

# コプレーナ線路により励振される広帯域マイクロストリップアンテナ

羽石 操<sup>†a)</sup>      落合 隆仁<sup>†</sup>      鈴木 淳司<sup>†</sup>

Broadband Microstrip Antenna Excited by Coplanar Waveguide

Misao HANEISHI<sup>†a)</sup>, Takahito OCHIAI<sup>†</sup>, and Atsushi SUZUKI<sup>†</sup>

あらまし 本論文では、コプレーナ線路により方形マイクロストリップアンテナを励振するアンテナ系に着目し、その構成法と放射特性につき検討を加え、併せて、その広帯域化の手法について考察を加えた。すなわち、(1)この種のアンテナ系の放射特性について、シミュレーション・実験両面より検討を加え、その設計基礎資料を得た。次いで、(2)この放射素子に非励振素子をスタック化する構造のアンテナ系につき、その構成法の考察を行い、リターンロス特性で約 23% ( $VSWR \leq 2.0$ ) の広帯域特性が得られることを確認した。また、(3)本アンテナ系の放射パターン、利得特性などについても考察を加え、それらの特性も広帯域な特性を示すことを明らかにした。更に、この種のアンテナ系をアレー化する際に重要となる素子間相互結合についても検討を加え、その設計基礎資料を得た。

キーワード マイクロストリップアンテナ, 広帯域, コプレーナ線路, 平面アンテナ

## 1. ま え が き

小形・軽量でロープロファイルな特徴を有するマイクロストリップアンテナ(以下, MSA と略記)は, 多岐に亘る分野で応用されている。このうち, コプレーナ線路(以下, CPW と略記)により励振されるマイクロストリップアンテナ(以下, CPW-MSA と略記)は, スルーホールを用いることなくアクティブ素子などを直列または並列に接続することができ [1], [2], また, 給電系からの不要放射の抑制にも有利であり [1], しかも給電系における所望の特性インピーダンス  $Z_0$  を, CPW 線路の線路導体と接地導体間の間隔を変えることにより容易に設定することができるなどの理由により, 新しいタイプの平面アンテナ素子と着目され, 種々の研究が成されている [1] ~ [8]。

すなわち, 線路の先端部に Capacitive coupling slot (容量性結合用スロット) または, Inductive coupling slot (誘導性結合用スロット) を装荷した CPW 線路により, 方形 MSA 素子を励振するアンテナ系 [2], [4], 線路導体の先端部をループ状に構成した CPW 線路に

より MSA 素子を励振するもの [3], 先端部開放型の線路導体を有する接地導体付き CPW 線路により MSA 素子を励振するもの [5], CPW 線路によりクロススロットを介して円偏波 MSA を励振するもの [6], 先端部開放型の線路導体を有する CPW 線路により MSA 素子を励振し, 水平面で双向性の特性を実現したものの [7], 及び CPW 線路で給電された 2 周波 MSA をスペクトル領域モーメント法で解析したものの [8] など多様な研究が行われている。

本論文では, 誘導性結合用スロットが装荷された CPW 線路により方形 MSA 素子を励振するアンテナ系に着目し, その構成法と放射特性につき, シミュレーションと実験の両面により検討を加え, 設計資料を得るとともに, MSA の広帯域化手法の一つである非励振 MSA 素子のスタック化 [9] 構造を適用した場合の CPW-MSA 素子の広帯域特性につき, シミュレーションと実験の両面より検討を加えたので, その設計法の基礎について述べる。

すなわち, 本研究における主要な考察事項は (1) CPW-MSA 素子の放射特性と構成法について, モーメント法による電磁界シミュレータ IE3D [10] を用い詳細な検討を加え, この種のアンテナ系を構成する際重要となる設計基礎資料を得, 併せて, 得られた結果の妥当性を実験により検証したこと。次いで,

