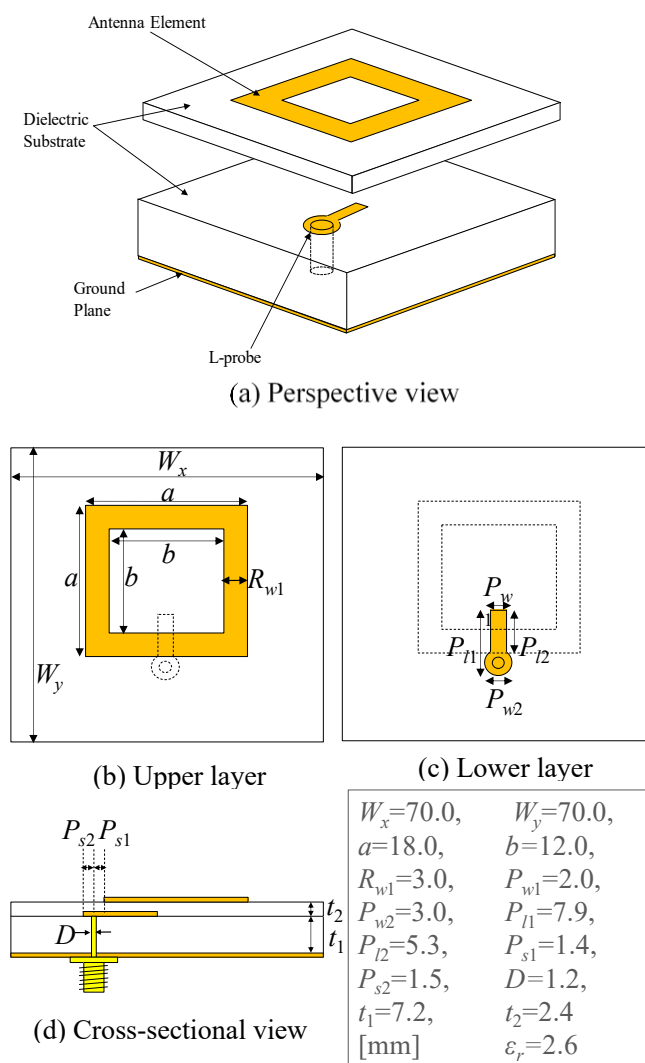


図 3.2 2層構造単リングモデル

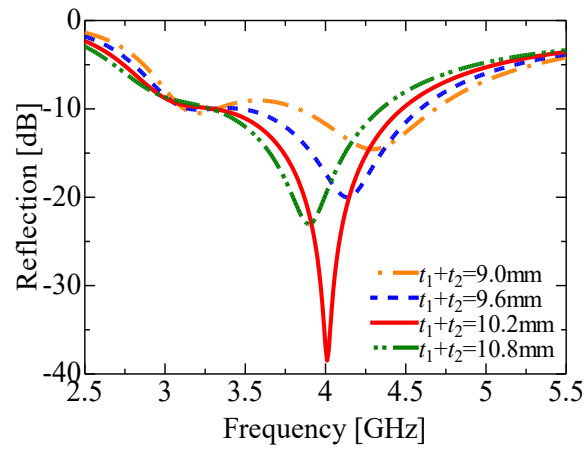


図 3.3 2 層構造単リングモデルにおいて $t_2=2.4\text{ mm}$ で固定し t_1 を変化させた場合の
反射特性

3-4 Lプローブの高さに関する検討

Lプローブの高さ t_1 について検討する。図 3.2 における検討で良好な特性を示したアンテナ全体の基板厚 $t_1+t_2=9.6\text{ mm}$ 及び $t_1+t_2=10.2\text{ mm}$ の2通りについて、Lプローブの高さ t_1 の値を変化させたときの反射特性を図 3.4、図 3.5 にそれぞれ示す。いずれのグラフも t_1 の値の変化により共振周波数が変化する傾向がみられた。アンテナ全体の基板厚をそれぞれ一定の値に固定しているため、 t_1 の値の変化に伴い上層の基板厚 t_2 の値が同時に変化することにより、リング形素子の共振特性が変化していると考えられる。 $t_1=7.2\text{ mm}$, $t_2=2.4\text{ mm}$ の場合及び $t_1=7.8\text{ mm}$, $t_2=2.4\text{ mm}$ の場合に、1st mode における反射量、帯域が最も良好な値となった。

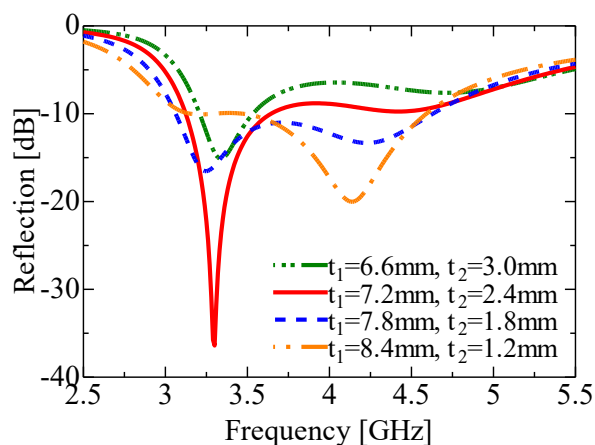


図 3.4.2 層構造単リングモデルにおいて $t_1+t_2=9.6\text{mm}$ とし t_1 を変化させた場合の反射特性

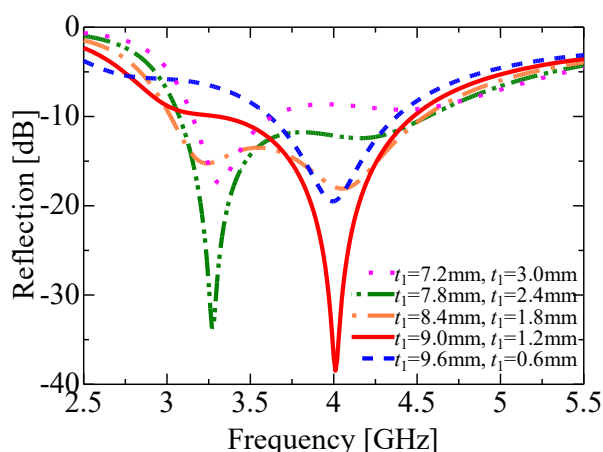


図 3.5.2 層構造単リングモデルにおいて $t_1+t_2=10.2\text{mm}$ とし t_1 を変化させた場合の反射特性

3-5 中層及び上層の高さに関する検討

2個のリング形素子を上層、中層にそれぞれ配置しデュアルバンドで動作するモデルについて、上層、中層の厚さを検討する。検討モデルを図3.6に示す。このモデルは、図3.1に示す基本構成と同様の構成であるため、斜視図は省略する。図3.4、図3.5の検討で良好な特性を示した $t_1=7.2\text{ mm}$, $t_2=2.4\text{ mm}$ 及び $t_1=7.8\text{ mm}$, $t_2=2.4\text{ mm}$ の2通りについて、Lプローブと上層のリング形素子の間に中層を設けリング形素子を配置し、中層の厚さを t_2 、上層の厚さを t_3 として t_2 及び t_3 を変化させた。図3.7に $t_1=7.2\text{ mm}$, $t_2+t_3=2.4\text{ mm}$ の場合、図3.8に $t_1=7.8\text{ mm}$, $t_2+t_3=2.4\text{ mm}$ とした場合の反射特性をそれぞれ示す。 $t_1=7.2\text{ mm}$, $t_2=1.2\text{ mm}$, $t_3=1.2\text{ mm}$ 及び $t_1=7.8\text{ mm}$, $t_2=1.2\text{ mm}$, $t_3=1.2\text{ mm}$ とした場合に、1st mode、2nd mode 共に良好な広帯域特性を示した。これら2つの場合の反射特性の比較を図3.9に示す。1st mode、2nd mode の帯域の広さは概ね同じである。基板厚については、 $t_1=7.2\text{ mm}$, $t_2=1.2\text{ mm}$, $t_3=1.2\text{ mm}$ の場合の方が 0.6 mm 小さくサイズ面で有利であるため、この組み合わせを最適値とした。このときの比帯域は 1st mode が 20.2% 、2nd mode が 16.7% であった。

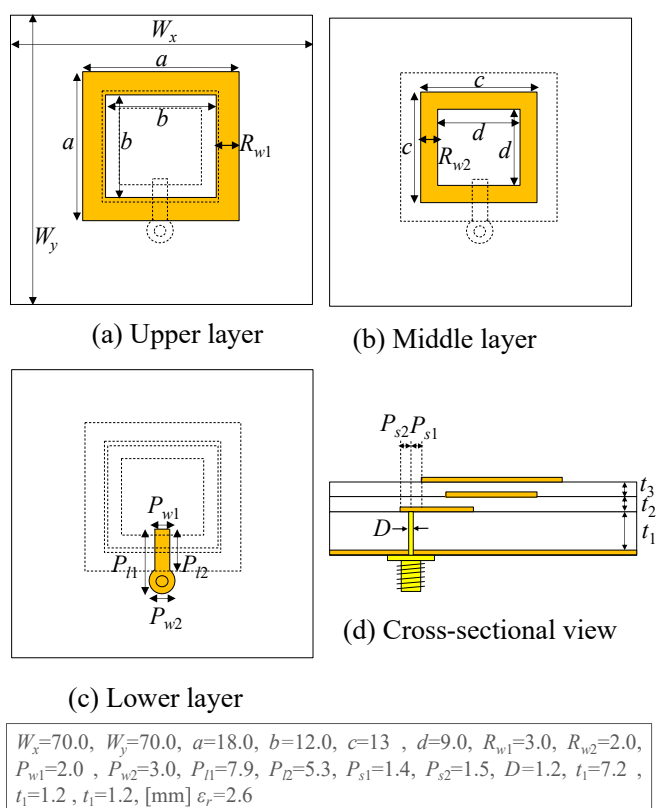


図 3.6 3層構造2リングモデル

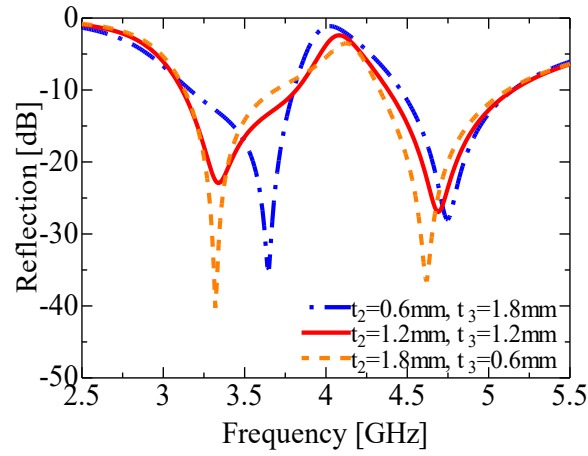


図 3.7.3 層構造 2 リングモデルにおいて $t_1=7.2 \text{ mm}$, $t_2+t_3=2.4 \text{ mm}$ とし t_2, t_3 を変化させた場合の反射特性

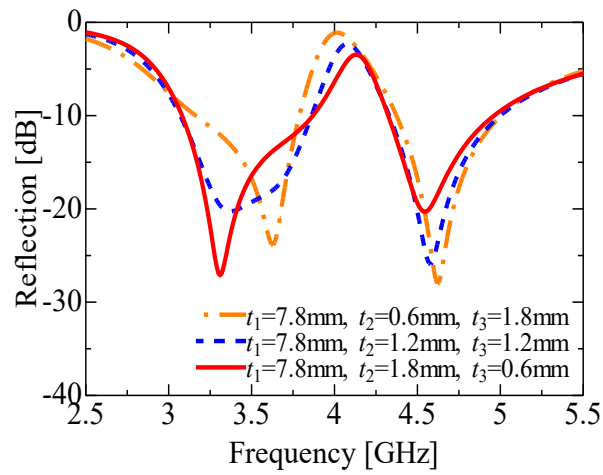


図 3.8.3 層構造 2 リングモデルにおいて $t_1=7.8 \text{ mm}$, $t_2+t_3=2.4 \text{ mm}$ とし t_2, t_3 を変化させた場合の反射特性

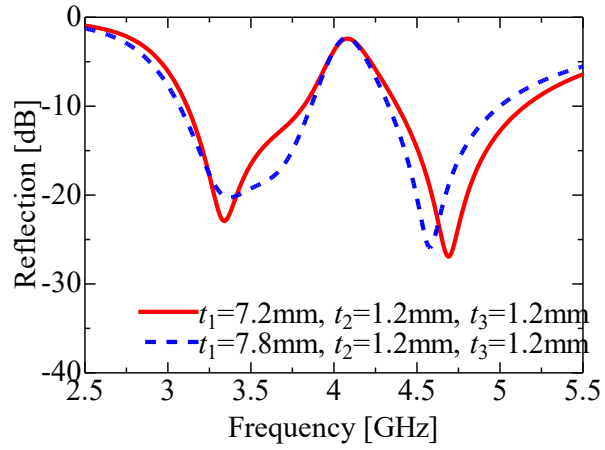


図 3.9 $t_1=7.2\text{ mm}, t_2=t_3=1.2\text{ mm}$ の場合と $t_1=7.8\text{ mm}, t_2=t_3=1.2\text{ mm}$ の場合の
 反射特性の比較

3-6 同一平面状に2個のリング素子を配置したモデルに関する検討

図 3.6 に示すモデルでは、2 個のリング形素子を別層に配置していたが、本節では上層に 2 個のリング形素子を配置するモデルについて検討する。図 3.10 に検討モデルを示す。外側のリング形素子を 1st mode、その内側に配置したリング形素子を 2nd mode とし、それぞれ異なる周波数で励振させる。図 3.6 に示すモデルと比較して、2 つのリング形素子を配置した層と L プローブを配置した層の計 2 層で構成可能である。

内側の素子の外辺 c 及び内辺 d を変化させた場合の反射特性の変化を図 3.11 に示す。このときリング幅 R_{w2} は 2 mm で固定とした。図 3.7~3.9 に示す 3 層構造モデルの特性と比較して、2nd mode における共振が得られないことが確認できる。1st mode で広帯域特性が得られる高さに 2nd mode 用のリング形素子を配置しているため、2nd mode ではアンテナの高さが大きすぎてマッチングが取れない、または 1st mode 用のリング形素子と 2nd mode 用のリング形素子の距離が近すぎるためリング間の結合が強くなったなどの原因が考えられる。

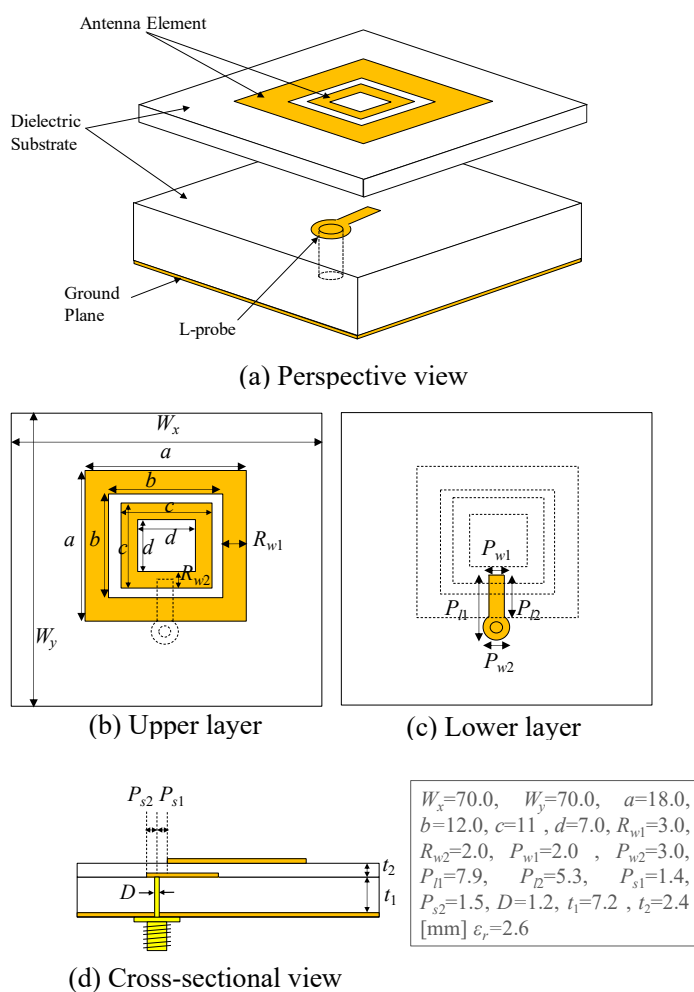


図 3.10 同一平面上に 2 個のリング形素子を配置した 2 層構造 2 リングモデル

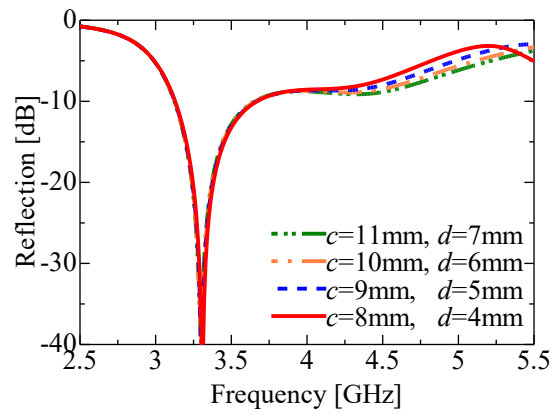


図 3.11 2層構造2リングモデルにおいて $R_{w2}=2\text{ mm}$ で固定した際の c, d を変化させた場合の反射特性

3-7 2つのリング形素子間の相互結合に関する検討

前節までに検討した周波数帯とは異なる2つの周波数帯を設計周波数とした2周波広帯域MSAを設計するための検討として、2つのリング形素子間の相互結合について検討する。2リングがそれぞれ完全に独立して動作する場合、設計周波数の1波長をリングの周長とすれば良いため設計は容易であるが、相互結合が発生している場合は結合を考慮して設計する必要がある。

2リング間の結合について検討するため、図3.6に示す構造の2リング形MSAについて、1st mode用のリング素子のみを配置した場合の反射特性と2nd mode用のリング素子のみを配置した場合の反射特性の解析した結果を図3.12に示す。2リング形MSAの特性を(A)、1st mode用のリング素子のみを配置した場合の特性を(B)、2nd mode用のリング素子を配置した場合の特性を(C)としている。(A)と(B)を比較すると、3.5 GHz近辺で共振が得られている点はないが、反射量が-10 dBを下回る周波数範囲は(A)では3.1 GHz~3.8 GHzに対し、(B)では3.1 GHz~3.6 GHzであり、帯域にはやや変化があった。(A)と(C)を比較すると、共振が得られている周波数が(A)では4.75 GHz近辺であるのに対し(C)では5.0 GHz近辺であり、反射量が-10 dBを下回る周波数範囲は(A)では4.4 GHz~5.15 GHzに対し、(C)では4.05 GHz~5.45 GHzであった。周波数・帯域ともに変化がやや生じた。(A)と(B)および(A)と(C)の比較はいずれも特性にやや影響があったことから、2リング間には結合は発生しており完全に独立して動作はしていないが、その結合量は特性に大きな変化を及ぼす程度ではないことがわかる。

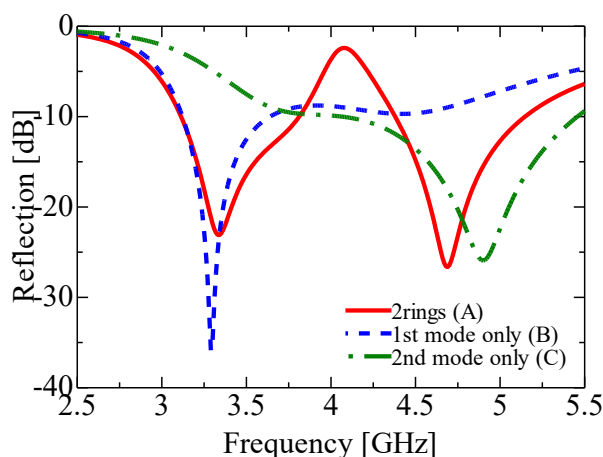


図 3.12 2リング形MSAと1リング形MSAの反射特性の比較

3-8 帯域の調整方法について

3-6節までに設計した提案アンテナの動作帯域は1st modeが3.5GHz付近で比帯域20.2%、2nd modeが4.75GHz付近で比帯域16.7%であったが、本節では動作する周波数帯及び帯域幅を調整する方法について示す。以降では本章3-5節内の図3.6に示す提案アンテナの寸法を変化させており、その他の寸法は図3.6に示す値で固定している。

初めに、動作する周波数帯を調整する方法について示す。動作する周波数帯は2つのリング形素子の大きさによって決定される。1st mode用の放射素子の外辺 a 、2nd mode用の放射素子の外辺 c をそれぞれ変化させた場合の反射特性を図3.13、図3.14に示す。 a を変化させることで1st mode、 c を変化させることで2nd modeの共振周波数帯が変化している。また、それぞれの場合において素子外辺を変化させていない一方のモードは大きな変化がないことがわかる。以上のことから、動作する周波数帯はそれぞれのモードを励振するリング形素子の外辺を変化させることで調整可能である。

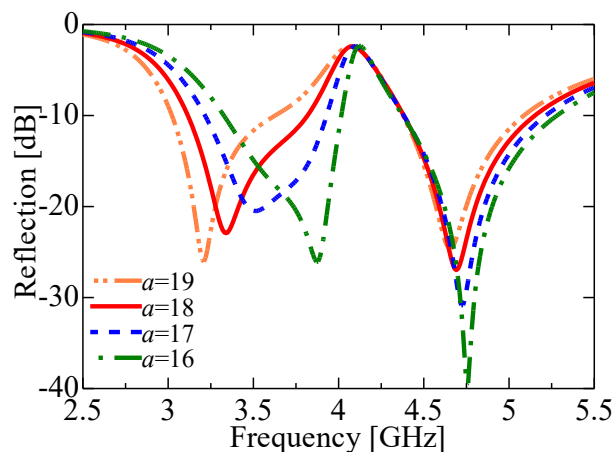


図 3.13 1st mode 用放射素子の外辺 a を変化させた際の反射特性

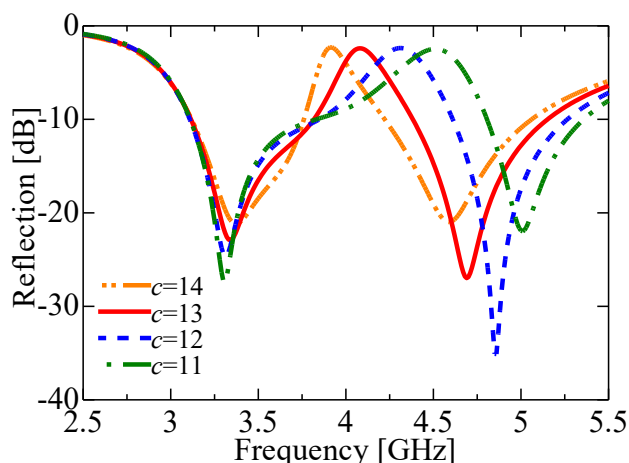


図 3.14 2nd mode 用放射素子の外辺 c を変化させた際の反射特性

次に、帯域幅を調整する方法について示す。帯域幅を調整するためのパラメータとして、初めに各層の基板厚について検討した。Lプローブを構成する誘電体基板の厚さ t_1 、2nd mode用の放射素子が配置されている誘電体基板の厚さ t_2 、1st mode用の放射素子が配置されている誘電体基板の厚さ t_3 をそれぞれ変化させた際の反射特性を図 3.15、図 3.16、図 3.17 に示す。図 3.15 から、 t_1 を変化させることによって 1st mode の帯域幅が変化すること、及び 2nd mode の特性が大きく変化することがわかる。 t_1 を小さくするほど 1st mode の帯域幅が狭くなるが、2nd mode ではマッチングが取れない傾向が見られる。また、 t_2 、 t_3 を変化させても 1st mode、2nd mode 共に帯域幅は大きく変化していないことがわかる。

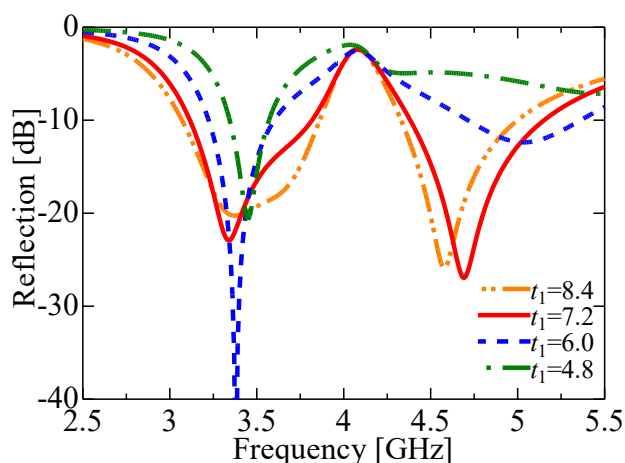


図 3.15 Lプローブを構成する誘電体基板の厚さ t_1 を変化させた際の反射特性

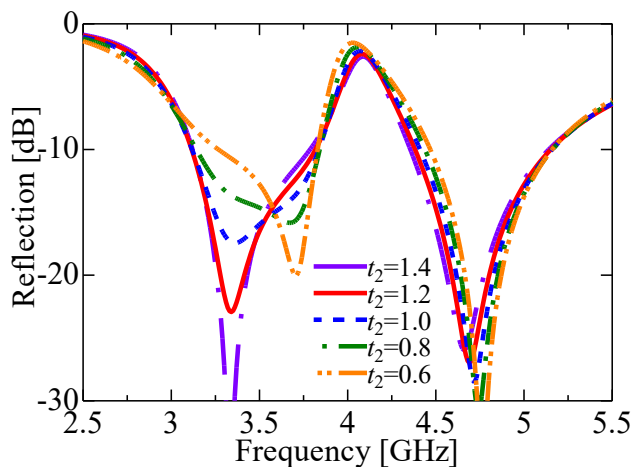


図 3.16 2nd mode 用の放射素子が配置されている誘電体基板の厚さ t_2 を変化させた際の反射特性

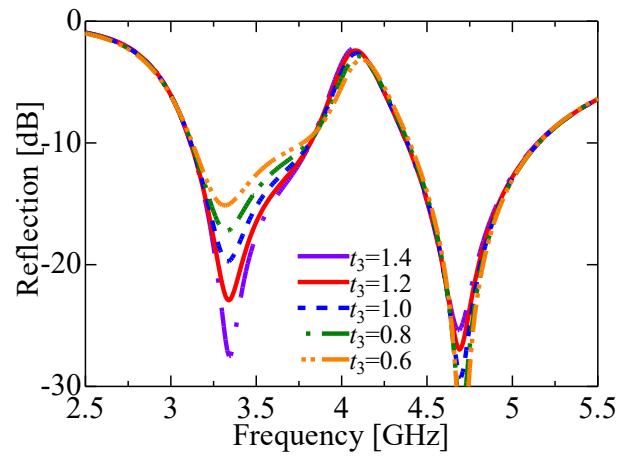


図 3.17 1st mode 用の放射素子が配置されている誘電体基板の厚さ t_3 を変化させた際の反射特性

次に、2つのリング形素子の内辺について検討した。1st mode用の放射素子の内辺 b 、2nd mode用の放射素子の内辺 d をそれぞれ変化させた場合の反射特性を図 3.18、図 3.19 に示す。図 3.18 から、 b を変化させることで 1st mode の帯域が変化しており、2nd mode の特性は大きく変化していないことがわかる。一方、図 3.19 からは d を変化させることで 2nd mode は動作する周波数帯が変化しているが帯域は大きく変化していないことがわかる。図 3.15 から図 3.19 より、本アンテナの帯域幅は放射素子のリング形素子の内辺を変化させることで、1st mode のみ調整可能である。2nd mode の帯域が調整できなかった原因として、リング形素子が L プローブ及び一方のリング形素子から受ける結合が 1st mode と 2nd mode では異なるため、各パラメータを変化させた際の特性の変化の傾向も異なるためであると考えられる。

