

変形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

多田 真也[†] リド チャヨノ[†] 四戸 雄介[†] 木村 雄一[†]
羽石 操^{†a)}

Radiation Properties of Modified Fractal Microstrip Antennas

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

あらまし 本論文では、スリットが装荷された変形シルピンスキーガスケット形フラクタル構造を有するマイクロストリップアンテナ（以後、MSA）を放射素子とする新しいタイプのマルチバンド平面アンテナの構成法と放射特性について述べる。また、本アンテナのマルチバンド特性を検証するため、スリットが装荷された変形シルピンスキーガスケット構造の三角形 MSA 素子が試作された。実験によると、本供試アンテナは 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、リターンロス及び放射パターンなどの実測値は電磁界シミュレータにより得られた結果と設計上有意な範囲で良い一致を見た。これらのことから、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, マルチバンド, フラクタル, シルピンスキーガスケット, ロープロフィール

1. ま え が き

近年、無線通信用機器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実現可能とされるフラクタルアンテナに関する研究が盛んに行われている [1] ~ [14]。しかし、本論文で研究対象とするシルピンスキーガスケット (Sierpinski Gasket) 形のフラクタル構造については、主としてマルチバンド用のモノポールアンテナの放射素子部などに供されてきた [5], [6], [8], [10], [14]。したがって、それらのアンテナ系は、通常のモノポールアンテナと同様に立体的な構造を有することとなる。

一方、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）の研究例としては、①素子寸法の異なる 2 種類の SG-MSA 素子を上下にスタック化し、広帯域化を実現させるもの [1], [4]、②SG-MSA 素子の適切な位置に金属のショートピンを装荷させたり [2]、SG-MSA 素子の素

子構造を変形させたりし [7]、マルチバンド特性を実現させるもの、及び③SG-MSA 素子の内部領域に正三角形の 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], [11], [13] 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、マルチバンド特性を示すすべての周波数領域において、単向性の放射パターンを実現させることは容易ではなく、しかも、①及び②の素子については素子形状が複雑であり、③の素子については、給電系と放射系の整合が容易ではないといった難点を有していた。例えば、③の SG-MSA においては、同軸給電法を用いているため、給電系と放射系との整合が容易ではなく、給電点におけるインピーダンス整合については、給電用の V 字型マイクロストリップ線路のアームの開き角と線路幅を調整する方法、若しくは、給電用の同軸コネクタの給電位置をオフセットさせ、かつ、装荷スリットのスリット形状を調整する方法を用いて整合をとっている。一方、本供試アンテナにおいては、広帯域な電磁結合型プローブとして知られている L-プローブ [15], [16] を用いて給電を行っているため、給電系と放射系との広帯域な周波数領域における整合が容易である。また、通常、非フラクタル構造を有する正三角形 MSA 素子 [17] を利用してマルチバンド化を達成させる場合

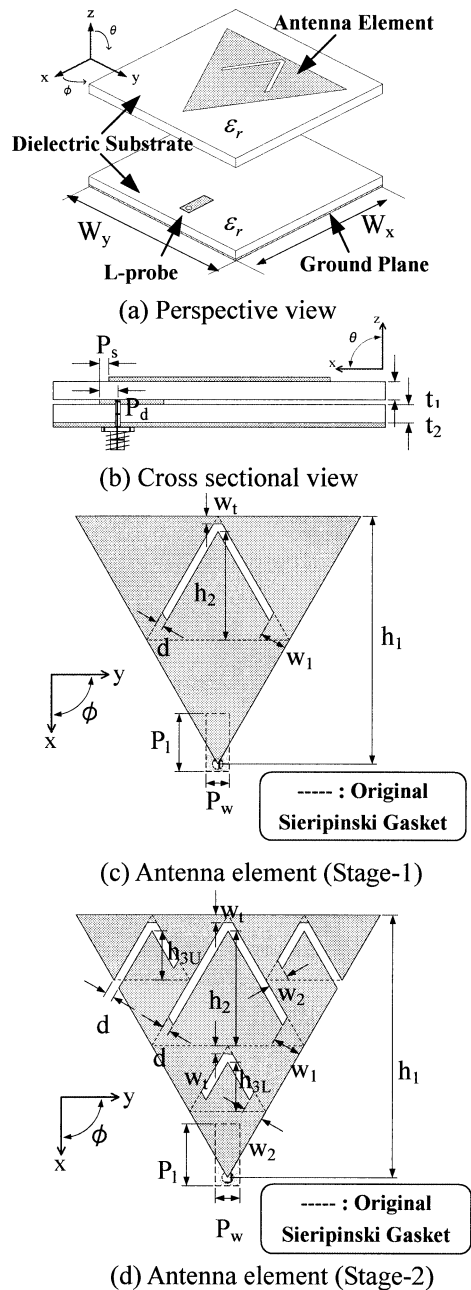
[†] 埼玉大学工学部電気電子システム工学科, さいたま市
Dept. of Electrical and Electronic Systems, Saitama University, 255 Shimo-okubo, Sakura-ku, Saitama-shi, 338-8570 Japan

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

には、周知のように、主モードにおいては単向性のパターンが得られるが、第1高次モード及び第2高次モードにおいては、二つまたは三つのローブを有するパターンとなり、単向性化を実現させることは困難である[3]。すなわち、本研究においては、マルチバンド特性を示す各々の共振周波数 f_r において、リターンロス特性が -10 dB 以下で、かつ、その各々の f_r において単向性の放射パターンを示し、そのボアサイト方向における交差偏波レベルが -20 dB 以下の特性を示すアンテナ系の実現を目標として設定した。なお、マルチバンドアンテナの特性としては、一般に、各々の共振周波数 f_r において、同一形状の放射パターンを有することが要求されるため、本研究においては、各々の f_r において MSA 素子を含む平面アンテナの代表的放射パターンである単向性の放射パターンを実現させることを目標とした。

また、本研究においては、特定のアプリケーションは想定していないが、5 周波程度のマルチバンド特性を示す平面構造の素子アンテナを実現させ、かつ、その各々の共振周波数 f_r において単向性の放射パターンを達成させ、しかも、その各々の f_r の値を所望の値に設定することができる平面アンテナ素子の開発を目的として設定した。