<sup>†</sup> 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

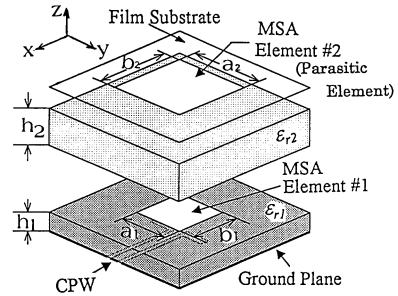
(2) この CPW-MSA 素子に非励振 MSA 素子をスタック化する広帯域 CPW-MSA 素子 (以下, スタック化 CPW-MSA と略記) に着目し, その構成法について, IE3D により詳細な検討を加え, この種のアンテナ系を構成する際に重要となる設計パラメータを明らかにしたこと. また, (3) 得られた設計パラメータを用いてスタック化 CPW-MSA を試作し, その放射特性を検証したところ, リターンロス特性 ( $VSWR \leq 2.0$ ) において約 23% の広帯域特性が実現され, 併せて, その帯域内における放射パターン, 利得特性なども良好な特性を示すことが明らかにされたことなどである. なお, 本供試スタック化 CPW-MSA の場合は, 図 1 に示すように 2 層構造により構成可能である. 一方, 結合用スロットを介し, ストリップ線路により給電される通常の電磁結合型非励振素子付き MSA [11] の場合は, 3 層構造となる. このように, シンプルな構造を有する供試スタック化 CPW-MSA の特性とその設計法の基礎について以下に検討を加える. また, IE3D により供試アンテナを解析する際, 1 波長当りを 20 分割するように設定し, 併せて, 計算時間を節約するため無限大接地導体を仮定しシミュレーションを行った.

なお, 放射素子端部及び CPW 線路の線路導体近傍等の領域においては分割数を上げ, 微細メッシュを設定し, シミュレーションを行った.

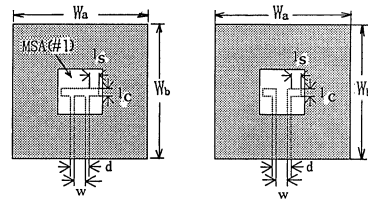
2. 供試アンテナの基本構成

供試スタック化 CPW-MSA の基本構造を図 1 (a) に示す. これは, 低誘電率で低損失特性を示す発泡フォーム基板 ( $\epsilon_{r2} = 1.08, h_2 = 5.0 \text{ mm}$ ) と, 供試アンテナへの特性上の寄与が無視しうる, 厚さ 0.05 mm 程度の薄いフィルム基板により構成される非励振 MSA 素子 (#2) を, 主モード ( $TM_{100}$ ) 励振 CPW-MSA 素子 (#1) の上面に密着配置したものである. また, 非励振 MSA 素子 (#2) を励振するための励振用 CPW-MSA 素子 (#1) の供試基板としては, 厚さ  $h_1 = 1.2 \text{ mm}$  の銅薄付テフロンガラスファイバ基板 ( $\epsilon_{r1} = 2.6, \tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}, \sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ ) を用いた.

なお, 励振用 CPW-MSA 素子を励振するための結合用スロットは, 容量性結合用スロット (図 1 (b)) と誘導性結合用スロット (図 1 (c)) の 2 種類に分類される. 一方, スタック化手法により広帯域なアンテナ系を実現するためには, 密結合 (over-coupling) 状態の励振用 CPW-MSA 素子の構成が必要とされ



(a) Assemble view of a stacked-MSA with inductive slot



(b) Capacitive slot (c) Inductive slot

図 1 コプレーナ線路により給電されるスタック化 CPW-MSA の基本構成 ( $a_1=b_1=17.4, a_2=b_2=24.0, h_1=1.2, h_2=5.0, w=3.7, l_c=1.0, d=4.0, W_a=W_b=60, \text{ unit: [mm]}, \epsilon_{r1}=2.6, \epsilon_{r2}=1.08$ )  
 Fig. 1 Basic configuration of stacked CPW-MSA fed by a coplanar waveguide ( $a_1=b_1=17.4, a_2=b_2=24.0, h_1=1.2, h_2=5.0, w=3.7, l_c=1.0, d=4.0, W_a=W_b=60, \text{ unit: [mm]}, \epsilon_{r1}=2.6, \epsilon_{r2}=1.08$ ).

