

折曲げスロット装荷周波数共用マイクロストリップアンテナ

鈴木 淳司[†] 羽石 操^{†a)}

Multiband Microstrip Antennas with Folded Slot

Atsushi SUZUKI[†] and Misao HANEISHI^{†a)}

あらまし 本論文では、まずマイクロストリップアンテナ（以下、MSA と略記）に着目し、その放射素子部の端部近傍の領域に折曲げ構造のスロットを装荷し、多周波共用特性を実現させるアンテナ系を研究対象に取り上げ、その構成法と放射特性についてシミュレーションと実験の両面より検討を加えた。すなわち、本研究における主要な考察事項は、(1) 2 周波共用 MSA の構成法と放射特性について、モーメント法による電磁界シミュレータにより詳細な検討を加え、その設計基礎資料を得るとともに、得られた設計基礎資料の妥当性を実験により検証したこと、(2) 多周波共用特性を実現させるため、MSA 素子の内部領域に 2 本の折曲げスロットを装荷するアンテナ系に着目し、その構成法と放射特性についても電磁界シミュレータにより詳細に検討を加え、この種のアンテナ系を構成する際重要となる設計パラメータを明らかにし、かつ、それらの設計資料の妥当性を実験により検証したことなどである。

キーワード マイクロストリップアンテナ、折曲げスロット、2 周波共用、多周波共用、平面アンテナ

1. ま え が き

小形・軽量でしかも薄型に構成可能なマイクロストリップアンテナは、多様な分野において応用されている。このうち、所望の分離した複数の周波数帯域において良好な特性を示す周波数共用平面アンテナは、移動通信を含む多岐にわたる分野において着目され、盛んに研究がなされている [1] ~ [16]。そこで、これまでになされてきた周波数共用平面アンテナに関する代表的研究例を整理すると以下のようにまとめられる。

すなわち、MSA 素子を重層的にスタック化して 2 周波共用特性を実現させるもの [1] ~ [5]、終端開放または終端短絡構造の同軸線路、若しくはマイクロストリップ線路の線路長を制御して所望のリアクタンス負荷を実現し、かつ、その負荷を MSA 素子の内部領域の所望の位置に装荷することにより 2 周波共用特性を実現させるもの [3], [6] ~ [8]、低域用 MSA 素子の内部領域の一部をくりぬき、その内部領域に中域用と高域用の MSA 素子を装着し、多周波共用特性を実現させ

るもの [2], [9]、MSA 素子の内部領域に高次モード制御用のスロットを装荷し、高次モードの電流分布を制御し、そのビーム成形を行い 2 周波共用特性を実現させるもの [3], [10] ~ [13] などがある。このうち、文献 [12] においては、高次モードを利用して 3 周波共用特性を実現させる MSA 素子に着目し、電磁界シミュレータ (HFSS) によりその放射特性について検討を加えているが、利得についての考察がなされていない。そこで本論文では、3 周波共用特性を示す供試アンテナについて利得特性を含め、その放射特性について多面的に検討を加える。更に、他の共用アンテナの研究例としては、方形 MSA 素子に II 型構造のスロット [14] や歯ブラシ型構造のスロット [15] を装荷し 2 周波共用特性または広帯域特性を実現させるもの、並びに同軸プローブ給電された円形 MSA 素子にリング状のスロットを装荷し、2 周波共用特性を実現させ、それらの特性について実験的に検討したもの [16] などがある。このうち、文献 [14] においては、II 型スロット装荷 2 周波共用 MSA 素子に着目し、その供試アンテナ上の電流分布について電磁界シミュレータ IE3D [17] により検討を加えている。一方、本論文では、2 周波共用または 3 周波共用特性を示す折曲げスロット装荷 MSA 素子に着目し、利得特性を含め、その放射諸特

[†] 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 Saitama-shi, 338-8570, Japan
a) E-mail: haneishi@ees.saitama-u.ac.jp

性について IE3D により総合的に検討を加えている。また、文献 [16] においては、円形 MSA 素子に 2 本のリングスロットを装荷することで 2 周波共用特性の広帯域化が可能であることを実験的に明らかにしているが、3 周波共用特性についての考察はない。一方、本論文においては、2 本の折曲げ構造のスロットを装荷すると 3 周波共用特性を示すことを提示し、しかも、それらのことをシミュレーションと実験の両面より検討し、その設計基礎資料を得ている。

本論文では、まず方形 MSA の放射素子部の端部近傍の領域に、折曲げ構造のスロット（以下、折曲げスロット（Folded-slot）と略記）を装荷し、かつ、アクティブ素子などとの装着性に優れるコプレーナ線路（以下、CPW 線路と略記）により励振を行い 2 周波共用特性を実現させるアンテナ系（以下、FS-MSA と略記）に着目し、その構成法と放射特性について、シミュレーションと実験の両面より検討を加えた。次いで、多周波共用特性を実現させるため、複数の折曲げスロットを MSA 素子の内部領域に装荷するアンテナ系についても考察を加え、その設計基礎資料を得たので、それらの検討結果について述べる。

