

ドッグボーンスロットにより励振される偏波共用平面アンテナ

羽石 操^{†a)} 今野 恵[†] 矢作 潤一[†]

Dual-Polarized Planar Antennas Fed by Dogbone Slots

Misao HANEISHI^{†a)}, Megumi KONNO[†], and Jyunichi YAHAGI[†]

あらまし 本論文では、電磁結合用のスロットとして H 型構造のドッグボーンスロットを用いる偏波共用方形マイクロストリップアンテナに着目し、その構成法と放射特性について検討を加えた。また、この種のアンテナ系の広帯域化と 2 周波共用化についても検討を加え、その設計基礎資料を得た。すなわち (1)ドッグボーンスロットにより励振される偏波共用平面アンテナの構成法と放射特性について、シミュレーション・実験両面より検討を加え、この種のアンテナ系においては、 -30 dB 程度の良好なポート間アイソレーション特性が実現されることを明らかにした。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着目し、その構成法についても検討を加えたところ、この種のアンテナ系においては、広帯域な周波数領域にわたって良好な偏波共用特性が得られ、合わせて 2 周波共用特性も実現可能であることが明らかにされた。また (3)本供試アンテナのアイソレーション特性、リターンロス特性、指向特性及び利得特性などの実測値をシミュレーション値と比較・検討したところ、実測値は設計上有意な範囲でシミュレーション値と一致することが確認された。これらのことより、本供試アンテナが、偏波共用平面アンテナとして有用な一形式になりうるという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, ドッグボーンスロット, 偏波共用平面アンテナ, 広帯域アンテナ

1. ま え が き

マイクロストリップアンテナ (以下, MSA と略記) を用いる偏波共用平面アンテナ (以下, DP-MSA と略記) は, 小形・軽量でロープロファイルな特徴を有するため, 多岐にわたる分野で応用されている [1] .

このうち, 電磁結合により MSA を励振する DP-MSA 素子は, 放射系と給電系を個別に最適な基板を用いて構成することができるので, 設計性に優れ, しかも不要放射の抑制, 耐振動性などにも優れることから種々の研究がなされている [1] ~ [9] . また, 電磁結合用スロットとして, 方形ないしはその変形形状のスロット素子を用いるアンテナ系としては, 方形 MSA 素子の接地導体に 2 本の方形スロットを直交配列し, かつ, その各々のスロットをマイクロストリップ線路により励振し 8 素子 [2] または 3 素子 DP-MSA アレー [3] を構成したもの, 及び, 直交配列された二つの U 字型スロットにより MSA を励振し DP-MSA 素子を構成

したもの [4] などがあげられる。一方, 電磁結合用スロットとして十字スロットを用いるアンテナ系としては, 方形 MSA 素子の接地導体に励振用の十字スロットを装荷し, 線路先端部が 2 分岐されたマイクロストリップ線路とエアブリッジにより, その十字スロットを給電し DP-MSA 素子を構成するもの [5], 励振用の十字スロット用基板の基板上面と基板背面に 2 分岐マイクロストリップ線路を構成し, この線路と十字スロットにより方形 MSA 素子 [6], またはリング型 MSA 素子 [7] を励振するもの, 及び方形 MSA 素子の対角線方向に十字スロットを配置し, それをマイクロストリップ線路で励振することにより DP-MSA 素子を構成するもの [8] などがあげられる。また, 線路先端部に励振用スロットが装荷されたコプレーナ線路により MSA 素子を励振し, この MSA を用いて DP-MSA 素子を構成するもの [9] などもある。なお, 上述の各種 DP-MSA 素子についての研究 [2] ~ [9] においては, 主として実験的側面からの検討がなされている。

本論文では, 通常の方型スロットに比べ, 同一横方向スロット寸法において, 放射系と給電系との結合度を強く設定することができるドッグボーンスロット [10], [11] を励振用スロットとして用いる DP-MSA

[†] 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

素子に着目し、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より検討を加え、設計資料を得た。また、このドッグボンスロット装荷 DP-MSA 素子に非励振 MSA 素子をスタック化する構造の広帯域化 DP-MSA 素子の構成法と放射特性についても、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。なお、本論文では計算機シミュレーションに IE3D [12] を用いた。