そこで、本研究においては、図1に示すように SG-MSA 素子の正三角形構造のスロット部(図1(c),(d)に点線で表示)を、スリット素子により置き換えた構造を有するスリット装荷型変形 SG-MSA 素子(以後、スリット型 SG-MSA)に着目し、各種検討を加える。このアンテナ系は、従来の SG-MSA 素子[1]~[4],[7],[11]とは異なる。すなわち、従来の SG-MSA 素子はシルピンスキーガスケット構造を有しており、かつ、多くの場合、その素子構造と給電方法を工夫することにより、主モードとともに発生する高次モードの放射パターンの単向性化を図り、マルチバンド化を達成させている。したがって、3 周波以上の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、その各々の共振周波数 f_r を所望の値に設定することも容易ではない。一方、本供試スリット型 SG-MSA 素子は、図1に示すように、SG-MSA 素子に装荷されたスリット素子の素子構造を適切に調整し、かつ、広帯域な給電系として知られている L-プローブ[15],[16]を給電部として用い、複数の固有モードを励振させ、その各々の固有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[12],[13]。すなわち、本供試アン



$$\left(\begin{array}{l} h_1 = 20.4, h_2 = 9.4, h_{3U} = h_{3L} = 4.3, \\ w_1 = w_2 = 0.4, w_t = 0.4, d = 0.4, P_l = 3.8, \\ P_w = 1.5, P_s = 0.0, P_d = 0.8, t_1 = t_2 = 1.2, \\ \text{unit : [mm]}, \epsilon_r = 2.6 \end{array} \right)$$

図1 スリット型 SG-MSA の基本構成
Fig. 1 Basic configuration of test antennas.

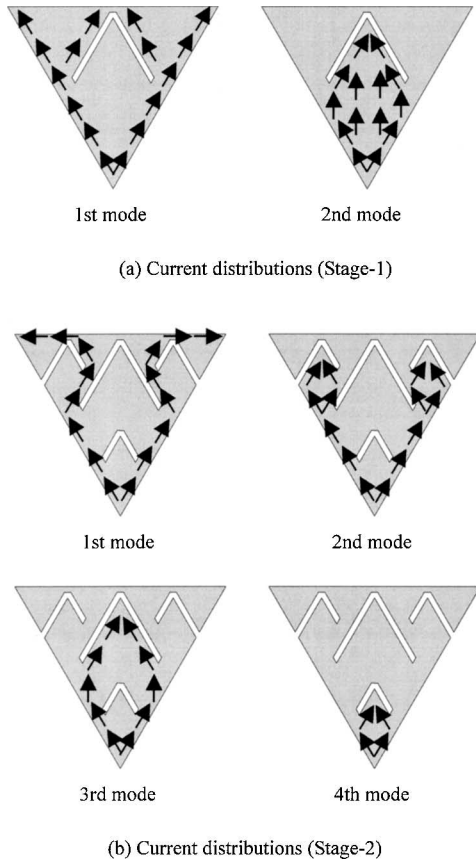


図 2 スリット型 SG-MSA の電流分布
Fig. 2 Current distributions of test antennas.

テナは、高次モードの放射パターンを単向性化させマルチバンド化を達成させるものではなく、装荷スリットの効果により、図 2 に示される電流分布に対応する複数の固有モードを発生させ、その各々の固有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。ここに、各々の固有モードは、図 2 の各電流分布に対応しており、この電流分布は装荷スリットの装荷位置に対応して発生するものである。また、その各々の固有モードの名称としては、本論文では、共振周波数 f_r の低い順に、それぞれ、1st, 2nd, 3rd 及び 4th モードと命名した。なお、本研究の主要な研究目的は、①高次モードの単向性化を図る従来のアンテナ系 [3] に比べ設計性に優れるアンテナ系を実現させるため、単向性の放射パターンを示す複数の固有モードをスリット装荷素子の効果により発生させ、マルチバンド化を達成させることである。更に、②装荷スリットのスリット形状を変え、各々のモードにおける f_r の値を

制御し、所望の周波数においてマルチバンド特性を示すアンテナ系を実現させることである。そこで、本研究では、このスリット型 SG-MSA 素子に着目し、①まず、この種のアンテナ系の基本動作を明らかにするため、ステージ 1 及びステージ 2 の形状因子を有する簡易構造のスリット型 SG-MSA 素子に着目し、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、それらの妥当性を実験により検証し、このスリット型 SG-MSA 素子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このマルチバンド特性を示すスリット型 SG-MSA 素子の共振周波数の周波数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ステージ 3 のスリット型 SG-MSA の構成法と放射特性についても、シミュレーション及び実験の両面より検討を加え、このアンテナ系が 5 周波若しくはそれ以上の周波数領域においてマルチバンド特性を示すことを明らかにし、かつ、その設計基礎資料を取得した。

これらのことより、本供試スリット型 SG-MSA 素子がマルチバンド特性を有する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、供試基板としては比誘電率 $\epsilon_r = 2.6$, $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$, 厚さ $t = 1.2 \text{ mm}$ のテフロンガラスファイバ基板 (PTFE 基板) が供され、各種測定は主として C-バンド及び X-バンドにてなされた。また、本研究においては、マルチバンド特性を示す複数の周波数領域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であるため、シミュレーションは無限地板の仮定のもとに行われた。なお、すべてのシミュレーションはモーメント法を用いるシミュレータ (IE3D) によりなされた。

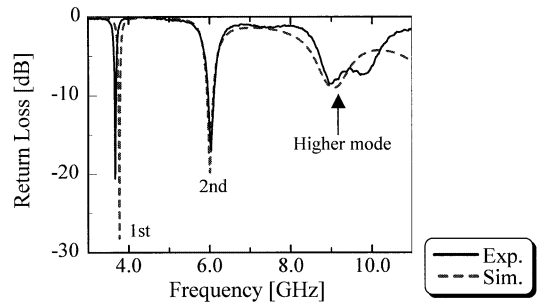
2. スリット型 SG-MSA とその特性

本章では、ステージ 1 若しくはステージ 2 の構造因子を有するスリット型 SG-MSA に着目し、その構成法、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。

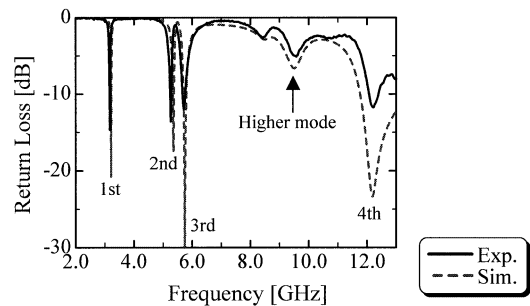
2.1 基本構成

供試アンテナの基本構造を図 1 に示す。これは、フラクタル素子の一つであるシルピンスキーガスケッ構造の正三角形 MSA 素子のスロット部に対応する部分 (図 1 (c), (d) に点線で表示) を、図のように、スリット素子で置換した構造の SG-MSA 素子である。