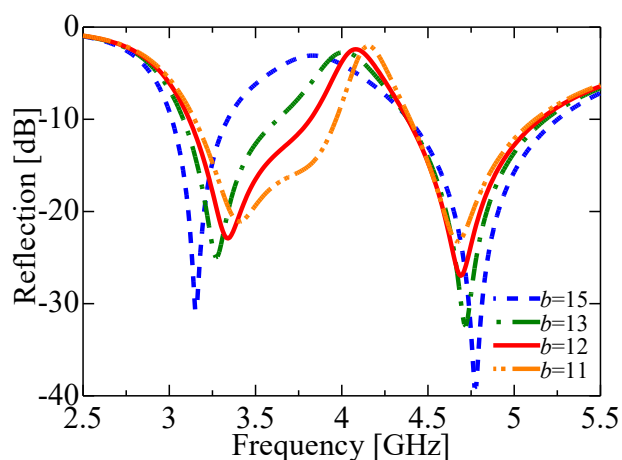


図 3.18 1st mode 用放射素子の内辺 b を変化させた際の反射特性

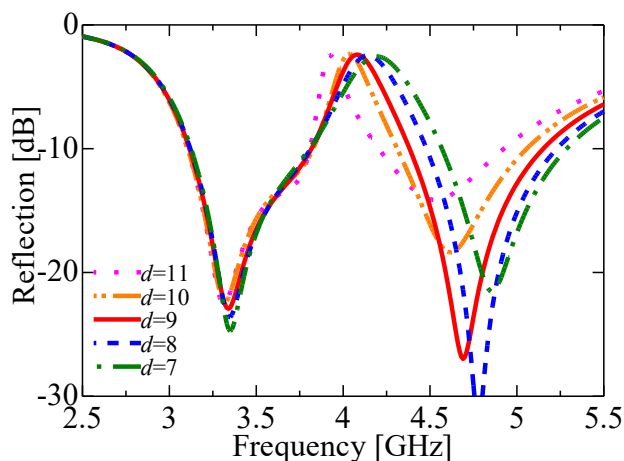


図 3.19 2nd mode 用放射素子の内辺 d を変化させた際の反射特性

3-7 試作アンテナの特性

これまでの検討結果をもとに、2周波帯において良好な広帯域特性を示すパラメータを決定し、アンテナの試作を行い特性の評価を行った。試作アンテナの構造図及びパラメータを図3.6に示す。また、試作アンテナの写真を図3.20に示す。上層に配置している、1st modeの放射素子が写されている。

試作アンテナの反射特性の実測値と解析値を図3.21に示す。反射量が -10 dB以下となる周波数範囲は、1st modeは 3.1 GHz \sim 3.8 GHzとなり比帯域は 20.3% 、2nd modeは 4.4 GHz \sim 5.15 GHzとなり比帯域は 15.7% となった。1st mode、2nd modeの両周波数帯において良好な広帯域特性が得られた。また、実測値と解析値は概ね一致した。

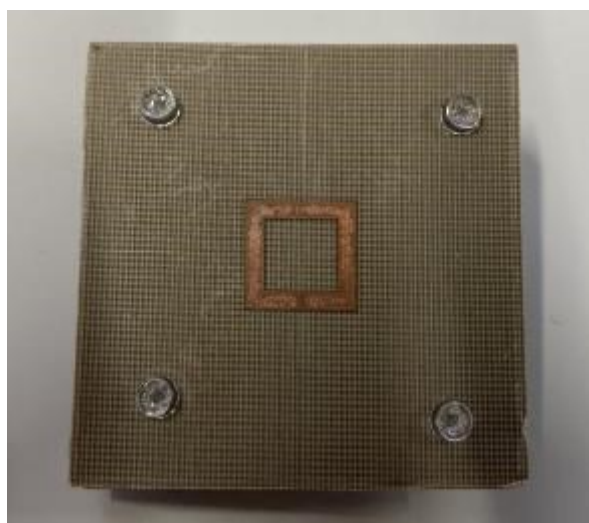


図 3.20 試作した提案アンテナ

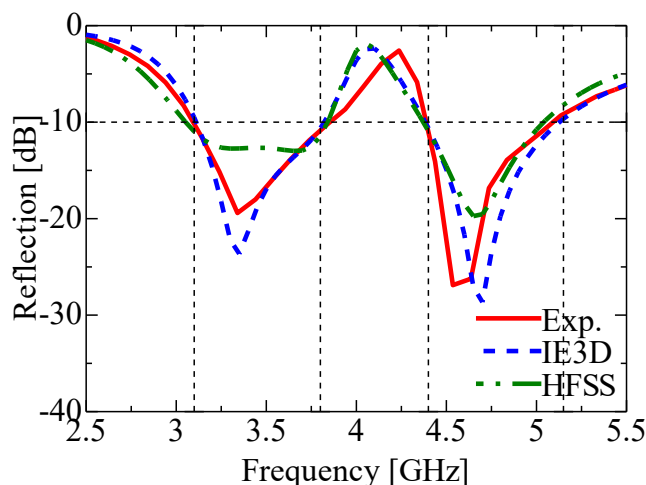


図 3.21 試作アンテナの反射特性の実測値及び解析値

試作アンテナの利得の実測値と解析値を図 3.22 に示す。図 3.21 における反射量が -10dB 以下となる周波数範囲における利得は、1st mode では $3.0\text{ dBi}\sim 5.8\text{ dBi}$ 、2nd mode では $7.6\text{ dBi}\sim 8.6\text{ dBi}$ となった。1st mode に比べて 2nd mode の利得が高い結果となった。これは周波数が高い 2nd mode の方が波長に対してアンテナ全体が大きくみえるため、指向性が鋭くなることが要因であると考えられる。実測値と HFSS の解析値を比較すると、1st mode では実測値が 2 dBi 程度低い値となり、2nd mode では良く一致した。本アンテナは誘電体基板を複数枚重ねて製作しており、基板を重ねる際にドリル加工等で生じたバリ等によって基板間に隙間が生じる。解析では隙間はゼロとしているため、この隙間によって解析値と実測値に差が生じたと考えられる。1st mode と 2nd mode を励振するリング素子を比較すると、2nd mode を励振するリング素子は下層と中層の間に隙間が生じ得るが、1st mode を励振するリング素子は下層と中層の間に加えて、中層と上層の間にも隙間が生じ得る。よって、層の隙間によって生じる特性への影響は 1st mode の方が大きいいため、利得特性は 2nd mode では解析値とよく一致したが、1st mode では解析値と差異が生じたと考えられる。

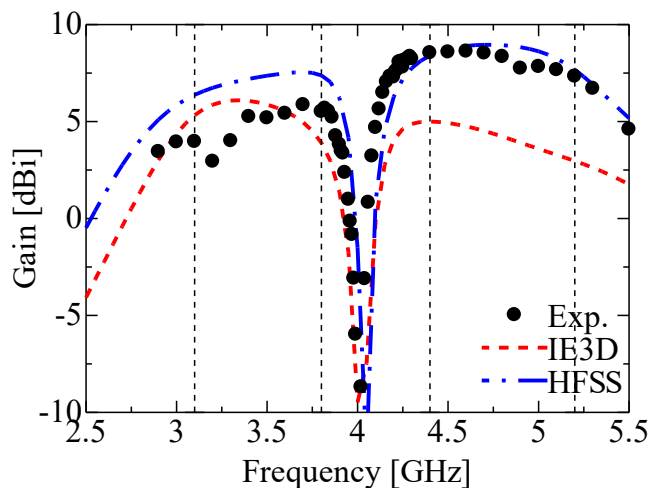
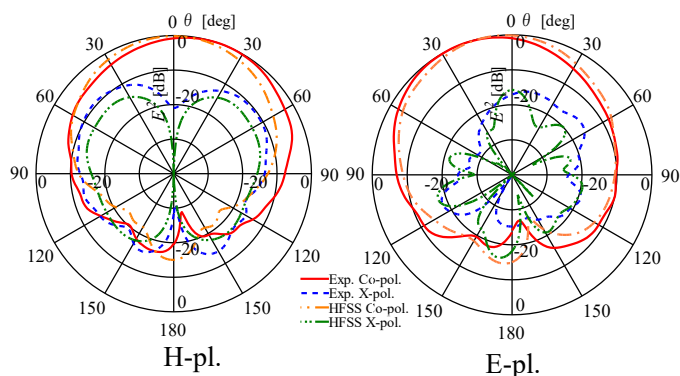
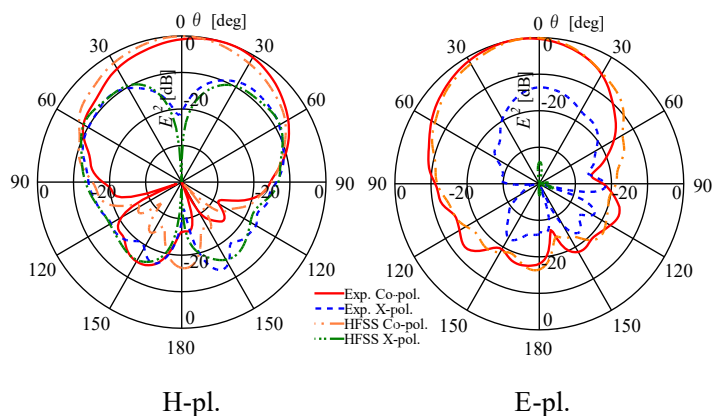


図 3.22 試作アンテナの反射特性の実測値及び解析値

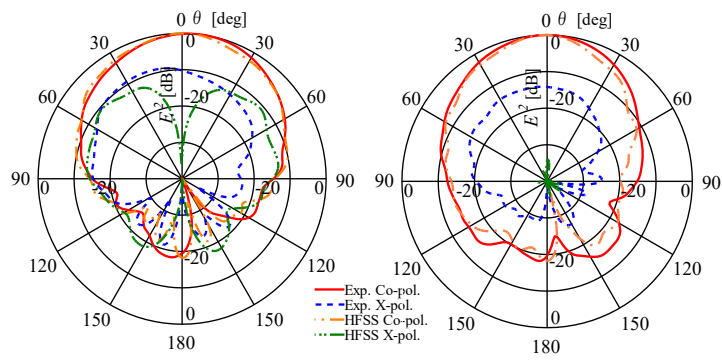
図 3.21 に示す反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲において、1st mode の最低周波数 3.1 GHz と最高周波数 3.8 GHz、2nd mode の最低周波数 4.4 GHz と最高周波数 5.15 GHz の 4 点における H 面及び E 面の放射パターンの実測値と解析値を図 3.23(a)~(d)にそれぞれ示す。なお、解析値として HFSS による結果を使用している。いずれのパターンも、主偏波は正面方向に概ね良好な単向性を示している。3.1 GHz、3.8 GHz では E 面の主偏波がわずかに傾いており、また、いずれの周波数においても H 面の交差偏波が最大 -10 dB 程度とやや高い値となった。これらは L プローブを構成する下層の基板が厚く、L プローブのビアの高さが大きくなるため、L プローブの放射が増加し放射パターンを乱したと考えられる。L プローブからの放射は周波数が高くなるほど大きくなると考えられ、そのため周波数が高くなるにつれ交差偏波は大きくなっている。いずれの周波数においても主偏波、交差偏波ともに実測値と解析値は概ね一致した。



(a) 3.1 GHz



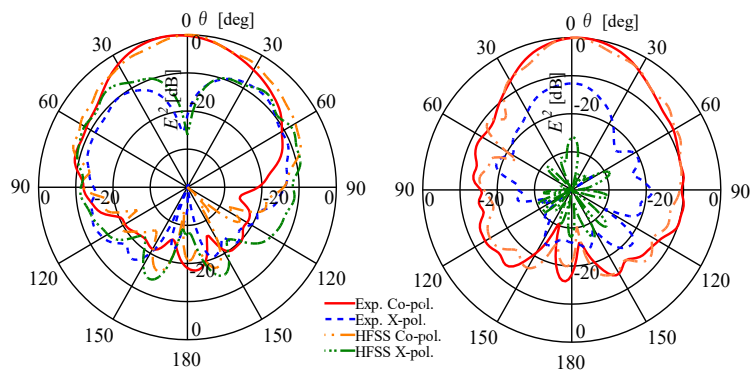
(b) 3.8 GHz



H-pl.

E-pl.

(c) 4.4 GHz



H-pl.

E-pl.

(d) 5.15 GHz

図 3.23 試作アンテナの放射パターンの実測値及び解析値

3-8 結論

本章では広帯域特性とデュアルバンド特性を同時に有する平面アンテナとして、上層と中層に放射素子となる方形リング形素子をそれぞれ配置し、下層の L プローブにより給電する 3 層構造 2 リング形 MSA の設計法について検討した。提案アンテナが 2 周波帯において広帯域特性を得ることができる各層の厚さをシミュレーションにより明らかにした。また、シミュレーション結果をもとにアンテナの設計・試作を行った。反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲の実測値は 1st mode で 3.1 GHz~3.8 GHz となり比帯域は 20.3%、2nd mode で 4.4 GHz~5.15 GHz となり比帯域は 15.7%であった。また、利得、放射パターンについても良好な特性を確認された。以上の結果から、本章で提案した構造の MSA は 2 周波帯において良好な広帯域特性を示すことが明らかにされた。

先行研究に対する本章で提案した MSA の優位性を示すため、第一章 1-2-3 節に示した 2 周波広帯域 MSA の 2 つの先行研究[30],[31]との性能比較を表 3.1 に示す。表内の λ_0 はそれぞれの MSA の動作する低周波帯の中心周波数における波長としている。また、アンテナの長さ方向の大きさは、地導体を含まない導体部分の最長方向の大きさとしている。

表 3.1 から、提案 MSA の特徴として以下が挙げられる。

- 比帯域がやや狭い。
- L プローブの数の少なく、その他必要な構造がない。
- アンテナの長さ方向の大きさ、アンテナ全体の高さが小さい。

よって提案アンテナの優位性は、シンプル且つコンパクトなことである。

表 3.1 本章の提案 MSA と先行研究の性能比較

	本章の提案 MSA	Ref. 30	Ref. 31
低周波帯の比帯域	20.3 %	20.8 %	26.6 %
高周波帯の比帯域	15.7 %	17.9 %	42.2 %
L プローブの数	1 個	1 個 (枝分かれした形状)	2 個 (ビア内を通す必要有)
アンテナ長さ方向の大きさ	$0.227 \lambda_0$	$0.441 \lambda_0$	$0.376 \lambda_0$
アンテナ全体の高さ	$0.112 \lambda_0$	$0.145 \lambda_0$	$0.150 \lambda_0$
その他必要な構造	なし	なし	ビア 4 本 うち 1 本には L プローブを通す必要有

以上のことから、本論文において基本形となる、2周波帯において広帯域特性を有する L
プローブ給電 3 層構造 2 リング形 MSA の設計基礎資料を得た。次章以降では、本章で検討
した MSA に関して更なる高性能化を検討する。

第四章

直交偏波共用化のために L プローブを直交する位置に 2 つ配置した L プローブ給電 2 リング形 MSA

4-1 はじめに

前章で検討した 2 周波広帯域特性を有する L プローブ給電 2 リング形 MSA の更なる高性能化のために、本章では直交する位置に 2 つの L プローブを配置することによって直交偏波共用化とする手法について、解析と実験の両面から検討した結果[47]-[50]を述べる。

本章で提案する MSA は、第一章 1-2-4 節にて示した先行研究と同様に、直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA である。それら先行研究に対する本章の提案 MSA の優位性を示すため、先行研究との性能比較を行った結果を章末の結論に記す。

4-2 基本構成

図 4.1 に 2 つの L プローブを直交する位置に配置した、直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA の基本構成図を示す。図 3.6 に示した構造と比較して、L プローブを直交する位置に 2 つ配置した構造となっている。L プローブは長さ方向の偏波を励振するため、2 つの L プローブを直交する位置に配置することによって、それぞれが直交する偏波で動作し、直交偏波共用化が可能となる。また、放射素子として用いているリング形素子は円形としている。試作誤差が生じた際に、L プローブを配置した層と放射素子を配置した層がずれた場合、方形リング形素子では交差偏波増加の原因となるが、円形リング形素子ではその影響を受けにくいと考えられるため、本章以降では円形リング形素子を採用している。設計周波数は 1st mode を 4.5 GHz、2nd mode を 6.5 GHz とした。なお、解析には電磁界シミュレータ ANSYS HFSS を使用し、供試基板として比誘電率 2.6、厚さ 1.2 mm 及び 0.6mm のテフロンガラスファイバ基板を用いた。

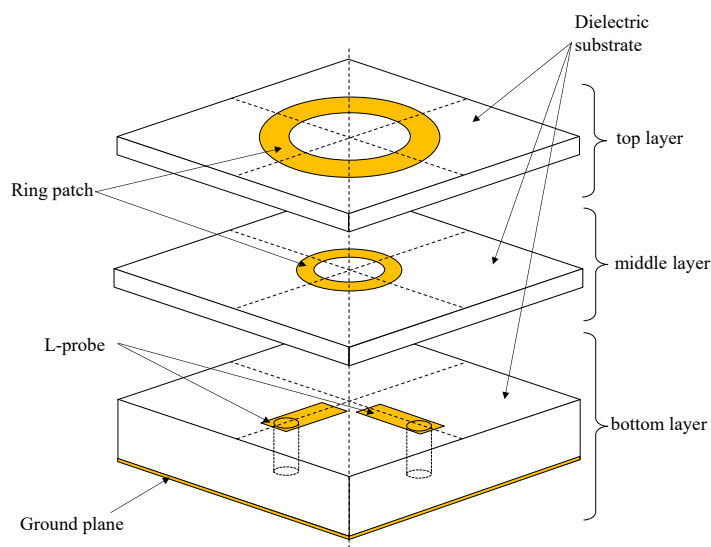


図 4.1 提案アンテナの基本構成図

4-3 Lプローブを直交する位置に2つ配置したことによる特性への影響

本節では直交偏波共用化のために2つのLプローブを直交する位置に配置した際の特性の変化について解析により検討した。図4.2に示す2つのLプローブを直交する位置に配置した構造と、単一のLプローブを配置した構造についてそれぞれ解析を行い各種特性の比較を行った。単一のLプローブを配置した構造は、図4.2の2つのLプローブのうち一方を除いた構造である。

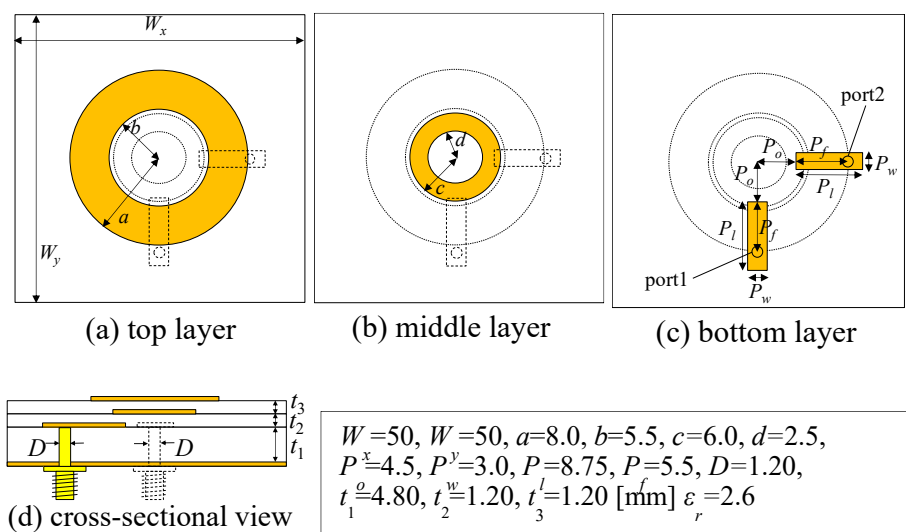


図4.2 2つのLプローブを直交する位置に配置した直交偏波共用2周波広帯域MSAの基本構造

図 4.3 に反射特性を示す。L プローブを 2 つ配置した場合は 1st mode, 2nd mode 共に -10 dB を下回る帯域がやや広がった。図 4.4 に利得特性を示す。L プローブを 2 つ配置した場合と単一の場合の利得特性はほぼ同じであった。また、port1 と port2 の反射特性と利得特性は構造の対称性のため全く同じ特性を示している。

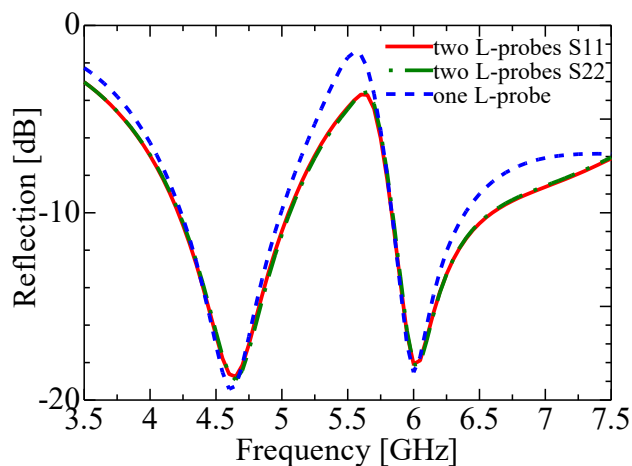


図 4.3 2 つの L プローブを配置した構造と 1 つの L プローブを配置した構造の反射特性の比較

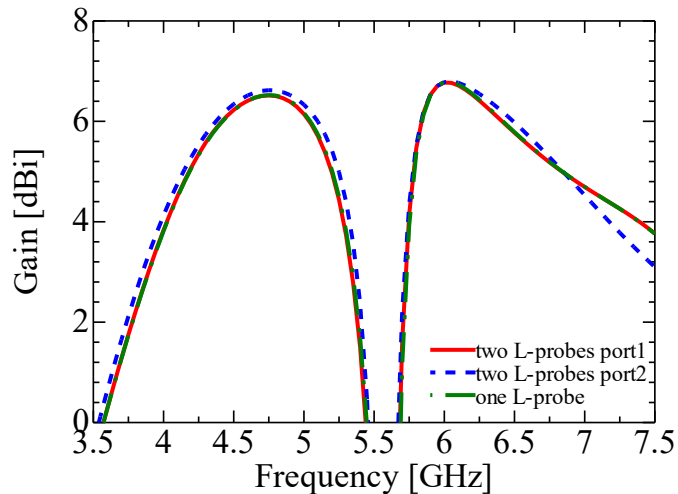


図 4.4 2 つの L プローブを配置した構造と 1 つの L プローブを配置した構造の利得特性の比較

1st mode と 2nd mode の中心周波数である 4.5 GHz と 6.5 GHz における放射パターンについて、図 4.5 に 2つの L プローブを直交する位置に配置した構造のパターンを、図 4.6 に L プローブを 1つ配置した構造のパターンをそれぞれ示す。なお、図 4.5 は port1 の特性を示しており、port2 の特性は同様の特性を示すため省略する。図 4.5 と図 4.6 を比較すると、主偏波は E 面 H 面共に変化がないが、正面方向の交差偏波はやや増加した。

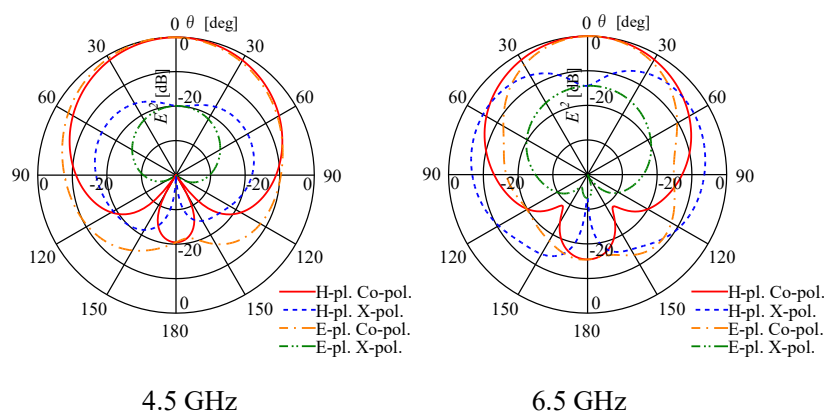


図 4.5 2つの L プローブを配置した構造の放射パターン

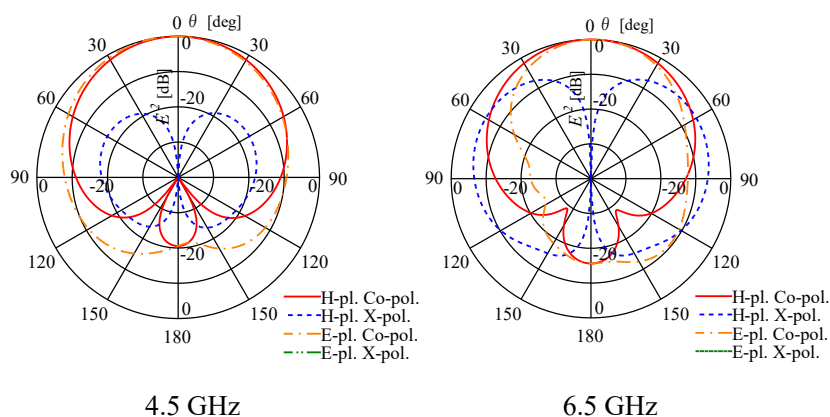


図 4.6 1つの L プローブを配置した構造の放射パターン

図 4.5 と図 4.6 に示す結果から、図 4.2 に示す MSA は 2 つの L プローブに間に対してわずかであるが結合が発生するため、正面方向の交差偏波が増加したと考えられる。また、2 つの L プローブを配置した場合に反射特性が広帯域化した要因として、ポート間の結合により反射量が低下したためと考えられる。図 4.2 に示す 2 つの L プローブを直交する位置に配置した構造の反射量(S11)とポート間の結合量(S12)を図 4.7 に示す。なお、S21 は S12 と相反性により全く同じ特性を示すため省略する。単一の L プローブを配置した構造と比較して反射量が低下した 4.0 GHz 付近、5.0 GHz 付近及び 6.5 GHz 以降における結合量は比較的大きい値となっており、ポート間の結合により反射量が低下したと考えられる。

以上のことから、直交偏波共用化のために 2 つの L プローブを直交する位置に配置した場合、反射量はポート間の結合により低下し、放射パターンは主偏波については変化しないが直交する L プローブによる放射のため交差偏波が増加することが明らかになった。

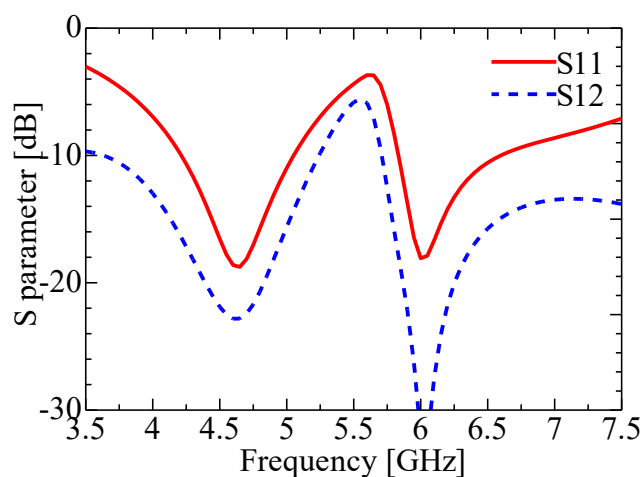
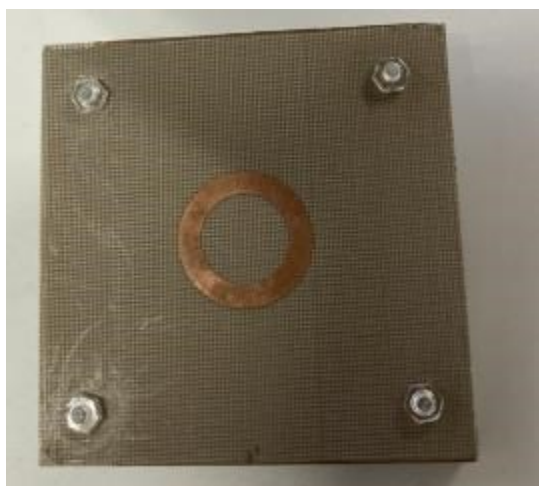


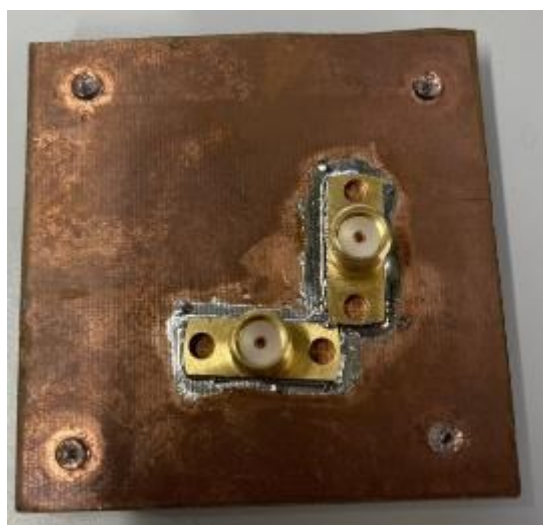
図 4.7 2 つの L プローブを配置した構造の反射特性(S11)と結合特性(S12)