すなわち、本研究における主要な考察事項は、(1) DP-MSA 素子の構成法と放射特性について、シミュレーションにより詳細に検討を加え、リターンロス特性及びアイソレーション特性を含め良好な特性を呈するアンテナ系を実現するとともに、得られた結果の妥当性を実験により検証したこと。(2) この DP-MSA 素子に非励振 MSA 素子をスタック化する広帯域 DP-MSA 素子（以下、スタック化 DP-MSA 素子と略記）に着目し、その構成法についてもシミュレーションにより検討を加え、この種のアンテナ系を構成する際有用となる設計パラメータを明らかにしたこと。更に、(3) 得られた設計パラメータを駆使しスタック化 DP-MSA 素子を試作し、その放射特性を検討したところ、リターンロス特性 ($VSWR \leq 2.0$) において約 20% の広帯域特性が実現され、合わせて、その帯域内におけるポート間アイソレーション特性も良好な特性を示すことが明らかにされた。また、構造パラメータを適切に選定すれば、2 周波共用特性を示す DP-MSA 素子の実現も可能であることを明らかにした。

なお、ごく最近になって、ドッグボンスロット 2 本を、方形 MSA 素子の対角線方向に対し直交配列し、DP-MSA 素子を構成する例 [13] も報告されているが、そこでは、アイソレーション特性及び利得特性を含む放射諸特性について、シミュレーション・実験両面より総合的に検討することはなされていない。また、本論文で考察する DP-MSA 素子においては、図 1 に示すように、MSA 素子の放射端部と平行にドッグボンスロットが配置されるため、対角線方向に素子を配列することが必要とされる文献 [13] の対角給電方式による DP-MSA 素子に比べ、より密に素子を配列することができ、アレー化に際して有利なアンテナ系と考えられる。

2. 供試アンテナの基本構成

供試 DP-MSA 素子の基本構造を図 1 に示す。まず、このアンテナ系の給電系について述べる。これは、通

常の銅箔付き PTFE グラスファイバ基板 ($\epsilon_r = 2.6$, $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$, 導電率; $\sigma = 5.8 \times 10^7 S/m$, $h = 0.6 \text{ mm}$) を用い、給電用のマイクロストリップ線路 (特性インピーダンス $Z_0 = 50 \Omega$) を構成し、その接地導体に 2 本のドッグボンスロット (スロット幅; 1.0 mm) を直交配列し給電系を構成したものである。また、このアンテナ系は、低誘電率で、低損失特性を示す発泡フォーム基板 ($\epsilon_{rp} = 1.08$, $h_p = 1.0 \text{ mm}$) と厚さ 0.054 mm , 誘電率 3.0 程度の薄いフィルム基板 (シミュレーション上ではこの基板の効果は無視されている) により MSA 素子部が構成され、その MSA 素子が給電系の上面に密着配置されたものである。なお、供試発泡フォーム基板の誘電率 $\epsilon_{rp} = 1.08$ は公称値であり、以後、この誘電率の値を用いてシミュレーションを行う。給電系と放射系との整合は、励振用ドッグボンスロットのスロット寸法と、給電用マイクロストリップ線路のドッグボンスロットに対するオフセット長 l_{s1} 及び l_{s2} を調整することにより実現

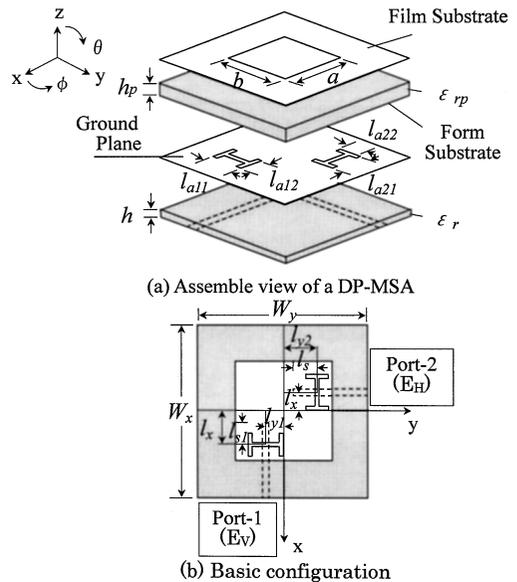


図 1 供試 DP-MSA 素子の基本構造 ($a = b = 25.8$, $l_{a11} = l_{a21} = 8.0$, $l_{a12} = l_{a22} = 4.0$, $h_p = 1.0$, $h = 0.6$, $l_{s1} = l_{s2} = 4.0$, $l_{x1} = l_{y2} = 9.7$, $l_{y1} = l_{x2} = 4.0$, $W_x = W_y = 60.0$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$, $\epsilon_{rp} = 1.08$)

Fig. 1 Basic configuration of a test DP-MSA ($a = b = 25.8$, $l_{a11} = l_{a21} = 8.0$, $l_{a12} = l_{a22} = 4.0$, $h_p = 1.0$, $h = 0.6$, $l_{s1} = l_{s2} = 4.0$, $l_{x1} = l_{y2} = 9.7$, $l_{y1} = l_{x2} = 4.0$, $W_x = W_y = 60.0$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$, $\epsilon_{rp} = 1.08$).

