

スリット装荷ひし形マイクロストリップアンテナの放射特性

四戸 雄介[†]羽石 操^{†a)}木村 雄一[†]

Radiation Properties of Rhombic Microstrip Antennas with Slits

Yusuke SHINOHE[†], Misao HANEISHI^{†a)}, and Yuichi KIMURA[†]

あらまし 本論文では、ひし形マイクロストリップアンテナ素子(以後、RH-MSA)に逆V字型のスリット素子を複数個装荷し、マルチバンド特性を実現させるマルチバンド平面アンテナ、すなわち、スリット装荷 RH-MSA 素子の構成法と放射特性について述べる。電磁界シミュレータを用いこれらのアンテナ系の特性を求めたところ、リターンロス特性及び放射パターンなどの特性がC-バンド及びX-バンドにおいて良好なマルチバンド特性を示すことが明らかにされた。また、本アンテナ系のマルチバンド特性を検証するため、スリット装荷 RH-MSA 素子が試作された。リターンロス特性などの実測値はシミュレーション結果と設計上有意な範囲で良い一致を見た。これらのことより、本アンテナ系がマルチバンド用の平面アンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた。

キーワード マイクロストリップアンテナ(MSA)、ひし形MSA、平面アンテナ、スリット、マルチバンド

1. ま え が き

近年、無線通信システムの広帯域化やマルチバンド化の動向を反映し、マルチバンド特性が容易に実現可能とされるフラクタルアンテナが着目されている[1]~[10]。一方、これら各種フラクタルアンテナのうち、特に平面構造を有するシルピンスキーガスケット形の三角形MSA素子(以後、SG-MSA)が着目され、近年盛んに研究されている[1]~[9]。この平面型のマルチバンドSG-MSAの研究例としてとしては、まず、①SG-MSAをスタック化し、マルチバンド化を達成させるもの[1],[4]、SG-MSAにショートピンを装荷させるもの[2]、及びSG-MSAの素子構造を変形させ、マルチバンド特性を実現させるもの[5]などが挙げられる。次いで、②SG-MSAの内部の切抜き領域に正三角形のMSA素子を装荷し、一点給電にてマルチバンド特性を実現させるもの[3],[9]、及び③SG-MSAの正三角形構造の切抜き領域をスリット素子により置換し、

複数の固有モードを励振させマルチバンド特性を実現させるもの[8],[9]などが挙げられる。

しかし、それらのアンテナ系においては、広帯域な周波数領域においてマルチバンド特性を実現させることは容易ではなく、しかも、素子形状が複雑になるといった難点を有していた。また、①及び②の素子については、高次モード[3],[11]を利用し、その高次モードの放射パターンの単向性化を図り、マルチバンド特性を達成させているため、3周波以上の周波数においてマルチバンド特性を実現させることは容易ではない。一方、③の素子については、SG-MSAのスロット部をスリット素子により置換し、複数の固有モードを励振させマルチバンド特性を達成させているため、装荷スリットの構造が複雑となり、それに伴い、放射素子上の電流分布も複雑となるため、各々のモードの周波数制御が容易ではなく、その制御範囲も図1に示される本供試アンテナに比べ相対的に狭い。加えて、この複雑さに起因し、交差偏波特性が劣化し、併せて、4周波以上のマルチバンド特性を実現させるためには困難を伴う。

そこで、本研究においては、正三角形形状のMSA素子を上下に2個対称配列するひし形形状のMSA素子、すなわち、Rhombic MSA(以後、RH-MSA)に着目

[†] 埼玉大学工学部電気電子システム工学科, さいたま市
Dept. of Electrical and Electronic Systems, Saitama University, 255 Shimo-okubo, Sakura-ku, Saitama-shi, 338-8570 Japan

a) E-mail: haneishi@ees.saitama-u.ac.jp

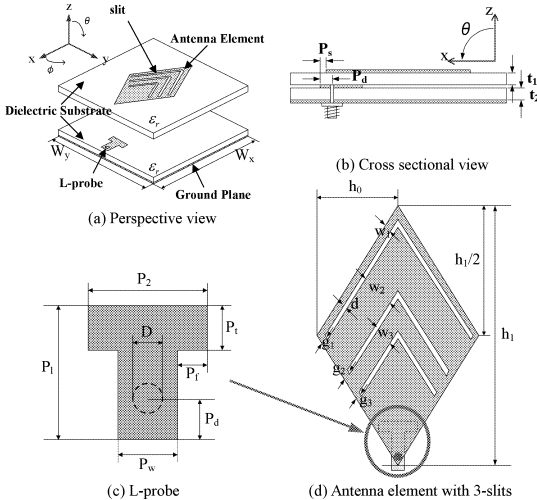


図1 供試アンテナの基本構成

Fig.1 Basic configuration of a test antenna. ($h_1=23.8$, $h_0=6.87$, $w_1=0.4$, $w_2=3.2$, $w_3=1.2$, $g_1=g_2=g_3=0.4$, $d=0.4$, $P_1=3.8$, $P_w=1.5$, $P_2=3.0$, $P_s=0.0$, $P_d=0.8$, $P_t=0.8$, $P_f=0.75$, $D=0.50$, $t_1=t_2=1.2$, unit:[mm], $\epsilon_r=2.6$)

し、そのRH-MSAに図1に示すように、逆V字型のシンプルな構造を有するスリット素子を装荷し、かつ、T字型の広帯域L-プローブ[12],[13]によりRH-MSA素子を励振するスリット装荷RH-MSA[14]を提案し、その構成法と特性について各種検討を加える。

このアンテナ系は、シルピンスキーガスケット構造を利用することなくマルチバンド化を達成させており、しかも、二又若しくは三又パターンを示す高次モードの放射パターンの単向性化を達成させることによってマルチバンド特性を実現させる従来のフラクタル形のSG-MSA[3]~[7]とは異なり、非フラクタル構造を有している。すなわち、ひし形構造のMSA素子の任意の位置に逆V字型のスリットを装荷することにより、その逆V字型スリットに沿って発生する複数の電流分布に対応する複数の固有モードを励振させ、その各々のモードを利用してマルチバンド化を達成させるものである。このように、本アンテナにおいては、同一形状を有する逆V字型のスリットを装荷するため、このアンテナ系の構造と電流分布は極めてシンプルとなり、分類③で提示した文献[9]のSG-MSA素子に比べ本供試アンテナは良好な交差偏波特性を示す。また、装荷するスリットの本数により動作周波数の個数を、また、スリットの装荷位置により各々の固有モードの共振周波数を容易に制御できるという特徴を有している。