4-4 試作アンテナの特性

図4.2に示す2つのLプローブを直交する位置に配置した直交偏波共用2周波広帯域2リング形MSAについて、試作・測定を行いその特性を検討した。試作した提案アンテナの写真を図4.8に示す。表面には上層に配置した1st mode用の放射素子が、裏面には地導体と2つのSMAコネクタが写されている。



(a) 表面



(b) 裏面

図4.8 試作した提案アンテナ

試作アンテナの反射特性の実測値と解析値を図 4.9 に示す。反射量の実測値が -10 dB 以下となる周波数範囲は、1st mode が 4.1 GHz \sim 5.1 GHz となり比帯域は 21.7% 、2nd mode が 5.9 GHz \sim 6.8 GHz となり比帯域は 14.1% となった。1st mode、2nd mode の両周波数帯において広帯域特性が得られた。また、実測値と解析値は概ね一致した。試作アンテナのアイソレーション特性の実測値と解析値を図 4.10 に示す。図 4.8 における反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲において、アイソレーション特性の実測値は 1st mode が 12.5 dB 以上、2nd mode が 16.0 dB 以上となった。

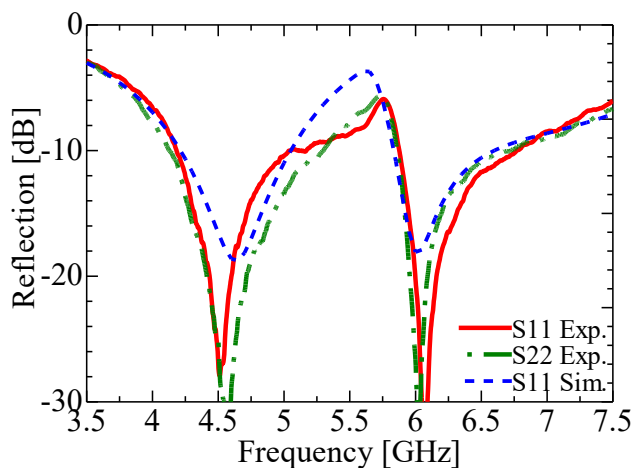


図 4.9 試作アンテナの反射特性

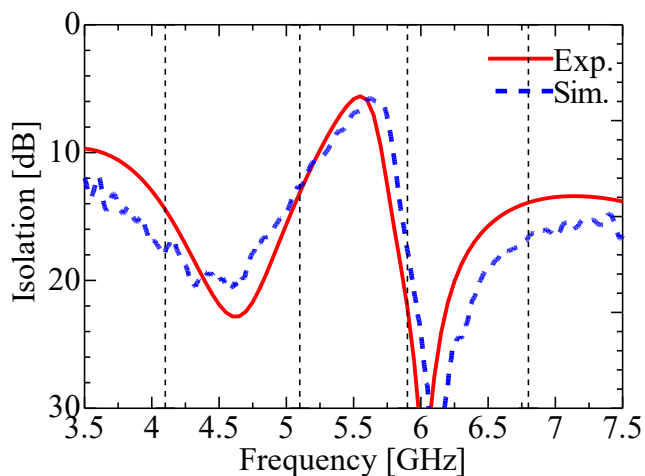


図 4.10 試作アンテナのアイソレーション特性

試作アンテナの利得特性の実測値と解析値を図 4.11 に示す。ここでは port1 の結果のみ示した。図 4.8 における反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲において、利得は 1st mode が 5.4 dBi \sim 7.2 dBi、2nd mode が 5.4 dBi \sim 7.1 dBi となった。1st mode と 2nd mode のそれぞれ設計周波数である 4.5 GHz と 6.5 GHz の 2 点における試作アンテナの放射パターンの実測値を図 4.12 に示す。いずれの周波数も主偏波は正面方向に単向性を示す良好なパターンが得られた。正面方向の交差偏波レベルは 4.5 GHz が -20 dB、 6.5 GHz が -18 dB となった。

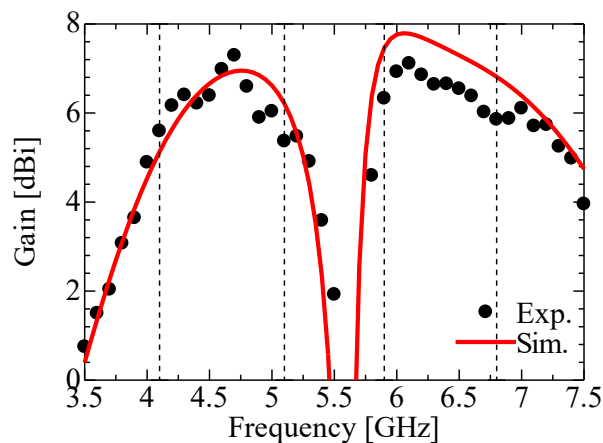


図 4.11 試作アンテナの利得特性

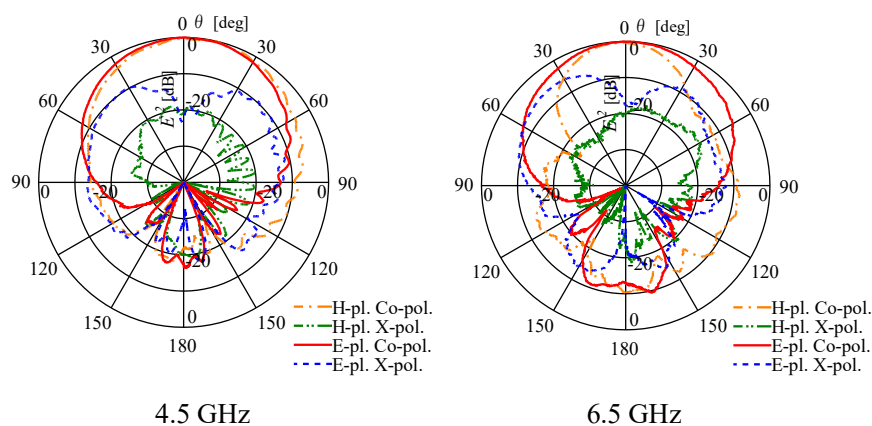


図 4.12 試作アンテナの放射パターン(実測値)

4-5 結論

本章では、2周波広帯域Lプローブ給電2リング形MSAの直交偏波共用化について検討した。直交する位置に2つのLプローブを配置するにより直交偏波共用化が可能であることが明らかにされた。このアンテナを試作し特性評価を行った結果、反射量の実測値が-10 dB以下となる周波数範囲は、1st modeが4.1 GHz~5.1 GHzとなり比帯域は21.7%、2nd modeが5.9 GHz~6.8 GHzとなり比帯域は14.1%となった。これらの周波数範囲のポート間アイソレーション特性の実測値は1st modeが12.5 dB以上、2nd modeが16.0 dB以上となった。以上のことから、2周波広帯域特性を有するLプローブ給電2リング形MSAを直交偏波共用化するために、直交する位置に2つのLプローブを配置する手法が有効であることが明らかになった。一方で課題点として、2つのLプローブ間に結合が発生し、それによる正面方向の交差偏波が発生する点が挙げられる。

本章で提案するMSAの優位性について示すため、第一章1-2-3節に示した2周波広帯域MSAの2つの先行研究[32]-[35]との性能比較を表4.1に示す。表内の λ_0 はそれぞれのMSAの動作する低周波帯の中心周波数における波長としている。また、アンテナの長さ方向の大きさは地導体を含まない導体部分の最長方向の大きさとしている。

表4.1から、四章に示すMSAの特徴として、以下が挙げられる。

- 比帯域がやや狭い。
- 2周波・直線偏波で動作する。
- Lプローブの数の少なく、その他必要な構造がない。
- アンテナの長さ方向の大きさ、アンテナ全体の高さが小さい。
- アイソレーション特性はやや低い。

四章に示すMSAは、三章に示すMSAと同様に、シンプル且つコンパクトな構造であることが優位点である。

表 4.1 本章の提案 MSA と先行研究の性能比較

	本章の提案 MSA	Ref. 32	Ref. 33	Ref. 34	Ref. 35
低周波帯の 比帯域	21.7 %	43.9 %	22.4 % (1 周波)	22.4 %	12.4 %
高周波帯の 比帯域	14.1 %	55.2 %		43.3 %	14.9 %
偏波	直線偏波	円偏波	直線偏波	直線偏波	直線偏波
L プローブ の数	2 個	8 個 内 4 本はビア を通す必要有	4 個	6 個	2 個
アンテナ全 体の高さ	$0.108 \lambda_0$	$0.150 \lambda_0$	$0.132 \lambda_0$	$0.195 \lambda_0$	$0.090 \lambda_0$
アンテナ長 さ方向の大 きさ	$0.284 \lambda_0$	$0.579 \lambda_0$	$0.371 \lambda_0$	$0.378 \lambda_0$	$0.306 \lambda_0$
帯域内の最 小アイソレ ーション	13 dB	30 dB	36 dB	13 dB	17 dB
その他必要 な構造	なし	ビア 4 本 L プローブを通 すビアが必要有 給電回路が必要	金属壁 2 枚 給電回路が 必要	4 素子で動作 する構造 金属壁 7 枚	寄生素子 4 個

第五章

アイソレーション特性改善のために放射素子中央にビアを装荷した直交偏波共用 L プローブ給電 2 リング形 MSA

5-1 はじめに

前章で検討した、直交する位置に 2 つの L プローブを配置する手法を用いて直交偏波共用化した 2 周波広帯域特性を有する L プローブ給電 2 リング形 MSA の課題点として、ポート間アイソレーション特性の最小値が 12.5 dB であり、一章で示した先行研究と比較してやや小さい値となった。また、L プローブ間の結合により直交する L プローブから放射が発生し、正面方向の交差偏波が増加した。これらの課題点を解決するために、地導体からアンテナ上部までの長さとするビアを放射素子中央に配置する手法について、解析と実験の両面から検討した結果[50]-[52]を述べる。

本章で提案する MSA は、第四章にて示した MSA 及び第一章 1-2-4 節にて示した先行研究と同様に、直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA である。本章で提案する MSA の優位性について、性能比較を行った結果を章末の結論に記す。

5-2 基本構成

本章では直交偏波共用2周波広帯域Lプローブ給電2リング形MSAのアイソレーション特性改善のために、放射素子の中央にビアを装荷した構造を検討した。図5.1に基本構成図を示す。前章の図4.2に示す構造と比較すると、放射素子の中央に地導体から上層放射素子までを長さとするビアを装荷した構造となっている。互いに直交する位置に配置された2つのLプローブは原理的に結合しないと考えられるが、図4.2に示す構造は2つのLプローブが構造の対称性及び1st mode、2nd modeそれぞれの電磁界分布の対称性を乱し、偏波と直交する面の電位が発生するため、直交する位置に配置したLプローブに結合が発生する。そこで、地導体と接地したビアをリング素子中央に装荷することで各モードの電磁界分布の対称性が維持される[53]ことにより、2つのLプローブ間の結合を低減する効果が見込まれる。設計周波数は1st modeを4.5 GHz、2nd modeを6.5 GHzとした。なお、解析には電磁界シミュレータANSYS HFSSを使用し、供試基板として比誘電率2.6、厚さ1.2 mm及び0.6mmのテフロンガラスファイバ基板を用いた。

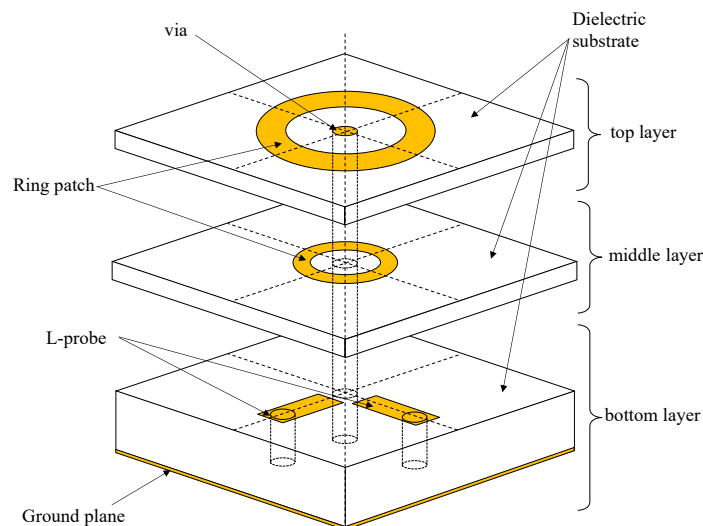


図 5.1 提案アンテナの基本構成図

5-3 放射素子の中央にビアを装荷した際の特性への影響

本節では直交偏波共用2周波広帯域MSAのアイソレーション特性改善のため、放射素子中央にビアを装荷した際の特性の変化について解析により検討した。図4.2に示すビアのない構造と図5.2に示すビアを装荷した構造の各種特性の比較を行った。

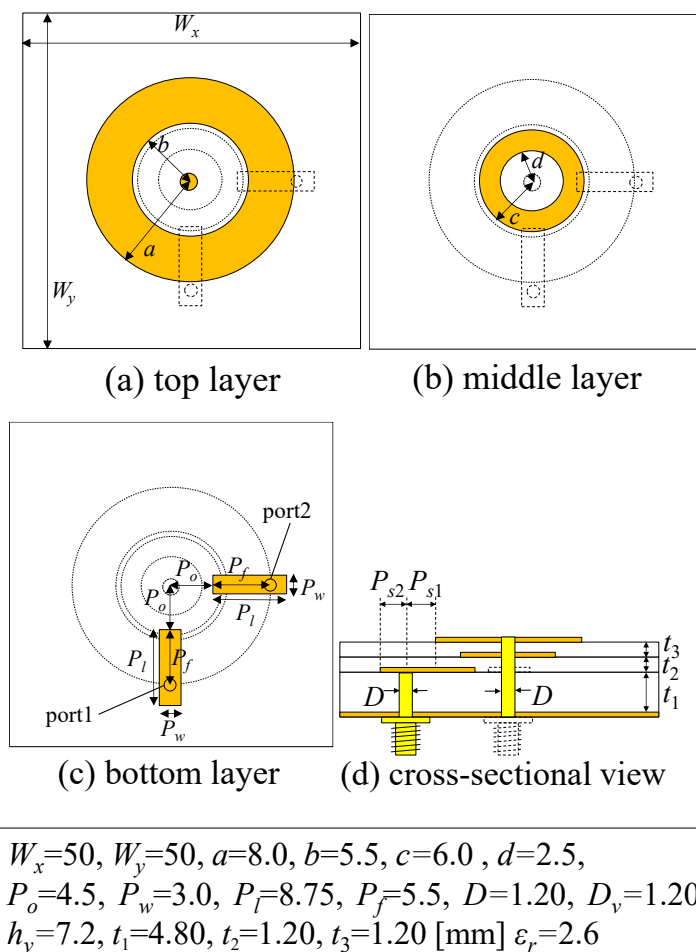


図 5.2 放射素子中央にビアを装荷した直交偏波共用2周波広帯域MSAの基本構造

図 4.2 に示すビアのない構造と図 5.2 に示すビアを装荷した構造の反射特性を図 5.3 に、利得特性を図 5.4 にそれぞれ示す。図 5.3 から、ビアの有無によって共振周波数と帯域には大きな変化が生じないことがわかる。図 5.4 から、ビアの有無によって利得特性は 1st mode では向上し、2nd mode ではピーク値がわずかに増加し帯域はやや狭くなったが、どちらの帯域も全体として大きな変化が生じないことがわかる。以上のことから、ビアの有無によって反射特性と利得特性に顕著な影響を及ぼさないことがわかる。

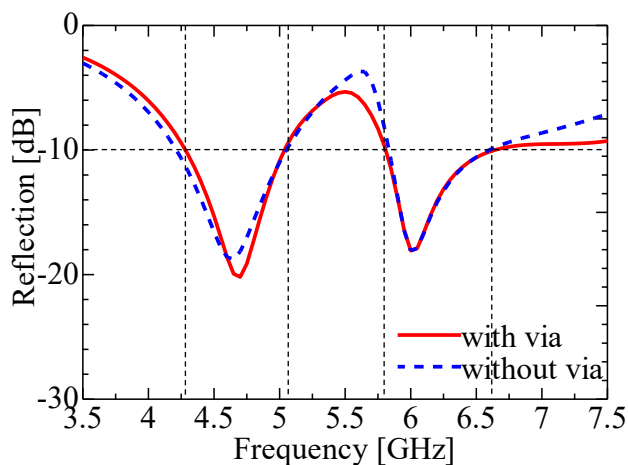


図 5.3 ビアの有無による反射特性の変化

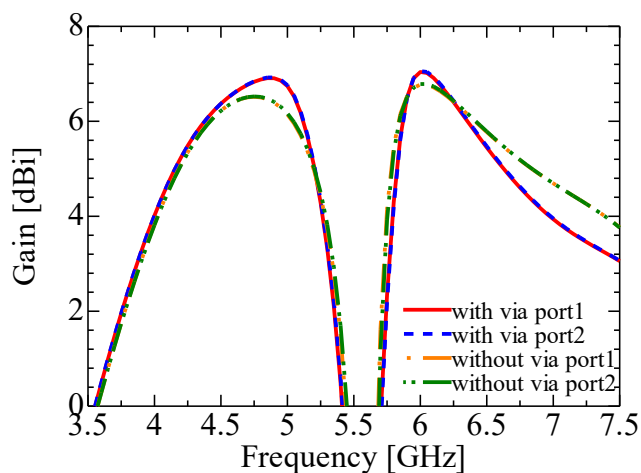


図 5.4 ビアの有無による利得特性の変化

アイソレーション特性を図 5.5 に示す。図 5.3 において反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲内のアイソレーションの最小値は、ビアを装荷していない構造では 14 dB であったのに対し、ビアを装荷した構造では 20 dB であった。この結果から、ビアを装荷することによって 1st mode、2nd mode の両帯域内においてアイソレーション特性を改善可能であることが明らかにされた。

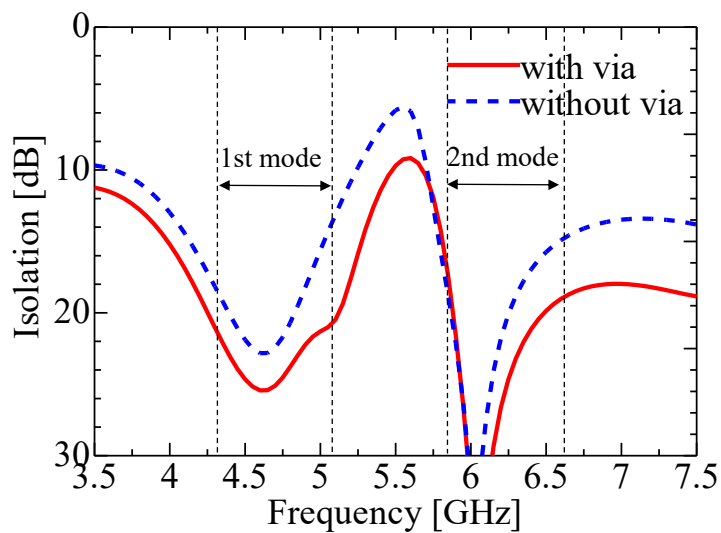
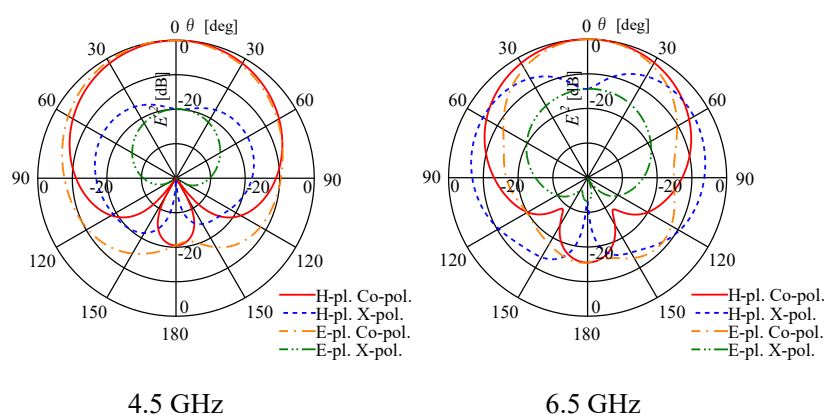


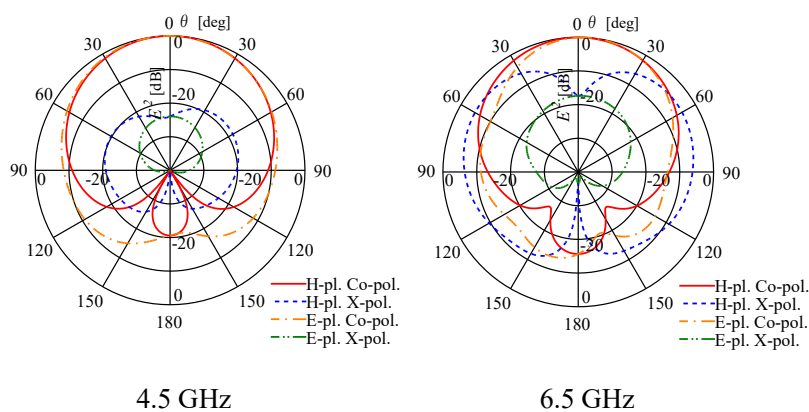
図 5.5 ビアの有無によるポート間アイソレーション特性の変化

1st mode と 2nd mode の中心周波数である 4.5 GHz と 6.5 GHz におけるビアの有無による構造の放射パターンの比較を図 5.6 に示す。図 5.6(a)にビアのない構造の放射パターン(図 4.5)を、図 5.6(b)にビアのある構造の放射パターンを示す。ここでは port1 の特性を示しており、port2 の特性は同様であるため省略した。図 5.6 の(a)と(b)を比較すると主偏波はE面H面共に変化がないが、正面方向の交差偏波は4.5 GHz、6.5 GHzともに3 dB程度改善した。放射素子中央にビアを装荷することで、直交するLプローブ間の結合が低減し、交差偏波の放射が抑制されたためと考えられる。

以上のことから、放射素子中央にビアを装荷することによって、反射特性、利得特性には顕著な影響を及ぼすことなく、アイソレーション特性を改善し且つ正面方向の交差偏波を抑制することが可能であることが示された。



(a) 2つのLプローブを配置した構造の放射パターン(図 4.5 を再掲)

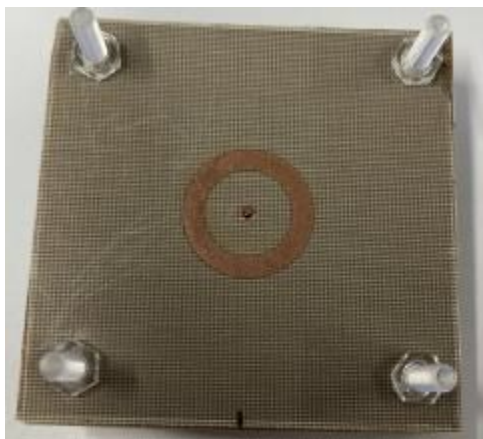


(b) ビアを装荷した構造の放射パターン

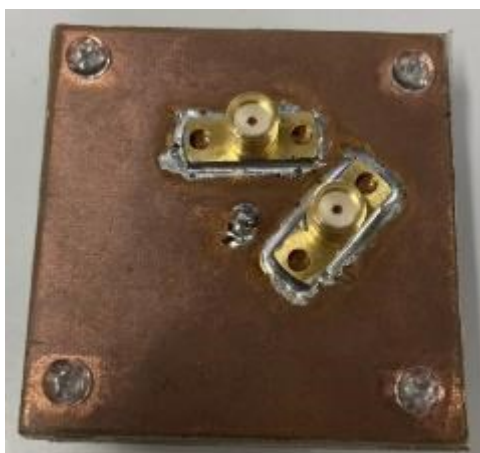
図 5.6 放射パターンの比較

5-4 試作アンテナの特性

図 5.2 に示す放射素子中央にビアを装荷した直交偏波共用 2 周波広帯域 2 リング形 MSA について、試作・測定を行いその特性を検討した。試作した提案アンテナの写真を図 5.7 に示す。表面では、1st mode 用の放射素子及びアイソレーション改善のためのビアの上部が、裏面では地導体、2つの SMA コネクタ及びアイソレーション改善のためのビアの下部が地導体と接続されている部分が写されている。



(a) 表面



(b) 裏面

図 5.7 試作した提案アンテナの写真

試作アンテナの反射特性を図 5.8 に、アイソレーション特性を図 5.9 にそれぞれ実測値と解析値を示す。反射量が -10 dB 以下且つポート間アイソレーションが 20 dB 以上となる周波数範囲は、1st mode が 4.2 GHz \sim 4.9 GHz となり比帯域は 15.7% 、2nd mode が 6.0 GHz \sim 6.7 GHz となり比帯域は 11.0% であった。1st mode、2nd mode の両周波数帯において良好な広帯域特性とアイソレーション特性が得られ、実測値と解析値は概ね一致した。

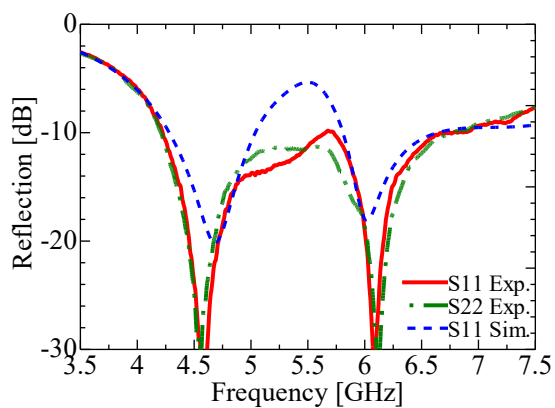


図 5.8 試作アンテナの反射特性

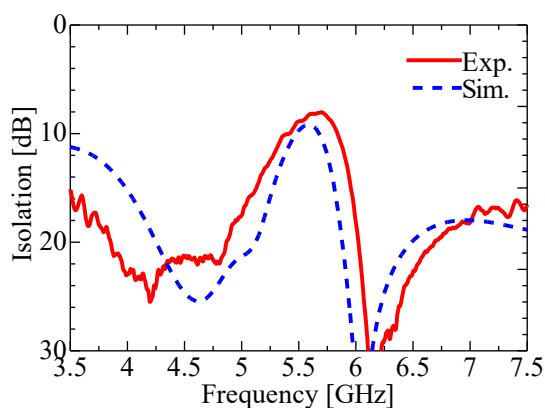


図 5.9 試作アンテナのアイソレーション特性

試作アンテナの利得特性の実測値と解析値を図 5.10 に示す。ここでは port1 の結果のみ示した。図 5.7 における反射量が -10 dB 以下且つ図 5.8 におけるアイソレーションが 20 dB 以上となる周波数範囲における利得は 1st mode が 6.0 dBi \sim 7.2 dBi、2nd mode が 5.4 dBi \sim 7.0 dBi であった。1st mode と 2nd mode のそれぞれ設計周波数である 4.5 GHz、 6.5 GHz の2点における試作アンテナの放射パターンの実測値を図 5.11 に示す。いずれの周波数も、主偏波は正面方向に単向性を示す良好なパターンが得られた。正面方向の交差偏波レベルは 4.5 GHz が -24 dB、 6.5 GHz が -18 dB となった。第四章で検討したピアを装荷していない構造の MSA の正面方向の交差偏波の実測値と比較すると、 4.5 GHz では 4 dB、 6.5 GHz では 2 dB 低下した。前節で示した解析結果通り、直交する L プローブへの結合が小さくなりその放射を抑制できたことが実測値からも確認された。