した．また，ドッグボーンスロットの x 軸，または y 軸からのオフセット長 l_{x1} , l_{y1} , l_{x2} 及び l_{y2} を制御し，アイソレーション特性の改善を図った．なお，本供試 DP-MSA 素子の励振用スロットであるドッグボーンスロットは，同一横方向スロット寸法を有する通常の方角スロットに比べ，放射系と給電系との結合度を強く設定することができることが知られている [10], [11]．すなわち，励振用スロットとしてドッグボーンスロットを用いれば，容易に密結合 (over coupling) 状態の DP-MSA 素子を実現することができる．また，スタック化手法 [14] により，広帯域特性を有するアンテナ系を実現するためには，密結合状態の励振用 DP-MSA 素子の構成が必要とされる [15]．すなわち，付録の図 A.1 に示すように，主給電 MSA 素子の結合度が密結合状態に設定されると，スタック化手法により 2 共振特性を実現する際，スミス図の整合点を含むようなインピーダンス特性が実現可能となり，広帯域化に際し有利となる．したがって，本研究においては，密結合の DP-MSA 素子が容易に実現できるドッグボーンスロットを用いて供試アンテナ系を構成した．また，励振用ドッグボーンスロットと方角スロットの特性比較を行った結果が付録に示されている．これより，ドッグボーンスロットを用いれば，短い横方向スロット寸法に対しても容易に密結合，及び臨界結合が実現可能であることが明らかにされた．すなわち，短い横方向スロット寸法を有するドッグボーンスロットを励振用スロットとして用いれば，背面放射の抑制に有利となる．また，偏波共用特性を実現させる際，励振用スロットの各々のスロット間隔を離して配置することができ，スロット間の相互結合の抑制にも有利であり，アイソレーション特性の改善も期待される．また，スタック化しない単層構造の DP-MSA 素子の場合には，入力インピーダンスが整合状態 ($R_{res} = 50\Omega$) にあることが要求されるため，図 A.2 より，ドッグボーンスロットの横方向スロット寸法 l_{a11} としては， $l_{a11} = 8.0\text{ mm}$ と設定した．なお，スタック化 DP-MSA 素子の場合には，前述のように密結合の DP-MSA 素子が必要とされるため，横方向スロット寸法を $l_{a11} = 10\text{ mm}$ と設定した．なお，各種測定は，主として C-バンドにて行われた．

3. 偏波共用 MSA 素子 (DP-MSA) の特性

本章では，DP-MSA 素子の放射特性について考察

を加え，この種のアンテナ系に関する設計基礎資料を得る．

3.1 励振用ドッグボーンスロットのオフセット効果

図 2 は，励振用ドッグボーンスロットのオフセット位置，すなわちオフセット長 l_p ($= l_{x1} = l_{y2}$) 及び l_q ($= l_{y1} = l_{x2}$) を変え，このオフセット長とアイソレーション特性，VSWR 特性及び共振周波数 f_0 の関係をシミュレーションにより求めたものである．ここに，共振周波数 f_0 としては，VSWR のいちばん良いところ，すなわち，リターンロスの最良値に対応する周波数を用いた．

なお，シミュレーションにあたっては，まず，1 本のドッグボーンスロットにより励振される通常の MSA 素子，すなわちフィルム基板により構成される放射素子部 ($a = b = 25.8\text{ mm}$) が発泡フォーム基板 ($\epsilon_{rp} = 1.08$) 上に密着装荷された放射系とその放射系の背面に，PTFE グラスファイバ基板 ($h = 0.6\text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.6$) により構成される給電系を有する MSA 素子の寸法パラメータについて検討を加え，それらの検討結果をふまえ，供試 DP-MSA 素子のドッグボーンスロットのスロット寸法，整合用スタブのスタブ長及び基板厚などを以下のように決定し

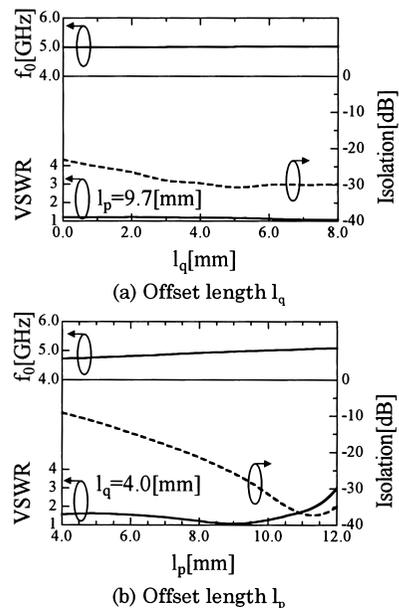


図 2 供試 DP-MSA 素子のオフセット長 l_p 及び l_q の変化に対する VSWR とアイソレーション特性

Fig. 2 VSWR and isolation characteristics of a DP-MSA as a function of offset length l_p and l_q .