このような構造を有するスリット型 SG-MSA 素子を構成すると、その各々のステージ、すなわち、ステージ 1 及びステージ 2 に対応して、図 2 に示すような電流分布が得られ、それらの電流分布に対応する各固有モードが発生し、それらの各モードにおいて共振現象が現れ [12], [13], 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、モーメント法を用いる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、各固有モードのモード名については、各々のモードの共振周波数に着目し、本研究では共振周波数の低い順に、1st モード、2nd モード、3rd モード及び 4th モードと呼称することとする。このように、本供試アンテナにおいては、多くの固有モードが存在するため、広帯域な周波数範囲でマルチバンド特性を示すことが予想される。したがって、給電系としては、広帯域特性が期待される図 1 に示す電磁結合型プロープである L-プロープを用いた。本実験で用いたこの L-プロープは OSM コネクタの線路導体の端部にマイクロストリップ線路のストリップ状の線路導体を接続させたものである [16]。また、その素子形状（素子長 P_L 、素子幅 P_W 、給電点位置 P_d ）とオフセット長 P_s については各種シミュレーションを行い、その最適値を求めたものであり、それらの寸法諸元は図 1 に提示されている。なお、L-プロープの設定位置としては、図 2 の電流分布とリターンロス特性などのシミュレーション結果を考慮に入れ、図 1 に示すように、アンテナ部の底部近傍の位置に設定した。また、本供試アンテナは、図 1 (a) に示されるように、L-プロープを構成する給電用基板とアンテナ用素子を構成するアンテナ部基板よりなっている。なお、本供試アンテナは図 1 のように、L-プロープに対して左右対称の構造を有している。また、図 1 に示すスリット型 SG-MSA の基本構成要素である正三角形 MSA 素子の基本素子寸法 h_1 は、スリットなどが装荷されていない通常の正三角形 MSA 素子が 5.0 GHz で共振する場合の素子寸法と等しい値 ($h_1 = 20.4$ mm) に設定されている。また、素子寸法 ($h_2 + w_t + d$)、($h_{3U} + w_t + d$) 及び ($h_{3L} + w_t + d$) の値は各々、通常のシルピンスキーガスケット構造のステージ 1 及びステージ 2 における大・小の正三角形素子（図 1 (c), (d) の点線）の高さに対応する値に設定されている。更に、本供試スリット型 SG-MSA 素子については、装荷スリットのスリット幅は d 、スリットのオフセット間隔は、 w_1 及び w_2 と設定されている。また、これらの各種寸法諸



(a) Return-Loss (Stage-1)



(b) Return-Loss (Stage-2)

図 3 スリット型 SG-MSA のリターンロス特性
Fig. 3 Typical return-loss characteristics of test antennas. ($W_x = W_y = 60$ [mm])

元は図 1 に提示されている。なお、これらの素子寸法は、リターンロス特性が図 3 に示すような良好なマルチバンド特性を示すように、各種シミュレーションを行い、決定された寸法諸元である。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素子寸法としては、特別な場合を除き図 1 に示す寸法諸元のものを用いることとする。

2.2 リターンロス特性

スリット型 SG-MSA 素子のリターンロス特性の一例を図 3 に示す。ここに、図 3 (a) はステージ 1、図 3 (b) はステージ 2 のスリット型 SG-MSA のリターンロス特性に対応している。

図 3 (a) において、3.67 GHz に見られる共振特性は、図 2 (a) に示す 1st モードの電流分布に対応するものであり、6.03 GHz における共振特性は 2nd モードの電流分布に対応する共振特性である。また、図 2 (a) に示すように、1st モードの電流経路は、2nd モードのそれより長くなっているため、1st モードの共振周波数は図 3 (a) に示すように、2nd モードのそれより

低下している．更に，このリターンロス特性のシミュレーション値は図 3 (a) に示すように，設計上有意な範囲で，実測値と良い一致を見た．

次いで，ステージ 2 のスリット型 SG-MSA (図 1 (d)) の電流分布及びそのリターンロス特性を図 2 (b) 及び図 3 (b) に示す．図 2 (b) に示す電流分布を見ると，1st モードから高次の 4th モードへ移行するに伴い，その電流経路長は徐々に短縮されている様子が示されている．したがって，各モードに対応する共振周波数は，図 3 (b) に示すように，モードの次数が増加するに伴い，徐々に高域側へ移行していく．また，ステージ 2 のスリット型 SG-MSA のリターンロスの実測値についても，図のように，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，しかも，良好なマルチバンド特性を示すことが明らかにされた．なお，本アンテナ系においては，前述のように，固有モードのすべての共振周波数において， -10 dB 以下のリターンロス特性を実現させることを設計指針に設定してある．このことを考慮に入れ，L-プローブの素子寸法（長さ P_l ，幅 P_w ，給電点位置 P_d ）及びオフセット長（ P_s ）をシミュレーションにより決定し，図 3 に示すマルチバンド特性を実現させた．また，この L-プローブを用いずに，給電用の同軸コネクタを放射素子部に直結させる同軸給電方式 [3] を用いた場合には，図 1 に示す寸法諸元を有する供試アンテナにおいては，すべてのモードに対して -10 dB 以下のリターンロス特性を実現させることはできなかった．ここに，実験及びシミュレーションに供したアンテナ素子の素子寸法としては，ステージ 1 及びステージ 2 とともに，図 1 に示す寸法諸元のものを用いた．ただし，実験用の供試アンテナの基板寸法としては，通常の正三角形 MSA 素子の基本共振周波数である 5.0 GHz で 1 波長に対応する素子寸法 ($W_x = W_y = 60$ mm) のものを用いた．

2.3 放射パターン

図 1 に示す寸法諸元を有するステージ 1 のスリット型 SG-MSA の放射パターンを図 4 に示す．

図のように放射パターンは，1st モード及び 2nd モードともに，単向性のパターンを示し，かつ，交差偏波成分も E 面，H 面ともにボアサイト方向で， -20 dB 以下まで抑制されている．また，主偏波成分のパターンのシミュレーション値は，図のように，放射前面方向 ($|\theta| < 60^\circ$) においては，設計上有意な範囲で実測値と良い一致を見た．