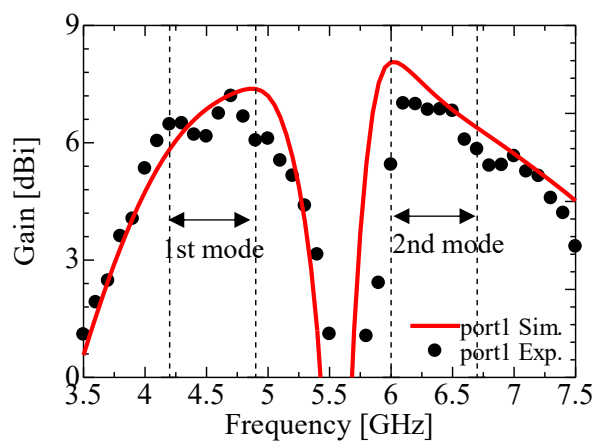


図 5.10 試作アンテナの利得特性

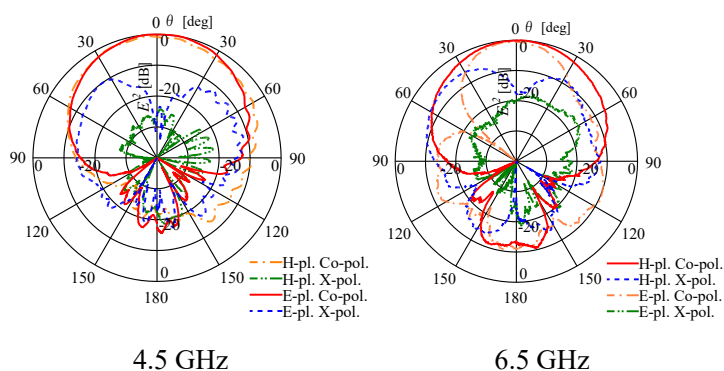


図 5.11 試作アンテナの放射パターン(実測値)

5-5 結論

本章では、直交偏波共用 2 周波広帯域 L プローブ給電 2 リング形 MSA のアイソレーション特性の改善について検討した。放射素子中央にビアを装荷することによりポート間アイソレーション特性が改善されること、正面方向の交差偏波を低減できることが明らかにされた。このアンテナを試作し特性評価を行った結果、反射量が -10 dB 以下且つアイソレーション特性が 20 dB 以上となる周波数範囲は、1st mode が 4.2 GHz \sim 4.9 GHz となり比帯域は 15.7%、2nd mode が 6.0 GHz \sim 6.7 GHz となり比帯域は 11.0%となった。更に、アイソレーション特性が改善されることによって直交する位置に配置した L プローブによる放射を抑制することができ、正面方向の交差偏波も改善することが可能であることが明らかになった。

本章で提案する MSA の優位性について示すため、第一章 1-2-4 節に示した直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA の先行研究[32]-[35]との性能比較を表 5.1 に示す。また、直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA として四章で示した MSA についても表内に記した。表内の λ_0 はそれぞれの MSA の動作する低周波帯の中心周波数における波長としている。また、アンテナの長さ方向の大きさは地導体を含まない導体部分の大きさとしている。

表から、五章で示した提案 MSA の特徴として以下が挙げられる。

- 比帯域がやや狭い。
- 2 周波・直線偏波で動作する。
- L プローブの数の少なく、その他必要な構造もビア 1 本のみである。
- アンテナの長さ方向の大きさ、アンテナ全体の高さが小さい。
- アイソレーション特性はやや低い、第四章に示した MSA と比較すると大きい。

四章に示した MSA とほぼ同様の特徴を有しており、四章に示した MSA と比較した場合帯域はやや狭いがアイソレーション特性が大きいという特徴を有している。

表 5.1 四章と五章で提案した MSA と先行研究の性能比較

	四章の提案 MSA	五章の提案 MSA	Ref. 32	Ref. 33	Ref. 34	Ref. 35
低周波帯の比帯域	21.7 %	15.7 %	43.9 %	22.4 % (1 周波)	22.4 %	12.4 %
高周波帯の比帯域	14.1 %	11.0 %	55.2 %		43.3 %	14.9 %
偏波	直線偏波	直線偏波	円偏波	直線偏波	直線偏波	直線偏波
L プロープの数	2 個	2 個	8 個 内 4 本はビアを通す必要有	4 個	6 個	2 個
アンテナ全体の高さ	$0.108\lambda_0$	$0.108\lambda_0$	$0.150\lambda_0$	$0.132\lambda_0$	$0.195\lambda_0$	$0.090\lambda_0$
アンテナ長さ方向の大きさ	$0.284\lambda_0$	$0.284\lambda_0$	$0.579\lambda_0$	$0.371\lambda_0$	$0.378\lambda_0$	$0.306\lambda_0$
帯域内の最小アイソレーション	13 dB	20 dB	30 dB	36 dB	13 dB	17 dB
その他必要な構造	なし	ビア 1 本	ビア 4 本 L プロープを通すビアが必要有 給電回路が必要	金属壁 2 枚 給電回路が必要	4 素子で動作する構造 金属壁 7 枚	寄生素子 4 個

第六章

キャビティ装荷直交偏波共用 L プロブ給電 2 周波広帯域 2 リング形 MSA

6-1 はじめに

前章までに検討した、放射素子の中央にピアを装荷した直交偏波共用 2 周波広帯域 L プロブ給電 2 リング形 MSA の課題点として、アンテナを構成する基板の大きさによって利得が大きく変動してしまう点がある。図 5.2 に示した構造の MSA に関して、このアンテナの基板の一辺の長さ W_x, W_y を変化させた場合の利得特性の変化を図 6.1 に示す。なお、本章における解析は電磁界シミュレータ ANSYS HFSS を用いている。1st mode では基板の大きさによって利得は大きく変動し、特に、3.25 GHz 付近では $W_x=W_y=100\text{mm}$ と $W_x=W_y=300\text{mm}$ を比較した場合、利得は約 3 dB の差が生じた。図 6.2 に $W_x=W_y=100\text{mm}$ と $W_x=W_y=300\text{mm}$ の場合について、3.25 GHz における E 面方向の断面内の電界分布と放射パターンを示す。利得低下が生じている $W_x=W_y=300\text{mm}$ では誘電体基板内及びその近傍の電界が強いことがわかる。本アンテナは厚い誘電体基板を用いているため、その大きさによっては基板に沿って伝搬する表面波が強く励振される。このため図 6.2(b) に示すように放射パターンが乱れ、利得が低下すると考えられる。そこで、本稿では基板の大きさの変化によらずに安定した利得特性を得ることを目的とし、基板内及びその近傍を伝搬する表面波を抑制するためのキャビティを装荷する手法について、解析と実験の両面から検討した結果[54],[55]を述べる。

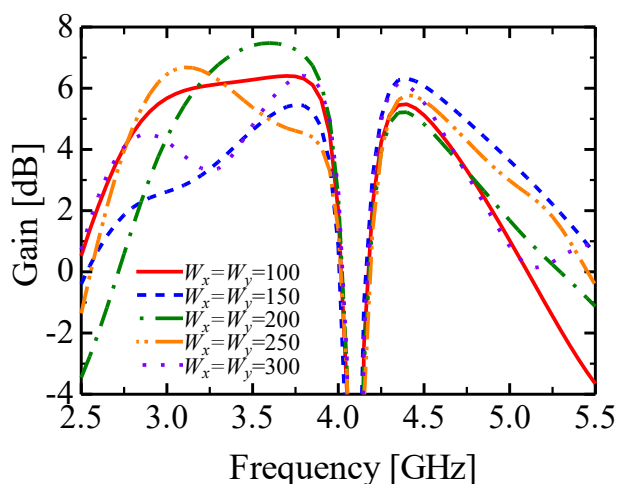
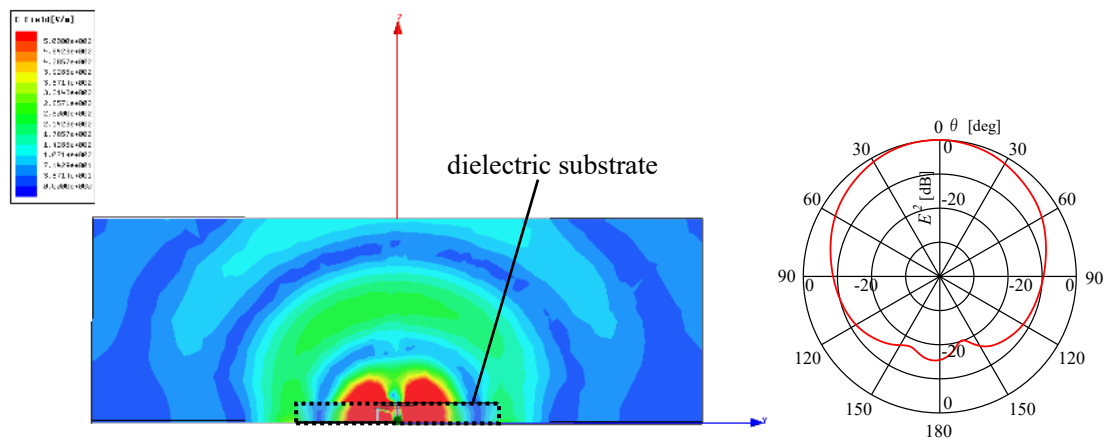
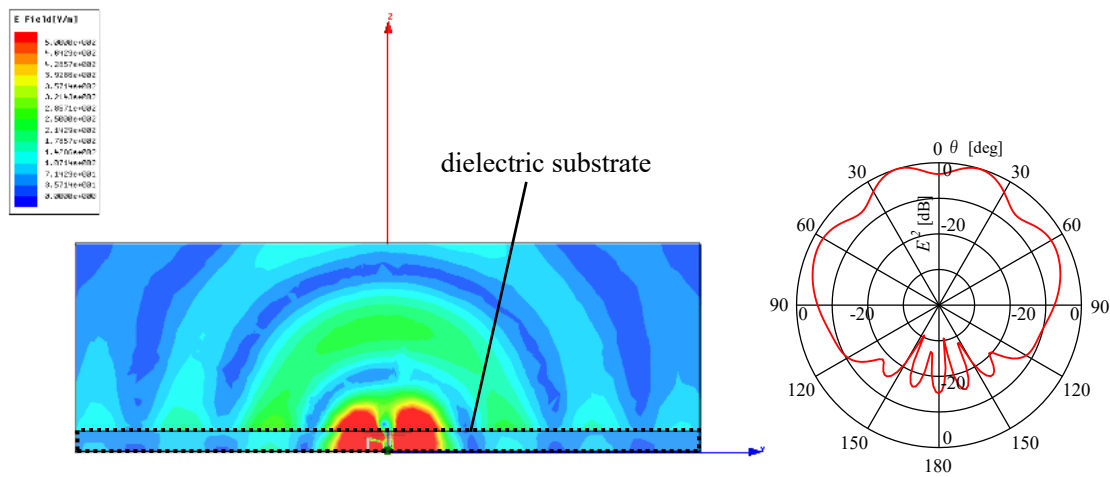


図 6.1 図 5.2 に示す MSA の基板面積を変化した場合の利得特性の変化



(a) $W_x=W_y=100\text{mm}$



(b) $W_x=W_y=300\text{mm}$

図 6.2 3.25 GHz における E 面方向の断面内の電界分布および放射パターン

6-2 表面波抑制の手法について

隣接する素子との相互結合低減や正面方向の利得向上などを目的に、これまでにマイクロストリップアンテナの表面波抑制に関する研究が行われている。表面波抑制の先行研究として、寄生素子を装荷する方法[57]、周期構造によるバンドギャップ特性を利用する方法[58]、キャビティを装荷する方法[59]などがある。それぞれの方法を用いた MSA の概略図を図 6.3～図 6.5 に示す。周期構造によるバンドギャップ特性は周波数特性を有しており、提案アンテナは 2 周波帯で広帯域に動作するため、バンドギャップ特性も 2 周波かつ広帯域に設計する必要があるが、通常の周期構造のバンドギャップ特性は 1 周波で動作し、且つ狭帯域である。また、周期構造を用いる場合アンテナ全体の面積が増加してしまいアレー化の際に素子間が大きくなってしまう。寄生素子を装荷する方法も周期構造と同様に狭帯域特性であるため、提案アンテナに対してキャビティ構造が 2 周波帯で広帯域に表面波を遮断する観点で効果的であると考えられる。よって、本論文では 2 周波広帯域 MSA にキャビティを装荷する方法を採用し、次節以後はキャビティ構造が提案アンテナに与える効果について検討する。

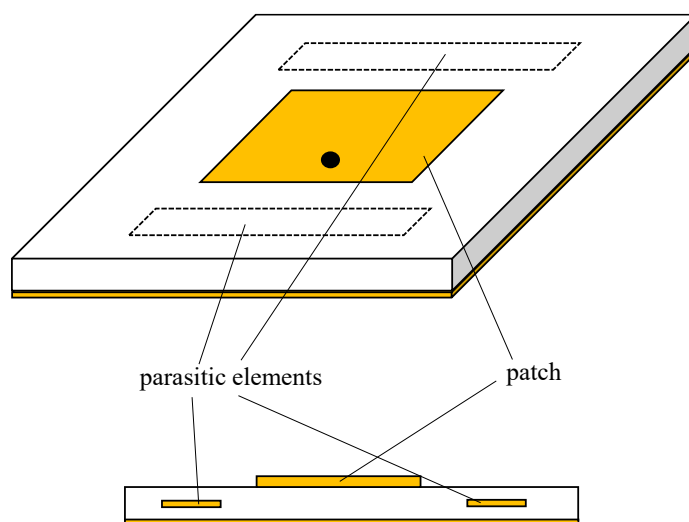


図 6.3 寄生素子を装荷した MSA
(Ref. 56)

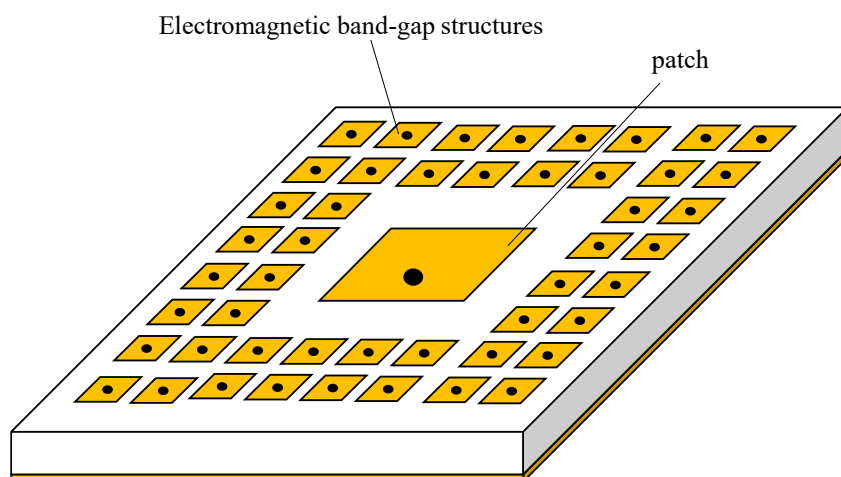


図 6.4 バンドギャップ特性を有する周期構造(EBG)を装荷した MSA
(Ref. 57)

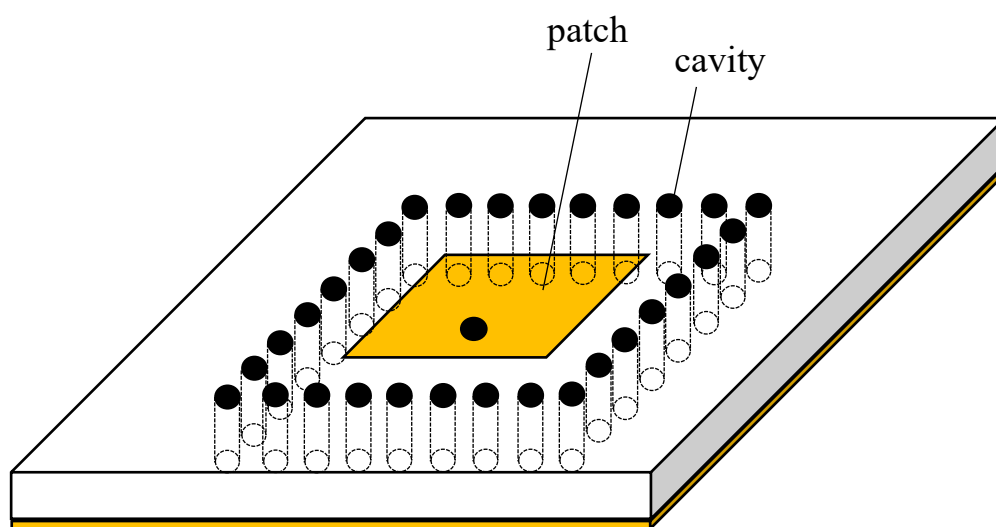
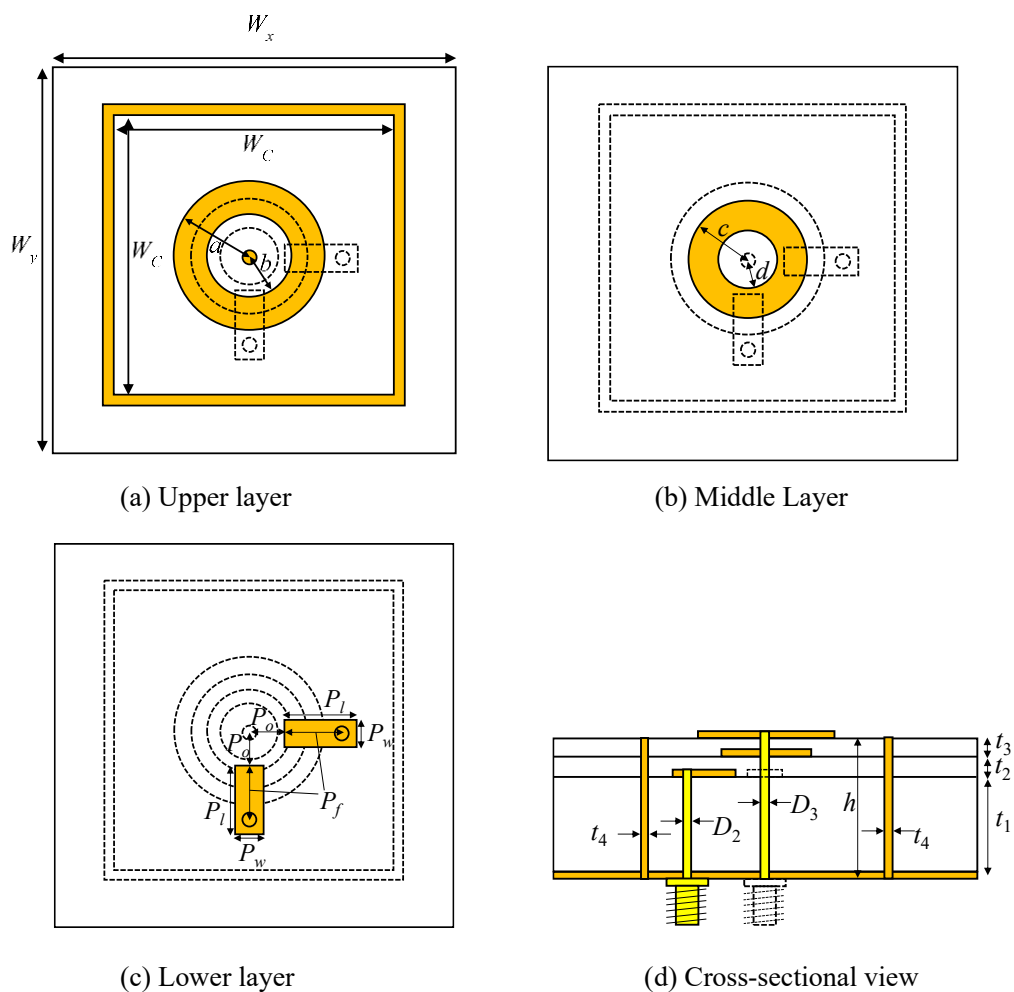


図 6.5 キャビティを装荷した MSA
(Ref. 58)

6-3 金属壁によって構成されたキャビティについての検討

はじめに、表面波を遮断する構造として最も単純な構造である金属壁によって構成されたキャビティについて検討した。MSA の周囲に金属壁によって構成されたキャビティを装荷した提案アンテナの構造図を図 6.6 に示す。金属壁は地導体に接地された厚さ 1mm の金属板とし、キャビティの形状は方形とした。



$$\begin{aligned}
 &W_x = W_y = 100, a = 8.5, b = 5.0, c = 7.0, d = 3.5, \\
 &W_c = 50, P_o = 5.5, P_l = 7.0, P_w = 3.0, P_f = 4.5, \\
 &D_1 = D_2 = 1.2, t_1 = 4.8, t_2 = 1.2, t_3 = 1.2, \\
 &t_4 = 1.0, h = 7.2 \text{ [mm]} \quad \epsilon_r = 2.6
 \end{aligned}$$

図 6.6 金属壁によって構成したキャビティを装荷した提案アンテナの構造図

金属壁によって構成したキャビティの内辺 W_c を変化させた場合の利得特性の変化を図 6.7 に示す。その他の寸法は図 6.6 に示す値に固定している。キャビティを装荷していない場合に比べて、キャビティを装荷することにより利得は向上しているが $W_c=30\text{mm}$ の場合は 1st mode、2nd mode 共に利得が低下しており、キャビティの内辺は一定以上の大きさが必要であることがわかる。

金属壁によって構成したキャビティの高さ h を変化させた場合の利得特性の変化を図 6.8 に示す。その他の寸法は図 6.6 に示す値に固定している。キャビティの高さ h を大きくするほど利得は向上することがわかる。図 6.7、図 6.8 から、キャビティを構成する金属壁の高さ及び内辺の長さが大きいほど利得を向上させることが可能であると考えられる。

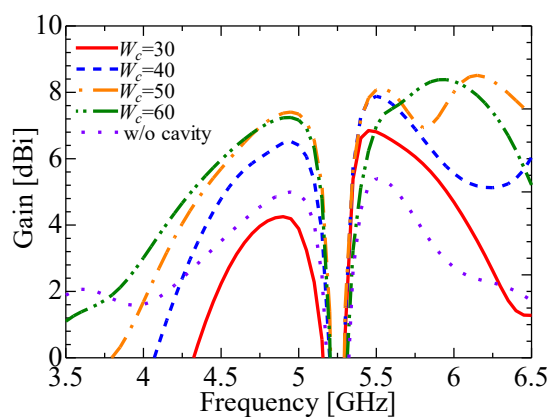


図 6.7 キャビティの内辺 W_c を変化させた場合の利得特性の変化

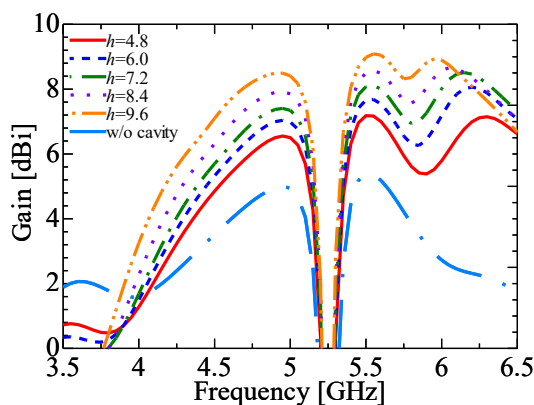
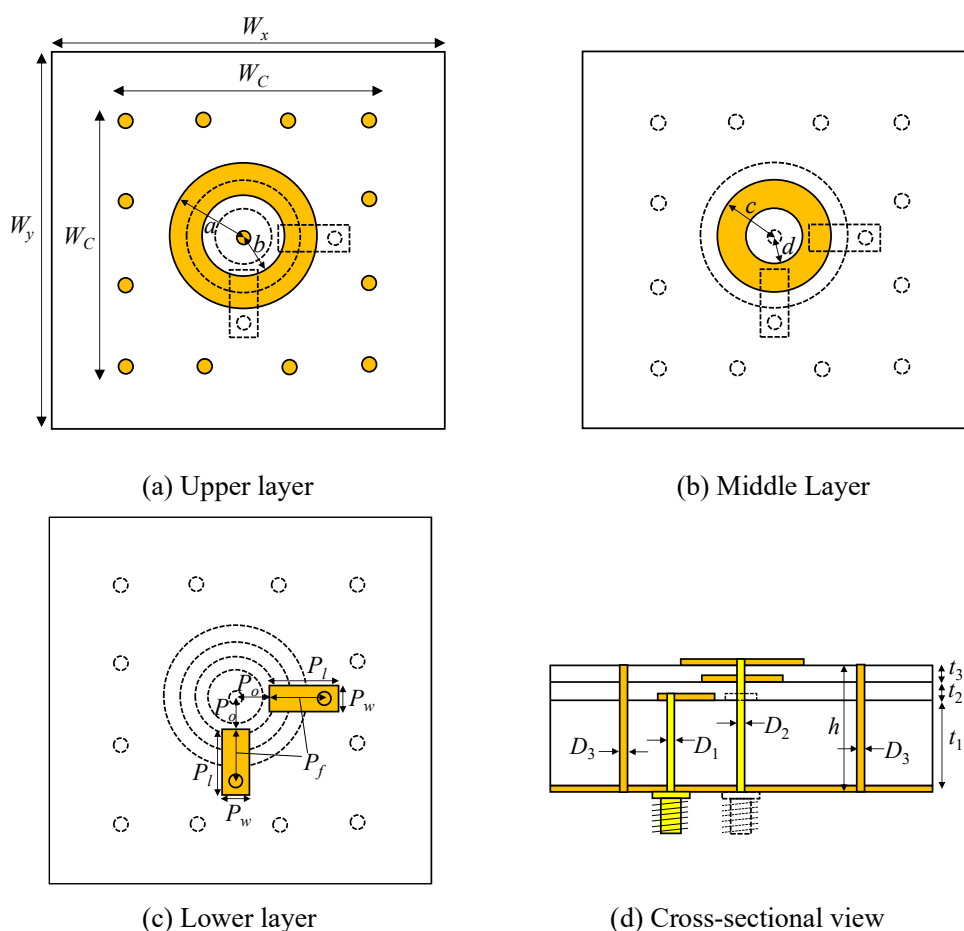


図 6.8 キャビティの高さ h を変化させた場合の利得特性の変化

6-4 ビアによって構成されたキャビティについての検討

前節は金属壁によって構成されたキャビティを装荷する効果について検討したが、MSAは平面基板により構成されるため高さ方向の金属板を加工することは容易ではない。そこで、複数のビアによってキャビティを構成する方法について検討した。構成図を図 6.9 に示す。ビアは方形に等間隔に配置している。



$$\begin{aligned}
 &W_x = W_y = 100, a = 8.5, b = 5.0, c = 7.0, d = 3.5, \\
 &W_C = 50, P_o = 5.5, P_l = 7.0, P_w = 3.0, P_f = 4.5, \\
 &D_1 = D_2 = 1.2, D_3 = 2.4, t_1 = 4.8, t_2 = 1.2, t_3 = 1.2, \\
 &h = 7.2 \text{ [mm]} \quad \epsilon_r = 2.6
 \end{aligned}$$

図 6.9 ビアによって構成されたキャビティを装荷した提案アンテナの構造図

図 6.10 にキャビティとして配置したビアの本数を変化させた場合の利得特性を示す。比較のため、図 6.6 に示す金属壁によって構成したキャビティを装荷した場合の変化の利得特性($W_C = 50\text{mm}$, $h = 7.2\text{mm}$)を同時に示している。また、その他の寸法は図 6.9 に示す値で固定している。ビアの本数が 8 本の場合に 2nd mode の利得は低下したが、12 本以上の場合ではいずれも変化が見られなかった。また、金属壁によって構成したキャビティを装荷した場合と比較すると利得は全体的に低下している。

図 6.11 に配置したビアの高さを変化させた際の利得特性を示す。ビアの本数は 12 本、その他の寸法は図 6.8 に示す値に固定している。ビアの高さを大きくするほど、わずかであるが 1st mode の利得が向上していることがわかる。また、いずれの場合もキャビティを装荷していない場合と比較すると利得が向上している。