したがって、所望の共振周波数の値及び所望の数の共振周波数を容易に実現可能とし、しかも、変形フラクタル構造を用いる文献[9]に提示される従来の三角形SG-MSA素子に比べて、共振周波数の制御範囲が広いといった利点を有する。すなわち、本研究では、このスリット装荷RH-MSA素子に着目し、①まず、このアンテナ系の基本特性を明らかにするため、そのリターンロス特性及び放射パターンなどの特性をシミュレーションにより求め、その主要な特性を実験により検証し、このスリット装荷RH-MSAを構成する際重要となる設計基礎資料を取得した。次いで、②マルチバンド特性を示すスリット装荷RH-MSAの共振周波数の制御法について考察を加え、その設計基礎資料を取得した。また、③広い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多スリット装荷RH-MSAの構成法と放射特性についても検討を加え、このアンテナ系が8周波若しくはそれ以上の周波数においてマルチバンド特性が実現可能となることを明らかにした。

これらのことより、本供試スリット装荷RH-MSA素子がマルチバンド特性を示す平面アンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた。また、現時点では本アンテナ素子に関する特定の分野への具体的な応用は想定していないが、多様な無線通信システムが急速に発展している現時点においては、将来、本アンテナ素子のように多数の周波数が共用可能となるアンテナ系の存在が必須となることも予想される。したがって、本アンテナ系の現時点における主要な開発目的は、3周波以上のマルチバンド特性が要求される用途に対して対応可能で、しかも、シンプルな構造を有する平面アンテナの実現にあるものと考えている。なお、本研究においては、マルチバンド特性を示す各共振周波数において、単向性の放射パターンを実現させ、かつ、 -10 dB以下のリターンロス特性を実現させ、更に、その各々放射パターンにおいて、ポアサイト方向における交差偏波レベルが -20 dB以下まで抑制された特性を有するアンテナ系を実現させることを設計目標に設定し、各種検討を加えた。また、各種測定は主として、C-バンド及びX-バンドにおいてなされ、供試基板としては、厚さ 1.2 mmのテフロンガラスファイバ基板(PTFE基板、比誘電率 $\epsilon_r=2.6$, $\tan \delta=1.8 \times 10^{-3}$)を用いた。なお、本研究においては、前述のようにマルチバンド特性を示す各々の共振周波数において単向性の放射パターンを実現させることが主要な課題の一つであるため、シミュレーション

は無限大地板の仮定のもとになされ、かつ、すべてのシミュレーションは、モーメント法を用いる電磁界シミュレータ (IE3D) によりなされた。

2. スリット装荷 RH-MSA とその特性

本章では、まず、スリットを3本装荷した RH-MSA の基本構成法について述べる。次いで、本アンテナ系の設計法の基礎について図3のフローチャートを用いて述べる。また、本アンテナ系の基本特性を明らかにするため、RH-MSA にスリットを3本装荷し、マルチバンド特性、すなわち、4周波共用特性を実現させる図1に提示されるシンプルな構造を有するアンテナ系に着目し、そのリターンロス特性及び放射パターンなどについて検討を加え、設計基礎資料を得たので、それらの結果について述べる。

2.1 基本構成

供試アンテナの基本構成を図1に示す。これは、ひし形形状の RH-MSA 素子に逆 V 字型のスリットを装荷し、T 字型の広帯域 L-プローブにより励振するものである。このような構造を有するスリット装荷 RH-MSA 素子においては図2に示すような電流分布が得られ、それらの各々の電流経路に対応して複数の固有モードが得られ、それらの各モードにおいて共振現象が現れ [14]、マルチバンド特性が実現される。なお、図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、本研究においては、1st モード、2nd モード、3rd モード及び 4th モード…と命名することとする。このように、本アンテナ系においては、装荷される逆 V 字型のスリット素子のスリット数に対応して複数の固有モードが発生す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。したがって、広帯域特性を示す給電系の利活用が必須となるため、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 [12],[13] を給電系に用いた。この L-プローブは、コネクタの中心導体端部にストリップ状の金属導体を接続させたものであり、本供試アンテナにおいては、図1(c)に示される T 字型のストリップ導体が供された。一方、このアンテナ系を通常の給電法としてよく知られている同軸給電法を用いて給電を行った場合には、L-プローブによる給電法を用いる本供試アンテナに比べ、同一素子寸法を有するアンテナ素子を用いた場合においても整合特性が劣化することが知られて

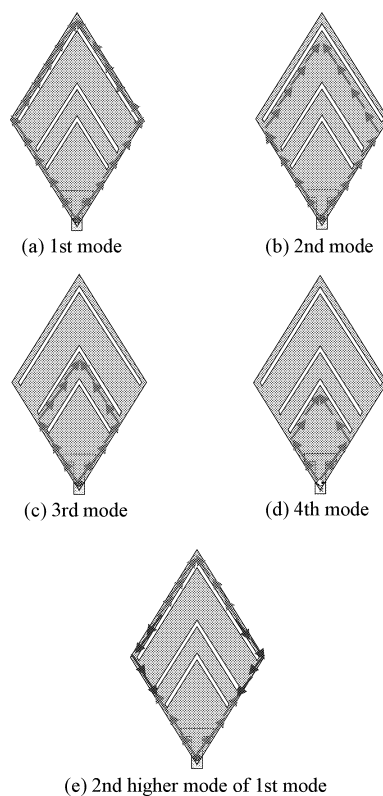


図2 供試アンテナの電流分布
Fig. 2 Current distributions of a test antenna.