る [12]. したがって, 本研究においては, 密結合の励振用 CPW-MSA 素子 (#1) を容易に実現できる誘導性結合用スロット [4] を用い, 供試アンテナを構成した. なお, 本供試スタック化 CPW-MSA は, 給電線路としてコプレーナ線路を用いるため, ストリップ線路を給電線路として用いる通常の 3 層構造の電磁結合型スタック化 MSA 素子 [11] に比べ, 図 1 に示すように, 2 層構造にて構成可能となるにもかかわらず, 3 層構造を有する通常の電磁結合型スタック化 MSA とほぼ等価な広帯域特性が実現可能であった.

また, 給電用の CPW 線路の線路寸法  $w$  と  $d$  は, 図 1 に示すように, 給電系の特性インピーダンス  $Z_0$  が  $50 \Omega$  になるよう設定されており, 結合用スロットの設定位置は方形 MSA 素子 (#1) のゼロ電位面, すなわち, 素子中央部に設定されている.

なお, 励振用 CPW-MSA 素子 (#1) の素子寸法は,

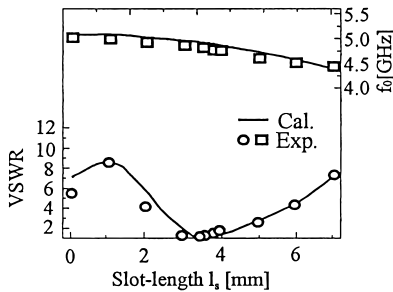
$a_1 = b_1 = 17.4$  mm,  $W_a = W_b = 60$  mm なる値に設定されており、各種実験は主として、C-バンドにて行った。

### 3. CPW 線路励振 MSA 素子 (CPW-MSA) の特性

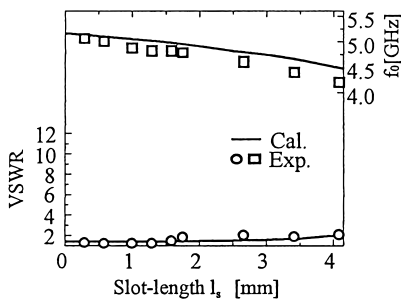
本章では、広帯域特性を示すスタック化 CPW-MSA を実現するために必須となる、励振用 CPW-MSA 素子の放射特性について考察を加える。

#### 3.1 結合用スロットのスロット長の効果

図 2 は、結合用スロットのスロット長  $l_s$  と、入力 VSWR 特性及び共振周波数  $f_0$  の関係を求めたものである。共振周波数  $f_0$  は、結合用スロット長  $l_s$  の増加に伴い、誘導性及び容量性結合用スロットともに低下する傾向にあった。また、その実験値は、図 2 に示すように IE3D による計算値と設計上有意味な範囲でよい一致をみた。更に、供試アンテナの入力 VSWR 特性



(a) CPW-MSA with inductive coupling slot



(b) CPW-MSA with capacitive coupling slot

図 2 結合用スロット長  $l_s$  に対する VSWR と共振周波数  $f_0$  の変化の様相 ( $a_1=b_1=17.4$ ,  $h_1=1.2$ ,  $w=3.7$ ,  $d=4.0$ ,  $l_c=1.0$ ,  $W_a=W_b=60$ , unit:[mm],  $\epsilon_{r1}=2.6$ )

Fig. 2 Variation in VSWR and resonant frequency  $f_0$  as a function of a coupling slot-length  $l_s$  ( $a_1=b_1=17.4$ ,  $h_1=1.2$ ,  $w=3.7$ ,  $d=4.0$ ,  $l_c=1.0$ ,  $W_a=W_b=60$ , unit:[mm],  $\epsilon_{r1}=2.6$ ).