次いで，ステージ 2 の供試アンテナの放射パターン

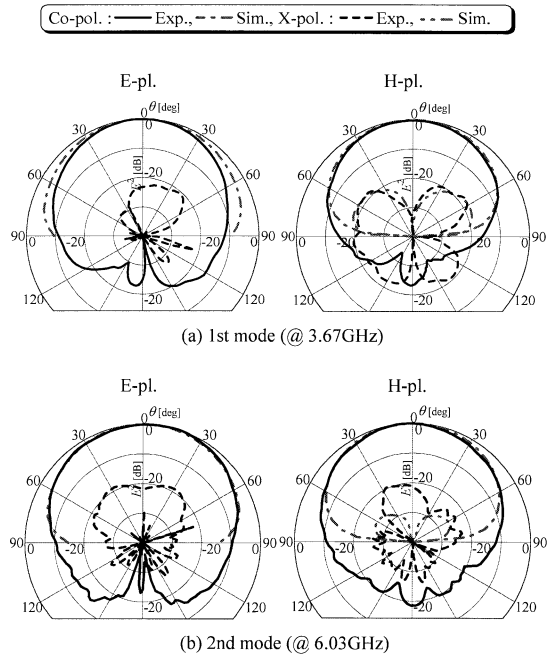


図 4 供試スリット型 SG-MSA (Stage-1) の放射パターン
Fig. 4 Typical radiation patterns of a SG-MSA with slit (Stage-1).

について検討を加える．このアンテナ系は，図 3 (b) に示すリターンロス特性より，1st, 2nd 及び 3rd の各モードにおける共振特性は鋭く，良好なマルチバンド特性を示している．これらのことに伴い，これら三つのモードにおける放射パターン（図 5）は，予期したように，すべて単向性の良好なパターンを示した．また，主偏波成分の実測値は，放射前面方向において，E 面，H 面ともに，シミュレーション値と設計上有意な範囲で良い一致を見た．一方，4th モードについては，図 3 (b) に示すように，その共振特性はシャープではない．その原因については，この共振周波数及びその近傍の周波数領域においては，4th モードと他の固有モード（1st, 2nd, 3rd モードなど）の高次モードが混在し，シャープな共振特性が得られなかったものと考えている．

したがって，この 4th モードにおいては，図 5 (d) に示すように，H 面においては単向性のパターンが得られるが，E 面においては，高次モードの影響により，完全な単向性のパターンは得られず -5 dB 程度のディップを含む放射パターンとなった．また，図 5 に示す，1st, 2nd 及び 3rd の各モードにおける利得を実測により求めたところ，各々， 4.8 ， 4.7 ，及び 6.5 dBi

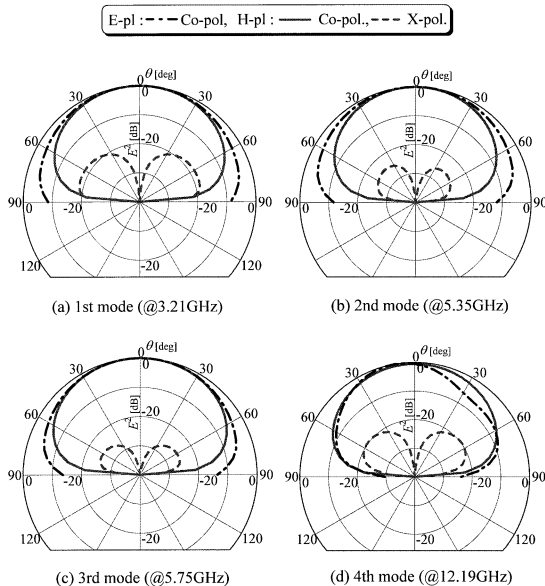


図5 供試スリット型 SG-MSA (Stage-2) の放射パターン
Fig. 5 Typical radiation patterns of a SG-MSA with slits (Stage-2).

程度の値が得られた．これらのことにより，本供試スリット型 SG-MSA 素子は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になり得ることが明らかにされた．

2.4 周波数制御に関する検討

本節では，良好なマルチバンド特性を示す供試スリット型 SG-MSA 素子の共振周波数の制御法について検討を加える．

2.4.1 ステージ 1 の供試アンテナの周波数制御

ステージ 1 の供試アンテナ (図 1 (c)) における 2nd モードの電流分布は図 2 (a) に示すように，装荷スリットと素子端部の領域に沿ってその多くの電流が分布している．したがって，装荷スリットのスリット部の高さに対応する変数 h_2 の値を制御すれば，2nd モードの共振周波数の制御が可能となることが期待される．そこで，図 6 (a) に示すように，変数 h_2 の値を 3.4 から 9.4 mm まで制御し，2nd モードの共振周波数を算定したところ，その共振周波数は，6.01 から 8.16 GHz という広範囲な周波数領域にわたって制御可能であることが明らかにされた．なお，この際， h_2 を除く他の素子寸法については，図 1 に示す寸法諸元のものを用いた．また，放射パターンについては，図 6 (b) に示すように， h_2 を 3.4 から 9.4 mm まで制御しても，E

面，H 面ともほぼ単向性の良好なパターンが得られた．なお， h_2 の値を 3.4 mm 以下の値に設定すると，図に示すように単向性を示す放射パターンの劣化を伴うことが明らかにされた．

したがって，図 1 に示す寸法諸元を有する本供試アンテナの共振周波数の制御範囲，すなわち，図 6 (c) に示されるように，1st モードの共振周波数をほぼ一定値に保ち，かつ，ディップ深さがほぼ -5 dB 以上となるパターンを実現させるために必要とされる周波数可変範囲は，6.01 から 8.16 GHz であることが明らかにされた．なお，1st モードの共振周波数の周波数制御法としては，図 2 (a) の電流分布より，図 1 に示す正三角形 MSA 素子の大きさ，すなわち，高さに対応する基本素子寸法 h_1 を変化させれば制御可能となる．すなわち，ステージ 1 の供試アンテナについては，素子寸法 h_1 及び h_2 を適切に制御することにより，1st 及び 2nd モードの各モードにおける共振周波数の制御が可能となることが明らかにされた．