すなわち、本研究における主要な考察事項は、(1) 2 周波共用 FS-MSA 素子の構成法と放射特性をモーメント法による電磁界シミュレータ IE3D [17] により詳細に検討を加え、その設計基礎資料を得るとともに、得られた設計資料の妥当性を実験により検証したこと。(2) 多周波共用特性を実現させるため、MSA 素子の内部領域に 2 本の折曲げスロットを装荷するアンテナ系に着目し、その構成法についても IE3D により詳細な検討を加え、この種のアンテナ系を構成する際に重要となる設計パラメータを明らかにしたこと。(3) 得られた設計パラメータを駆使し、2 周波共用 FS-MSA 素子及び 3 周波共用 FS-MSA 素子を試作し、所望のリターンロス特性を実現させるとともに、良好な放射パターン及び利得特性も実現しえた。また、それらの実測値が設計上有意な範囲で IE3D によるシミュレーション値とよく一致することを明らかにしたことなどである。

以上より、これらの FS-MSA 素子は、単層構造にもかかわらず 2 周波共用特性及び多周波共用特性が実現でき、周波数共用平面アンテナとして有用な一形式となりうるものと考えられる。現在、本供試アンテナの特定分野への応用については特に想定していないが、本アンテナの応用分野が見出されることを期待し

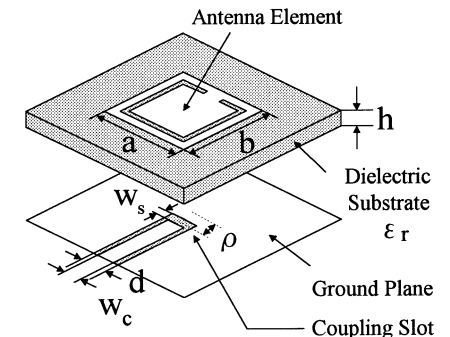
ている。

2. 2 周波共用 FS-MSA 素子の基本構造

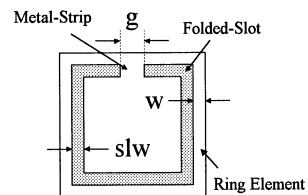
供試 2 周波共用 FS-MSA 素子の基本構造を図 1 (a) に示す。これは、(a) に示すようにアクティブ素子などとの装着性に優れる CPW 線路により給電系が構成され、しかも、MSA の放射素子部の内部領域に折曲げ構造のスロットを装荷し、この装荷スロットのスロット寸法と装荷位置を制御し、2 周波共用特性を実現させるものである。

すなわち、装荷スロットのスロット幅 slw 、導体部ストリップ幅 g 及びスロットの装荷位置に対応するリング素子幅 w を変え、低域共振周波数 (f_L) と高域共振周波数 (f_H) を制御することにより 2 周波共用特性を実現させるものである。

一方、折曲げスロットを有する供試 MSA 素子は、(a) に示されるように、線路先端部に容量性の結合用スロット (Coupling slot) が装荷された CPW 線路により励振されている。なお、CPW 線路の先端部に装荷されるこの種の結合用スロットは、誘導性結合用スロットと容



(a) Assemble view of a dual frequency FS-MSA



(b) Antenna element

図 1 2 周波共用 FS-MSA の基本構成 ($a = b = (17.4 + w + slw)$, $h = 1.2$, $w_s = 1.0$, $d = 3.4$, $w_c = 3.0$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$)

Fig.1 Basic configuration of a dual frequency FS-MSA element ($a = b = (17.4 + w + slw)$, $h = 1.2$, $w_s = 1.0$, $d = 3.4$, $w_c = 3.0$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$).

量性結合用スロットに大別されるが、本実験においては、誘導性結合用スロットに比べ広帯域特性が期待される容量性結合用スロット [18] を供試スロットとして用いた。更に、給電用 CPW 線路の線路寸法 w_c と d は、給電系の特性インピーダンス Z_0 が $50\ \Omega$ となるように設定されており、しかも、容量性結合用スロットの設定位置は給電系と放射系との整合をとるため、MSA 素子の素子中央部の位置から $\rho = 2\text{ mm}$ だけオフセットした位置に設定されている。また、供試基板としては厚さ $h = 1.2\text{ mm}$ の銅箔付きテフロンガラスファイバ基板 ($\epsilon_r = 2.6, \tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}, \sigma = 5.8 \times 10^7\ \text{S/m}$) が供され、各種測定は主として C-バンドにてなされた。なお、供試アンテナの地板寸法については 5 GHz において約 1 波長となるような地板素子寸法、すなわち、 $60 \times 60\text{ mm}$ に設定した。また、IE3D によって得られた供試 2 周波共用 FS-MSA 素子上の電流分布に関する模式図の一例を付録に示す。これを見ると、高域共振周波数においては MSA 素子部の電流分布が放射界へ支配的に作用しており、低域共振周波数においてはリング素子部の電流分布が支配的となっている。