については、容量性結合用スロットの場合には、(b) に示すように結合用スロット長  $l_s$  を変えても、ほぼ一定値を示した。一方、誘導性結合用スロットを用いた CPW-MSA 素子の入力 VSWR 特性は、(a) に示すように結合用スロット長  $l_s$  に対し、顕著な変化をみた。このことは、付録に示すように、給電系と放射系との結合状態を密結合にするためには、誘導性結合用スロットのほうが有利であるということを示している。また、以下の 4. で詳述するが、スタック化手法により広帯域特性を実現するためには、密結合状態の励振用 CPW-MSA 素子が必要とされるため [12]、以後、誘導性結合用スロットを有する CPW-MSA 素子を供試アンテナとして用いる。なお、結合用スロット長  $l_s$  に対する入力 VSWR 特性の実測値は、図 2 に示すように、IE3D による計算値と設計上有意味な範囲でよい一致をみた。

#### 3.2 放射パターン

整合のとれた供試 CPW-MSA 素子の共振周波数  $f_0$  における放射パターンを図 3 に示す。整合状態にある上記供試アンテナの結合用スロットのスロット長  $l_s$  は図 2 (a) を参考にし、 $l_s = 3.5$  mm と設定された。また、他の構造パラメータは図 1 に示すものと同一に設定されている。供試アンテナの放射パターンは、図 1 の  $xz$ -面に対応する E 面及び  $yz$ -面に対応する H 面ともに、改良された幾何光学的回折理論 (U-GTD) [13], [14] を用いて計算を行った。この際、接地導体端部において 2 重回折波及びこう配回折波等の影響 [14] を考慮に入れパターンの計算を行った。このように、基板の接地導体端部からのエッジ効果の影響も考慮すれば、図 3

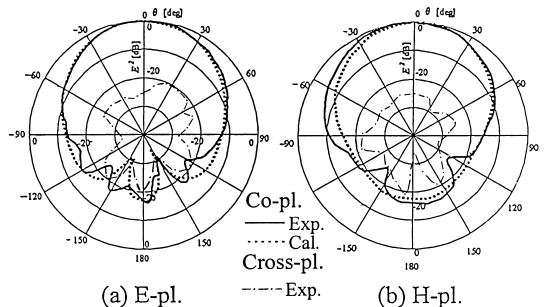


図 3 誘導性結合用スロットを有する CPW-MSA 素子の放射パターン ( $l_s=3.5$  mm,  $f_0=4.82$  GHz)

Fig. 3 Radiation patterns of CPW-MSA with an inductive coupling slot ( $l_s=3.5$  mm,  $f_0=4.82$  GHz).

に示すように、計算値は実測値と設計上有意な範囲でよい一致をみた。放射背面方向のバックローブは、供試アンテナのように、接地導体の導体寸法が1波長程度(60 mm × 60 mm)の場合には、-20 dB程度まで抑制された。なお、接地導体の導体寸法を増加させると、このバックローブのよりいっそうの抑制が可能であった。また、交差偏波成分は、E面、H面ともに放射正面方向(ポアサイト)では-25 dB以下まで抑制されており、放射背面方向を含め全角度領域にわたりほぼ-20 dB以下まで抑制された。これらのこと、及び前述の3.1の結果より、本供試アンテナが広帯域スタック化CPW-MSA素子の励振用CPW-MSA素子として供しうることが明らかにされた。

#### 4. スタック化CPW-MSA素子の放射特性

本章では、低損失・低誘電率発泡基板とフィルム基板により構成される非励振MSA素子を励振用CPW-MSA素子の上面に密着配置し、広帯域化を図ったスタック化CPW-MSA素子の放射特性について述べる。