2.4.2 ステージ 2 の供試アンテナの周波数制御

ステージ 2 の供試アンテナのリターンロス特性 (図 3 (b)) を見ると，2nd モードと 3rd モードの共振周波数が近接している．このように，モード間の共振周波数が近接している場合には，2nd モードの周波数制御，すなわち，2nd モードを 3rd モードに近接させていくと，2nd モードの放射パターンの交差偏波レベルが徐々に劣化し，最悪値で -15 dB 程度の値となる．そこで，2nd モードと 3rd モードの共振周波数を離すように，素子寸法 h_2 の値を 9.4 mm から 5.4 mm まで減少させ，図 7 (a) に示す結果を得た．なお，この際，図 7 の図説中に表示されている寸法諸元は， h_2 の値を除けば，図 1 のものと同一の値に設定されている．ここに，図 7 (a) の実線を見ると，2nd モードと 3rd モードの共振周波数が十分に離れているので，2nd モードの共振周波数の高域側への周波数制御が容易となる．また，新たに得られた寸法諸元をまとめて，図 7 に提示してある．なお，2nd モードの電流分布 (図 2 (b)) の考察より，素子寸法 h_{3U} の値を図 7 (a) のように変化させれば，2nd モードの共振周波数の制御が可能となる．そこで，素子寸法 h_{3U} の値を 4.3 から 0.0 mm の範囲で変化させたところ，図 7 (a) に示すように，その共振周波数は 5.35 GHz から 5.90 GHz まで制御可能であった．また，それらの周波数範囲においては，図 7 (b) に示すように，放射パターンには顕著な劣化は見られなかった．すなわち，図 7 (b) に

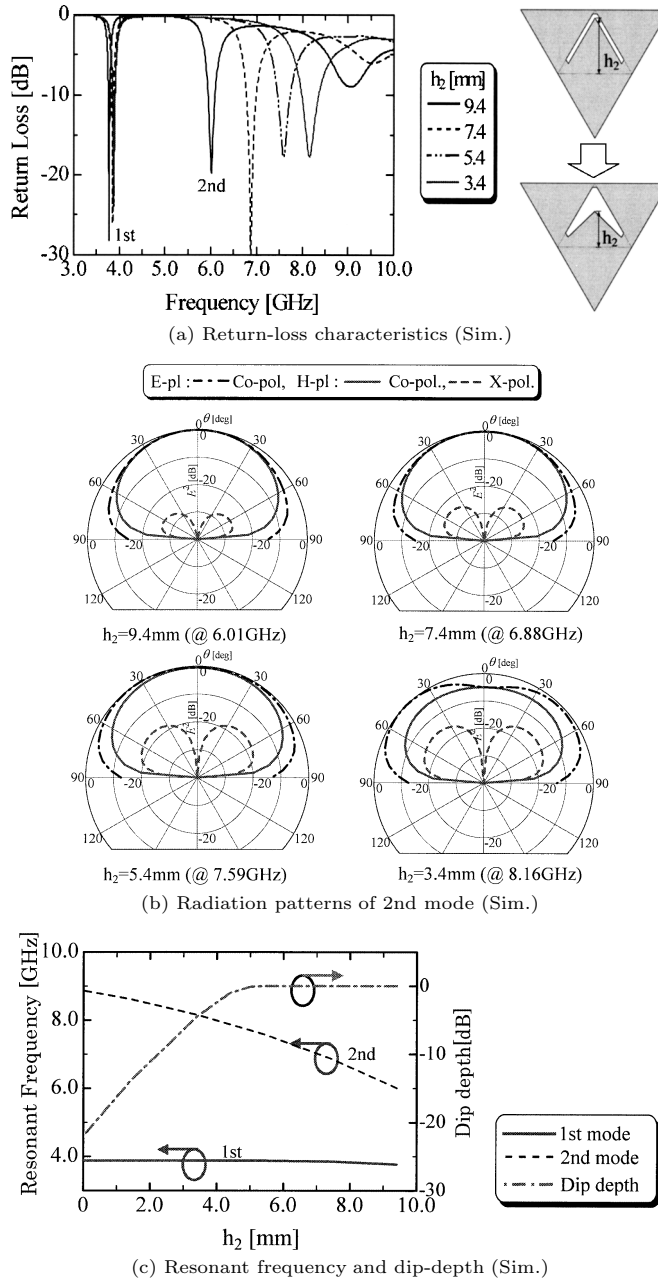


図 6 素子寸法 h_2 の変化による 2nd mode の共振周波数制御 (Stage-1)
Fig. 6 Frequency control of a 2nd mode by changing h_2 (Stage-1).

示されている放射パターンの交差偏波レベルについては、2nd モードの周波数制御を行っても、図に示されるように、 -20 dB 以下まで抑制することができた。なお、スリットの素子寸法に対応する h_{3U} と h_2 の値を独立に変化させれば、2nd モードと 3rd モードの共

振周波数の値を独立に制御することが可能となる。

次いで、3rd モードの共振周波数制御を試みた。この 3rd モードについては、3rd モードの共振周波数を高域側周波数領域に移動させることでその周波数制御が可能となる。したがって、2nd モードと 3rd モード