いる [15]。また、本供試アンテナにおいては、各モードの整合が十分にとれるように、L-プローブの先端部の形状を T 字型に変形したプローブを用いている。このプローブを用いることにより、8~9個の共振特性を示す多モードのマルチバンド特性においても、それらすべてのモードにおいてリターンロスを -10 dB 以下まで抑制させることが可能となった。なお、その素子形状 (素子長 P_L 、素子幅 P_w 及び P_2 、給電位置 P_d) とオフセット長 P_s については、各モードに対応するすべての共振周波数において、リターンロス特性 -10 dB 以下及び単向性パターンの取得を目標としてシミュレーションを行い、その素子形状と最適素子寸法を決定したものである。また、L-プローブの設定位置としては、図2に示されるすべてのモードの電流分布の起点の位置を考慮に入れ、RH-MSA の底部の位置に設定した。なお、本供試アンテナは図1(a),(b)に示されるように2層構造、すなわち、L-プローブを構成する給電用基板とアンテナ素子を構成するアンテナ部基板よりなっている。また、図1(d)に示すスリット装荷 RH-MSA

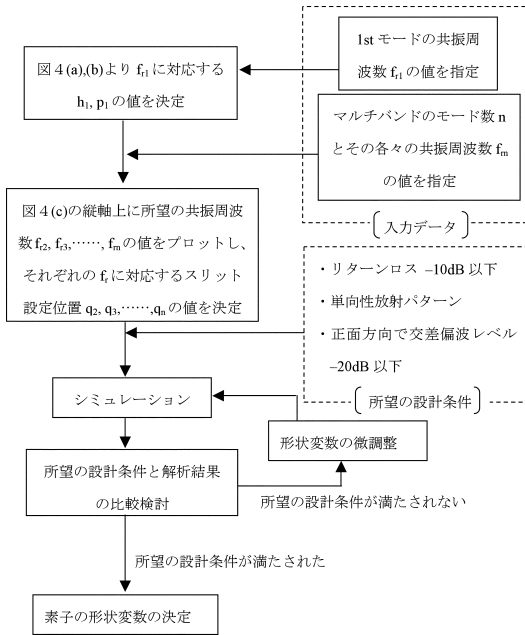
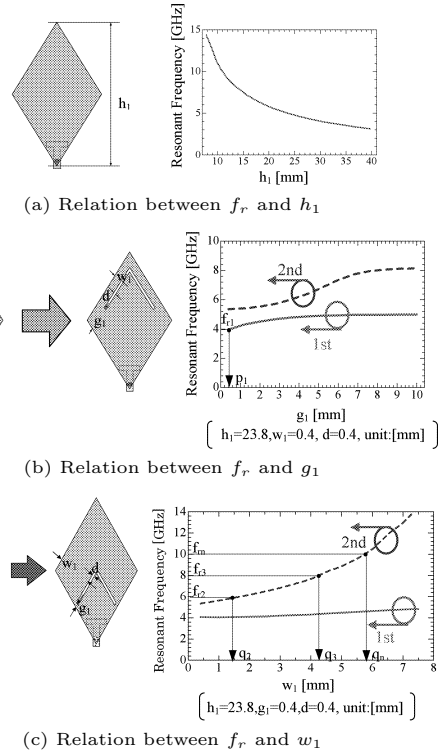


Fig. 3 Flow chart to determine the antenna parameters.

の基本素子寸法である h_1 の値は、スリットなどを装荷しない通常の RH-MSA 素子が 5.0 GHz で共振する場合の素子寸法と等価な値 ($h_1 = 23.8$ mm) に設定されている。なお、スリットの装荷位置 ($w_1 \sim w_3, g_1 \sim g_3$) は、図 5 及び図 6 に示されるように、各モードにおけるリターンロス特性が -10 dB 以下及び単方向的放射パターンが得られるように、シミュレーションを行い決定されたものである。なお、本供試アンテナにおいては、各モードの整合をとるため、L-プローブの素子形状及びオフセット位置などについては調整を行っているが、現時点では素子アンテナのスリット幅及びスリット形状については一定値に設定されている。それらの各種寸法諸元は図 1 に示されている。また、シミュレーション及び実験に用いた供試アンテナの各種素子寸法としては、特別な場合を除き、図 1 に示される寸法諸元のものを用いた。

2.2 設計手順

前節においては、供試アンテナの基本構造について述べた。本節では、供試アンテナの設計手順の基礎について述べる。そこで、まず、設計手順の流れを示すフローチャートを図 3 に示す。また、設計手順を説明するため、スリットなどを装荷しない通常の RH-MSA 素子についても、その素子寸法 h_1 と共振周波数 f_r の

図 4 素子パラメータと共振周波数 f_r との関係Fig. 4 Relations between resonant frequency f_r and element parameters.

関係を求め、それらを図 4(a) に示した。以下に、図 4(a) を含む図 4 とフローチャートを用いて、スリットを装荷した RH-MSA 素子の設計手順について述べる。

① 1st モードの共振周波数 f_{r1} が所望の周波数領域に存在するように、RH-MSA 素子の基本素子寸法 h_1 の値を図 4(a) を用いて決定する。

② 基本素子寸法 h_1 と RH-MSA のエッジからスリット素子までの距離、すなわち、スリットの装荷位置である w_1 の値を固定し、素子アンテナのエッジからスリット素子端部までの距離 g_1 と共振周波数 f_r の関係を求める (図 4(b))。この図 4(b) を用いて、1st モードの所望の共振周波数 f_{r1} に対応する g_1 の値、すなわち、図中に p_1 として表示されている値を決定する。なお、図 4(b) に示す素子寸法を有するアンテナ素子に対しては、 g_1 の値を 4.4 mm 以上の値に設定すると、その電流分布より分かるように、2nd モードが十分に励振されなくなる。したがって、 g_1 については、4.4 mm 以下の値に設定することが必要とされる。

③ 次に、設計手順①及び②により求められた h_1

及び $g_1 (= p_1)$ の値を固定し、スリットの装荷位置 w_1 と 1st モード及び 2nd モードの共振周波数との関係を探る。図 4(c) を得る。この図 4(c) を用いて、各固有モードの所望の共振周波数を得るために必須となるスリットの装荷位置を決定する。すなわち、この図 4(c) の縦軸上に 1st モードを除く各固有モードの所望の共振周波数 $f_{r2}, f_{r3}, \dots, f_{rn}$ に対応する値をプロットし、その各々のモードの共振周波数 $f_{r2}, f_{r3}, \dots, f_{rn}$ に対応するスリットの装荷位置 q_2, q_3, \dots, q_n を図 4(c) より決定する。この図 4(c) は、スリットを 1 本装荷した場合の共振周波数とスリットの装荷位置 w_1 との関係を示す図であるが、複数個のスリットを装荷した場合の各スリットの装荷位置も、この図を用いて、第 1 次近似として決定することができる。例えば、スリットを 3 本装荷した場合に対応する図 1 の供試アンテナの各スリットの装荷位置 w_1, w_2, w_3 の値も、この図 4(c) を用いれば、第 1 次近似としてそれらの値を決定することができる。ここに、スリットの装荷位置 w_1 の値を図中の q_n の値に設定すれば、2nd モードの f_{r2} の値を $f_{r2}=10.0$ GHz に設定することができる。一方、 w_1 の値を図中の q_2 の値に設定すれば、2nd モードの f_{r2} の値を $f_{r2}=6.0$ GHz の値に設定することができる。このように、図 4(c) を用いれば、2nd モードの f_{r2} を所望の値に設定するために必要とされるスリットの装荷位置を決定することができる。また、新たに、3rd モードが必要とされる場合には、2nd モードのスリットの装荷位置に対応する w_1 の値を q_2 に設定し、かつ、3rd モードのスリットの装荷位置に対応する w_1 の値を $w_1=q_3$ と設定し、その値に対応する位置に新たに 2 本目のスリットを装荷すれば、図 4(c) より $f_{r2}=6.0$ GHz, $f_{r3}=8.0$ GHz の共振周波数を有する 3 周波共用特性を示すマルチバンドアンテナの構成が可能となる。このプロセスを繰り返して用いれば、多数の共振周波数を有するマルチバンドアンテナの構成も可能となる。