なお、広帯域化にあたっては、前述のごとく、密結合のCPW-MSA素子が必要とされるため、供試CPW-MSA素子の誘導性結合用スロットのスロット長 $l_s$ は密結合の状態を実現し、かつ、 $VSWR \leq 2.0$ で20%程度の帯域幅が得られるようにIE3Dによりシミュレーションを行い、 $l_s = 7.0$  mmと設定された。

また、他のパラメータは図1に提示されたものと同一である。

##### 4.1 リターンロス特性

非励振MSA素子と励振用CPW-MSA素子の素子寸法比( $a_2/a_1$ )をパラメータにとり、供試スタック化CPW-MSA素子の帯域幅( $VSWR \leq 2.0$ )を求めた結果を図4に示す。図に示すように、素子寸法比( $a_2/a_1$ )が1.38またはその近傍の値において、帯域幅は最大となり、23%程度の広帯域特性が実現された。また、図中の計算値はIE3Dによるものであり、この計算値は、実測値と設計上有意な範囲でよい一致をみた。

次いで、帯域幅が最大値を示す素子寸法比、すなわち、素子寸法比( $a_2/a_1$ )が1.38に設定されたスタック化CPW-MSA素子を試作し、そのリターンロス特性を実測した結果を、計算値とともに図5に示す。

図のように、IE3Dによる計算値は実測値の傾向をよくとらえており、しかも設計上有意な範囲で実測値とよい一致をみた。

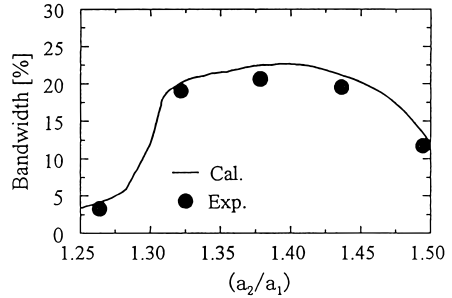


図4 非励振素子の素子寸法比( $a_2/a_1$ )とスタック化CPW-MSA素子の帯域幅の関係( $a_1=b_1=17.4$  mm,  $l_s=7.0$  mm)

Fig.4 Relation between bandwidth of stacked CPW-MSA and ratio of parasitic element size ( $a_2/a_1$ ); ( $a_1=b_1=17.4$  mm,  $l_s=7.0$  mm).

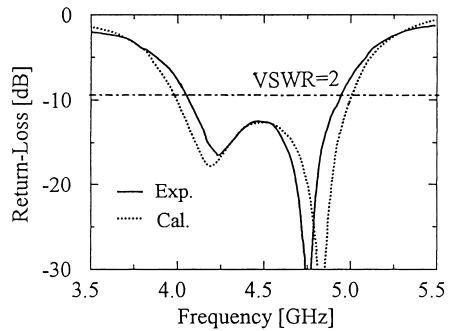


図5 スタック化CPW-MSA素子のリターンロス特性( $a_2=b_2=24.0$  mm,  $l_s=7.0$  mm,  $(a_2/a_1)=(b_2/b_1)=1.38$ )

Fig.5 Return-loss characteristics of stacked CPW-MSA ( $a_2=b_2=24.0$  mm,  $l_s=7.0$  mm,  $(a_2/a_1)=(b_2/b_1)=1.38$ ).

これらのことより、本供試スタック化CPW-MSA素子が広帯域特性を示すことが実証された。

##### 4.2 利得特性

供試スタック化CPW-MSA素子の利得の周波数特性の一例を図6に示した。整合のとれたCPW-MSA素子単体( $l_s = 3.5$  mm)の利得特性も比較のため同図に示してある。ここに、図中の規格化周波数 $f_0$ は、スタック化CPW-MSA素子の場合には帯域中心周波数、すなわち、4.52 GHzに対応しており、CPW-MSA素子単体の場合には共振周波数、すなわち、4.82 GHzに対応している。図に示すように、スタック化CPW-MSA素子の場合には、約20%の広帯域な周波数領域にわたって利得8 dBi以上の値が得られた。また、本供試スタック化CPW-MSAの利得の計算値としては、20%前後