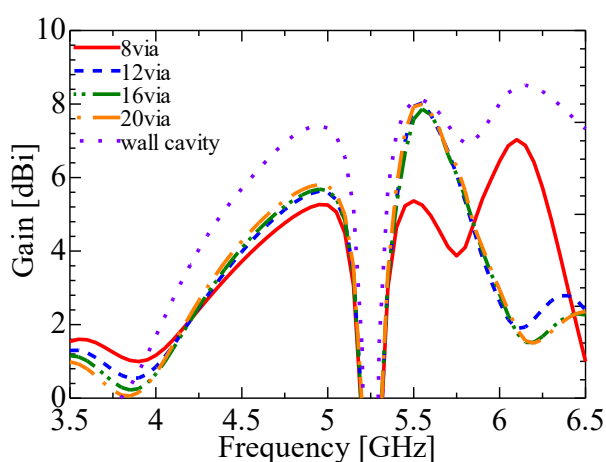


図 6.10 ビアの本数を変化させた場合の利得特性の変化

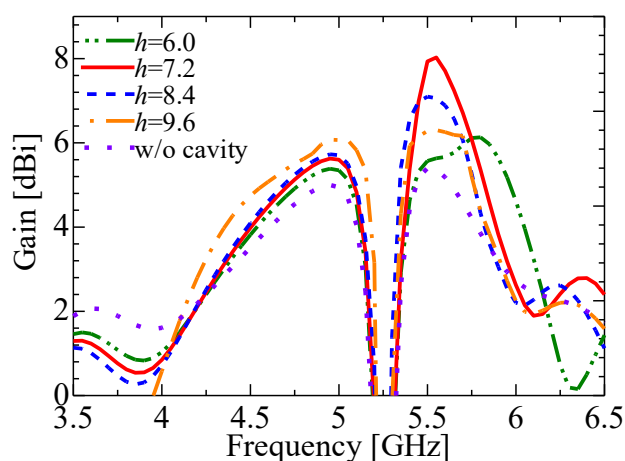
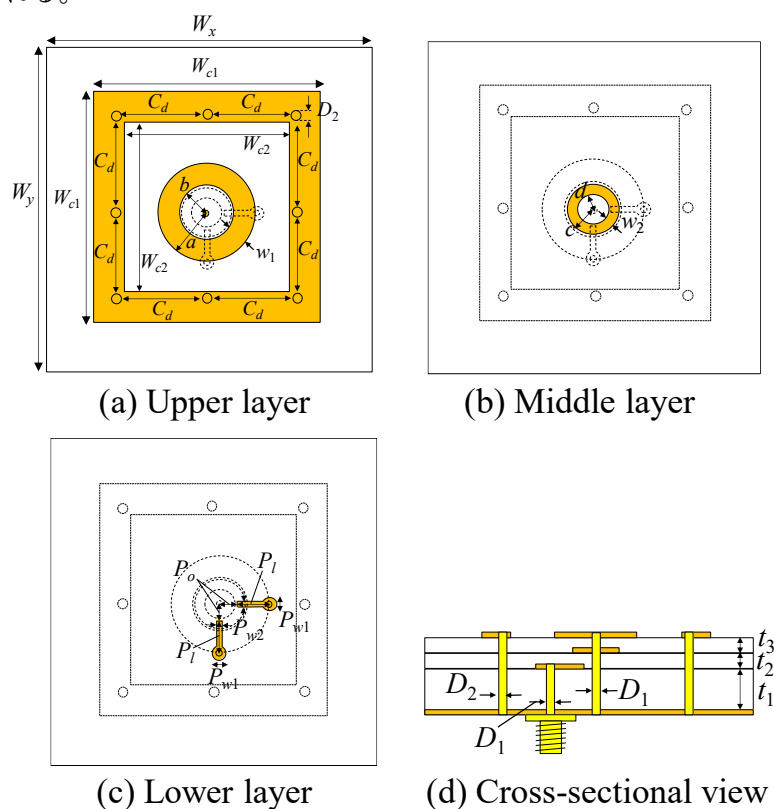


図 6.11 ビアの高さを変化させた場合の利得特性の変化

6-5 方形リング形素子とビアによって構成されたキャビティについての検討

次に、上層の放射素子の周囲に配置した方形リング形素子と、地導体と方形リング形素子を接続する 8 本のビアによって構成されたキャビティについて検討した。構成図を図 6.12 に示す。これまでの検討より、キャビティの高さ方向の大きさが增加するほど利得向上の効果がみられる傾向があったが、キャビティの高さ方向の大きさを基板の厚さ($t_1+t_2+t_3$)以上とするとアンテナ全体の高さが增加する。そこで、ビアの上層に方形リング形素子を配置することで、アンテナ全体の高さを増加させることなくビアを平面方向に折り曲げるのと等価な効果が期待される。



$$W_x=100, W_y=100, W_{c1}=50, W_{c2}=38, C_d=20, a=11.5, b=6.5, c=8.5, d=5.0, w_1=5.0, w_2=3.5, P_o=4.0, P_{w1}=1.2, P_{w2}=3.0, P_l=6.0, D_1=1.2, D_2=3.0, t_1=7.2, t_2=1.2, t_3=1.2 \text{ [mm]} \epsilon_r=2.6$$

図 6.12 方形リング形素子とビアによって構成されたキャビティを装荷した MSA

図 6.12 に示す MSA について、キャビティの寸法に対する特性の変化を検討する。はじめにキャビティを構成する方形リング形素子の外辺 W_{C1} を変化させた際の利得特性を図 6.13 に示す。 W_{C1} を小さくするほど、1st mode、2nd mode 共に利得の最大値は大きくなるが 1st mode の帯域は狭くなる。反対に、 W_{C1} を大きくするほど、1st mode の帯域は広がるが利得の最大値は低下し、2nd mode では利得の最大値は低下し帯域も狭くなった。

キャビティを構成する方形リング形素子の内辺 W_{C2} を変化させた場合の利得特性の変化を図 6.14 に示す。1st mode、2nd mode 共に利得特性の変化は小さいことがわかる。

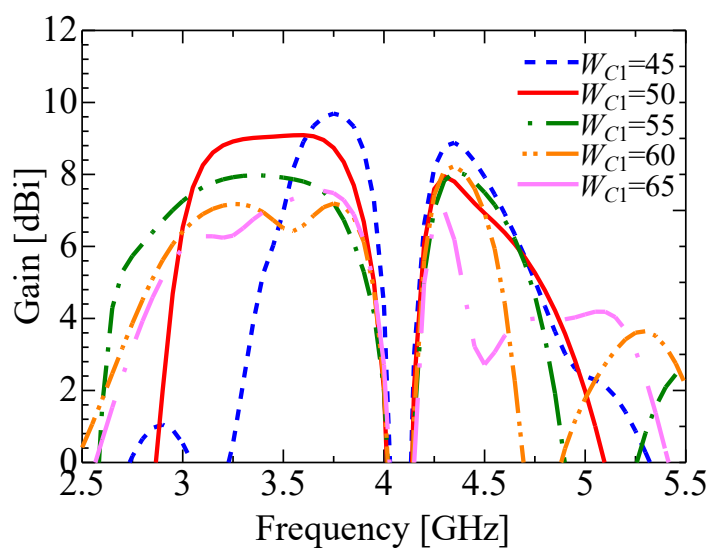


図 6.13 方形リング形素子の外辺 W_{C1} を変化させた場合の利得特性の変化

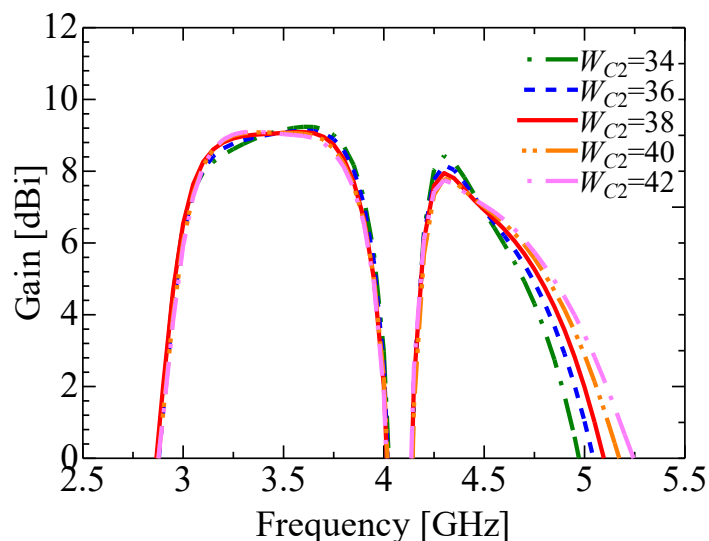


図 6.14 方形リング形素子の外辺 W_{C1} を変化させた場合の利得特性

キャビティを構成するビアの直径 D_2 を変化させた場合の利得特性の変化を図 6.15 に示す。 D_2 を大きくするほど、1st mode の利得の値は大きくなる一方帯域は減少した。2nd mode では利得・帯域ともに増加した。

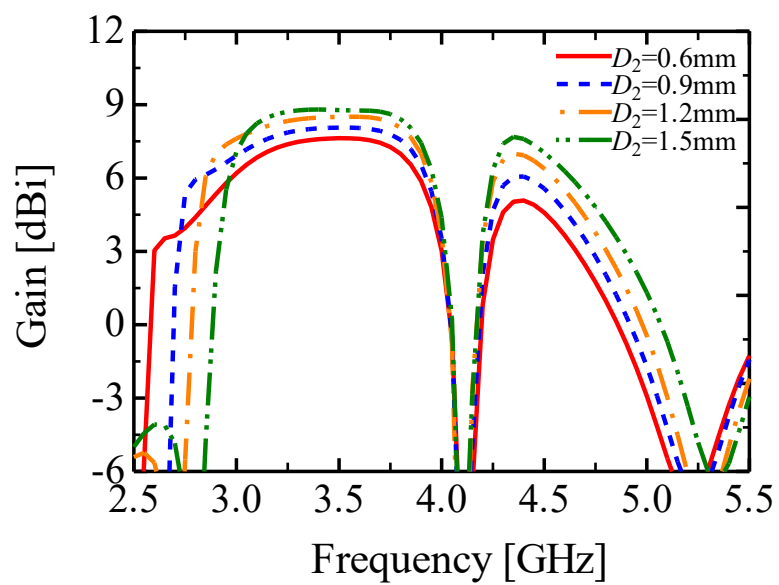


図 6.15 ビアの半径 D_2 を変化させた際の利得特性

次にキャビティを構成するビアの本数について検討する。ビアの本数を変化させた場合の利得特性の変化を図 6.16 に示す。ビアは等間隔に配置し、直径 D_2 は 0.6mm に固定している。ビアの本数を増やした場合、1st mode の利得の値は大きくなる一方帯域は減少し、2nd mode では利得・帯域ともに向上し、ビアの直径 D_2 を大きくした場合と同様の傾向がみられた。ビアの本数を 4 本とした場合は両帯域ともに利得は低下しており、この場合はキャビティとしての効果が十分でないと考えられる。

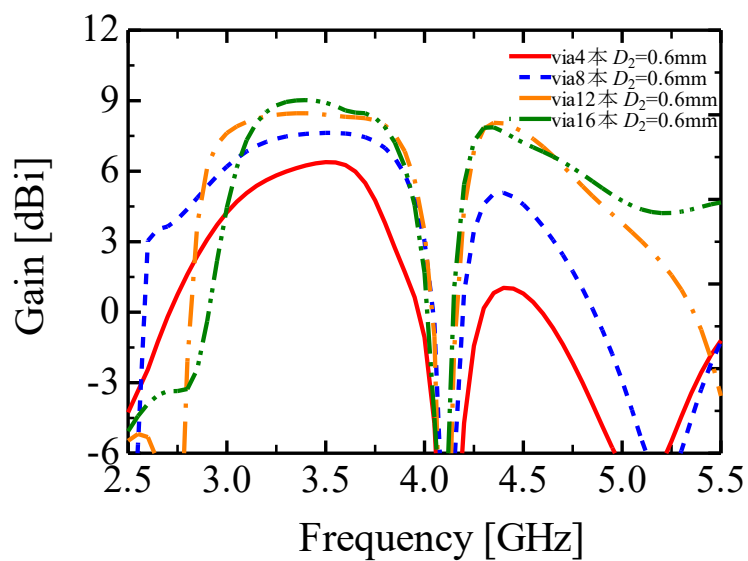


図 6.16 ビアの本数を変化させた際の利得特性

6-6 キャビティを装荷したことによる特性への影響

本節では前節にて示したキャビティの有効性を検討するため、キャビティの有無によるMSAの特性の変化を比較する。図5.2に示すキャビティを装荷していない構造と、図6.12に示すキャビティを装荷した構造について、基板の一辺の長さ W_x, W_y を変化させた場合の反射特性を図6.17に、利得特性を図6.18にそれぞれ示す。図6.17から、反射特性はキャビティの有無及び基板の大きさに依らず、2周波帯で広帯域特性を示していることがわかる。図6.18(a)のキャビティを非装荷の場合、一例として3.0 GHz付近では $W_x=W_y=100\text{mm}$ と $W_x=W_y=160\text{mm}$ の場合を比較すると利得は4 dBほど差が生じているのに対し、図6.18(b)のキャビティを装荷した場合は2nd modeでは若干の変動はみられるものの利得の変動は小さく、1st modeではいずれの場合も安定して高い利得特性を示している

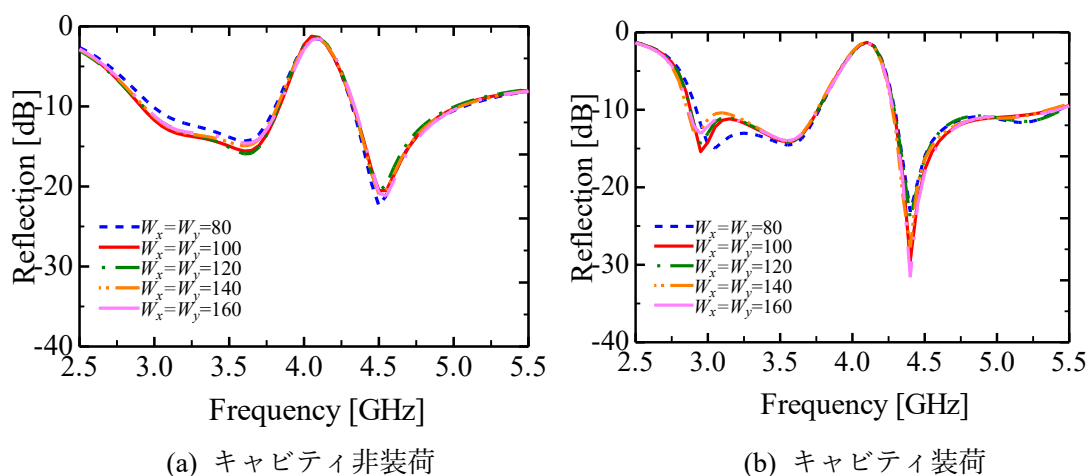


図 6.17 キャビティの有無による反射特性の比較

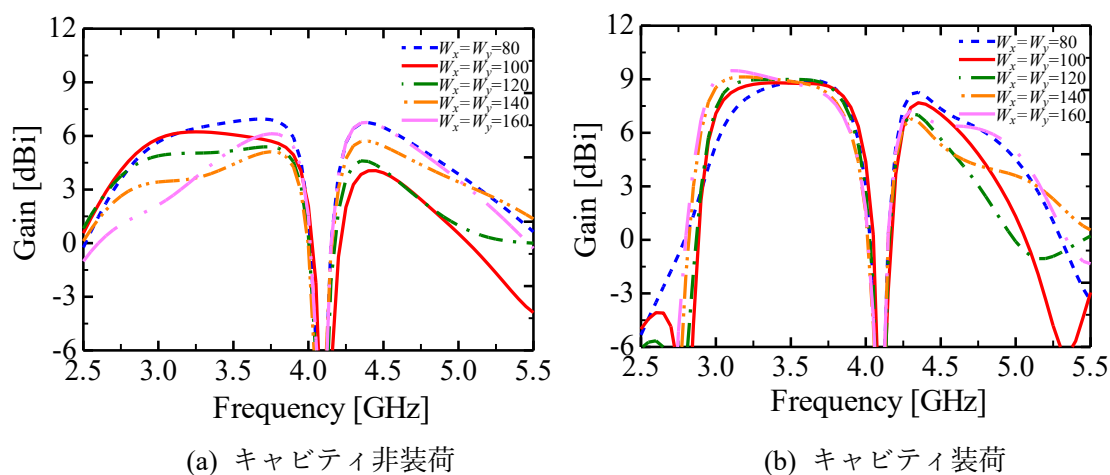


図 6.18 キャビティの有無による利得特性の比較

図 6.1 において利得低下が見られた $W_x=W_y=100\text{mm}$ と $W_x=W_y=300\text{mm}$ の場合について、キャビティの有無による利得特性の変化を図 6.19 に示す。キャビティを装荷することで $W_x=W_y=300\text{mm}$ の場合の利得特性の低下が改善されたことがわかる。

図 6.2 において誘電体基板内部及びその近傍に強い電界が生じていた $W_x=W_y=300\text{mm}$ の場合の 3.25 GHz について、キャビティの有無による E 面方向の断面内の電界分布と放射パターンの比較を図 6.20 に示す。キャビティを装荷することで誘電体基板内部及びその近傍の電界が小さくなっていることから、キャビティによって誘電体基板内部及びその近傍に沿って伝搬する表面波が低減されたと考えられる。また、キャビティを装荷した場合の放射パターンは正面方向に単向性を示しており、放射パターンからもキャビティによる表面波低減の効果を確認できた。

これらの結果から、キャビティを装荷することで基板に沿って伝搬する表面波を抑制し、基板の大きさの変化による利得の変動を低減可能であることが明らかになった。

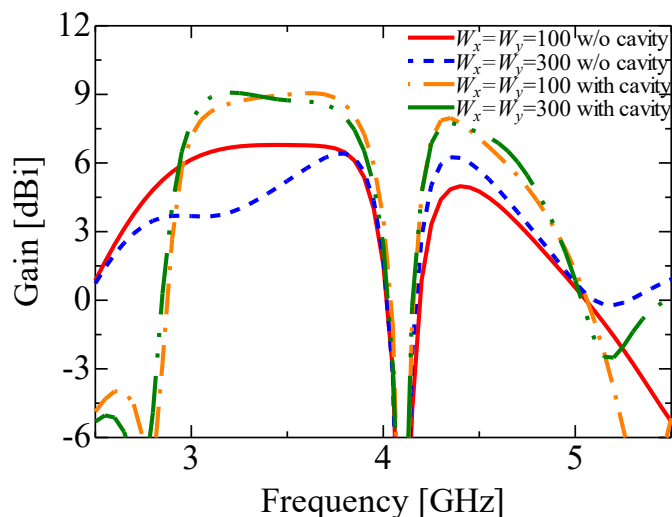
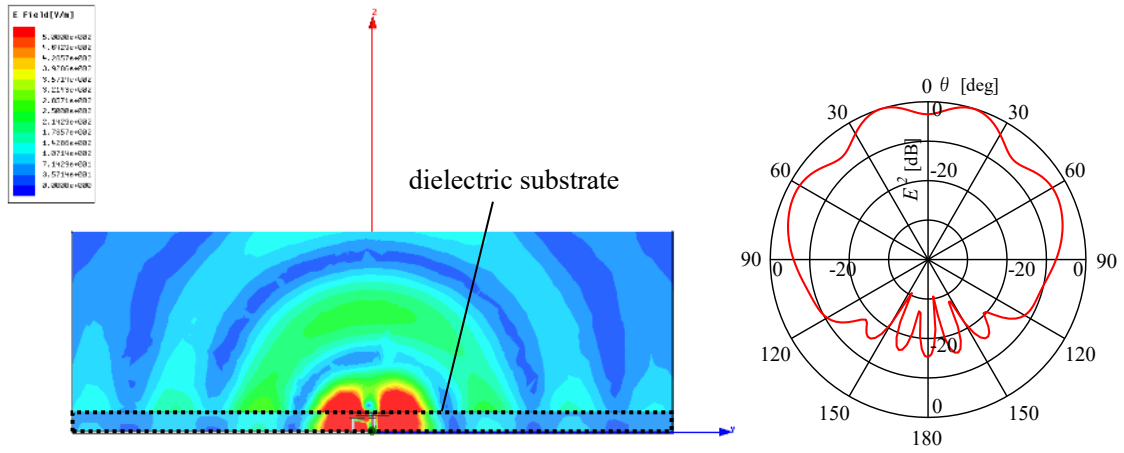
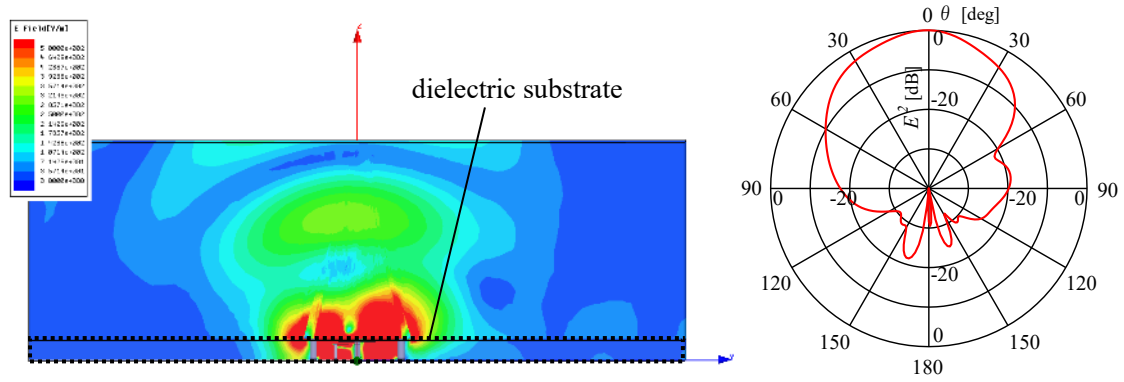


図 6.19 $W_x=W_y=100\text{mm}$ と $W_x=W_y=300\text{mm}$ の場合における利得特性



(a) キャビティを装荷していない場合

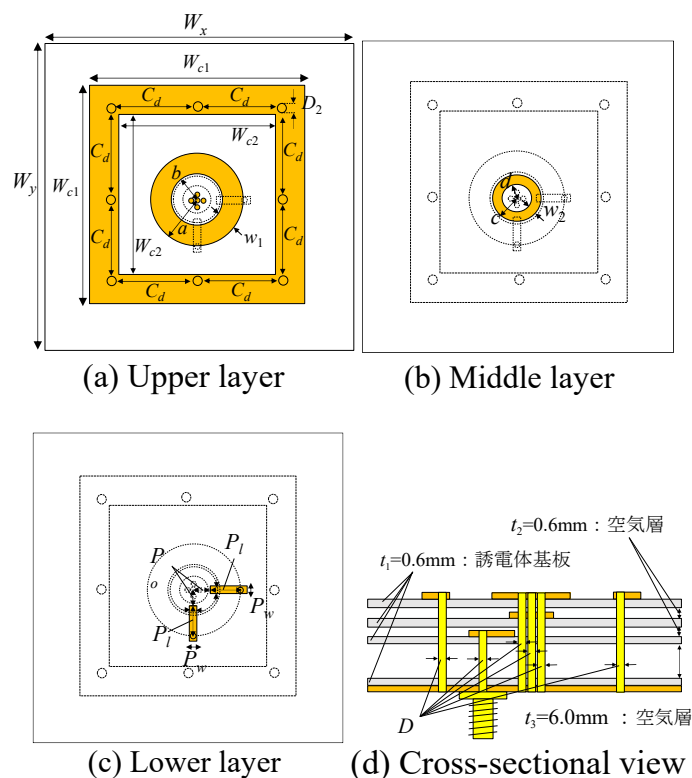


(b) キャビティを装荷した場合

図 6.20 $W_x=W_y=300\text{mm}$ の場合の 3.25 GHz における E 面方向の断面内の電界分布及び放射パターン

6-7 試作アンテナの特性

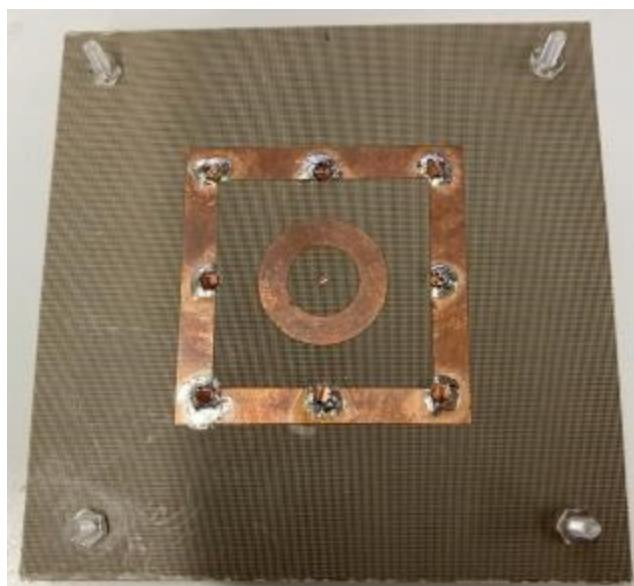
キャビティを装荷した直交偏波共用 2 周波広帯域 MSA について、試作・測定を行いその特性を検討した。図 6.12 に示す MSA は高さ 9.6mm であり厚さの小さい誘電体基板を複数重ねて製作すると、精度良く加工することは難しい。そこで、複数の基板を直接重ねるのではなく、基板間は空気層として再設計することとした。再設計した構造を図 6.21 に示す。アンテナ全体の高さとキャビティの大きさは図 4 に示す MSA と同一とした。また、リング形素子、L プロブ、キャビティの銅箔を配置する層にのみ厚さ 0.6mm の基板を用い、その他は空気層で構成した。なお、基板間を支持するために樹脂製のスペーサーを用いた。空気層を用いることで使用する誘電体基板の枚数を減らすことができ、精度よく加工することができる。空気層を用いると等価的な波長短縮率が小さくなるため、設計周波数は図 6.12 に示す MSA と比較して高い周波数にあたる、1st mode を 4.0 GHz、2nd mode を 5.25 GHz に設定した。



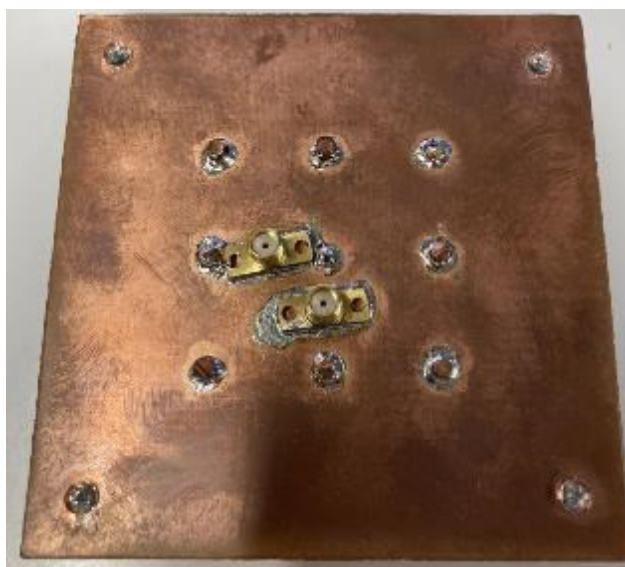
$$\begin{aligned}
 &W_x=100, \quad W_y=100, \quad W_{c1}=50, \quad W_{c2}=38, \quad C_d=20, \\
 &a=11.5, \quad b=8.0, \quad c=8.5, \quad d=7.25, \quad w_1=3.5, \quad w_2=1.25, \\
 &P_o=4.0, \quad P_{w1}=2.0, \quad P_l=8.0, \quad D=1.2, \quad t_1=0.6, \quad t_2=0.6, \\
 &t_3=6.0 \text{ [mm]} \quad \epsilon_r=2.6
 \end{aligned}$$

図 6.21 空気層を用いた試作アンテナの構成図

試作したアンテナの写真を図 6.22 に示す。表面では、1st mode 用の放射素子、アイソレーション改善のためのビアの上部、及び利得変動抑制のためのキャビティを構成する方形リング素子とビアの上部が写されている。裏面では、地導体、2つの SMA コネクタ、アイソレーション改善のためのビアの下部、及び利得変動抑制のためのキャビティを構成するビアの下部が写されている。



(a) 表面



(b) 裏面

図 6.22 試作したアンテナの写真

試作アンテナの反射特性、アイソレーション特性、利得特性の実測値と解析値をそれぞれ図 6.23、図 6.24、図 6.25 に示す。反射量の実測値が -10 dB 以下となる周波数範囲はそれぞれ、1st mode が 3.6 GHz \sim 4.2 GHz、2nd mode が 5.0 GHz \sim 5.6 GHz であった。比帯域はそれぞれ 15.3% 、 11.3% であった。反射量が -10 dB 以下となる帯域内のポート間アイソレーションの実測値は 1st mode が 14 dB 以上、2nd mode が 16 dB 以上であり、利得の実測値は 1st mode が 8.0 dBi \sim 10.2 dBi、2nd mode が 7.0 dBi \sim 8.5 dBi であった。反射特性、アイソレーション特性、利得特性の実測値・解析値はいずれも概ね一致した。