④ 上記の①, ②, ③の手順により決定された素子寸法を有するアンテナの解析用のモデルを構成し、シミュレーションを実行する。

⑤ シミュレーション結果と図 3 のフローチャート中表示されている所望の設計条件を比較・検討し、所望の設計条件が満たされていない場合には、素子アンテナの素子形状を微調整し、再度シミュレーションを行う。所望の設計条件を満たすまでこの操作を繰り返して、供試アンテナの素子寸法を決定する。

以上が、設計手順の概要である。

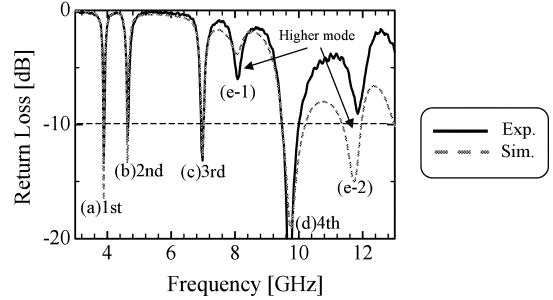


図 5 供試アンテナのリターンロス特性
Fig. 5 Typical return-loss characteristics of a test antenna.

2.3 リターンロス特性

2.2 の設計手順により構成された図 1 に示すスリット装荷 RH-MSA のリターンロス特性の一例を図 5 に示す。図 5 において、3.89 GHz に見られる共振現象は図 2(a) に示す 1st モードの電流分布に対応するものである。また、4.63 GHz, 6.99 GHz 及び 9.75 GHz に見られる共振現象は、各々、2nd モード、3rd モード及び 4th モードの電流経路に対応するものである。ここで、図 2 に示した各電流分布の模式図は、電磁界シミュレータによるシミュレーション結果に則ったものである。したがって、その電流分布は供試アンテナの実際の電流分布を等価的に表現しているものと考えることができる。また、図 2 に示された電流分布より、本供試アンテナにおいてはシンプルな電流経路が実現されていることが分かる。なお、図 2 に示す電流分布より明らかのように、モードの次数が増加するに伴い、各々のモードに対応する電流分布の経路長が短縮化され、図 5 に見られるように、各モードの共振周波数が上昇していく。このように、本供試アンテナにおいては、モードの次数が増加するに伴い、その共振周波数が徐々に高域側へ移行し、マルチバンド特性が実現されることとなる。

更に、リターンロス特性の実測値は図 5 に示すように、設計上有意な範囲でシミュレーション値と良好一致を見た。なお、図 5(e-1) 及び (e-2) に見られる共振現象は、1st モードの第 1 及び第 2 高次モードに対応するものであり、これらの高次モードの共振周波数は 1st モードの共振周波数のほぼ定数倍の周波数において発生する。これら高次モードのうち、(e-1) に示される第 1 高次モードのリターンロス特性に関しては本アンテナの設計目標であるリターンロス -10 dB の値より大きく劣化しているため放射特性の詳しい説明を省

略することとした．一方，図5において (e-2) と表示されている特に強い共振特性を示す第2高次モードの電流分布を比較のため図2(e) に示してある．予期したように電流分布の向きは一部反転しており，この高次モードの放射パターンについては，次節において考察を加える．また，本研究においては高次モードの共振周波数の制御及び高次モードの抑制等の視点については現時点においては着目しておらず，基本モードと高次モードの各々の共振周波数が同一の周波数領域において重ならないようなアンテナ系の実現を目標としてシミュレーションを行い各種寸法パラメータを決定した．なお，実験及びシミュレーションに供したアンテナの素子寸法としては，図1に示す寸法諸元のものを用い，かつ，実験用の供試アンテナの基板寸法としては，設計基本周波数である5.0 GHzにおいて1波長に対応する素子寸法 ($W_x=W_y=60$ mm) を有するものを用いた．

2.4 放射パターン

スリットを3本装荷し，かつ，図1に示す寸法諸元を有する供試アンテナの放射パターンを図6に示す．図のように，1stモード，2ndモード，3rdモード及び4thモードの放射パターンはE面，H面ともに単向性の良

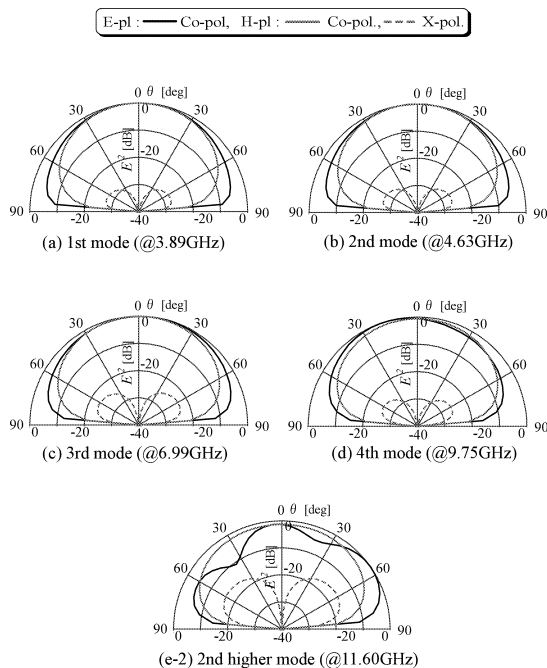


図6 供試アンテナの放射パターン
Fig. 6 Radiation patterns of a test antenna.