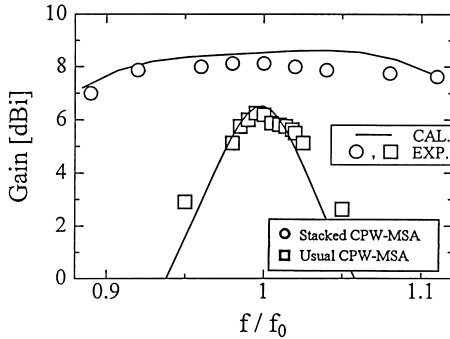


図 6 スタック化 CPW-MSA 素子の利得特性  
Fig. 6 Gain characteristics of stacked CPW-MSA.

の帯域にわたり 8.5 dBi 程度の値が得られた。なお、ストリップ線路を用いる通常の電磁結合型スタック化 MSA [11] の利得と比べると、0.5 dB 程度の利得差はあるもののほぼ等価な値が得られた。また、供試スタック化 CPW-MSA の励振用 CPW-MSA に低損失・低誘電率基板を用いればよりいっそうの高利得化が期待される。これらのことより、スタック化 CPW-MSA 素子は、利得特性の広帯域化にとっても有効であることが明らかにされた。一方、CPW-MSA 素子単体の利得特性は予期したごとく、狭帯域特性を示した。なお、スタック化 CPW-MSA 素子及び CPW-MSA 素子単体についての利得の実測値は IE3D による計算値と設計上有意な範囲でよい一致をみた。

#### 4.3 放射パターン

供試スタック化 CPW-MSA 素子の放射パターンの実測値の一例を図 7 に示す。

ここで、(a) は図 5 のリターンロス特性 ( $VSWR \leq 2.0$ ) の低域側帯域限界周波数、すなわち 4.06 GHz における放射パターンであり、(b) は高域側帯域限界周波数、すなわち 4.98 GHz における放射パターンである。

図のように、供試アンテナの放射パターンは、高域側及び低域側帯域限界周波数の双方において、E 面、H 面ともに、左右対称な良好なパターンが得られ、しかも、放射背面方向のバックローブも  $-20$  dB 程度まで抑制された。なお、交差偏波成分は、高域側及び低域側双方において、また、E 面、H 面ともにボアサイト方向では  $-20$  dB 以下、またすべての角度領域にわたり、ほぼ  $-20$  dB 以下まで抑制された。

これらのことより、本供試 CPW-MSA 素子が広帯域平面アンテナの有用な一形式となりうることが明らかにされた。

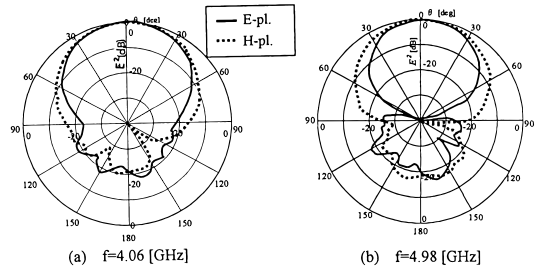


図 7 スタック化 CPW-MSA 素子の放射パターン  
Fig. 7 Radiation patterns of stacked CPW-MSA.

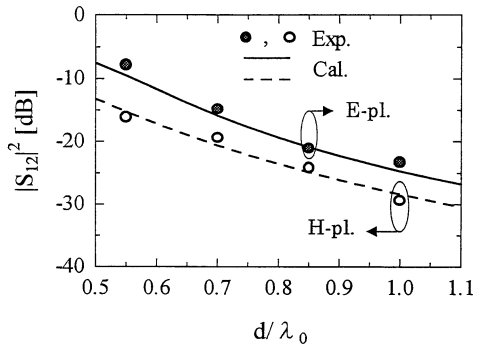


図 8 2 素子スタック化 CPW-MSA の 素子間相互結合量と素子間隔 ( $d/\lambda_0$ ) の関係  
Fig. 8 Variation in mutual coupling between stacked CPW-MSA elements as a function of element spacing ( $d/\lambda_0$ ).