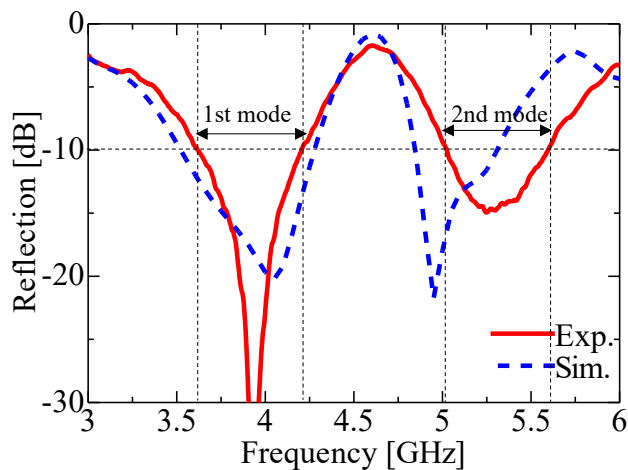


図 6.23 試作アンテナの反射特性

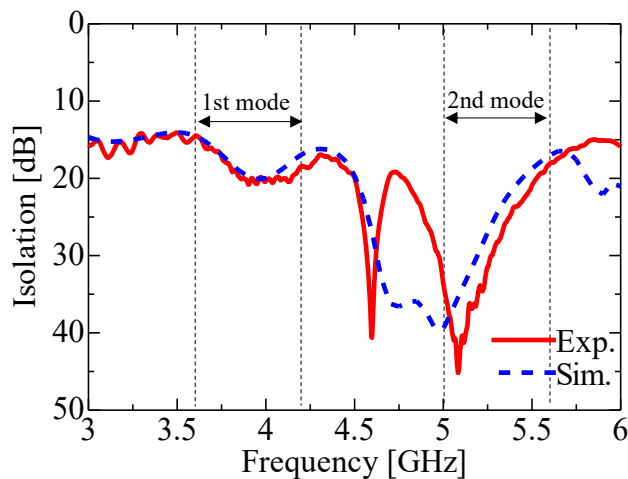


図 6.24 試作アンテナのアイソレーション特性

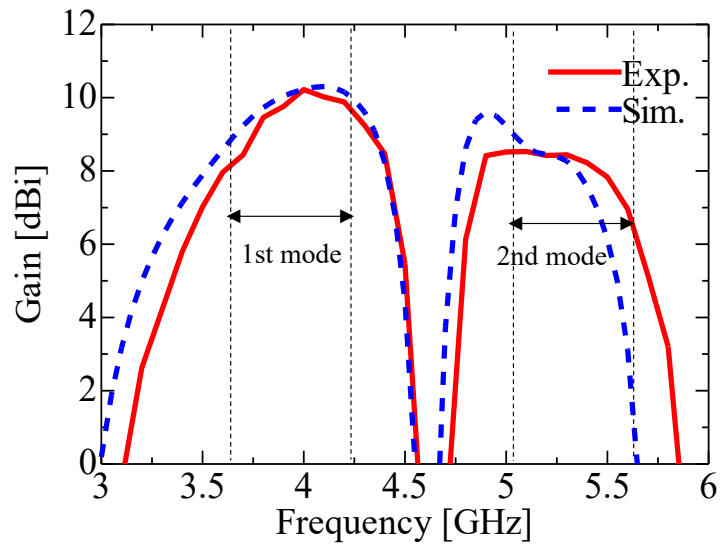
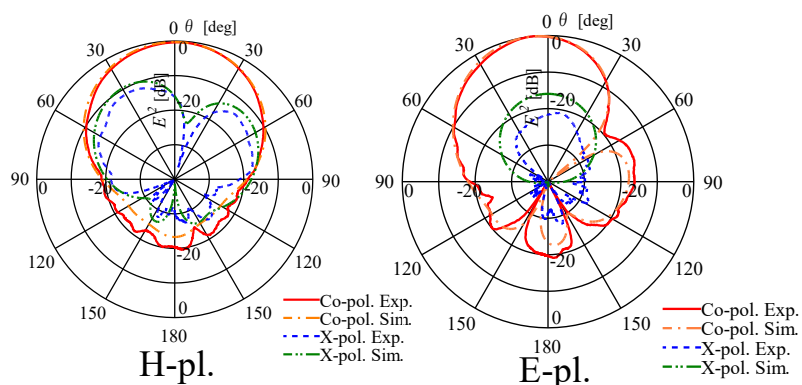
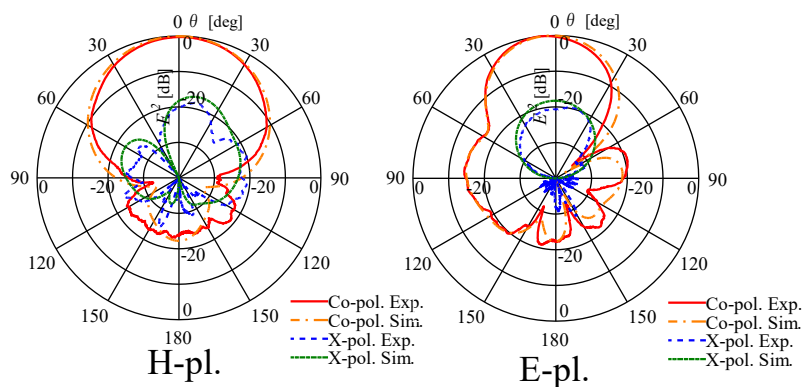


図 6.25 試作アンテナの利得特性

図 6.23 に示す反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲において、1st mode の最低周波数 3.6 GHz と最高周波数 4.2 GHz、2nd mode の最低周波数 5.0 GHz と最高周波数 5.6 GHz の 4 点における H 面及び E 面の放射パターンの実測値と解析値をそれぞれ図 6.26 (a)~(d) に示す。いずれの周波数においても、主偏波は正面方向に概ね単向性を示す結果が得られた。また、解析値と実測値はよく一致した。高周波になるほど交差偏波が増加する傾向となり、5.6 GHz の H 面で最大 -2 dB となった。また、5.6 GHz の E 面の主偏波も 60 度方向に -5 dB 程度のビームが発生した。周波数が高くなるほど L プローブからの放射とキャビティの影響が大きくなるためと考えられる。



(a) 3.6GHz



(b) 4.2GHz

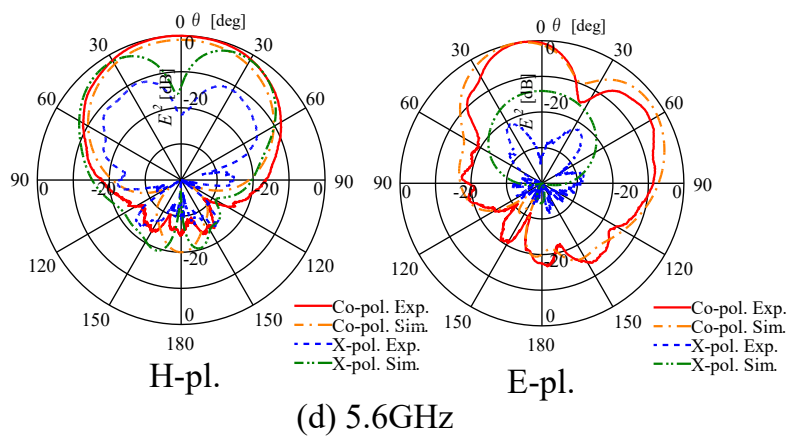
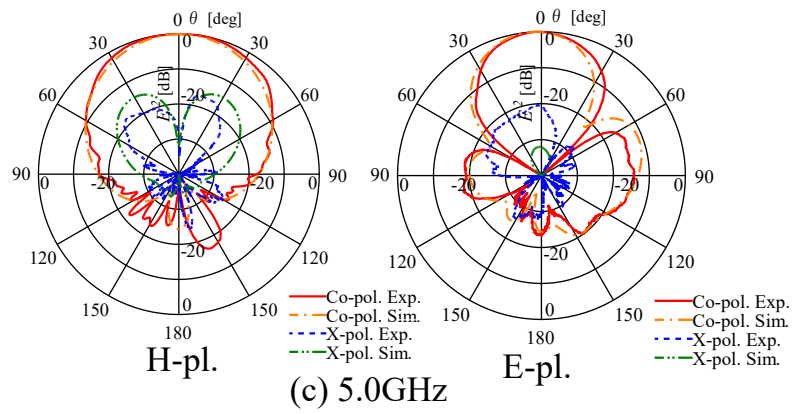


図 6.26 試作アンテナの放射パターン

6-5 結論

直交偏波共用2周波広帯域MSAの基板の大きさの変化に対する利得の変動を抑制するため、MSAの周囲にキャビティを装荷する構造について検討した。キャビティは上層の放射素子周辺に配置した方形リング形素子と、地導体と方形リング形素子を接続する8本のビアによって構成した。キャビティを装荷することによって、反射特性には顕著な影響を及ぼすことなく、基板の大きさに対する利得の変動を抑制可能であることが解析により明らかになった。実験では製作が容易な空気層を用いた構造で設計・試作を行った。実験の結果、反射量が-10 dBとなる周波数範囲は、1st modeが3.6 GHz~4.2 GHzとなり比帯域は15.3%、2nd modeが5.0 GHz~5.6 GHzとなり比帯域は11.3%となった。また、両帯域内で良好なアイソレーション特性・利得特性を示し、実測値と解析値は概ね一致した結果が得られた。以上のことから、放射素子の中央にビアを装荷した直交偏波共用2周波広帯域MSAの周囲にキャビティを装荷することで、2周波帯で広帯域特性を維持しながら基板の大きさの変化による利得の変動を抑制可能であることが明らかにされた。

第七章 まとめ

本論文は、高速大容量通信等のミリ波のニーズに応える高性能平面アンテナとして、2周波帯で広帯域に動作し直交偏波共用化が可能である MSA の実現を目的として検討を加えた。

第一章ではその背景と、本論文で関連する先行研究について述べた。

第二章では MSA の基礎理論、マルチバンド平面アンテナである多リング形 MSA と広帯域平面アンテナである L プローブ給電リング形 MSA の理論と特性について記した。

第三章では 2 周波帯で広帯域特性を有する MSA について検討した。上層と中層に配置された 2 個のリング形放射素子を下層の厚い誘電体基板に構成された L プローブによって給電する、L プローブ給電 2 リング形 MSA は 2 周波帯で広帯域特性が得られることがシミュレーションにより明らかにされた。このアンテナを試作したところ、反射量が -10 dB 以下となる周波数範囲の実測値は 1st mode が 3.1 GHz \sim 3.8 GHz、2nd mode が 4.4 GHz \sim 5.15 GHz となり、比帯域はそれぞれ 20.3%、15.7%であった。このことから、L プローブ給電 2 リング形 MSA の有効性が確認された。

第四章では、2 周波広帯域特性を有する L プローブ給電 2 リング形 MSA の直交偏波共用化について検討した。L プローブ給電 2 リング形 MSA に 2 個の L プローブを直行する位置に配置することで直交偏波共用化が可能であることがシミュレーションにより明らかにされた。このアンテナを試作したところ、反射量の実測値が -10 dB 以下となる周波数範囲は、1st mode が 4.1 GHz \sim 5.1 GHz、2nd mode が 5.9 GHz \sim 6.8 GHz となり、比帯域はそれぞれ 21.7%、14.1%となった。これらの周波数範囲のポート間アイソレーション特性の実測値は 1st mode が 12.5 dB 以上、2nd mode が 16.0 dB 以上となった。これらの結果から、2 周波広帯域特性を有する L プローブ給電 2 リング形 MSA の直交偏波共用化のため、直交する位置に 2 個の L プローブを配置する手法の有効性が明らかになった。

第五章では、直交偏波共用 2 周波広帯域 L プローブ給電 2 リング形 MSA のアイソレーション特性の改善方法について検討した。MSA の放射素子中央に地導体からアンテナ上部までの高さとなるビアを装荷することによってアイソレーション特性が改善可能であることがシミュレーションにより明らかにされた。このアンテナを試作したところ、反射量が -10 dB 以下かつアイソレーション特性が 20 dB 以上となる周波数範囲は、1st mode が 4.2 GHz \sim 4.9 GHz、2nd mode が 6.0 GHz \sim 6.7 GHz となり、比帯域はそれぞれ 15.7%、11.0%であった。この結果から、直交偏波共用 2 周波広帯域 L プローブ給電 2 リング形 MSA の放射素子中央にビアを装荷することによりアイソレーション特性を改善する手法の有効性が明らかになった。

第六章では、第五章までに検討した MSA が基板の大きさによって利得特性に変動が生じることを解決するため、MSA の周囲にキャビティを装荷する手法について検討した。放射素子中央にビアを装荷した直交偏波共用 L プローブ給電 2 リング形 MSA の上層の放射素子の周囲に方形リング形素子を配置し、方形リング形素子と地導体を接続する 8 本のビア

によって構成されたキャビティを装荷することによって、基板の大きさの変化によらず安定した利得特性が得られることがシミュレーションにより明らかにされた。このアンテナを試作したところ、反射量が -10 dBとなる周波数範囲は、1st modeが 3.6 GHz \sim 4.2 GHz、2nd modeが 5.0 GHz \sim 5.6 GHzとなり、比帯域はそれぞれ 15.3% 、 11.3% となった。また、これらの周波数範囲における利得の実測値は利得の実測値は1st modeが 8.0 dBi \sim 10.2 dBi、2nd modeが 7.0 dBi \sim 8.5 dBiとなり実測値と解析値は概ね一致した結果が得られた。これらことから、直交偏波共用2周波広帯域Lプローブ給電2リング形MSAの基板の大きさの変化による利得の変動を抑制するためにMSAの周囲にキャビティを装荷する手法の有効性が明らかになった。

以上より、本論文で提案するアンテナはデュアルバンド特性・広帯域特性・直交偏波共用特性・高アイソレーション特性・基板の大きさに依らない安定した利得特性を兼ね備えた高機能な平面アンテナとして有用な一形式になり得ることを示した。

参考文献

- [1] 総務省, “2020年の5G実現に向けた取組”,
https://www.soumu.go.jp/main_content/000593247.pdf, 2018.
- [2] 総務省, “自動運転の実現に向けた動向と総務省の取組”,
<https://www.forum8.co.jp/fair/df/movie-ppt/day1-l02.pdf>
- [3] R. E. Munson, “Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. AP-22, no. 1, pp.74-78, Jan. 1974.
- [4] J. Q. Howell, “Microstrip Antennas,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. AP-23, no. 1, pp.90-93, Jan. 1975.
- [5] K. R. Carver and J. W. Mink, “Microstrip Antennas Technology,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, vol. AP-29, no. 1, pp.2-24, Jan. 1981.
- [6] K. C. Gupta and A. Benalla, “Microstrip Antenna Design,” Artech House, 1988.
- [7] J. R. James and P. S. Hall, “Hanok of Microstrip Antennas,” Peter Pregonus Ltd., 1989.
- [8] 羽石, “最新平面アンテナ技術”, 総合技術センター, 1993.
- [9] 羽石, 平澤, 鈴木, “小形・平面アンテナ”, 電子情報通信学会, 1998.
- [10] S. Maci and G. Biffi Gentili, “Single-layer dualfrequency patch antennas,” *Electron. Lett.*, vol.29, no.16, pp.1441–1443, Aug. 1993.
- [11] M. El Yazidi, M. Himdi, and J.P. Daniel, “Aperture coupled microstrip antenna for dual frequency operation,” *Electron. Lett.*, vol.29, no.27, pp.1506–1508, Aug. 1993.
- [12] K.L. Wong and J.-Y. Sze, “Dual-frequency slotted rectangular microstrip antenna,” *Electron. Lett.*, vol.34, no.14, pp.1368–1370, July 1998.
- [13] C. Puente-Baliarda, J. Romeu, R. Pous, and A. Cardama, “On the behavior of the sierpinski multiband fractal antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.46, no.4, pp.517–524, April 1998.
- [14] D.H. Werner, R.L. Haupt, and P.L. Werner, “Fractal antenna engineering: The theory and design, of fractal antenna array,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.41, no.5, pp.37–58, Oct. 1999.
- [15] S. Tada, R. Chayono, Y. Shinohe, Y. Kimura, and M. Haneishi, “Radiation properties of modified fractal microstrip antennas,” *IEICE Trans. Commun. (Japanese Edition)*, vol.J88-B, no.8, pp.1519–1531, Aug. 2005.
- [16] K.M. Luk, X. Guo, K.F. Lee, and Y.L. Chow, “Lprobe proximity fed U-slot patch antenna,” *Electron. Lett.*, vol.34, no.19, pp.1806–1807, Sept. 1998.
- [17] H. Nakano, M. Fukasawa, and J. Yamauchi, “Discrete multiloop, modified multiloop, and plate-loop antennas—Multifrequency and wide-band VSWR characteristics,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.50, no.3, pp.371–378, April 2002.
- [18] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of rhombic microstrip antennas

- with slits,” *IEICE Trans. Electron. (Japanese Edition)*, vol.J88- C, no.12, pp.1896–1903, Dec. 2005.
- [19] Y. Shinohe, R. Chayono, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of single-layer multiband rhombic MSA with slots,” *Proc. European Microw. Conf., Munich, Germany*, pp.1026–1029, Oct. 2007.
- [20] C. Salamat, R. Chayono, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Single-layer U-Slot rectangular MSA for multiband operation,” *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, 310.8, pp.1–4, July 2008.
- [21] R. Chayono, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of multiband circular MSA with slots,” *IEICE Trans. Electron.*, vol.E90-C, no.9, pp.1793–1800, Sept. 2007.
- [22] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of multiband circularly polarized planar antennas,” *IEICE Trans. Electron. (Japanese Edition)*, vol.J89-C, no.12, pp.1019–1031, Dec. 2006.
- [23] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of multiband planar antennas with multislit,” *IEICE Trans. Commun. (Japanese Edition)*, vol.J89-B, no.9, pp.1589–1602, Sept. 2006.
- [24] 若槻拓志,木村雄一,羽石 操,“一層の誘電体基板上に構成される多リング形マルチバンド平面アンテナの円偏波化,” *信学技報*,AP2009-213, March 2010.
- [25] D. M. Pozar and B. Kaufman, “Increasing the Bandwidth of a Microstrip Antenna by Proximity Coupling,” *Elect. Lett.*, vol.23, no. 8, pp. 368-369, April, 1987.
- [26] P. S. Hall, “Probe Compensation in Thick Microstrip Patches,” *Elect. Lett.*, vol.23, no. 11, pp. 606-607, May, 1987.
- [27] S.D. Targonski, R.B. Waterhouse, and D.M. Pozar, “Wideband aperture coupled stacked patch antenna using thick substrates,” *Electron. Lett.*, vol. 32, no. 21, Oct. 1996.
- [28] K.F. Tong, K.M. Luk, K.-F. Lee, and R.Q. Lee, “A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 6, pp.954–960, Jun. 2000.
- [29] B. L. Ooi, M. S. Leong, and Q. Shen, “A novel equivalent circuit for E-shaped slot patch antenna,” *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (APSURSI)*, vol. 4, pp. 482-485, July 2001.
- [30] K.M. Luk, C.H. Lai, and K.F. Lee, “Wideband L-probe-feed patch antenna with dual-band operation for GSM/PCS base stations,” *Electron. Lett.*, vol. 35, no. 14, Jul. 1999.
- [31] P. Li, K.M. Luk, and K.L. Lau, “A Dual-Feed Dual-Band L-Probe Patch Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 7, pp. 2321–2323, Jul. 2005.
- [32] K- L. Lau and K. M. Luk, “A wide-band circularly polarized L-probe coupled patch antenna for dual-band operation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pp. 2636-2644, Aug. 2005.
- [33] K- L. Lau and K. M. Luk, “A Wideband Dual-Polarized L-Probe Stacked Patch Antenna Array,” *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol. 6, pp. 529-532, 2007.
- [34] P. Li and K. M. Luk, “Novel wideband dual-frequency patch antenna array for dual-polarization

- operation”, Proc. APMC2005, vol. 4, pp. 45-19, Dec. 2005.
- [35] Y. He, M. Rao, Y. Liu, G. Jing, M.Xi and L.Zhao, “28/39-GHz Dual-Band Dual-Polarized Millimeter Wave Stacked Patch Antenna Array for 5G Applications,” Proc. Int. Workshop on Antenna Tech. (iWAT), 19592382, Feb. 25-28, 2020.
- [36] 総務省, “5G をめぐる各国の動向”,
https://www.soumu.go.jp/main_content/000487790.pdf, 2017.
- [37] 野口 啓介, “複合モード励振による小形・平面アンテナの広帯域化”,信学論(B), vol. J99-B, no. 9, pp. 655-664, Sep. 2016
- [38] K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “Measured performance of the broadband ring microstrip antenna fed by an L-probe,” 2019 IEICE General Conf., B-1-112, Mar. 2019.
- [39] K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “A consideration on wideband design of ring microstrip antennas fed by an L-probe,” IEICE Tech. Rep., vol. 119, no. 295, AP2019-110, pp. 25-30, Nov. 2019.
- [40] Yuki Kimura, Sakuyoshi Saito, Yuichi Kimura, and Tatsuya Fukunaga, "Radiation Properties of Wideband Multi-Ring Microstrip Antennas Fed by an L-Probe for Single- and Dual-Band Operations," IEICE Transactions on Communications, vol. E104-B, no. 7, pp. 858-864 , July 2021.
- [41] Y. Kimura, K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Design of Wideband Multi-Ring Microstrip Antennas Fed by an L-probe for Single-Band and Dual-Band Operations," 2020 IEEE AP-S Int. Symp. Dig., TU-A1.4A.8, pp. 541-542, July 2020.
- [42] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and M. Tatematsu, "Design of a dual-band and wideband circular multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe," Proc. 2020 Int. Conf. Emerg. Tech. Commun. (ICETC2020), G2-4, Dec. 2020.
- [43] Y. Kimura, Y. Kimura, K. Furukawa, S. Saito, and T. Fukunaga, "Wideband design of multi-ring microstrip antennas fed by an L-probe for single-band and dual-band operations," Proc. 2019 Asian Workshop Antennas and Propagat. (AWAP 2019), S1-2, p. 5, Apr. 2019.
- [44] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, 福永 達也, "L プローブ給電 2 周波広帯域多リング形マイクロストリップアンテナの設計," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 119, no. 168, AP2019-48, pp. 7-12, Aug. 2019.
- [45] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Design and measurement of a dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe," Proc. 2019 Philippines-Japan Workshop on Wireless, Radio and Antenna Technologies (PJWWRAT 2019), Dec. 2019.
- [46] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, 福永 達也, "L プローブにより給電される 2 周波多リング型マイクロストリップアンテナの広帯域化に関する一検討," 2019 年電子情報通信学会総合大会, B-1-113, Mar. 2019.
- [47] Yuki Kimura, Sakuyoshi Saito, Yuichi Kimura, and Masahiro Tatematsu, "Radiation properties

- of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by two L-probes," *IEICE Communications Express*, vol. 10, no. 6, pp. 356-361, Jun. 2021.
- [48] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and M. Tatematsu, "Design and measurement of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by two L-probes," *Proc. 2020 Int. Symp. Antennas Propagat. (ISAP2020)*, 4C3.3, pp. 789-790, Jan. 2021.
- [49] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大, "直交偏波共用 L プローブ給電 2 周波広帯域多リング形マイクロストリップアンテナの設計, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 121, no. 34, AP2021-9, pp. 1-6, May 2021.
- [50] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大, "L プローブ給電広帯域 2 周波多リング型マイクロストリップアンテナの直交偏波共用化に関する一検討," 2019 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-72, Sep. 2019.
- [51] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and M. Tatematsu, "Design of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna with a via fed by two L-probes," *Proc. 2021 IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propagat. Wireless Commun. (IEEE-APWC 2021)*, Aug. 2021. (発表予定)
- [52] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大 "直交偏波共用 L プローブ給電広帯域 2 周波多リング型マイクロストリップアンテナのアイソレーション特性改善に関する一検討," 2020 年電子情報通信学会総合大会, B-1-97. Mar. 2020.
- [53] 吉原 聡志, 岩崎 文緒, 木村 雄一, 羽石 操, "偏波共用平面アンテナに関する一検討", *信学技報*, AP2004-30, Aug. 2004.
- [54] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, "キャビティ装荷直交偏波共用 L プローブ給電 2 周波広帯域多リング型マイクロストリップ アンテナの設計, 電子情報通信学会技術研究報告, vol., no. , pp. -, Sep. 2021(発表予定)
- [55] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, "キャビティ装荷直交偏波共用 L プローブ給電 2 周波広帯域多リング型マイクロストリップアンテナに関する一検討," 2021 年電子情報通信学会総合大会, B-1-83, Mar. 2021.
- [56] 木村 雄樹, 齊藤 作義, 木村 雄一, "キャビティ装荷直交偏波共用 L プローブ給電 2 周波広帯域多リング型マイクロストリップアンテナの地導体の大きさと利得特性に関する一検討," 2021 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-37, Sep. 2021.(発表予定)
- [57] C. S. Lee, V. Nalbandian and F. Schwering, "Gain enhancement of a thick microstrip antenna by suppressing surface waves," *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and URSI National Radio Science Meeting*, vol.1, pp. 460-463, 1994.
- [58] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov. 1999
- [59] S. M. Duffy and M. A. Gouker, "Experimental comparison of the radiation efficiency for

conventional and cavity backed microstrip antennas," Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1996 Digest, vol.1 pp. 196-199, 1996.

論文目録

レフェリー制のある学術雑誌

- [1] Yuki Kimura, Sakuyoshi Saito, Yuichi Kimura, and Tatsuya Fukunaga, "Radiation Properties of Wideband Multi-Ring Microstrip Antennas Fed by an L-Probe for Single- and Dual-Band Operations," IEICE Transactions on Communications, vol. E104-B, no. 7, pp. 858-864, July 2021.
- [2] Yuki Kimura, Sakuyoshi Saito, Yuichi Kimura, and Masahiro Tatematsu, "Radiation properties of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by two L-probes," IEICE Communications Express, vol. 10, no. 6, pp. 356-361, Jun. 2021.

Proceedings(査読あり)

- [3] Y. Kimura, K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Design of Wideband Multi-Ring Microstrip Antennas Fed by an L-probe for Single-Band and Dual-Band Operations," 2020 IEEE AP-S Int. Symp. Dig., TU-A1.4A.8, pp. 541-542, July 2020.
- [4] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and M. Tatematsu, "Design of a dual-band and wideband circular multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe," Proc. 2020 Int. Conf. Emerg. Tech. Commun. (ICETC2020), G2-4, Dec. 2020.
- [5] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and M. Tatematsu, "Design and measurement of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by two L-probes," Proc. 2020 Int. Symp. Antennas Propagat. (ISAP2020), 4C3.3, pp. 789-790, Jan. 2021.
- [6] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and M. Tatematsu, "Design of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna with a via fed by two L-probes," Proc. 2021 IEEE-APS Topical Conf. Antennas Propagat. Wireless Commun. (IEEE-APWC 2021), Aug. 2021. (発表予定)

その他の論文 (査読なし)

- [7] Y. Kimura, Y. Kimura, K. Furukawa, S. Saito, and T. Fukunaga, "Wideband design of multi-ring microstrip antennas fed by an L-probe for single-band and dual-band operations," Proc. 2019 Asian Workshop Antennas and Propagat. (AWAP 2019), S1-2, p. 5, Apr. 2019.
- [8] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, 福永 達也, "Lプローブ給電2周波広帯域多リング形マイクロストリップアンテナの設計," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 119, no. 168, AP2019-48, pp. 7-12, Aug. 2019.
- [9] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Design and measurement of a dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe," Proc. 2019 Philippines-Japan Workshop on Wireless, Radio and Antenna Technologies (PJWWRAT 2019), Dec. 2019.
- [10] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大, "直交偏波共用Lプローブ給電2周波広帯域多リング形マイクロストリップアンテナの設計," 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 121, no. 34, AP2021-9, pp. 1-6, May 2021.
- [11] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, "キャビティ装荷直交偏波共用Lプローブ給電2周波広帯域多リング型マイクロストリップアンテナの設計," 電子情報通信学会技術研究報告, vol., no. -, pp. -, Sep. 2021(発表予定)

口頭発表

- [12] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, 福永 達也, "Lプローブにより給電される2周波多リング型マイクロストリップアンテナの広帯域化に関する一検討," 2019年電子情報通信学会総合大会, B-1-113, Mar. 2019.
- [13] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大, "Lプローブ給電広帯域2周波多リング型マイクロストリップアンテナの直交偏波共用化に関する一検討," 2019年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-72, Sep. 2019.
- [14] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大, "直交偏波共用Lプローブ給電広帯域2周波多リング型マイクロストリップアンテナのアイソレーション特性改善に関する一検討," 2020年電子情報通信学会総合大会, B-1-97, Mar. 2020.
- [15] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, 立松 雅大, "直交偏波共用Lプローブ給電広帯域2周波多リング型マイクロストリップアンテナの素子間相互結合に関する一検討," 2020年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-79, Sep. 2020.
- [16] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, "キャビティ装荷直交偏波共用Lプローブ給電2周波広帯域多リング型マイクロストリップアンテナに関する一検討," 2021年電子情報通信学会総合大会, B-1-83, Mar. 2021.
- [17] 木村 雄樹, 斉藤 作義, 木村 雄一, "キャビティ装荷直交偏波共用Lプローブ給電2周波広帯域多リング型マイクロストリップアンテナの地導体の大きさと利得特性に関する一検討," 2021年電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-37, Sep. 2021.(発表予定)

IEICE **TRANSACTIONS**

on Communications

VOL. E104-B NO. 7
JULY 2021

The usage of this PDF file must comply with the IEICE Provisions on Copyright.