3. 2 周波共用 FS-MSA の放射特性

2 周波共用 FS-MSA 素子の放射特性について以下に述べる。

3.1 リターンロス特性

図 1 に示す供試 2 周波共用 FS-MSA 素子のリターンロス特性を実測し、それらの結果を図 2 に示す。ここで、実線は実測値であり、破線は IE3D によるシミュレーション値である。このシミュレーション値は図のように設計上有意な範囲で実測値と良い一致をみた。また、低域共振周波数 (f_L) と高域共振周波数 (f_H) の各々の共振周波数に対応する実測共振周波数も図 2 に示すように、シミュレーション値と良い一致をみた。なお、2 周波共用特性を示す本供試アンテナの各々の共振点 f_L 及び f_H における帯域幅 ($\text{VSWR} \leq 2.0$) はそれぞれ 1.25% 及び 1.34% であった。

3.2 折曲げスロットのスロット寸法と共振周波数

本節では、MSA 素子の素子寸法と折曲げスロットのスロット寸法、すなわちスロット幅 slw 及びリング素子幅 w などの構造パラメータが、図 2 の特性を求める際に供された供試 FS-MSA の諸元と同一値に設定されたアンテナ系を、供試アンテナとして用いた。そこで、その導体ストリップ幅 g と共振周波数の関係を求め図 3 の結果を得た。図のように、導体ストリッ

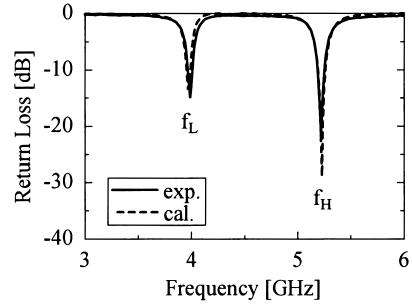


図 2 2 周波共用 FS-MSA 素子のリターンロスの周波数特性 ($w = 1.0, g = 3.0, slw = 0.5$, unit:[mm])
 Fig. 2 Return-loss characteristics of a dual frequency FS-MSA element ($w = 1.0, g = 3.0, slw = 0.5$, unit:[mm]).

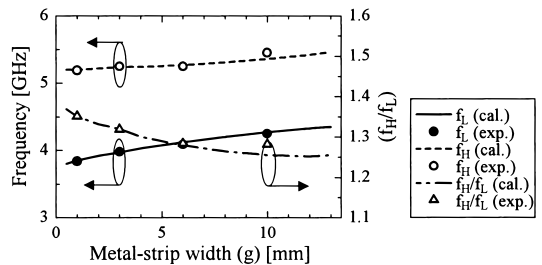


図 3 導体ストリップ幅 g と共振周波数の関係 ($w = 1.0, slw = 0.5$, unit:[mm])
 Fig. 3 Relations between resonant frequencies and metal-strip width g ($w = 1.0, slw = 0.5$, unit:[mm]).

幅 g を増加させると高域共振周波数はほぼ一定値を示すが、低域共振周波数は増加する傾向にあった。なお、導体ストリップ幅 g を $g = 0$ に設定すると、外部のリング素子が内部の MSA 素子に対して寄生素子として作用するようになり、MSA 素子の共振点近傍のリターンロス特性には若干の影響を与えるが、本実験で用いた供試アンテナのパラメータの範囲内においては、図 2 に示すような 2 周波共用特性は得られなかった。次いで、折曲げスロットのスロット幅 slw と共振周波数の関係を求め図 4 の結果を得た。この際、導体ストリップ幅 g は 3.0 mm に固定され、他の寸法諸元は変数であるスロット幅 slw を除き、図 3 の特性を求める際に用いたアンテナ系と同一寸法に設定された。図のように、スロット幅 slw を増加させると、低域及び高域共振周波数ともに低下する傾向にあった。なお、供試 2 周波共用アンテナの場合、供試アンテナとして供されたパラメータの範囲内においては、ス

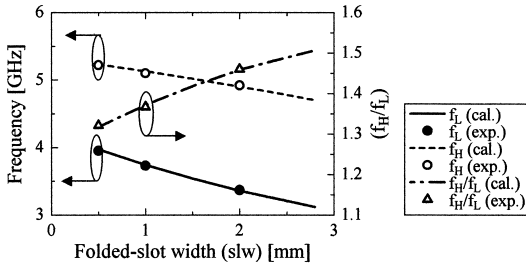


図 4 折曲げスロット幅 slw と共振周波数の関係 ($w = 1.0, g = 3.0$, unit:[mm])

Fig.4 Relations between resonant frequencies and folded-slot width slw ($w = 1.0, g = 3.0$, unit:[mm]).