好なパターンを示し，交差偏波成分も最悪値で -22 dB以下まで抑制されている．また，図5のリターンロス特性において，鋭い共振特性を示した，1stモードの第2高次モードに対応する放射パターンを図6の (e-2) に示す．予期したごとく，E面において，第2高次モードの特徴である三又の放射パターン [3] が得られている．これらの高次モードのパターンを除けば，すべてのモードにおいて単向性の良好なパターンが得られ，この種のアンテナ系がマルチバンドアンテナとして有用な一形式となり得ることが示された．なお，各モードにおける利得のシミュレーション値の一例を図7に示した．また，スリットを装荷しない通常のひし形素子の利得を算定したところ，図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， $h_1=23.8$ mm， $h_0=6.87$ mmの素子アンテナにおいては6.4 dBiの値が得られた．一方，1st，2nd，3rd及び4thモードのすべてのモードにおいて4.0 dBi以上の値が得られた．また，スリットのない通常のRH-MSAの共振周波数は5.0 GHzになるように設計されているが，本供試アンテナにおいては，スリットが装荷されたため，1stモードの共振周波数が3.89 GHzまで低下し，等価的に小形化が達成されている．この小形化の効果に伴い供試アンテナの1stモードに対応する利得が5.0 dBi程度の値を示したものと考えている．なお，供試アンテナに装荷される逆V字型のスリット素子のスリット幅を広げ，かつ，その素子寸法を最適化することにより，2nd，3rd及び4thモードの利得を増加させることができるものと考えている．すなわち，本アンテナ系においては，スリット間の間隔を一定値に保ったまま，スリット幅を広げていくと，このスリット幅は，等価的に放射開口部の幅に対応するものと考えられるため放

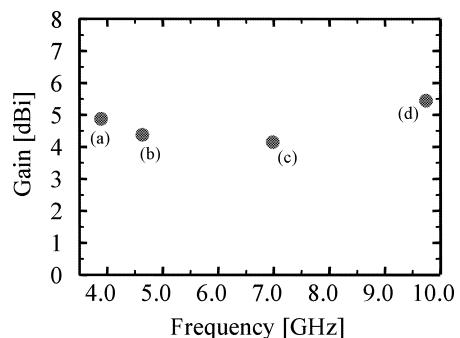


図7 供試アンテナの利得特性 (Sim)
Fig. 7 Gain characteristics of a test antenna (Sim).

射開口部の面積が増加することとなり、利得上昇を伴うものと考えている．その詳細な設計資料の取得については、今後の検討課題の一つと考えている．しかし、本供試アンテナにおいては、そのリターンロス特性及び放射パターンともに良好な特性を示し、これらのことから、本供試スリット装荷 RH-MSA がマルチバンド特性を示す平面アンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた．

3. スリット装荷 RH-MSA の周波数制御

マルチバンド特性を示すアンテナ系において、各々の共振周波数を所望の値に設定することは重要である．そこで、本章では、スリット装荷 RH-MSA の共振周波数の制御法について基礎的な検討を加える．このため、RH-MSA に一つのスリットを装荷する図 8 に示すシンプルな構造を有するアンテナ系に着目し、その周波数制御法について原理的な考察を加える．なお、本章では二つの方法を用いて供試アンテナの周波数制御を行う．すなわち、図 8(b) に示すように、スリットの装荷位置 w_1 を制御する方法と、図 8(c) に示すようにスリット形状そのものを制御する方法を用いて供試アンテナの周波数制御を行う．ここに、供試アンテナの寸法パラメータとしては、スリットの装荷位置を除け

ば、図 1 に示す寸法諸元と同一のものを用いた．なお、本章で得られた結果は、スリットを複数個装荷する通常のアンテナ系に対しても原理的には、適用可能なものと考えている．

3.1 スリット装荷位置と共振周波数

本節では、スリットの装荷位置 w_1 を変え、周波数制御を行う方法について述べる．ところで、RH-MSA にスリットを装荷すると、その電流経路は図 8(b) に示されるようになり、1st モードまたは 2nd モードに対応する二つの電流分布が発生する．そこで、スリットの装荷位置を給電点側へ移動させると 1st モードの電流分布には顕著な影響を与えることなく、2nd モードの電流経路長は、移動距離の増加に伴い短縮化され、2nd モードの共振周波数 f_r のみが増加することが予想される．そこで、スリットの装荷位置 w_1 と 2nd モードの共振周波数の関係を求め、図 9(a) の結果を得た．予期したごとく、 w_1 を増加させ、電流経路長を短縮化させると、2nd モードの f_r は徐々に増加していくが、1st モードの f_r はほぼ一定値を示すことが明らかにされた．すなわち、この方法を用いると、2nd モードの f_r を 5.0 ~ 14 GHz の周波数領域にわたり制御できることが明らかにされた．

3.2 スリット形状と共振周波数

次いで、図 8(c) に示すように、スリット形状そのものを変え、2nd モードの共振周波数 f_r を制御する方法について検討する．すなわち、素子寸法 h_2 の値を減少させ、スリット形状を大きくしていくと、図 8(c) に示すように、2nd モードの電流経路長が短縮化されるので、2nd モードの f_r の値が増加することが予想される．

そこで、素子寸法 h_2 と 2nd モードの f_r の関係を求め、図 9(b) の結果を得た．予期したごとく、 h_2 の値を減少させ、スリット面積を増加させると、2nd モードの f_r が徐々に増加し、2nd モードの f_r が制御可能となることが明らかにされた．なお、この方法を用いると、1st モードの f_r をほぼ一定値に維持しながら、2nd モードの f_r を 5.35 から 7.90 GHz にわたる周波数領域において制御できることが明らかにされた．

3.3 放射パターンに関する検討

前節においては、スリットの装荷位置及びスリット形状と 2nd モードの f_r の関係について述べた．

本節では、2nd モードの f_r と放射パターンとの関係について述べる．まず、スリット形状とパターンとの関係について検討を加える．すなわち、図 8(c) に示すよう

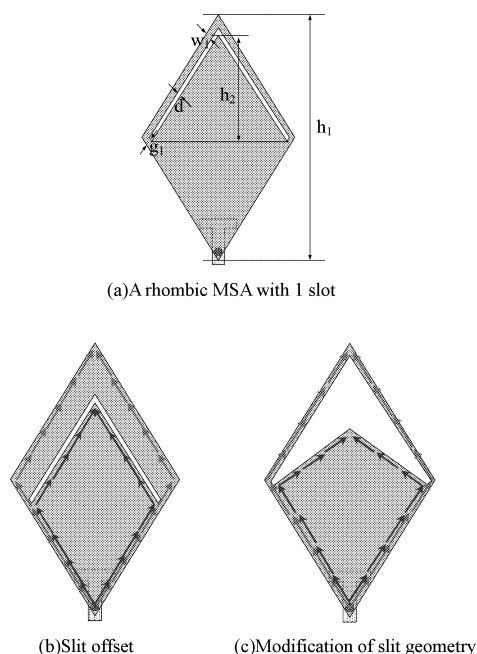


図 8 2nd mode の共振周波数制御法

Fig. 8 Frequency control method for 2nd mode.