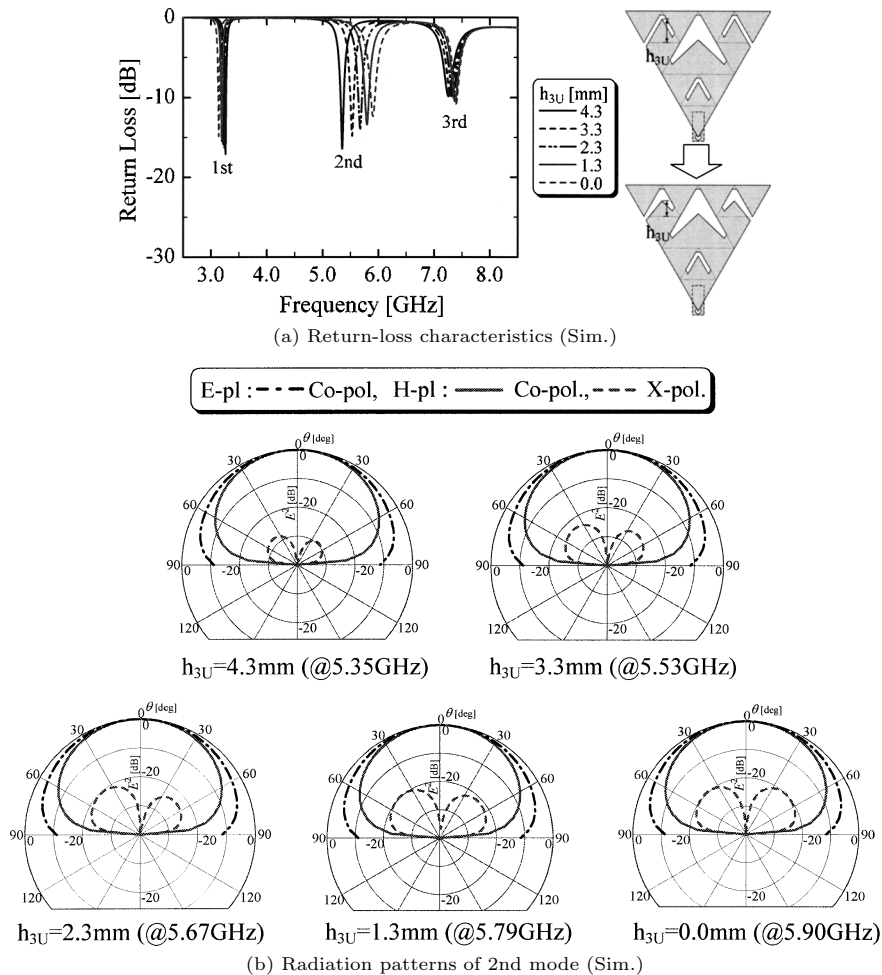


図 7 素子寸法 h_{3U} による 2nd mode の共振周波数制御 (Stage-2)
Fig. 7 Frequency control of a 2nd mode by changing h_{3U} (Stage-2)

の共振周波数が近接していても、特に、問題を生ずることはない。そこで、図 1 に示す寸法諸元を有する供試アンテナを用いて、3rd モードの周波数制御を試みた。また、図 2 (b) に示される 3rd モードの電流分布より、3rd モードについては、素子寸法 h_2 の値を図 8 (a) のように変化させれば、3rd モードの共振周波数の高域側への制御が可能となることが分かる。そこで、素子寸法 h_2 の値を制御し、その各々の h_2 の値に対し、3rd モードの共振周波数を求めた結果を図 8 (a) に示す。図のように、 h_2 の値を 9.4 から 3.4 mm まで変化させると、3rd モードの共振周波数を 5.73 から

7.76 GHz まで制御できることが明らかにされた。なお、 h_2 を 3.4 mm 前後の値に設定すると、図 8 (b) に示すように、交差偏波成分が増加し、かつ、主偏波成分に -10 dB 程度のディップが現れるので、本供試アンテナに対しては、 h_2 の値を 3.4 mm 以上の値に設定することが必要とされる。ここに、ディップの発生原因について考えてみる。すなわち、 h_2 の値を減少させ、素子中央部に装荷されているスリットのスリット形状を大幅に変形させると、3rd モードの共振周波数 f_r が図 8 (a) に示すように高くなる。この f_r の上昇に伴い 3rd モードの f_r が 1st モードの高次モードの

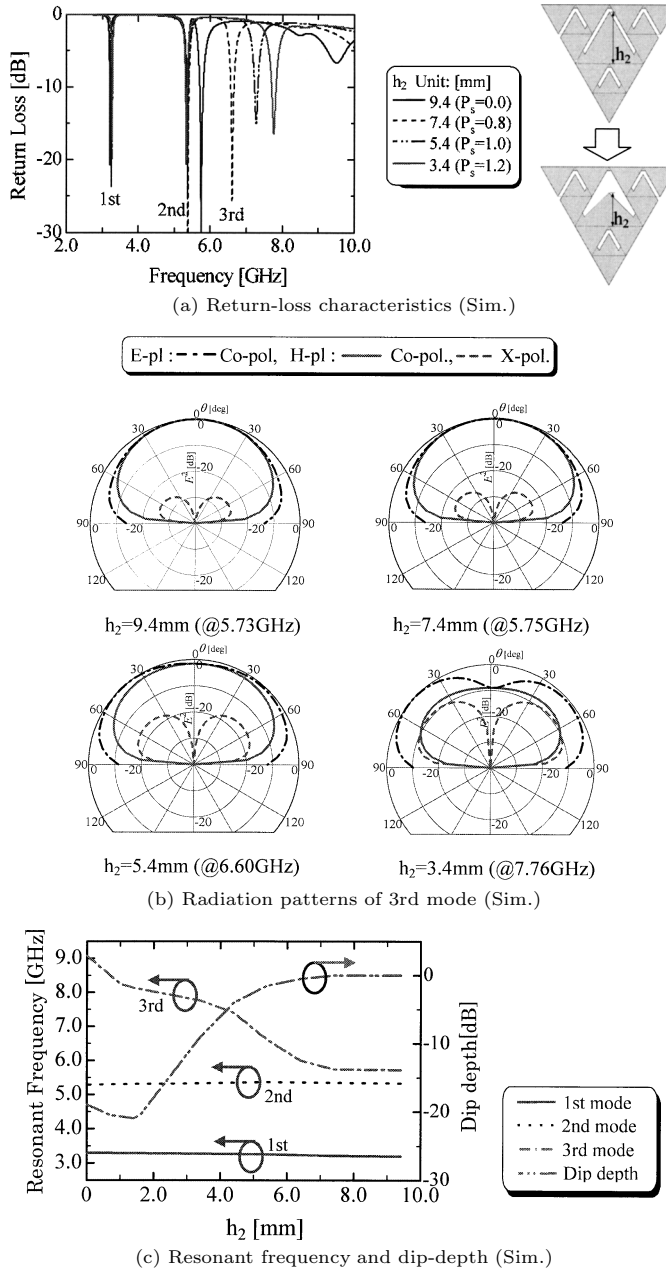


図 8 素子寸法 h_2 による 3rd mode の共振周波数制御 (Stage-2)
 Fig. 8 Frequency control of a 3rd mode by changing h_2 (Stage-2).

f_r に対応する値に近接し、3rd モードの放射パターンが高次モードの影響を受ける。すなわち、高次モードの典型的な放射パターンである二又パターンの影響が 3rd モードに現れ、ディップが生じたものと考えている。これらのことを定量的に評価するため、素子寸

法 h_2 とディップ深さ及び h_2 と各モードの共振周波数 f_r の関係を求め、図 8 (c) の結果を得た。これより、 h_2 の値を 4.5 mm 以上の値に設定すれば、ディップ深さをほぼ -5 dB 以上に抑制することができ、しかも、3rd モードの共振周波数の制御もできることが明らか

にされた．また，これまでに得られた結果をまとめると，1st, 2nd 及び 3rd の各モードについては，素子寸法 h_1 , h_{3U} 及び h_2 の値を制御すれば，その各々の共振周波数が制御可能となることが明らかにされた．

3. ステージ 3 のスリット型 SG-MSA とその特性

本章では，より多くの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ステージ 3 のスリット型 SG-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．