#### 4.4 素子間相互結合に関する検討

本広帯域スタック化 CPW-MSA 素子を用いて、アレーアンテナを構成する際、スタック化 CPW-MSA の素子間相互結合に関する考察が重要となる。そこで、スタック化 CPW-MSA を同一平面上に 2 個配列したアレーの素子間相互結合量  $|S_{12}|$  について考察を加えた。すなわち、E 面及び H 面配列 2 素子スタック化 CPW-MSA アレーに着目し、その素子間隔  $d$  と  $|S_{12}|$  の関係を前述の帯域中心周波数において求めた結果を、IE3D による計算値とともに図 8 に示した。ここに、 $\lambda_0$  は自由空間波長である。また、ここでは通常のアレーの素子間隔として重要となる  $d = 0.5\lambda_0$ 、及びその近傍の値を最低素子間隔として選定した。 $|S_{12}|$  の実測値は図 8 のように、設計上有意な範囲で計算値とよい一致をみた。また、素子間隔  $d$  を  $0.8\lambda_0$ 、または、その近傍の値に設定すれば、素子間相互結合量は  $-20$  dB 以下まで抑制されることが明らかにされた。

更に, 素子間隔  $d$  が  $d = 0.5\lambda_0$  以上の範囲においては, マイクロストリップ線路などにより励振される通常の MSA 素子の場合と同様に, E 面配列の  $|S_{12}|$  の値が, H 面配列のそれに比べ増加することが明らかにされた.

## 5. む す び

本論文では, コプレーナ線路により方形マイクロストリップアンテナを励振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, シミュレーション・実験両面より考察を加え, その設計基礎資料を得るとともに, この種のアンテナ系の広帯域化の手法についても検討を加えた.

すなわち, (1) CPW-MSA 素子の入力 VSWR 特性, 放射パターン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) この CPW-MSA 素子の上面に低誘電率・低損失発泡基板により構成される非励振 MSA 素子を密着装荷した構造の広帯域平面アンテナの構成法について, シミュレーション・実験両面より考察を加えた.

また, (3) この種の構造のスタック化 CPW-MSA 素子のリターンロス特性, 放射パターン, 利得特性及び素子間相互結合などについて考察を加え, VSWR が 2.0 以下になる帯域として約 23% の広帯域特性を示すアンテナ系を実現し得た.

これらの結果より, 本供試スタック化 CPW-MSA 素子は, 広帯域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.

謝辞 最後に, 試料製作・実験などに御協力頂いた本学斉藤作義技官に深甚なる謝意を表します.

## 文 献

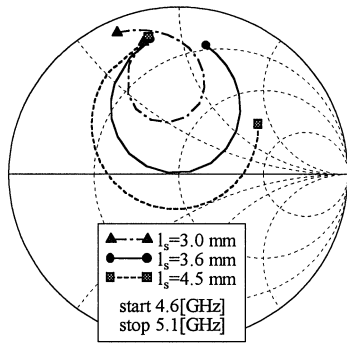
- [1] M.I. Aksun, S.H. Chuang, and Y.T. Lo, "On slot-coupled microstrip antennas and their applications to CP operation—theory and experiment," IEEE Trans.AP, vol.38, no.8, pp.1224–1230, Aug.1990.
- [2] W. Menzel and W. Grabherr, "A microstrip patch antenna with coplanar feed line," IEEE Microwave & Guided Wave Lett., vol.1, no.11, pp.340–342, Nov. 1991.
- [3] R.L. Smith and J.T. Williams, "Coplanar waveguide feed for microstrip antennas," Electron. Lett., vol.28, no.25, pp.2272–2274, Dec. 1992.
- [4] S.M. Deng, M.D. Wu, and P. Hsu, "Impedance characteristics of microstrip antennas excited by coplanar waveguides with inductive or capacitive coupling slots," IEEE Microwave and Guided Wave Lett.,

vol.5, no.11, pp.391–393, Nov. 1995.