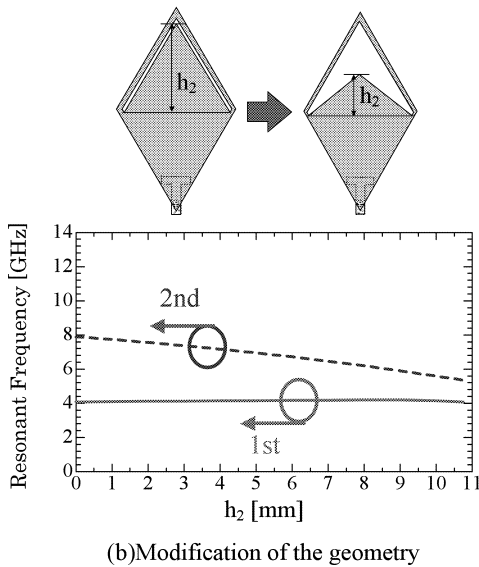
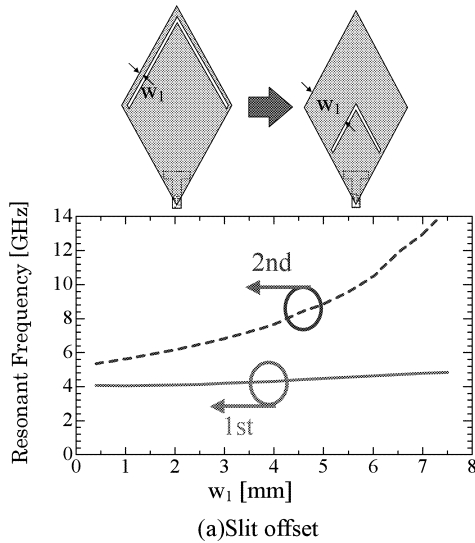


図9 2nd modeの共振周波数制御

Fig. 9 Control of resonant frequency for 2nd mode.

に、スリット形状を変え2ndモードの f_r を制御すると、スリット形状が逆V字型構造に比べ大幅に変形されるため、放射パターンが単方向性から劣化することが予想される。このため、スリット形状に対応する素子寸法 h_2 とパターンの関係を求め図10の結果を得た。これを見ると、 h_2 の値を大幅に変え(0~11.45 mm)、2ndモードの f_r を5.35 GHzから7.90 GHzにわたり制御しても、その放射パターンについては、交差偏波成分はやや劣化するものの、主偏波成分については単

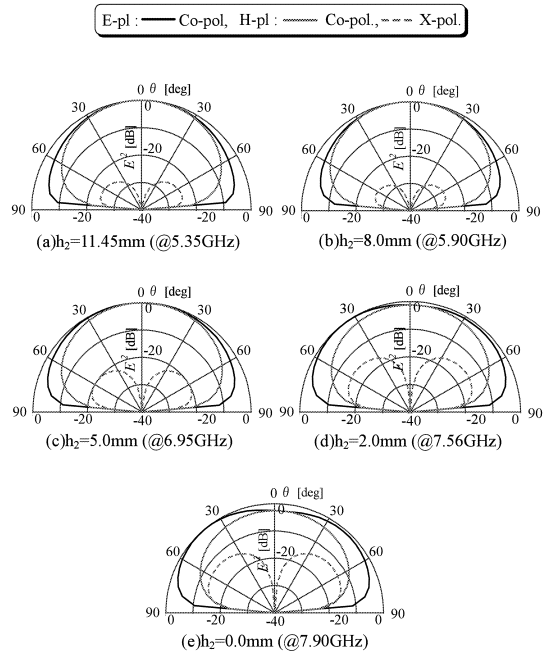
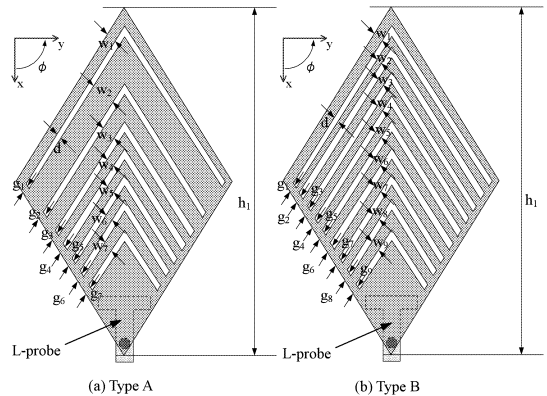
図10 素子寸法 h_2 と2nd modeの放射パターンの関係Fig. 10 Relations between radiation patterns of 2nd mode and slit location h_2 .

図11 多スリット装荷ひし形MSAの基本構成

Fig. 11 Basic configuration of rhombic MSAs with multiple slits. (a) $h_1=23.8$, $w_1=0.4$, $w_2=1.2$, $w_3=0.8$, $w_4 \sim w_7=0.4$, $g_1 \sim g_7=0.4$, $d=0.4$, $P_l=5.0$, $P_w=1.5$, $P_s=0.0$, $P_d=0.8$, $P_t=2.0$, $P_f=0.75$, $t_1=t_2=1.2$, unit:[mm], $\epsilon_r=2.6$ (b) $h_1=23.8$, $w_1 \sim w_9=0.4$, $g_1 \sim g_9=0.4$, $d=0.4$, $P_l=3.8$, $P_w=1.5$, $P_s=0.0$, $P_d=0.8$, $P_t=0.8$, $P_f=0.75$, $t_1=t_2=1.2$, unit:[mm], $\epsilon_r=2.6$

方向性パターンを示すことが明らかにされた。なお、図8(b)に示す、スリットの装荷位置を変え周波数制御を行う方法においても、放射パターンの顕著な劣化はなく、スリット位置及びスリット数を変えても、ほぼ単