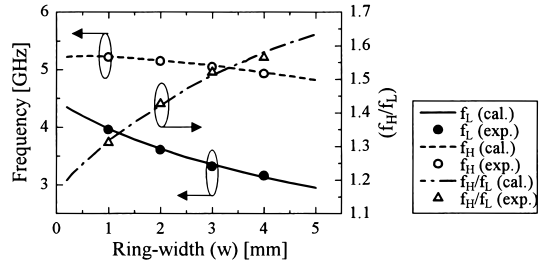


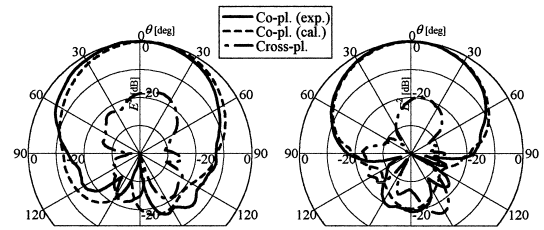
図 5 リング素子幅 w と共振周波数の関係 ($g = 3.0, slw = 0.5$, unit:[mm])

Fig.5 Relations between resonant frequencies and ring element width w ($g = 3.0, slw = 0.5$, unit:[mm]).

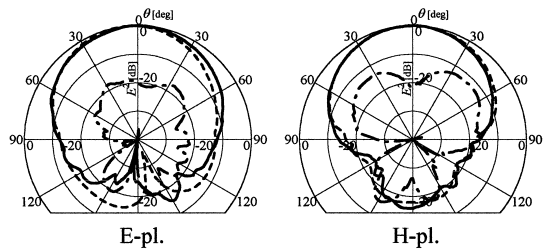
ロット幅 slw の値を 0 に設定すると、双峰特性は示さず単峰性の特性を示した。また、スロット幅 slw の値を 2.0 mm 以上の値に設定すると周波数共用範囲が増加する傾向にあった。なお、後述する 3 周波の場合にもほぼ同様な傾向を示した。また、MSA 放射素子部の端部導体領域に対応するリング素子幅 w と共振周波数の関係を求め図 5 の結果を得た。この際、 g は 3.0 mm、 slw は 0.5 mm に固定され、他の寸法諸元は変数であるリング素子幅 w を除き前述のアンテナ系の素子寸法と同一の値に設定された。リング素子幅 w を変化させると、高域共振周波数はほぼ一定値をとるが、低域共振周波数は低下する傾向にあった。なお、 (f_H/f_L) の値を合わせて図 3~図 5 に示す。本実験に供された供試アンテナのパラメータの範囲内においては、この (f_H/f_L) の可変範囲は 1.22~1.63 であった。これらのことより、本供試 FS-MSA 素子においては、折曲げスロットのスロット幅 slw 、導体ストリップ幅 g 、及びスロットの装荷位置に対応するリング素子幅 w などの構造パラメータを変えると、低域及び高域共振周波数の各々の値を制御できることが明らかにされた。また、IE3D によるシミュレーション値は実測値と設計上有意味な範囲でよく一致することが確認された。

3.3 放射パターン及び利得特性

リターンロスが図 2 に示される特性を有する供試 FS-MSA 素子を用いて、その放射パターンを実測し図 6 の結果を得た。低域共振周波数 f_L は 3.98 GHz であり、高域共振周波数 f_H は 5.23 GHz であり、これら f_L, f_H の値は図 2 に示される各共振周波数に対応している。供試アンテナの E 面及び H 面放射パターンは、低域共振周波数と高域共振周波数の各々の周波数領域において、通常の MSA 素子の放射パターンと



(a) Low frequency region ($f_L = 3.98$ GHz)



(b) High frequency region ($f_H = 5.23$ GHz)

図 6 2 周波共用 FS-MSA の放射パターン ($a = b = (17.4 + w + slw)$, $h = 1.2, w_s = 1.0, d = 3.4, w_c = 3.0, w = 1.0, g = 3.0, slw = 0.5$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$)

Fig.6 Radiation patterns of a dual frequency FS-MSA ($a = b = (17.4 + w + slw)$, $h = 1.2, w_s = 1.0, d = 3.4, w_c = 3.0, w = 1.0, g = 3.0, slw = 0.5$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$).

等価な特性を示した。低域共振周波数の E 面、H 面及び高域共振周波数の E 面においては、交差偏波成分は -20 dB 程度まで抑制されている。一方、高域の H 面においては最悪値で -15 dB 程度の交差偏波レベルを示すが、この値は文献 [15] と同程度のレベルであり、その抑制法については今後の課題である。ま

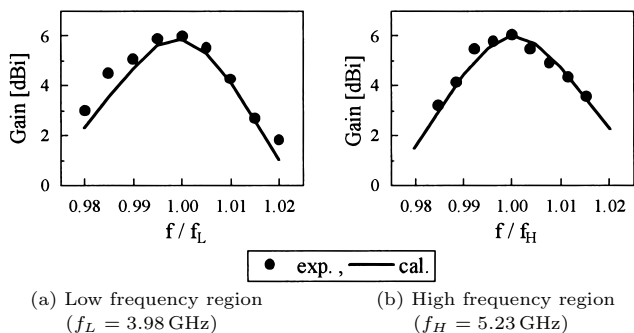


図 7 2 周波共用 FS-MSA の利得特性
Fig. 7 Gain characteristics of a dual frequency FS-MSA.