The author(s) can distribute this PDF file for research and educational (nonprofit) purposes only.

Distribution by anyone other than the author(s) is prohibited.

A PUBLICATION OF THE COMMUNICATIONS SOCIETY



The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers
Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3chome, Minato-ku, TOKYO, 105-0011 JAPAN

PAPER

Radiation Properties of Wideband Multi-Ring Microstrip Antennas Fed by an L-Probe for Single- and Dual-Band Operations

Yuki KIMURA^{†a)}, *Student Member*, Sakuyoshi SAITO[†], *Nonmember*, Yuichi KIMURA[†], *Member*, and Tatsuya FUKUNAGA^{††}, *Nonmember*

SUMMARY This paper presents the design and measurement of wideband multi-ring microstrip antennas fed by an L-probe for single- and dual-band operation. The proposed antennas consist of one or two square ring patches and an L-probe arranged in a multi-layered dielectric substrate. By using a thick substrate for the L-probe and optimizing the distances between the L-probe and the patches, wideband performance is successfully achieved. The optimal substrate thickness of the L-probe and patches to obtain good wideband performance were determined, and prototype antennas for single- and dual-band operation were fabricated and tested. The measured fractional bandwidths corresponding to reflection coefficients below -10 dB were 46.1% for the single-band antenna and 20.3% and 15.7% for the dual-band antenna. The measured gains of the test antennas in the above bandwidths were 0–6.9 dBi for the single-band antenna and 3.0–8.6 dBi for the dual-band antenna. Although the E-plane radiation patterns were slightly tilted against the frequency, stable broadside radiation was confirmed. The proposed antennas exhibited excellent performance as wideband planar antennas for single- and dual-band operation. The proposed wideband antennas can be easily extended to a dual linearly polarized antenna by using another L-probe in the orthogonal position.

key words: multi-ring microstrip antenna, planar antenna, wideband, multiband, L-probe

1. Introduction

Interest in wideband and multiband antennas for various wireless systems has recently increased [1]. Microstrip antennas are characterized by their small size, thinness, lightness, and low cost. They have been extensively researched and are commonly used for applications such as mobile communication, broadcasting, and sensing. The multi-ring microstrip antenna (MR-MSA) has been proposed as a multiband planar antenna [2], [3]. MR-MSA consists of multiple ring patches arranged concentrically on the upper layers of a multi-layered dielectric substrate and an L-shaped feeding probe (L-probe) on the lowermost layer of the substrate. MR-MSA exhibits excellent multiband performance with stable radiation patterns because the operating frequencies are designed flexibly. Another advantage of MR-MSA is that the linear or circular polarization of each operating frequency can be designed individually. The only

disadvantage of MR-MSA is that each operating frequency has a narrow bandwidth.

Wideband MSAs for single-band operation have been reported with L-probe-fed MSAs with a thick substrate [4], [5], a U-slot MSA [6], [7], and a stacked MSA [8]. These MSAs had, respectively, fractional bandwidths of 35%, 30%, and over 50%, with thicknesses of approximately 0.1, 0.08, and 0.18 wavelengths at the center frequencies. Furthermore, a dual-patch antenna with a branch L-probe [9] and a stacked dual-patch antenna with two L-probes [10] have been presented as wideband and dual-band microstrip antennas. The dual-patch antenna with a branch L-probe [9] has fractional bandwidths of 20.8% and 17.9% with a thickness of approximately 0.145 wavelength at the lower center frequency; however, since the two patches are arranged side by side, the overall area of the antenna is increased. Also, the radiation pattern in E-plane is split at the higher band. The stacked dual-patch antenna with two L-probes [10] has fractional bandwidths of 26.6% and 42.2% with a thickness of approximately 0.139 wavelength at the lower band and stable radiation patterns for the both bands; however, the patch for the higher band is placed over the patch for the lower band. Furthermore, two independent L-probes for the lower and higher bands are arranged in the different layers. Because the lower patch is used as a ground plane of the upper patch, it is necessary to connect the lower patch to the bottom ground plane with several vias. The structure of the whole antenna is so complicated as to make fabrication problematic.

In this study, wideband MR-MSAs fed by an L-probe in a thick dielectric substrate for single- and dual-band operations were designed. The proposed antennas operate with a feeding L-probe and have wideband and multi-band characteristics. Furthermore, its radiation patterns both in E- and H-plane are unidirectional because the radiation elements are symmetrically shaped and arranged.

The advantages of the proposed antennas include simplicity and compactness. Compared with a dual-patch antenna with a branch L-probe [9], overall patch area is smaller, and its radiation patterns are more stable because the two patches are superposed at the same position but on different layers. In addition, the L-probe has a simple shape without branching. Compared with a stacked dual-patch antenna with two L-probes [10], the height of overall the antenna is smaller because the two patches are operated by the same ground conductor and the patch for the higher band

Manuscript received August 21, 2020.

Manuscript revised October 30, 2020.

Manuscript publicized January 8, 2021.

[†]The author is with the Department of Electrical and Electronic Systems, Graduate School of Science and Engineering, Saitama University, Saitama-shi, 338-8570 Japan.

^{††}The author is with TDK Company, Ichikawa-shi, 272-8558 Japan.

a) E-mail: ykimura@mail.saitama-u.ac.jp
DOI: 10.1587/transcom.2020EBP3129

is placed beneath that for the lower band. Also, it operates with a single L-probe. Generally, rectangular ring-shaped-patches are used for a broadband patch antenna because their patch area is larger than that of a square ring-shaped-patch and it can lower the Q factor. However, in this paper, we have adopted square ring-shaped-patches in order to extend the proposed antennas to dual linearly polarized antennas in the future.

Firstly, a single-band MSA with a single ring patch was designed. With the use of a thick dielectric substrate for the L-band with a thickness of approximately 0.14 wavelengths, a fractional bandwidth of 46.1% was obtained, corresponding to a reflection coefficient of less than -10 dB [11], [12]. Then, a dual-band MR-MSA with two stacked ring patches was designed. The thicknesses of the substrates were tuned to achieve fractional bandwidths of 20.3% and 15.7%, and stable radiation patterns in dual-band operation were observed [13]–[15]. In Sect. 2, a one-ring MSA to provide the widest bandwidth characteristics in a single band was presented. In Sect. 3, a two-ring MSA with wideband characteristics for dual-band operation was presented. In Sect. 4, conclusions of this paper are described.

2. One-Ring MSA for Single-Band Operation

This section presents a basic study for the design of an MR-MSA with wideband and dual-band characteristics. To this end, the design of a one-ring MSA was considered to provide the widest bandwidth characteristics in a single band. Figure 1 shows the configuration of the one-ring MSA for single-band operation. The one-ring MSA has two layers of dielectric substrates with a square ring patch for the radiation element on the upper layer and an L-probe to excite the patch on the lower layer. The dimensions a and b of the square ring patch (see Fig. 1(c)) are determined by the design frequency of the antenna. To achieve wideband characteristics, an L-probe with a thick dielectric substrate was used. The L-probe was printed in a T-shape on the dielectric substrate for impedance matching with the antenna. A 50-Ω coaxial connector was attached to the backside of the ground plane of the L-probe for feeding. The design frequency was set to 12.0 GHz. The relative dielectric constant of the dielectric substrate was $\epsilon_r = 2.6$, and the loss tangent was $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$.

2.1 Substrate Thickness of the One-Ring MSA for Single-Band Operation

To design the one-ring MSA with wideband characteristics in the single operating band, the thickness of the dielectric substrate was first elucidated, as this is an important parameter in defining the bandwidth of the one-ring MSA. The simulation was performed with Zeland IE3D. Figures 2 and 3 respectively present the reflection characteristics at different thicknesses t_1 and t_2 of the lower and upper dielectric substrate layers. The other parameters were fixed to the values given in Fig. 1. Figures 2 and 3 show that the antenna

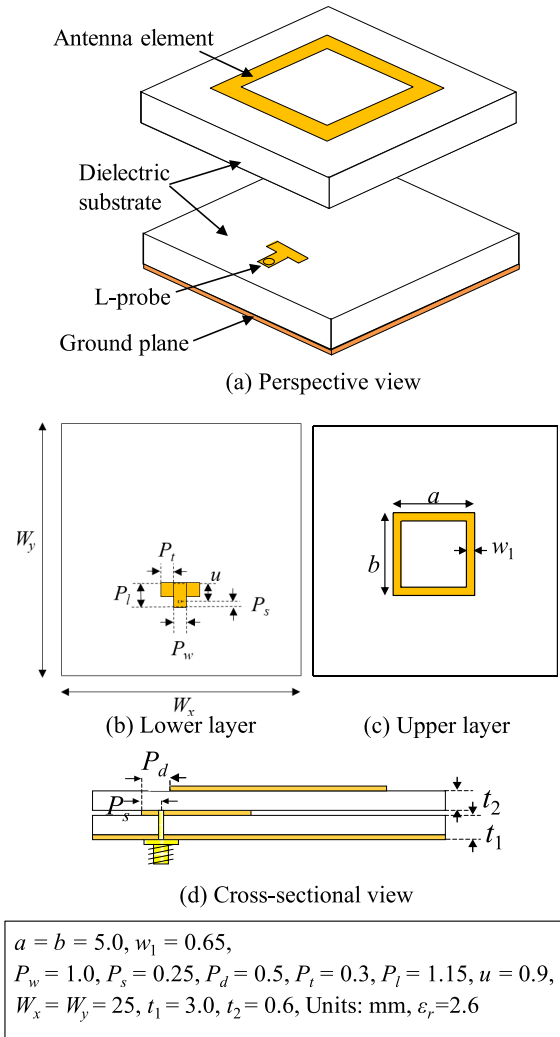


Fig. 1 Configuration of the one-ring MSA for single-band operation.

has two resonances. As shown in Fig. 2, the frequency of the one of the two resonances is decreasing significantly as t_1 is increased. Because t_1 corresponds to the height of the L-probe, which is one of the parameters affects the resonance frequency of the L-probe, this resonance is likely due to the L-probe. Furthermore, as shown in Fig. 3, the frequency of the other resonance is increasing slightly as t_2 is increased. Because t_2 corresponds to the height of the ring patch, which also affects the resonance frequency of the ring patch, the other resonance is likely due to the ring patch. From the above, this antenna has two resonances corresponding to the resonance of the L-probe and the ring patch, and when the heights of the L-probe and the ring patch are optimized, they yield wideband characteristics. In the case of this design, good wideband characteristics were obtained for $t_1 = 3.0$ and $t_2 = 0.6$.

2.2 Design and Measurement of the One-Ring MSA for Single-Band Operation

On the basis of the above findings, a one-ring MSA pre-

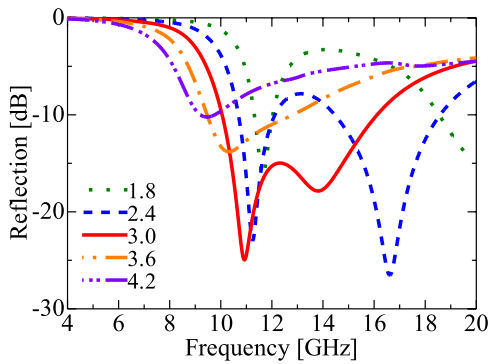


Fig. 2 Reflection characteristics of the one-ring MSA at different t_1 [mm] values.

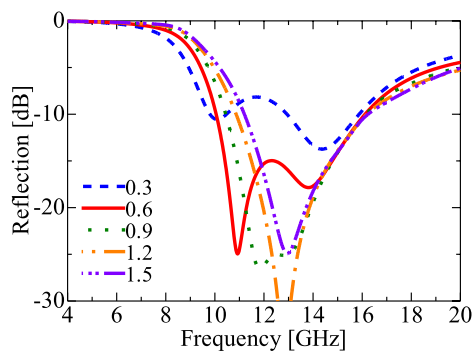


Fig. 3 Reflection characteristics of the one-ring MSA at different t_2 [mm] values.

sented in Fig. 1 was designed for single-band operation and measured. The design and simulation were performed with Zeland IE3D and ANSYS HFSS. The other parameters were tuned to obtain wideband characteristics around 12 GHz. Figure 4 presents the measured and simulated reflection characteristics of the one-ring MSA for single-band operation. The antenna was confirmed to show good wideband performance. The measured bandwidth with a reflection coefficient below -10 dB was 10.0–15.7 GHz, which corresponds to a fractional bandwidth of 46.1%. The both simulations and the measurement were in good agreement. Figure 5 presents the measured and simulated gain of the antenna. The measured gain in the above bandwidth was from 0 to 6.9 dBi. The bandwidth over a 4 dBi gain was 9.8–14.6 GHz, which corresponds to a fractional bandwidth of 39.1%. The gain was lower in the band above 15 GHz because of an increase in the unwanted radiation from the L-probe. The proposed antenna operates in the wide band. At the lower frequency of 11.2 GHz in the band, the gain is about 6 dBi, which is a typical gain of patch antennas. On the other hand, larger gain of approximately 7 dBi is obtained at the higher frequency of 13.2 GHz because the patch area at the higher frequency is larger than that at the lower frequency in terms of wavelength. There was a large difference between the simulated gain by IE3D and measured gain. The designed antenna has a relatively thick dielectric substrate and the IE3D simulation defines the dielectric sub-

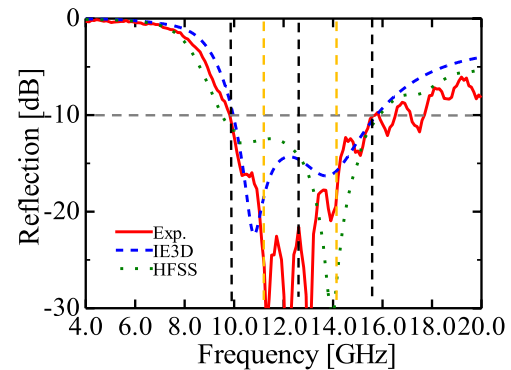


Fig. 4 Measured and simulated reflection characteristics of the one-ring MSA.

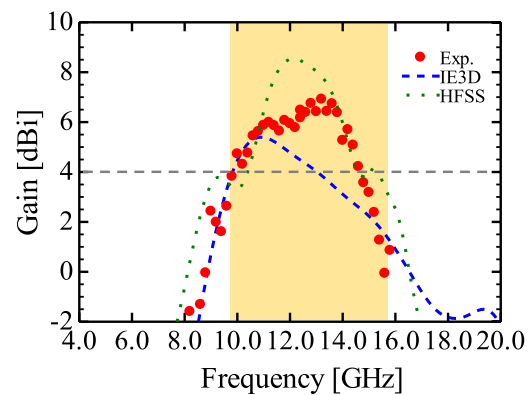


Fig. 5 Measured and simulated gain of the one-ring MSA.

strate as infinitely wide, hence the gain reduction due to the infinitely wide dielectric becomes very large in simulation by IE3D. Since, the large difference in gain between the IE3D simulation and the measurement was observed, and the HFSS analysis was performed in addition to the IE3D simulation. Figure 6 presents the measured and simulated radiation patterns of the antenna at 10.0, 11.4, 12.9, 14.3, and 15.8 GHz. The bandwidth of the proposed antenna is widened by the combined two modes of the resonance by the ring patch and the L-probe. In case that the resonance due to the L-probe is dominant, the radiation pattern is close to that of a monopole antenna, which is a disturbed pattern for an MSA. In order to show the changes in the radiation pattern of the one-ring MSA to the frequency in the band, we showed the radiation patterns at 10.0 GHz, the lowest frequency, and 15.8 GHz, the highest frequency. Furthermore, since the measured fractional bandwidth of 46.1% of the one-ring MSA corresponding to a reflection coefficient below -10 dB was very wide as shown in Fig. 4, we added the patterns at 12.9 GHz, the central frequency of the band, and at 11.4 GHz and 14.3 GHz in Fig. 6, which are the intermediate frequencies between the central frequency and the lowest and highest frequencies, respectively. From 10.0 to 14.3 GHz, the radiation patterns in both the E- and H-planes were good and stable against the frequencies, however, the patterns at 14.3 GHz were slightly distorted. At

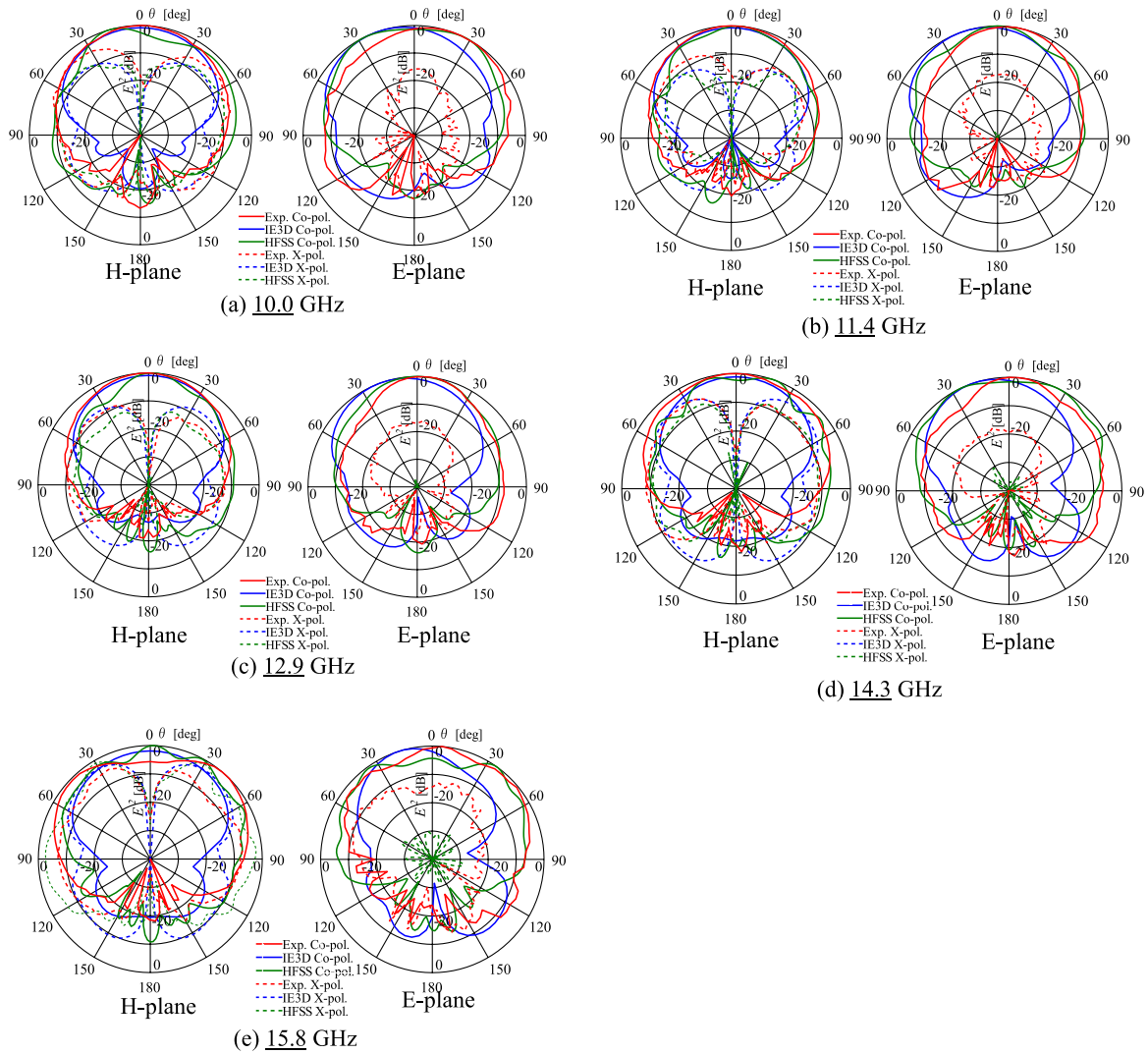


Fig. 6 Measured and simulated radiation patterns of the one-ring MSA.

15.8 GHz, the patterns in both the E- and H-planes were distorted significantly, and the direction of maximum radiation was tilted. Unwanted radiation due to the resonance by the L-probe influenced the patterns and caused the gain loss gradually as the frequency is increased. These results confirmed that the one-ring MSA shown in Fig. 1 has good wideband characteristics for single-band operation.

3. Two-Ring MSA for Dual-Band Operation

On the basis of the results presented in the previous chapter, a two-ring MSA with wideband characteristics was then developed for dual-band operation. Figure 7 presents the configuration of the two-ring MSA for dual-band operation. Compared to the one-ring MSA introduced in the previous chapter, the two-ring MSA has three dielectric substrates and has two square ring patches as radiating elements arranged on the upper and middle layers, respectively. The square ring patch on the upper layer is a radiation element for the first mode and the one on the middle layer is a ra-

diation element for the second mode. An L-probe to excite the patches is again deposited on the lower layer. To achieve wideband characteristics, the L-probe was implemented with a thick dielectric substrate. A 50-Ω coaxial connector was attached to the backside of the ground plane of the L-probe for feeding. The target fractional bandwidths and the design frequencies are 20% at 3.5 GHz for the first mode and 10% at 4.8 GHz for the second mode, respectively. The relative dielectric constant of the dielectric substrates was $\epsilon_r = 2.6$, and the loss tangent was $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$.

3.1 Substrate Thickness of the Two-Ring MSA for Dual-Band Operation

To design the two-ring MSA with wideband characteristics in dual-band operation, the thickness of the dielectric substrates was considered. The simulation was performed with Zeland IE3D. Figures 8–10 respectively present the reflection characteristics of the two-ring MSA at different thicknesses t_1 , t_2 , and t_3 of the lower, middle, and upper dielectric

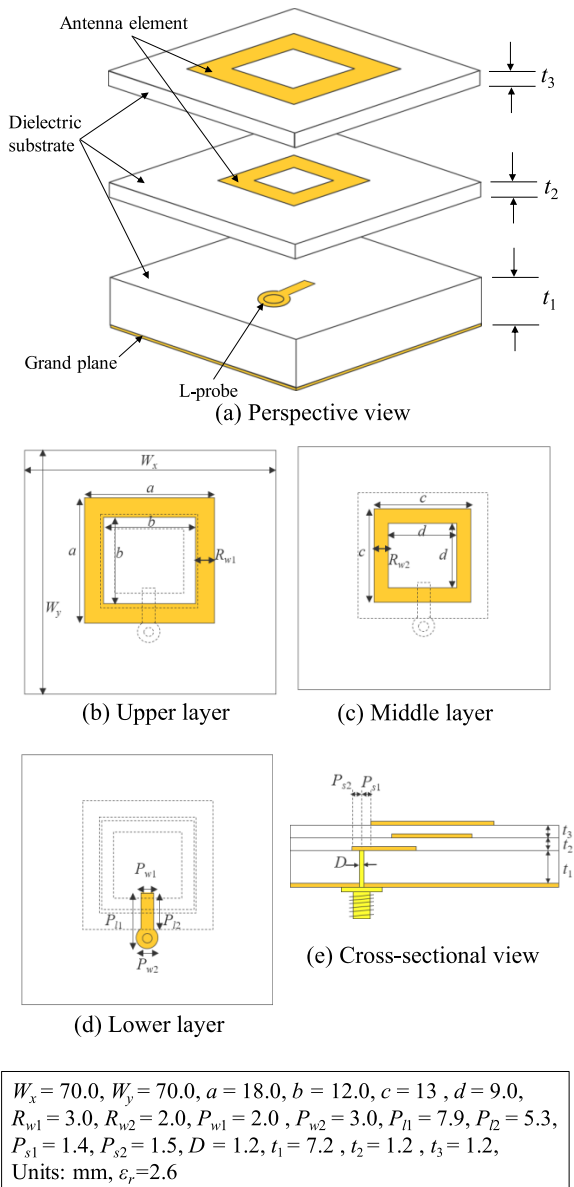


Fig. 7 Configuration of the two-ring MSA for dual-band operation.

substrate layers. The other parameters are fixed to the values listed in Fig. 7. As shown in Fig. 8, the bandwidths of the first and second modes became respectively wider and narrower, respectively, as t_1 was increased because the optimal value of t_1 for obtaining wideband characteristics depends on the difference between the frequencies of the first and second modes. In Figs. 9 and 10, both t_2 and t_3 affect the bandwidth of the first mode because the height of the ring patch that excites the first mode is $t_1 + t_2 + t_3$. In contrast, only t_2 affects the bandwidth in the second mode, because the ring patch to excite the second mode has height $t_1 + t_2$; thus, the value of t_2 affects the second mode, whereas that of t_3 does not. Therefore, the height of the ring patches that excite each mode determines the bandwidths of the both modes. From the above, it was determined that the two-ring MSA can be designed to have wideband characteristics

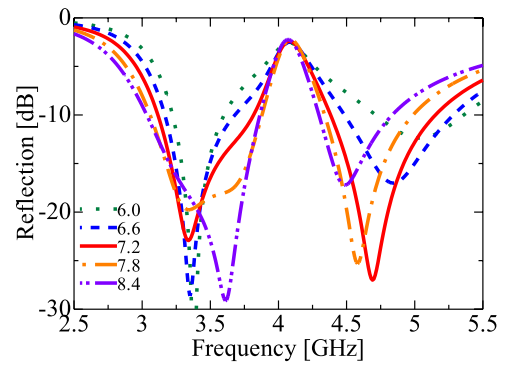


Fig. 8 Reflection characteristics of the two-ring MSA at different t_1 [mm] values.

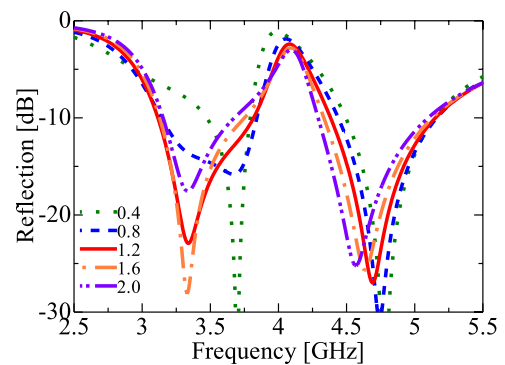


Fig. 9 Reflection characteristics of the two-ring MSA at different t_2 [mm] values.

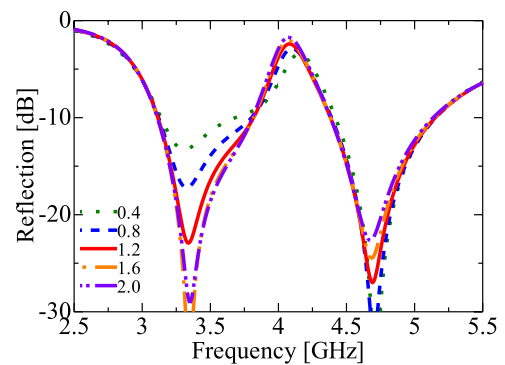


Fig. 10 Reflection characteristics of the two-ring MSA at different t_3 [mm] values.

in dual-band operation by setting $t_1, t_2,$ and t_3 to appropriate values for the first- and second-mode frequencies, respectively. In the case of this design, wideband characteristics were obtained for both the first and second modes at $t_1 = 7.2, t_2 = 1.2,$ and $t_3 = 1.2$. At 3.5 GHz, the height of the ring patch that excites the first mode $t_1 + t_2 + t_3$ is approximately 0.112 wavelengths. At 4.8 GHz, the height of the ring patch that excites the second mode $t_1 + t_2$ is approximately 0.133 wavelengths.