3.1 基本構成

供試アンテナの基本構成を図 9 に示す．本アンテナ系については，ステージ 1 及びステージ 2 の場合と同様に，その給電系には L-プローブを用いた．また，放射素子上の装荷スリットは，図 9(c) に示されるように，通常のステージ 3 のシルピンスキーガスケット構造における大中小の正三角形スロット素子の装荷位置（図 9(c) に点線で表示）に設定されている．更に，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正三角形 MSA 素子が 5.0 GHz で共振する素子寸法 ($h_1 = 20.4$ mm) に設定されている．また，素子寸法 ($h_2 + w_t + d$)，($h_{3U} + w_t + d$) 及び ($h_{4UU} + w_t + d$) などの値は各々，通常のシルピンスキーガスケット構造のステージ 3 における大中小の正三角形スロット素子の高さに対応する値に設定されている．なお，放射素子部に関する他の構造パラメータ (w_1 , w_2 , w_3 , w_t 及び d) 及び給電系である L-プローブの素子寸法 (P_t , P_w , P_s 及び P_d) などは良好なマルチバンド特性（図 11）が得られるようシミュレータを駆使し，シミュレーションによる最適化を行い決定されたものである．それらの寸法諸元は，図 9 に示されている．

3.2 放射特性

本供試アンテナの電流分布を図 10 に示す．これは，図 9 に示される寸法諸元を有する供試アンテナの電流分布をシミュレータにより求め，それらの結果を整理した模式図である．これにより，各モードに対応する電流経路は，モードの次数の増加に伴い，徐々に短縮され，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に移行していく．次いで，供試アンテナのリターンロス特性を求めた結果を図 11 に示す．リターンロス特性は図に示すように良好なマルチバン

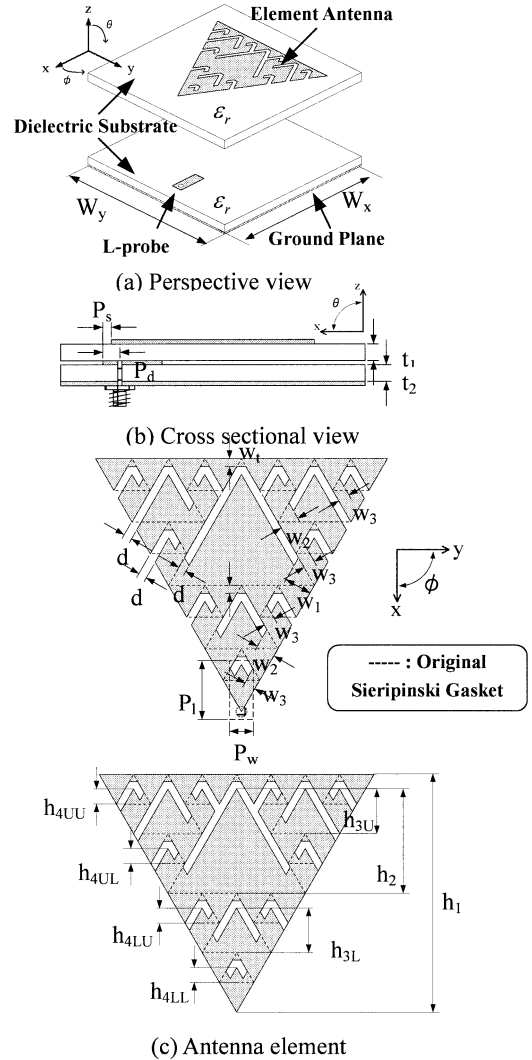


図 9 スリット型 SG-MSA (Stage-3) の基本構成
Fig.9 Basic configuration of a SG-MSA with slits (Stage-3).

$$\left(\begin{array}{l} h_1 = 20.4, \quad h_2 = 8.9, \quad h_{3U} = h_{3L} = 4.3, \\ h_{4UU} = h_{4UL} = h_{4LU} = h_{4LL} = 1.7, \quad w_1 = 2.0, \\ w_2 = 1.6, \quad w_3 = 0.8, \quad w_t = 0.4, \quad d = 0.4, \quad P_t = 3.8, \\ P_w = 1.5, \quad P_s = 0.8, \quad P_d = 0.8, \quad t_1 = t_2 = 1.2, \\ \text{unit : [mm]}, \quad \epsilon_r = 2.6 \end{array} \right)$$

ド特性を示し，しかも実測値はシミュレーション値と設計上有意な範囲で良い一致を見た．なお，図 11 を見ると，6th モードの共振特性が見られていない．このことについては，図 9 に提示されている素子寸法を有する供試アンテナの電流分布（図 10）より推定し，以下のように考えている．すなわち，図 9 に示さ

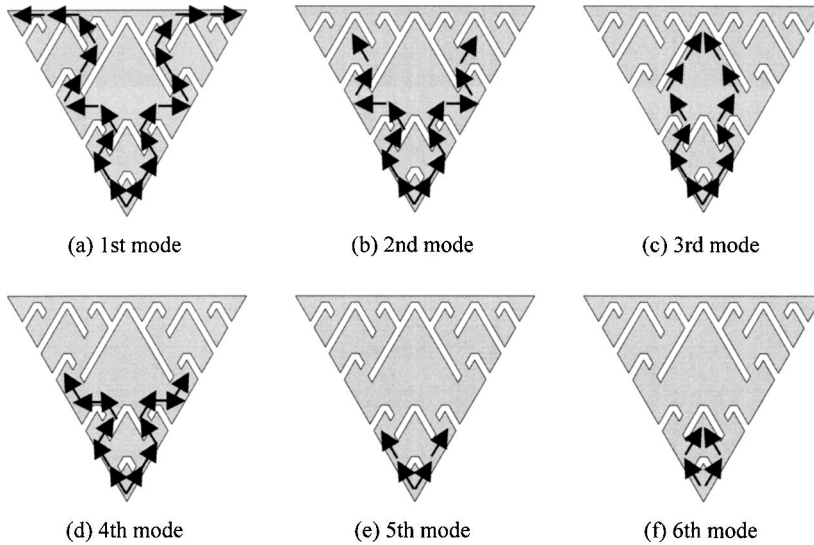


図 10 Stage-3 で励振されるスリット型 SG-MSA の電流分布
Fig. 10 Current distributions of a test antenna (Stage-3).