た、放射パターンのシミュレーション値は図に示すように、放射背面方向を含めその傾向は実測パターンと良い一致をみた。更に、低域及び高域共振周波数近傍の周波数領域において、利得特性を求め図 7 の結果を得た。供試アンテナの利得測定は比較法により行った。すなわち、スパン 3.5 m の電波暗室内で、市販の利得標準ホーンを用いて利得を測定した。これより、利得のピーク値は、低域及び高域共振周波数において、ほぼ等価な値を示すことが明らかにされた。また、利得の周波数特性も低域及び高域の各周波数領域において、ほぼ等価な特性を示した。更に、利得のシミュレーション値も図に示すように設計上有意な範囲で実測値と良い一致をみた。供試 FS-MSA 素子の電流分布を見ると、付録に示すように高域側では MSA 素子部からの放射、低域側ではリング素子部からの放射が支配的になっている。すなわち、低域側のリング素子部に対応する開口部が MSA 素子部のそれより大きくなり、低域側、高域側ともにほぼ等価な利得特性が得られたものと現在のところ考えている。

これらのことより、この種の 2 周波共用 FS-MSA 素子が周波数共用平面アンテナとして有用な一形式となりうるということが明らかにされた。

4. 多周波共用 FS-MSA とその特性

多周波共用 FS-MSA 素子の構成法を確立するため、その基礎として、3 周波共用 FS-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を構成する際有用となる設計基礎資料を得た。

4.1 基本構成

供試 3 周波共用 FS-MSA 素子の基本構造を図 8 に

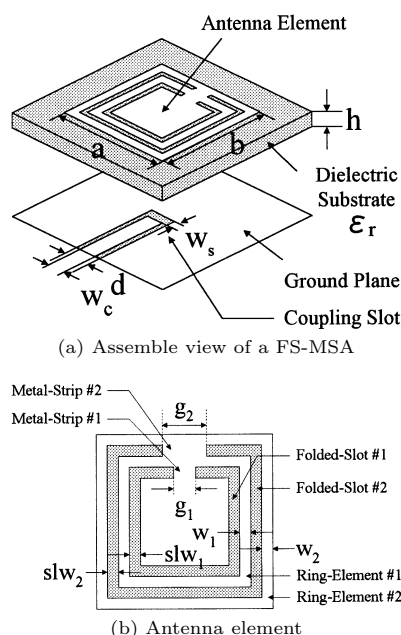


図 8 3 周波共用 FS-MSA の基本構成 ($a = b = (20.4 + w_2 + slw_2)$, $h = 1.2$, $w_s = 1.0$, $d = 3.4$, $w_c = 3.0$, $g_1 = 4.0$, $w_1 = 1.0$, $slw_1 = 0.5$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$)
Fig. 8 Basic configuration of a triple-band FS-MSA ($a = b = (20.4 + w_2 + slw_2)$, $h = 1.2$, $w_s = 1.0$, $d = 3.4$, $w_c = 3.0$, $g_1 = 4.0$, $w_1 = 1.0$, $slw_1 = 0.5$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$).

示す。これは、3 周波共用特性を実現するため、MSA 素子の内部領域に、2 本の折曲げスロット #1 と #2 を装荷し、3 周波共用アンテナを実現したものである。すなわち、装荷スロット #1 と #2 のスロット幅 slw_1, slw_2 、導体ストリップ幅 g_1, g_2 、及びリング素子幅 w_1, w_2 を変え、低域共振周波数 (f_L)、中域共振

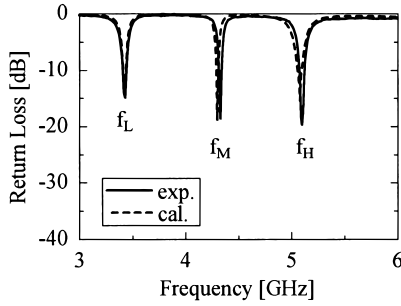


図 9 3 周波共用 FS-MSA 素子のリターンロスの周波数特性の一例 ($w_2 = 1.0, g_2 = 4.0, slw_2 = 0.5$, unit:[mm])

Fig.9 Return-loss characteristics of a triple-band FS-MSA element ($w_2 = 1.0, g_2 = 4.0, slw_2 = 0.5$, unit:[mm]).

周波数 (f_M), 高域共振周波数 (f_H) を制御し, 3 周波共用特性を実現させるものである.

また, 2 本の折曲げスロットを有する供試 3 周波共用 FS-MSA 素子は, 図 8(a) のように MSA 素子の素子中央部において容量性結合用スロットにより励振されている.