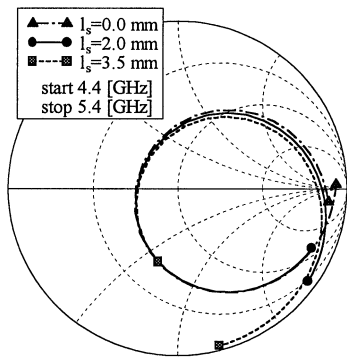
- [5] E.T. Rahardjo, S. Kitao, and M. Haneishi, "Planar antenna excited by electromagnetically coupled coplanar waveguide," Electron. Lett., vol.29, no.10, pp.870–872, May 1993.
- [6] E.T. Rahardjo, S. Kitao, and M. Haneishi, "Circularly polarized planar antenna excited by cross-slot coupled coplanar waveguide feedline," Digest of IEEE APS-94, pp.2220–2223, June 1994.
- [7] 岩崎久雄, 鈴木康夫, "水平面内双指向性及び無指向性マイクロストリップアンテナ," 1995 信学総大, no.B-100, March 1995.
- [8] 垣内田毅, 石井 望, 山本 学, 西村寿彦, 伊藤精彦, "スベクトル領域モーメント法によるコプレーナ導波路給電 2 周波マイクロストリップアンテナの解析," 信学論 (B), vol.J82-B, no.6, pp.1177–1184, June 1999.
- [9] 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.
- [10] IE3D User's manual (Release 6), Zeland Software, Inc., 1999.
- [11] 今野 恵, 羽石 操, "広帯域マイクロストリップアンテナに関する一検討," 1998 信学ソ大, no.B-1-43, Sept. 1998.
- [12] J.R. James and P.S. Hall, Handbook of microstrip antennas, chap. 5, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [13] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, Antenna theory and design, chap. 12, Jhon Wiley & Sons, Inc., New York, 1998.
- [14] 羽石 操, "有限地板の影響を考慮した指向性の計算法," 信学論 (B), vol.J71-B, no.11, p.1398, Nov. 1988.

## 付 録

結合用スロット長  $l_s$  に対するインピーダンス特性  
 励振用 CPW-MSA 素子の結合用スロット長  $l_s$  に対するインピーダンス軌跡の変化の様相を IE3D より求め, 図 A・1 の結果を得た. なお, インピーダンス軌跡を求める際, その基準点は, 励振用スロットの中央の位置に設定された. ここで誘導性結合用スロットの場合は, (a) に示すように, スロット長  $l_s$  を増加させると疎結合 ( $l_s = 3.0 \text{ mm}$ ) から臨界結合 ( $l_s = 3.6 \text{ mm}$  近傍) を経て, 密結合 ( $l_s = 4.5 \text{ mm}$ ) へと移行していく. 一方, 容量性結合用スロットの場合は, (b) に示すように, スロット長  $l_s$  を変化させても, そのインピーダンス軌跡は変化せず, 結合状態も一定であった. これらの結果より, 密結合が要求される本供試スタック化 CPW-MSA の励振用 CPW-MSA として, 誘導性結合用スロットを有する CPW-MSA 素子を用いた.



(a) Inductive Slot



(b) Capacitive Slot

図 A.1 結合用スロット長  $l_s$  に対するインピーダンス特性

Fig. A.1 Impedance characteristics of CPW-MSA as a function of coupling slot length  $l_s$ .

(平成 12 年 11 月 20 日受付, 13 年 2 月 8 日再受付)



落合 隆仁 (正員)

平 9 埼玉大・工・電気電子卒。平 12 同大大学院修士課程了。現在、民間会社勤務。在学中、平面アンテナの研究に従事。



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。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。平 9 カナダ・マニトバ大客員教授。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。