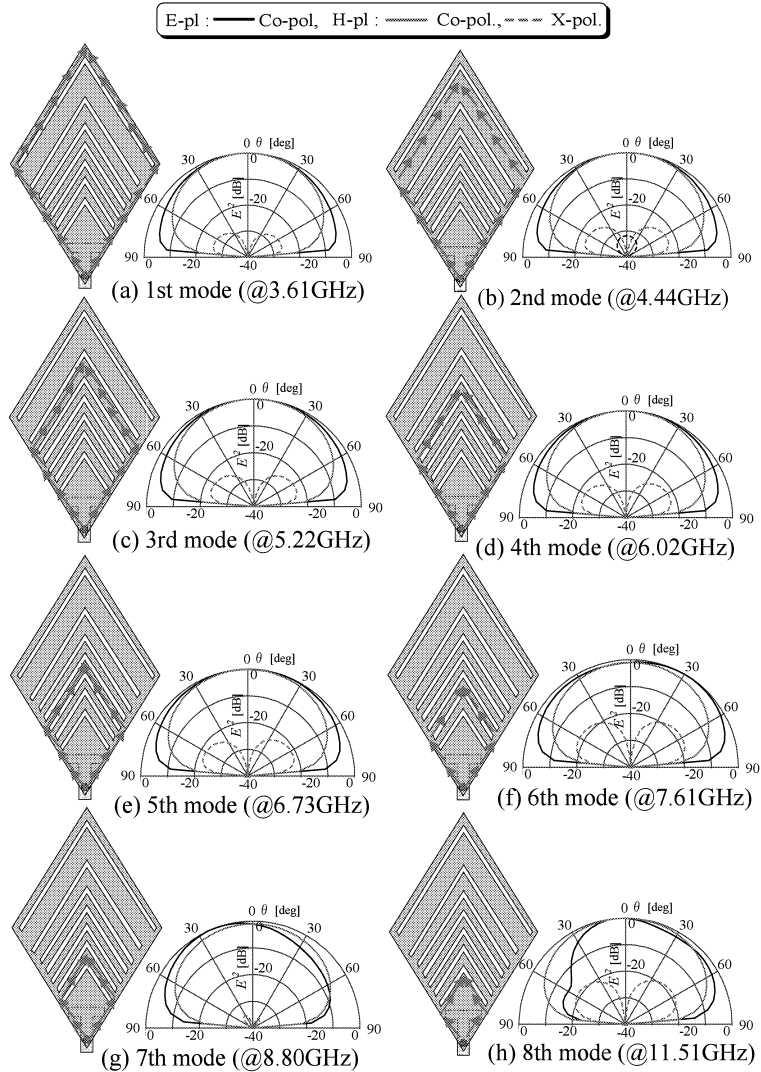


図 12 多スリット装荷ひし形 MSA(Type A) の電流分布および放射パターン
Fig.12 Radiation patterns and current distributions of a rhombic MSA with 7 slits (Type A).

向性のパターンが維持されることが知られている [14] .

4. 多スリット装荷 RH-MSA とその特性

本章では、広帯域な周波数領域において、マルチバンド特性を実現可能とする多スリット装荷 RH-MSA に着目し、その構成法と放射特性について検討を加え、設計基礎資料を得たので、それらの結果について述べる．なお、ここでは、7 本のスリットを不等間隔に装荷する RH-MSA(Type A) と 9 本のスリットを等間隔に装荷する RH-MSA(Type B) の 2 種類について考察

を加える．

4.1 基本構成

供試アンテナの基本構成を図 11 に示す．ここに、Type A は、図 1 に示すアンテナ系と同様にスリットを不等間隔に装荷したものであり、Type B はより多くのスリットを配置可能とするため等間隔にスリットを装荷した RH-MSA 素子である．また、本章で示す多スリット装荷供試アンテナも基本的には 2.2 で示した設計法を用いて構成することができる．

本供試アンテナの基本素子寸法である h_1 の値は、

スリットなどを装荷しない通常の RH-MSA 素子が 5.0 GHz で共振する素子寸法であり、この値は図 4(a) より $h_1=23.8$ となるように設定されている。また、Type A 及び Type B におけるスリット間隔とスリット素子の素子端部からのオフセット距離、すなわち、 $w_1 \sim w_7$ 及び $g_1 \sim g_7$ (Type A), $w_1 \sim w_9$ 及び $g_1 \sim g_9$ (Type B) の値は、2. の図 3 に示す設計用フローチャートと、2.2 で述べた設計手順により決定されたものである。また、2.2 で述べたように、これらの供試アンテナの最終的な素子寸法は、所望のマルチバンド特性 (図 13 及び図 14) が得られるように、シミュレーションを行い決定されたものであり、それらの値は図 11 に提示されている。また、L-プローブの寸法諸元を含め他の素子寸法については、本供試アンテナにおいては、図 1 に示す値と同様な値に設定されている。

4.2 放射特性

Type A の供試アンテナの電流分布を図 12 に示す。これは、図 11 に示す寸法諸元を有する供試アンテナに着目し、その電流分布をシミュレーションにより求め、それらの結果を整理した模式図である。これより、各モード、すなわち、1st モードから 8th モードに対応する各電流の電流経路長は、モードの次数の増加に伴い短縮化され、その各々の電流分布に対応する共振周波数は高域側の周波数領域へ移行していく。次いで、Type A のアンテナのリターンロス特性を求めた結果を図 13 に示す。これより、良好なマルチバンド特性、すなわち、各共振周波数において -10 dB 以下のリターンロス特性が得られることが明らかにされ、しかも、実測値は設計上有意な範囲でシミュレーション値と良い一致を見た。

また、各モードに対応する放射パターンを図 12 に示した。すべてのモード、すなわち、1st モードから 7th モードにわたり、E 面、H 面ともに単向性のパターンが得られている。なお、8th モードに見られる放射パターンの非対称性は、高次モードの影響によるものと考えている。次いで、スリットを等間隔に装荷する Type B のアンテナ系についてもそのリターンロス特性を求めたところ図 14 の結果が得られた。図のように、良好なマルチバンド特性が得られ、しかも、シミュレーション値は設計上有意な範囲で実測値と良い一致を見た。また、各モード、すなわち、1st モードから 10th モードにわたる各モードにおける放射パターンについても、E 面、H 面ともに、単向性パターンを示すことが明らかにされている [14]。これらのことより、

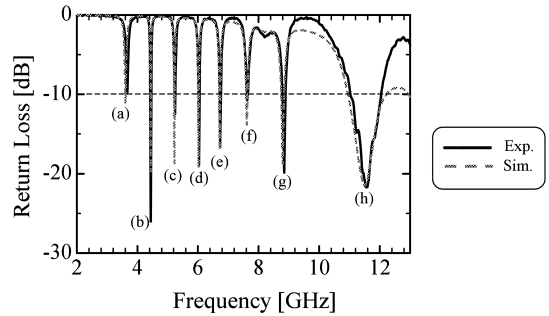


図 13 多スリット装荷ひし形 MSA (Type A) のリターンロス特性

Fig. 13 Return-loss characteristics of a rhombic MSA with 7 slits (Type A).