なお, 供試基板としては前述のテフロンガラスファイバ基板を用いた.

4.2 リターンロス特性

図 8 に示す 3 周波共用 FS-MSA 素子を用い, そのリターンロスを実測し, 図 9 の結果を得た. 図のように, 3 周波共用特性が実現され, しかも低域, 中域, 高域共振周波数の実測値, すなわち, f_L, f_M, f_H の各共振周波数は IE3D によるシミュレーション値と設計上有意味な範囲でよく一致した. また, リターンロスの周波数特性の実測値も, 3~6 GHz にわたり, IE3D によるシミュレーション値と良い一致をみた. なお, 3 周波共用特性を示す供試アンテナの共振点 f_L, f_M 及び f_H における帯域幅は各々, 1.17, 0.7 及び 1.0% であった.

4.3 装荷スロットのスロット寸法と共振周波数

MSA 素子の素子寸法と #1 折曲げスロットのスロット寸法を図 8 に示す寸法諸元に設定し, かつ, 外側に装荷される折曲げスロット #2 のスロット素子寸法を, 図 9 のように設定したものを供試 3 周波共用 FS-MSA として用いた. そこで, ストリップ導体幅 g_2 と共振周波数の関係を求め図 10 の結果を得た. 図のように, 外側折曲げスロットの導体ストリップ幅 g_2 を増加させると, 高域共振周波数はほぼ一定値を示すが, 中域

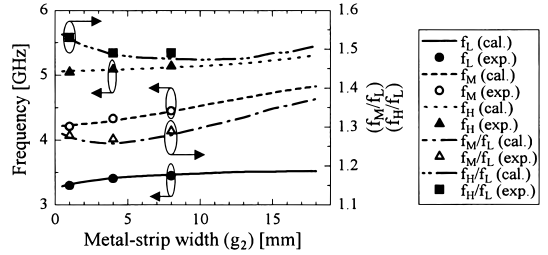


図 10 導体ストリップ幅 g_2 と共振周波数の関係 ($w_2 = 1.0, slw_2 = 0.5$, unit:[mm])

Fig.10 Relations between resonant frequencies and metal-strip width g_2 ($w_2 = 1.0, slw_2 = 0.5$, unit:[mm]).

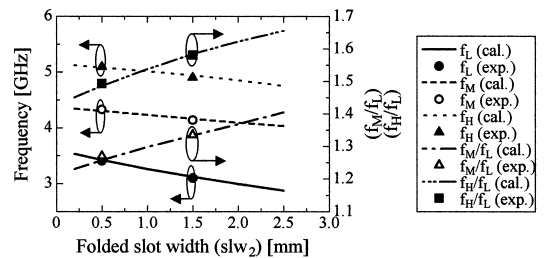


図 11 折曲げスロット幅 slw_2 と共振周波数の関係 ($w_2 = 1.0, g_2 = 4.0$, unit:[mm])

Fig.11 Relations between resonant frequencies and folded-slot width slw_2 ($w_2 = 1.0, g_2 = 4.0$, unit:[mm]).

及び低域共振周波数は増加する傾向にあった. 次いで, 外側折曲げスロット幅 slw_2 と共振周波数の関係を求め図 11 の結果を得た. この際, 外側導体ストリップ幅 g_2 は 4.0 mm に固定され, 変数である外側スロットのスロット幅 slw_2 を除き, 他の寸法諸元は図 10 の特性を求める際に供された供試アンテナのそれらと同一寸法に設定された. 図のように外側折曲げスロットのスロット幅 slw_2 を増加させると, 低域, 中域, 及び高域共振周波数ともに低下することが明らかにされた. また, 3 周波共用アンテナの (f_M/f_L) 及び (f_H/f_L) の値を合わせて図 10, 図 11 に示す. 本供試アンテナに供されたパラメータの範囲内においては, (f_M/f_L) の可変範囲は 1.22~1.40, (f_H/f_L) の可変範囲は 1.45~1.65 であった. これらのことより, 供試 3 周波 FS-MSA においては, 折曲げスロットのスロット幅, 導体ストリップ幅及びスロット装荷位置, すなわちリング素子幅などの構造パラメータを変えると, 低域, 中域, 及び高域共振周波数を制御できることが明らかにされた. また, IE3D によるシミュレシ