3.2 Design and Measurement of the Two-Ring MSA for Dual-Band Operation

From the above results, the two-ring MSA presented in Fig. 7 was designed for dual-band operation and measured. The design and simulation of the MSA were performed with Zeland IE3D and ANSYS HFSS. The other parameters were tuned to obtain wideband characteristics at 3.5 and 4.8 GHz. Figure 11 presents the measured and simulated reflection characteristics of the two-ring MSA for dual-band operation. The MSA was confirmed to achieve good wideband characteristics for both of the target bands. Two frequency ranges with a reflection of less than -10 dB were presented at 3.1–3.8 GHz for the first mode and 4.4–5.2 GHz for the second mode, and their respective fractional bandwidths are 20.3% and 15.7%. The simulation and measurement results

were in good agreement. Figure 12 presents the measured and simulated gain of the antenna. The measured gain was 3.0–5.8 dBi in the first mode and 7.6–8.6 dBi in the second mode. Although the measurement and simulation results were not in perfect agreement for the first mode, the measured gain of the second mode agreed well with the simulation results obtained by HFSS. The test antenna contained small gaps between the three substrates as a result of manufacturing error, and these gaps are likely the main cause of the difference between the simulated and measured gains. Because the ring patches that excite the first mode are arranged on the upper layer, both the gaps between the upper and middle layers and those between the middle and lower layers were affected, resulting in the difference between the measured and simulated gain of first mode. Figure 13 shows the measured and simulated radiation patterns of the antenna at 3.1 and 3.8 GHz of the first mode and at 4.4 and

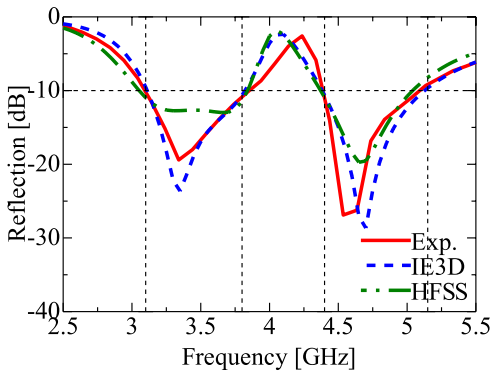


Fig. 11 Measured and simulated reflection characteristics of the two-ring MSA.

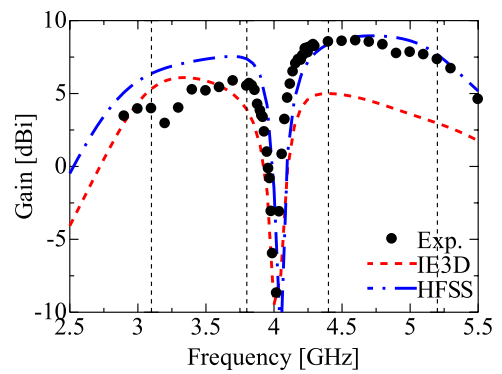


Fig. 12 Measured and simulated gain of the two-ring MSA.

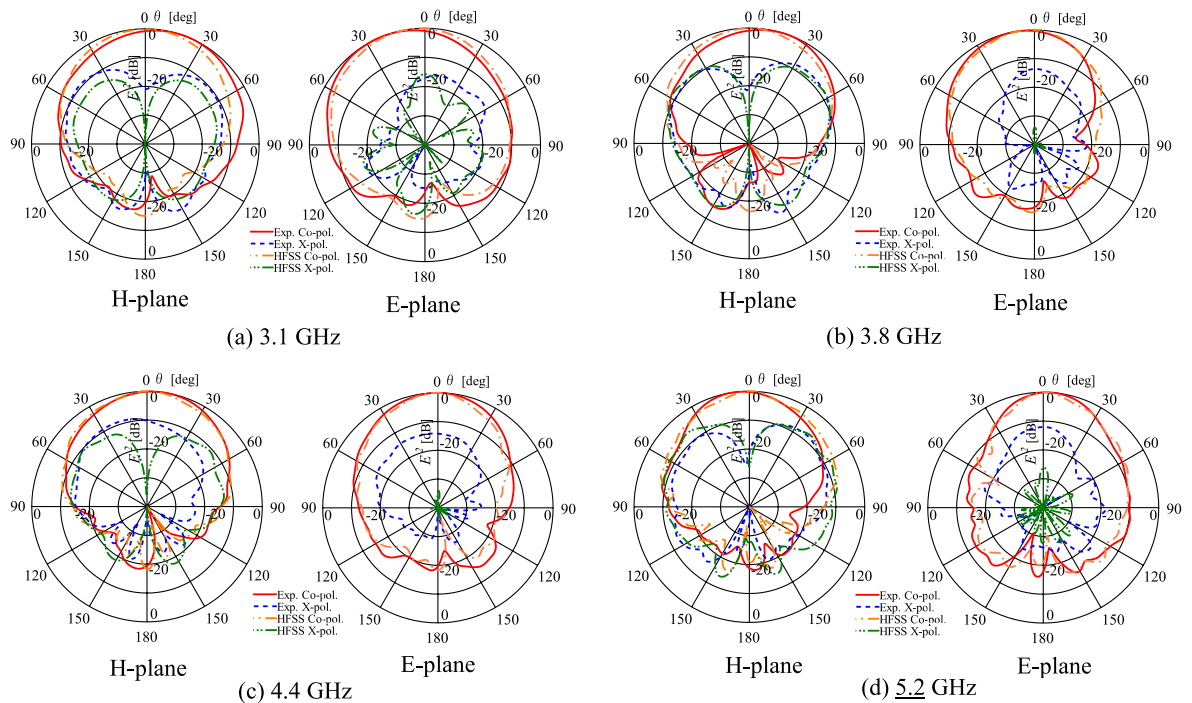


Fig. 13 Measured and simulated radiation patterns of the two-ring MSA.

5.2 GHz of the second one. The radiation patterns in both the E- and H-planes were good and stable. The measured cross-polarization was less than approximately -10 dB in both the E- and H-planes, which is relatively large because of radiation from the L-probe and slight misalignment of the ring patches. The simulated and measured patterns of co-polarization were in good agreement. These results confirmed that the two-ring MSA shown in Fig. 7 has good wideband characteristics for dual-band operation.

4. Conclusions

This paper presented the design of two wideband MR-MSAs fed by an L-probe for single- and dual-band operation. To obtain wideband performance, a thick dielectric substrate was used for the L-probe. With the dimensions of the ring patches, the L-probe, and the substrate thickness optimized, the fractional bandwidths of -10 dB reflection were 46.1% for the single-band MR-MSA and 20.3% and 15.7% for the dual-band MR-MSA, respectively. Moreover, good gain and stable radiation patterns were confirmed for both MSAs. The validity of the proposed wideband MR-MSAs for single- and dual-band operations was demonstrated by measurement.

References

- [1] T. Hori, "Broadband/multiband printed antennas," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, no.5, pp.1809–1817, May 2005.
- [2] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, "Radiation properties of multiband planar antennas with multislit," *IEICE Trans. Commun.*, vol.J89-B, no.9, pp.1589–1602, Sept. 2006 (Japanese Edition).
- [3] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, "Radiation properties of multiband circularly polarized planar antennas," *IEICE Trans. Commun.*, vol.J89-C, no.12, pp.1019–1031, Dec. 2006 (Japanese Edition).
- [4] K.M. Luk, C.L. Mak, Y.L. Chow, and K.F. Lee, "Broadband microstrip patch antenna," *Electron. Lett.*, vol.34, no.15, pp.1442–1443, July 1998.
- [5] H. Nakano, M. Fukasawa, and J. Yamauchi, "Discrete multiloop, modified multiloop, and plate-loop antennas-multifrequency and wide-band VSWR characteristics," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.50, no.3, pp.371–378, April 2002.
- [6] K.M. Luk, X. Guo, K.F. Lee, and Y.L. Chow, "L-probe proximity fed U-slot patch antenna," *Electron. Lett.*, vol.34, no.19, pp.1806–1807, Sept. 1998.
- [7] K.F. Tong, K.M. Luk, K.-F. Lee, and R.Q. Lee, "A broad-band U-slot rectangular patch antenna on a microwave substrate," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.48, no.6, pp.954–960, June 2000.
- [8] S.D. Targonski, R.B. Waterhouse, and D.M. Pozar, "Wideband aperture coupled stacked patch antenna using thick substrates," *Electron. Lett.*, vol.32, no.21, pp.1941–1942, Oct. 1996.
- [9] K.M. Luk, C.H. Lai, and K.F. Lee, "Wideband L-probe-feed patch antenna with dual-band operation for GSM/PCS base stations," *Electron. Lett.*, vol.35, no.14, pp.1123–1124, July 1999.
- [10] P. Li, K.M. Luk, and K.L. Lau, "A dual-feed dual-band L-probe patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.53, no.7, pp.2321–2323, July 2005.
- [11] K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Measured performance of the broadband ring microstrip antenna fed by an L-probe," 2019 IEICE General Conf., B-1-112, March 2019.
- [12] K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "A consideration on wideband design of ring microstrip antennas fed by an L-probe," IEICE Technical Report, AP2019-110, Nov. 2019.
- [13] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "A consideration on dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe," 2019 IEICE General Conf., B-1-113, March 2019.
- [14] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Design of a dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe," IEICE Technical Report, AP2019-48, Aug. 2019.
- [15] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, "Design of wideband multi-ring microstrip antennas fed by an L-probe for single-band and dual-band operations," *Proc. 2020 IEEE AP-S. Int. Symp.*, TU-A1.4A.8, July 2020.



Yuki Kimura received a M.S. from the Graduate School of Science and Engineering, Saitama University, Saitama, Japan in 2014 and is currently working toward a Ph.D. degree at the Graduate School of Science and Engineering, Saitama University. His research interests include microstrip antennas.



Sakuyoshi Saito received a B.S. in Electrical Engineering from Tokyo Denki University, Tokyo, Japan in 1982. Since 1977, he has been a Technician at Saitama University, Saitama, Japan. His research interests include microstrip antennas and its arrays.



Yuichi Kimura was born in Saitama, Japan, on November 18, 1973. He received a B.S., M.S., and D.E. in electrical and electronic engineering from Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan in 1996, 1998 and 2001, respectively. He was a Research Associate from 2001 to 2006 and is currently an Associate Professor at the Graduate School of Science and Engineering, Saitama University. His research interests include slotted waveguide array antennas and microstrip antennas. He received an IEEE

AP-S Japan Chapter Young Engineer Award in 2006. He is a Member of IEEE.



Tastuya Fukunaga received B.S. and M.S. degrees in Physics from Tokyo University of Science in 1994 and 1996, respectively. He joined Toko Co., Ltd. in 1996 and moved to TDK Co. in 2001. His research interests include microwave and millimeter-wave devices, electromagnetic simulations, and design for equivalent circuits. He is a Member of IEEE MTT Society.

Radiation properties of a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by two L-probes

Yuki Kimura^{1, a)}, Sakuyoshi Saito¹, Yuichi Kimura¹,
and Masahiro Tatematsu²

¹ Department of Electrical and Electronic Systems, Saitama University,
255 Shimo-ohkubo, Sakura-ku, Saitama-shi, Saitama 338–8570, Japan

² TDK Co., 2–15–7 Higashi-ohwada, Ichikawa, Chiba 272–8558, Japan

a) y.kimura.379@ms.saitama-u.ac.jp

Abstract: This paper presents a linearly dual-polarized dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by two L-probes. The proposed antenna consists of two circular ring patches and two L-probes arranged in a multi-layered dielectric substrate. By using a thick substrate for the L-probe and arranging two ring patches as radiation elements, the proposed antenna exhibits wideband and dual-band characteristics. Furthermore, by arranging two L-probes at the orthogonal positions, the proposed antenna can operate as a linearly dual-polarized planar antenna. The measured fractional bandwidths corresponding to a reflection coefficient below -10 dB were 21.7% and 10.6% for the first and second modes, respectively. The measured isolation between two ports of the test antenna in the above bandwidths were larger than 13 dB.

Keywords: planer antenna, multi-ring microstrip antenna, wideband, multi-band, dual-polarized

Classification: Antennas and Propagation

References

- [1] M. Haneishi, K. Hirasawa, and Y. Suzuki, *Small and Planar Antennas*, IEICE, 1996.
- [2] M. Haneishi, “Technical features, applied technology, and perspectives of planar antenna,” *IEICE Trans. Electron.* (Japanese Edition), vol. J89-C, no. 5, pp. 198–209, May 2006.
- [3] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of multiband planar antennas with multislit,” *IEICE Trans. Commun.* (Japanese Edition), vol. J89-B, no. 9, pp. 1589–1602, Sept. 2006.
- [4] Y. Shinohe, M. Haneishi, and Y. Kimura, “Radiation properties of multiband circularly polarized planar antennas,” *IEICE Trans. Commun.* (Japanese Edition), vol. J89-C, no. 12, pp. 1019–1031, Dec. 2006.
- [5] K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “Measured performance of the broadband ring microstrip antenna fed by an L-probe,” 2019 IEICE General Conf., B-1-112, March 2019.

- [6] K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “A consideration on wide-band design of ring microstrip antennas fed by an L-probe,” IEICE Technical Report, AP2019-110, pp. 25–30, Nov. 2019.
- [7] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “A consideration on dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe,” 2019 IEICE General Conf., B-1-113, March 2019.
- [8] Y. Kimura, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “Design of a dual-band and wideband multi-ring microstrip antenna fed by an L-probe,” IEICE Technical Report, AP2019-48, pp. 7–12, Aug. 2019.
- [9] Y. Kimura, K. Furukawa, S. Saito, Y. Kimura, and T. Fukunaga, “Design of wideband multi-ring microstrip antennas fed by an L-probe for single-band and dual-band operations,” Proc. 2020 IEEE AP-S. Int. Symp., TU-A1.4A.8, July 2020. DOI: [10.1109/IEEECONF35879.2020.9329487](https://doi.org/10.1109/IEEECONF35879.2020.9329487)
- [10] Y. He, M. Rao, Y. Liu, G. Jing, M. Xi and L. Zhao, “28/39-GHz dual-band dual-polarized millimeter wave stacked patch antenna array for 5G applications,” Proc. Int. Workshop on Antenna Tech. (iWAT), 19592382, Feb. 2020. DOI: [10.1109/iwat48004.2020.1570609770](https://doi.org/10.1109/iwat48004.2020.1570609770)
- [11] K.-L. Lau and K.-M. Luk, “A wide-band circularly polarized L-probe coupled patch antenna for dual-band operation,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pp. 2636–2644, Aug. 2005. DOI: [10.1109/tap.2005.851818](https://doi.org/10.1109/tap.2005.851818)
- [12] K.L. Lau and K.M. Luk, “A wideband dual-polarized L-probe stacked patch antenna array,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 529–532, 2007. DOI: [10.1109/lawp.2007.907915](https://doi.org/10.1109/lawp.2007.907915)
- [13] P. Li and K.M. Luk, “Novel wideband dual-frequency patch antenna array for dual-polarization operation,” Proc. APMC2005, vol. 4, pp. 45–19, Dec. 2005. DOI: [10.1109/apmc.2005.1606261](https://doi.org/10.1109/apmc.2005.1606261)

1 Introduction

Microstrip antennas are characterized by their small size, thinness, lightness, and low cost, and they have been extensively researched for various purposes [1, 2]. Multi-ring MSAs fed by an L-probe shows good characteristics as a multi-band planar antenna [3, 4]. The one-ring MSA fed by an L-probe for single-band operation that uses a dielectric substrate having a thickness of about 0.14 wavelengths at the center frequency can provide a relative bandwidth (–10 dB or less of reflection) of about 46% [5, 6] and the two-ring MSA for dual-band operation can provide relative bandwidths of about 20.3% and 15.7% for the first and second modes [7, 8, 9]. These antennas are designed for single linear polarization.

Dual-polarized MSAs for dual-band and wideband operation have been reported [10, 11, 12, 13]. The stacked dual-patch antenna with four parasitic patches arranged around the upper layer patch presents fractional bandwidths of 12.4% and 14.9% for the dual bands by the simulation [10]. A thin substrate with a thickness of 0.90 wavelengths at the lower frequency band is used and results in slightly narrow bandwidths. Furthermore, the four parasitic patches to improve the isolation between the two ports increase the area occupied by the patches. The stacked triple-patch antennas fed by eight L-probes for dual-band and dual circularly-polarized operation [11], the 2×1 stacked patch antenna array the stacked patch antenna arrays fed by four L-probes for single-band and dual linearly-polarized operation [12] and for

dual-band and dual linearly-polarized operation [13] are presented. These dual-band antennas in [11] and [13] provide wide fractional bandwidths of 22.4% to 55.2% below -10 dB reflection, however, the antenna height becomes large more than 0.150 wavelengths at the lower band because the patches for upper band are stacked on the patches for lower band. Furthermore, at least four L-probes for dual-polarized operation, the feeding circuits for the L-probes, and additional sidewalls and vias around the patches are used to improve the isolation between the ports, which makes the antenna structure complex [11, 12].

In this paper, we examine the dual-band and wideband MSA for dual linear polarizations. Two L-probes are arranged at the orthogonal positions of the dual-band and wideband two ring MSA [9]. The advantage of the proposed antenna is simple and compact structure. Because the patch for the upper band is placed beneath the patch for the lower band, the antenna height is not increased by adding the patch for the upper band for dual-band operation. Furthermore, the two ring patches for the first and second modes are excited by one L-probe in the proposed antenna. Therefore, dual-band and linearly dual-polarized operation is realized by the two L-probes. The wideband performance of 21.7% and 10.6% fractional bandwidths below -10 dB reflection for the two modes are obtained by the prototype antenna. The measured isolation between the two ports is more than 13 dB in the two bands. Although the proposed antenna is simple without additional structures, reasonable isolation characteristics are observed.

2 Configuration of the proposed antenna

Figure 1 presents a configuration and parameters of the proposed antenna. The target fractional bandwidths and the design frequencies are 20% at 4.75 GHz for the first mode and 10% at 6.5 GHz for the second mode, respectively. The proposed antenna has three layers of dielectric substrates. The circular ring patch on the upper layer is a radiation element for the first mode and the one on the middle layer is a radiation element for the second mode. The two L-probes to excite the patches on the upper and middle layers are deposited on the lower layer. For wideband characteristics, the L-probes were implemented with a thick dielectric substrate. At 4.75 GHz for the first mode, the height of the overall antenna $t_1 + t_2 + t_3$ is corresponding to approximately 0.114 wavelengths. Two L-probes are placed at orthogonal positions to achieve dual linear polarizations. $50\text{-}\Omega$ coaxial connectors were attached to the backside of the ground plane of the L-probes for feeding. Port 1 and port 2 are assumed to feed the two L-probes that excite orthogonal linear polarizations for the simulation. The relative dielectric constant of the dielectric substrates was $\epsilon_r = 2.6$, and the loss tangent was $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$. The proposed antenna presented in Fig. 1 was simulated and measured. The simulations were performed with Zeland IE3D and ANSYS HFSS.

3 Simulated and measured results of the proposed antenna

Figure 2 (a) presents the measured and simulated reflection characteristics (S_{11} and S_{22}) of the proposed antenna, where only the simulated results of the port 1 are presented because of the structural symmetry. The antenna was confirmed to

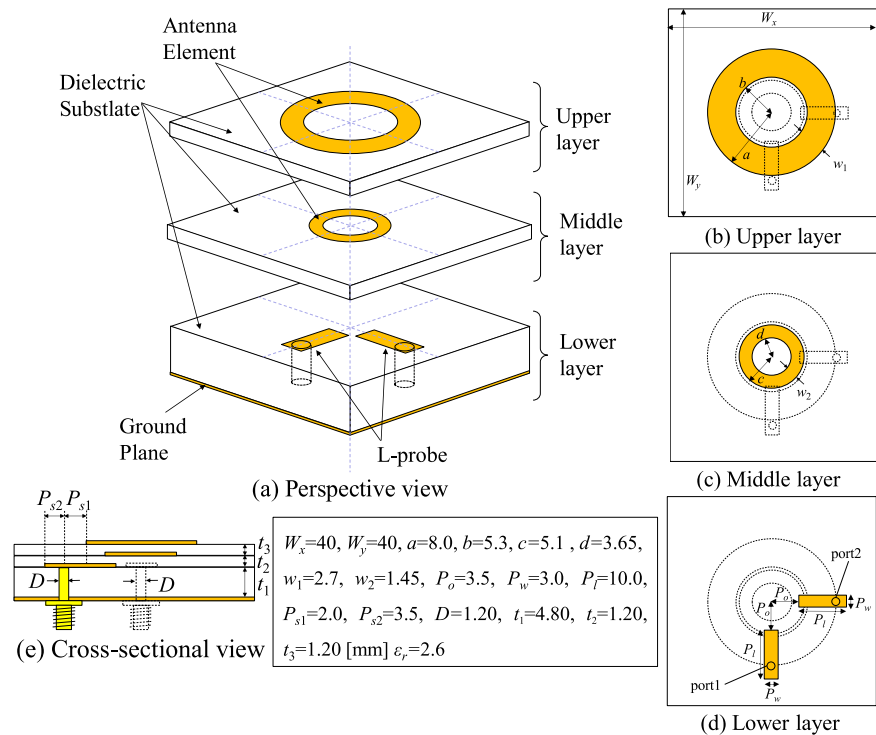


Fig. 1. Configuration of the proposed antenna

achieve good wideband characteristics for the both port 1 and port 2 and for the both target bands. Two frequency ranges of S_{11} with a reflection of less than -10 dB were 4.1–5.1 GHz for the first mode and 6.2–6.9 GHz for the second mode. The fractional bandwidths are 21.7% for the first mode and 10.6% for the second mode, respectively. The simulated and measured results were in good agreement.

Figure 2 (b) presents the measured and simulated isolation characteristics (S_{12}) between the two ports of the proposed antenna, where only the results of S_{12} are presented due to the reciprocity. Good isolation characteristics between the two ports over the target bands were confirmed. The measured isolation characteristics in the above bandwidths were from 13 to 22 dB for the first mode and 13 to 24 dB for the second mode. The simulated and measured results were in good agreement.

Figure 2 (c) presents the measured gain of the proposed antenna excited by the port 1 and port 2, and the simulated gain excited by the port 1 of the antenna, where only the simulated gain of the port 1 is presented because of the structural symmetry. The measured gain of the port 1 was 4.7–7.1 dBi in the first mode and 3.6–5.1 dBi in the second mode. The gain of the port 2 was measured similarly. The simulated and measured results were in good agreement. Figure 2 (d) shows the measured and simulated radiation patterns of the proposed antenna excited by the port 1 at 4.1 and 5.1 GHz of the first mode and at 6.2 and 6.9 GHz of the second one, where only the radiation patterns excited by the port 1 are presented because of the structural symmetry. The radiation patterns of co-polarization in both the E- and H-planes were good and stable. The cross-polarization in H-plane is increasing as the frequency is increased because of unwanted radiation from the L-probe, however, the measured cross-polarization at the broadside direction was preserved below -12 dB at the frequencies. The simulated and measured patterns of co-polarization were in good

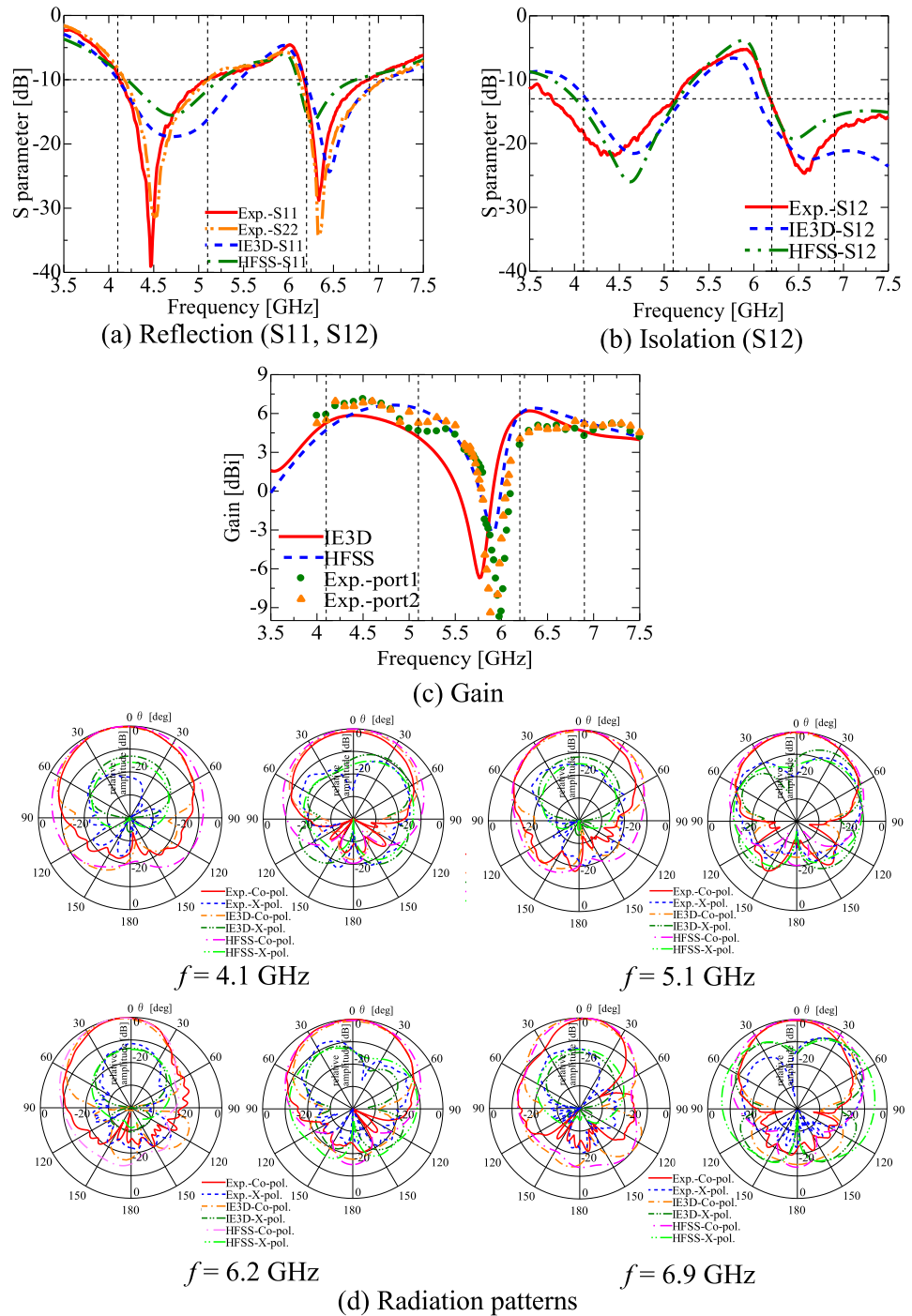


Fig. 2. Characteristics of the proposed antenna

agreement. These results confirmed that the proposed antenna shown in Fig. 1 has good wideband, dual-band, and isolation characteristics for dual linear polarizations.

4 Performance of the proposed antenna

The performance of the proposed antenna in comparison with the antennas of Ref. [10] to [13] is summarized in Table I. The proposed antenna exhibits 1.7 times wider bandwidth for the lower band in comparison with Ref. [10] while the antenna height of the proposed antenna is larger. On the other hand, the proposed

Table I. The performance of the proposed antenna in comparison with the antennas of Ref. [10]–[13]

<i>Antenna Design</i>	Proposed	Ref. [10]	Ref. [11]	Ref. [12]	Ref. [13]
<i>Fractional bandwidth of lower and upper bands</i>	21.7 % 10.7 % (below –10 dB reflection)	12.4 % 14.9 % (below –10 dB reflection)	43.9 % 55.2 % (below –10 dB reflection)	19.8 % (below –14 dB reflection)	15.7 % 23.7 % (below –14 dB reflection)
<i>Minimum isolation in the above bands (dB)</i>	13	17	30	36	30
<i>Polarization</i>	Dual linear	Dual linear	Dual circular	Dual linear	Dual linear
<i>Number of L-probes</i>	2	2	8 (Need for feeding circuits)	4 (Need for feeding circuits)	4
<i>Height (wavelength of lower band)</i>	0.114	0.090	0.150	0.132	0.195

antenna is simple and compact in comparison with Ref. [11] to [13] because the patch for the upper band is arranged beneath the patch for the upper band. Additionally, only two L-probes are used and additional feeding circuits and structures for isolation improvement are not necessary for the proposed antenna, although the isolation characteristics are degraded in comparison with Ref. [11] to [13].

5 Conclusions

This paper presented the linearly dual-polarized wideband and dual-band MSAs fed by two L-probes. In order to realize a linearly dual-polarized antenna, two L-probes are placed at the orthogonal positions of the proposed antenna. Good wideband characteristics were confirmed for the both bands and for the both ports. The fractional bandwidths of –10 dB reflection were 21.7% for the first mode and 10.6% for the second mode, respectively. Furthermore, good isolation characteristics between the two ports were confirmed. The isolation in the two bands was larger than 13 dB. The validity of the proposed antenna as a linearly dual-polarized wideband and dual-band planar antenna was demonstrated by measurement and simulation.