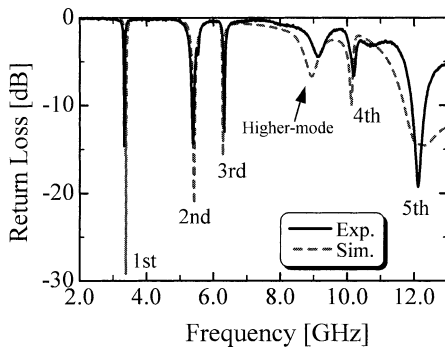


図 11 Stage-3 のスリット型 SG-MSA のリターンロス特性
Fig. 11 Return-loss characteristics of a SG-MSA with slits (Stage-3). ($W_x = W_y = 60$ [mm])

れる素子寸法の供試アンテナにおいては、図 10 (e) 及び (f) に示されるように、5th モードと 6th モードの電流経路長が等しくなり、その結果として 5th モードと 6th モードの各々の共振周波数が一致し、共振モードが一つになった結果によるものと考えている。また、1st モードから 5th モードにわたる各モードにおける放射パターンは、E 面、H 面ともに単向性の良好なパターンを示し、それらの放射パターンは図 12 に提示されている。これより、4th モードを除けば、ほぼ左右対称な単向性のパターンが得られている。なお、4th モードのパターンの乱れは、図 11 に示すリターンロス特性より明らかなように、4th モードの共振周

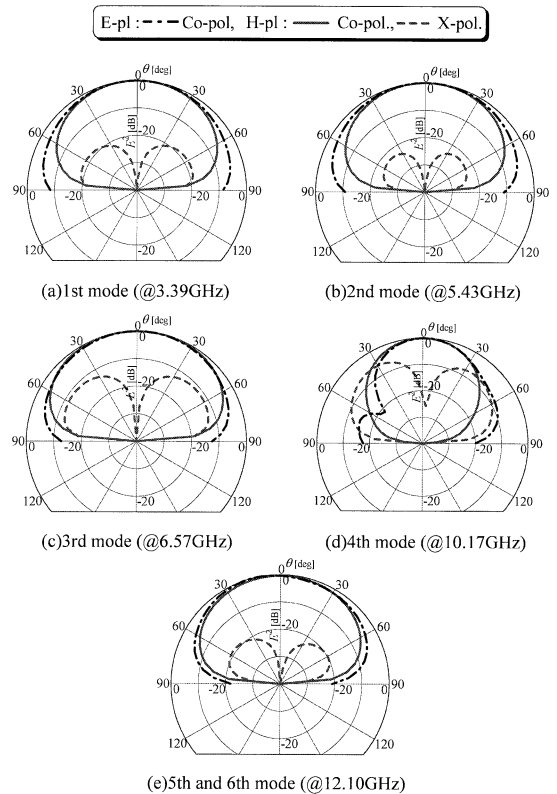


図 12 供試スリット型 SG-MSA (Stage-3) の放射パターン

Fig. 12 Typical radiation patterns of a SG-MSA with slits (Stage-3).

波数 f_r が高次モードの f_r の値に近接し、4th モードが高次モードの影響を受けたことに起因するものと考えている。また、5th モードと 6th モードについては、前述のように、その各々の電流経路長がほぼ等しく、同一の共振周波数を有するので、図のようにその放射パターンは、同一の放射パターンとなっている。更に、本供試アンテナの共振周波数の制御法については、2. で述べた周波数制御法、すなわち、素子パラメータ、 h_1 、 h_2 及び h_{3U} などの値を適切に制御する手法を用いれば、制御可能であった。これらのことより、本供試アンテナ、すなわち、ステージ 3 のスリット型 SG-MSA 素子も、平面構造の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。

4. む す び

本論文では、シルピンスキーガasket構造の MSA 素子を考察対象として取り上げ、その正三角形スロット素子の装荷位置にスリット素子を装荷する新しいタイプのスリット型 SG-MSA 素子に着目し、その構成法と放射特性についてシミュレーション及び実験の両面より検討を加え、設計基礎資料を得た。すなわち、本研究では、①ステージ 1 及びステージ 2 のスリット型 SG-MSA 素子に着目し、その構成法と放射特性について検討を加え、この種のアンテナ系がリターンロス特性及び放射パターンを含め、良好なマルチバンド特性を示すことを明らかにした。次いで、②上記スリット型 SG-MSA 素子の共振周波数の周波数制御法について検討を加え、この種のアンテナ系においては、 h_1 、 h_2 及び h_{3U} などの構造パラメータを適切に選定すれば、1st、2nd 及び 3rd モードの共振周波数の周波数制御が可能となり得ることを明らかにした。また、③ステージ 3 のスリット型 SG-MSA 素子の構成法と放射特性についても検討を加え、このアンテナ系も良好な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、この種のスリット型 SG-MSA 素子が平面構造の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。

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] C. Puente, 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.
- [6] T.T. Zygidis, N.V. Kantartzis, and T.D. Tsiboukis, "Sierpinski double-gasket antenna investigated with 3-D FDTD conformal technique," Electron. Lett., vol.38, no.3, pp.107-109, Jan. 2002.
- [7] J. Yeo and R. Mittra, "Modified Sierpinski gasket patch antenna for multiband applications," IEEE APS. Int. Symp., vol.3, pp.134-137, July 2001.
- [8] S.R. Best, "The Sierpinski gasket: Modified non-fractal gap structures exhibiting multi-band behavior," IEEE APS. Int. Symp., vol.4, pp.538-541, June 2002.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 多田真也, 木村雄一, 羽石 操, "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," 信学技報, A・P 2003-145, Nov. 2003.
- [12] 多田真也, 木村雄一, 羽石 操, "スリット型シルピンスキーガasket MSA の放射特性に関する一検討," 2004 信学総大, B-1-140, March 2004.
- [13] 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.
- [14] G.F. Tsachtsiris, C.F. Soras, M.P. Karaboikis, and V.T. Makios, "Analysis of a modified Sierpinski gasket monopole antenna printed on dual band wireless devices," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.52, no.10, pp.2571-2578, Oct. 2004.
- [15] 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(通信), B-1-130, Sept. 2002.
- [16] 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(通信), B-1-96, Sept. 2002.
- [17] I.J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antennas,

Chap.4, pp.139-167, Artech House, 1980.

(平成 16 年 12 月 21 日受付, 17 年 3 月 22 日再受付)



多田 真也

平 14 埼玉大・工・電気電子卒．平 16 同
大大学院修士課程了．在学中，平面アンテ
ナに関する研究に従事．現在，ソニー（株）
勤務．



リド チャヨノ

2002 インドネシア大学・工・電気卒．平
16 埼玉大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．



四戸 雄介

平 17 埼玉大・工・電気電子卒．同年同
大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．



木村 雄一（正員）

平 8 東工大・工・電気電子卒．同年同大
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．



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 本会学術奨励賞受賞．