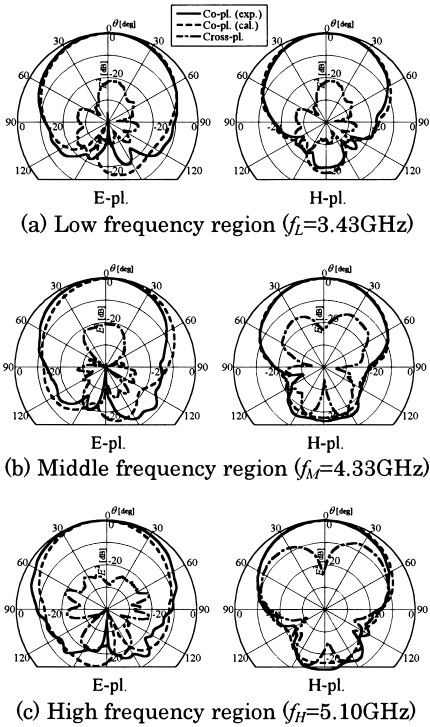


図 12 3 周波共用 FS-MSA の放射パターン ($a = b = (20.4 + w_2 + slw_2)$, $h = 1.2$, $w_s = 1.0$, $d = 3.4$, $w_c = 3.0$, $g_1 = 4.0$, $w_2 = 1.0$, $g_2 = 4.0$, $slw_2 = 0.5$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$)

Fig. 12 Radiation patterns of a triple-band FS-MSA ($a = b = (20.4 + w_2 + slw_2)$, $h = 1.2$, $w_s = 1.0$, $d = 3.4$, $w_c = 3.0$, $g_1 = 4.0$, $w_2 = 1.0$, $g_2 = 4.0$, $slw_2 = 0.5$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$).

ン値は設計上有意な範囲で実測値とよく一致することが確認された。この種の共用アンテナの広帯域化については、非励振 MSA 素子のスタック化、または、低誘電率基板の使用などの手法が有効になりうるものと考えているが、それら広帯域化に関するより厳密な検討は今後の課題である。

4.4 放射パターン

リターンロス特性が図 9 の特性を示す供試 3 周波共用 FS-MSA 素子を用いて、その放射パターンを求め図 12 の結果を得た。図に示すように、低域、中域、高域の各共振周波数、すなわち、 $f_L = 3.43 \text{ GHz}$, $f_M = 4.33 \text{ GHz}$, $f_H = 5.10 \text{ GHz}$ の各共振周波数において、E 面、H 面ともに通常の MSA 素子の放射パターンと等価な単向性の良好なパターンを示すことが明らかにされた。

また、シミュレーション値は図に示すように、放射背面方向を含めその傾向は実測値と良い一致をみた。更に、各周波数領域において、ボアサイト方向においては交差偏波レベルが -20 dB 程度まで抑制された。しかし、広角方向での交差偏波の抑制法は今後の課題である。

なお、各共振周波数における利得変動値は $\pm 0.5 \text{ dB}$ 程度であった。これらのことより、この種の 3 周波共用 FS-MSA 素子が周波数共用平面アンテナとして有用な一形式となりうることが明らかにされた。

更に、3 周波以上の共用特性、すなわち 4 周波共用特性などが要求される場合には、装荷する折曲げスロットの装荷スロット数を増加させれば実現可能と考えられる。また、2 周波または 3 周波共用 MSA 素子の共振点及びその近傍の周波数領域における放射パターンの制御法としては、供試基板の誘電率を変える手法などが考えられるが、その厳密な検討については今後の課題と考えている。

5. む す び

本論文では、折曲げ構造のスロットを MSA 素子の内部領域に装荷し、多周波共用特性を実現させるアンテナ系に着目し、その構成法と放射特性について検討を加え、その設計基礎資料を得た。すなわち (1) 一重の折曲げスロットを MSA 素子に装荷する 2 周波共用 FS-MSA 素子のリターンロス特性、放射パターン及び利得特性などについて考察を加え、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得た。次いで (2) 多周波共用特性を実現させるため、MSA 素子の内部領域に二重の折曲げスロットを装荷する 3 周波共用 FS-MSA 素子に着目し、その構成法と放射特性について電磁界シミュレータ IE3D により詳細に検討を加え、この種のアンテナ系を構成する際重要となる設計パラメータを明らかにした。また (3) 得られた設計資料の妥当性を検証するため、それらの設計パラメータを駆使し、2 周波共用 FS-MSA 素子及び 3 周波共用 FS-MSA 素子を試作し、それらの放射諸特性につき詳細に検討を加えたところ、リターンロス特性、放射パターンなどの特性が設計上有意な範囲でシミュレーション値とよく一致することが明らかにされた。