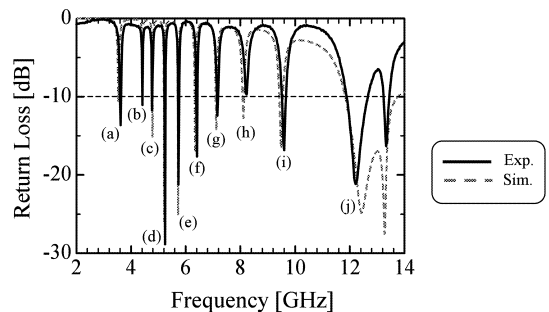


図 14 多スリット装荷ひし形 MSA (Type B) のリターンロス特性

Fig. 14 Return-loss characteristics of a rhombic MSA with 9 slits (Type B).

本供試アンテナが、平面構造を有するマルチバンドアンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた。

5. む す び

本論文では、正三角形 MSA 素子を上下に 2 個対称配列する RH-MSA 素子に逆 V 字型のスリットを装荷するスリット装荷 RH-MSA に着目し、その構成法と放射特性について検討を加え、設計基礎資料を取得した。すなわち、本研究では、①まず、このアンテナ系の基本特性を明らかにするため、3 本のスリットを配置するスリット装荷 RH-MSA のリターンロス特性及び放射パターンなどの特性を求め、その主要な性能を実験により検証し、このアンテナ系が良好なマルチバンド特性を示すことを明らかにし、かつ、この種のアンテナ系を構成する際重要となる設計基礎資料を取得した。次いで、②本供試スリット装荷 RH-MSA の共振周波数の周波数制御法について考察を加え、本アン

テナ系においては、スリットの装荷位置またはスリット形状を制御することにより、共振周波数の制御が可能となることを明らかにし、かつ、所望の共振周波数を得るために必要になる設計基礎資料を取得した。また、③広帯域な周波数領域において良好なマルチバンド特性を示す多スリット装荷 RH-MSA の構成法と放射特性についても検討を加え、この種のアンテナ系が 8 周波もしくは、それ以上の周波数においてマルチバンド特性を示すことを明らかにした。

これらのことより、本供試スリット装荷 RH-MSA がマルチバンド特性を示す平面アンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた。

なお、今後の課題としては、装荷スリットの最適形状などに関するより総合的な検討などが必要と考えられる。

文 献

- [1] J. Anguera, C. Puente, C. Borja, and J. Romeu, "Miniature wideband stacked microstrip patch antenna based on the Sierpinski fractal geometry," IEEE APS Int. Symp., vol.3, pp.1700-1703, July 2000.
- [2] J. Yeo, R. Mittra, Y. Lee, and S. Ganguly, "A novel modified Sierpinski patch antenna using shorting pins and switches for multiband applications," IEEE APS Int. Symp., vol.4, pp.90-93, June 2002.
- [3] 多田真也, 羽石 操, 木村雄一, "フラクタル構造を有するマイクロストリップアンテナの放射特性," 信学論 (C), vol.J87-C, no.12, pp.1104-1112, Dec. 2004.
- [4] J. Anguera, E. Martinez, C. Puente, C. Borja, and J. Soler, "Broad-band dual-frequency microstrip patch antenna with modified Sierpinski fractal geometry," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.52, no.1, pp.66-72, Jan. 2004.
- [5] J. Yeo and R. Mittra, "Modified Sierpinski gasket patch antenna for multiband applications," IEEE APS Int. Symp., vol.3, pp.134-137, July 2001.
- [6] G. Montesinos, J. Anguera, C. Puente, and C. Borja, "The Sierpinski fractal bowtie patch: A multifractal-mode antenna," IEEE APS Int. Symp., vol.4, pp.542-545, June 2002.
- [7] D. H. Werner and S. Ganguly, "An overview of fractal antenna engineering research," IEEE Antennas Propag. Mag., vol.45, no.1, pp.40-57, Feb. 2003.
- [8] 多田真也, 木村雄一, 羽石 操, "スリット型シルピンスキーガスケット MSA の放射特性に関する一検討," 2004 信学総大, B-1-140, March 2004.
- [9] S. Tada, R. Chayono, Y. Kimura, and M. Haneishi, "A consideration on radiation properties of multiband Sierpinski gasket microstrip antenna (SG-MSA)," Proc. ISAP '04, pp.697-700, Aug. 2004.
- [10] G. F. Tsachtsiris, C. F. Soras, M. P. Karaboikis, and V. T. Makios, "Analysis of a modified Sierpinski gas-

ket monopole antenna printed on dual band wireless devices," IEEE Antennas Propag., vol.52, no.10, pp.2571-2578, Oct. 2004.

- [11] I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antennas, Chap. 4, pp.139-167, Artech House, 1980.
- [12] 石井智秀, 木村雄一, 羽石 操, "モード複合型平面アンテナの放射特性," 2002 信学ソ大, B-1-96, Sept. 2002.
- [13] 近藤隆明, 山内潤治, 中野久松, "円偏波用 L 型電磁結合給電板状ループアンテナ," 2002 信学ソ大, B-1-130, Sept. 2002.
- [14] 四戸雄介, 羽石 操, 木村雄一, "マルチバンド特性を有するスリット装荷ひし形 MSA についての一検討," 2005 信学ソ大, B-1-199, March 2005.
- [15] 四戸雄介, 羽石 操, 木村雄一, "スリット装荷ひし形マイクロストリップアンテナとその放射特性," 信学技報, A-P2005-12, May 2005.

(平成 17 年 3 月 15 日受付, 7 月 1 日再受付)



四戸 雄介 (学生員)

平 17 埼玉大・工・電気電子卒。同年同大学院修士課程入学。現在、平面アンテナに関する研究に従事。



羽石 操 (正員:フェロー)

昭 42 埼玉大・理工・電気卒。昭 44 都立大大学院修士課程了。工博。埼玉大助手, 助教授を経て, 平 2 同教授。専門は電磁波工学, 特に平面アンテナに関する一連の研究。昭 52 本会学術奨励賞。



木村 雄一 (正員)

平 8 東工大・工・電気電子卒。同年同大学院修士課程入学。平 13 同大学院博士課程了。博士 (工学)。同年埼玉大助手。現在, ミリ波平面アンテナに関する研究に従事。