これらのことより、本供試 FS-MSA 素子が周波数共用平面アンテナとして有用な一形式となりうることが明らかにされた。なお、広帯域化、すなわち非励振

MSA 素子のスタック化などによる本供試 FS-MSA 素子の広帯域化についての検討は今後の課題と考えられる。

文 献

- [1] J.R. James and P.S. Hall, Handbook of microstrip antennas, chap.3-6, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [2] K.R. Carver and J.W. Mink, "Microstrip antenna technology," IEEE Trans. AP, vol.29, no.1, pp.2-24, Jan. 1981.
- [3] S. Maci and G.B. Gentili, "Dual-frequency patch antennas," IEEE AP, Magazine, vol.39, no.6, pp.13-19, Dec. 1997.
- [4] H. Mishima and T. Taga, "Mobile antennas and duplexer for 800 MHz band mobile telephone system," Digest of IEEE APS-80, pp.508-511, June 1980.
- [5] K. Araki, H. Ueda, and T. Masayuki, "Numerical analysis of circular disk microstrip antenna with parasitic elements," IEEE Trans. AP, vol.34, no.12, pp.1390-1394, Dec. 1986.
- [6] W.F. Ricards and S.A. Long, "An experimental investigation of loaded microstrip antennas," Digest of IEEE APS-84, pp.263-266, May 1984.
- [7] S.E. Davidson and S.A. Long, "Monolithic design of dual-band microstrip antennas using reactive loading," Digest of IEEE APS-85, pp.413-416, June 1985.
- [8] M. Haneishi and H. Suga, "A low-profile dual-band microstrip antenna having open-circuited stripline stub," Trans. IEICE Japan, vol.E69, no.11, pp.1165-1166, Nov. 1986.
- [9] 金山佳貴, 羽石 操, "周波数共用平面アンテナに関する一考察," 1990 信学総大, no.B-116, March 1990.
- [10] S. Maci, G.B. Gentili, P. Piazzesi, and C. Salvador, "Dual-band slot-loaded patch antenna," IEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol.142, no.3, pp.225-232, June 1995.
- [11] M.E. Yazidi, M. Himdi, and J.P. Daniel, "Aperture coupled microstrip antenna for dual frequency operation," Electron. Lett., vol.29, no.17, pp.1506-1508, Aug. 1993.
- [12] 市川順一, 林 茂雄, 稲垣直樹, 菊間信良, "マイクロストリップアンテナの多周波共用化," 2000 信学ソ大, no.B-1-144, Sept. 2000.
- [13] 矢作潤一, 川上勝治, 羽石 操, "ドッグボースロットにより励振されるスロット装荷型 2 周波共用マイクロストリップアンテナ," 2000 信学ソ大, no.B-1-143, Sept. 2000.
- [14] H. M.Chen, "Single-feed dual-frequency rectangular microstrip antenna with a π -shaped slot," IEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol.148, no.1, Feb. 2001.
- [15] J.Y. Sze and K.L. Wong, "Broadband rectangular microstrip antenna with pair of toothbrush-shaped slots," Electron. Lett., vol.34, no.23, pp.2186-2187, Nov. 1998.
- [16] J.Y. Jan and K.L. Wong, "Design considerations

of dual-frequency and broadband circular microstrip antennas with open-ring slots," Proc. of ISAP2000, pp.1091-1094, Aug. 2000.

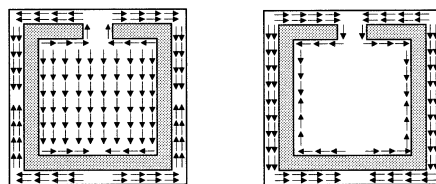
- [17] IE3D User's manual (release6), Zeland Software, Inc., 1999.
- [18] W. Menzel and W. Grobherr, "A microstrip patch antenna with coplanar feed line," IEEE Microwave Guided Wave Lett., vol.1, no.11, pp.340-342, Nov. 1991.

付 録

2 周波共用 FS-MSA の電流分布など

IE3D により得られた 2 周波共用 FS-MSA 素子の電流分布の模式図を図 A.1 に示す。高域共振周波数においては, (a) に示すように, 外部のリング素子上の電流分布が互いに打ち消し合うように流れている。また, 内部の MSA 素子上の電流分布はリング素子を装荷しない通常の MSA 素子の電流分布とほぼ等価な分布を示しており, この MSA 素子上の電流分布が放射界として支配的に作用している。一方, 低域側においては (b) に示すように, 主としてリング素子部に電流が流れており, このリング素子上の電流分布が放射界として支配的に作用し, 2 周波共用特性を呈している。

なお, 解析対象アンテナのセル形状としては, 非定形セルを用いた。また, 最も高い周波数に対する 1 波長当りのセル数を 20 として分割し, 更にエッジ部分においては, より細かくセルを分割するように設定した。解析を行った供試アンテナの地板は有限に設定し, そのサイズは 60×60 mm であった。また, リターンロス, 放射パターン, 利得及び電流分布などを同時に求めるために必要とされる 1 周波数当りの計算時間はセル数により異なるが, 本供試 2 周波共用 FS-MSA においては, クロック 1 GHz の CPU を有する PC を用いて平均 800 秒程度であった。



(a) High frequency region (b) Low frequency region

図 A.1 2 周波共用 FS-MSA の電流分布
Fig. A.1 Current distribution of a dual frequency FS-MSA.

(平成 13 年 6 月 27 日受付, 9 月 5 日再受付)



鈴木 淳司 (学生員)

平 12 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。



羽石 操 (正員)

昭 42 埼玉大・理工・電気卒。昭 44 都立
大大学院修士課程了。埼玉大助手、助教授
を経て、平 2 同教授。工博。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。