($l_{a11} = l_{a21} = 8.0 \text{ mm}$, $l_{a12} = l_{a22} = 4.0 \text{ mm}$, $l_{s1} = l_{s2} = 4.0 \text{ mm}$, $h = 0.6 \text{ mm}$, $h_p = 1.0 \text{ mm}$), 各種シミュレーションを行った.

図のように, 共振周波数 f_0 は, オフセット長 l_p の増加に伴い 4.71 GHz から 5.11 GHz まで増加した. 一方, オフセット長 l_q の変化に対しては, ほぼ一定値を呈した. すなわち, 図 2(a) に示すように $l_p = 9.7 \text{ mm}$ に固定し, オフセット位置 l_q を増加させると共振周波数 f_0 と VSWR は励振用方形スロットの場合と同様にほぼ一定値を示すが [16], アイソレーション特性については 5 dB 程度の改善が見られた. これは, l_q の増加に伴い, 等価的にスロット間隔が広がり, 励振用スロット間の相互結合が低減され, アイソレーション特性の改善がみられたものと考えている. なお, 図 2(a) に示すように, l_q が 4.0 mm 若しくはその近傍の値において, -30 dB 程度のアイソレーション特性が実現され, しかも, 良好な VSWR 特性が得られた. これらのことを考慮に入れ, この $l_q = 4.0 \text{ mm}$ の値を, 供試アンテナのオフセット長 l_q と決定した. なお, 同図を見ると, この l_q の値を 4.0 mm 以上に設定することも可能性としては考えられるが, 本研究では, 励振モードにおける対称性の確保などの視点より, できるだけ短い寸法のオフセット長 l_q の使用を目的とし, $l_q = 4.0 \text{ mm}$ を供試アンテナのオフセット長として設定した. 次いで, この l_q を $l_q = 4.0 \text{ mm}$ に固定し, 他のオフセット長 l_p を変数として, 共振周波数 f_0 におけるアイソレーションと VSWR の値を求め図 2(b) の結果を得た. 同図を見ると, $l_p = 11 \text{ mm}$ 及びその近傍の値において最小のアイソレーション特性が見られる. この $l_p = 11 \text{ mm}$ なるオフセット位置は, H 型構造のドッグボーンスロット ($4 \times 8 \text{ mm}$) の縦スロット部 ($l_{a12} = 4.0 \text{ mm}$) の端部が放射素子部 (MSA) の端部と合致する位置に対応している. すなわち, この l_p 近傍のオフセット位置は MSA の内部領域において各々の励振用スロットの相対位置が最も離れた設定位置に対応するため, 良好なアイソレーション特性が得られたものと考えている.

この図 2(b) の結果より, アイソレーション特性と VSWR 特性のトレードオフ, すなわちアイソレーション特性が -30 dB 以下で, しかも, 良好な VSWR 特性を示すオフセット長 ($l_p = 9.7 \text{ mm}$) を準最適値とみなし, この値を, 供試アンテナのオフセット長 l_p と決定した. これらの結果を考慮に入れ, 図 1 に示される寸法諸元を有するアンテナ系を本実験においては, 供

試 DP-MSA 素子として用いることとした.

3.2 DP-MSA 素子の放射特性

供試 DP-MSA 素子の各ポート, すなわち Prot-1 (xz - $pl.$, 垂直面) 及び Prot-2 (yz - $pl.$, 水平面) におけるリターンロス特性とアイソレーション特性を実測し, 図 3 の結果を得た. 図のように, 共振周波数 f_0 , 及びその近傍の周波数領域において, -30 dB 以下の良好なリターンロス特性が実現され, しかも, -30 dB 前後の良好なアイソレーション特性も得られた. また, これらの諸特性についてシミュレーションにより求めた結果も合わせて図 3 に示した. 図のように, 共振周波数 f_0 のシミュレーションは, 実測値と誤差 1% 以下の精度で良い一致をみた. 次いで, 供試 DP-MSA 素子の各ポートにおける放射パターンを実測し, 図 4 の結果を得た. ここに, 図 4 のパターンを見ると, 通常の PTFE グラスファイバ基板 (誘電率 $\epsilon_r = 2.6$) による MSA 素子のパターンに比べ, 供試アンテナの E 面パターンは鋭くなっている. これは, アンテナ部の供試基板に低誘電率発泡フォーム基板 ($\epsilon_{rp} = 1.08$) を用いたことと接地導体端部からのエッジ効果によるものと考えている. また, 図のように, 各ポート (Port-1 及び Port-2) 及び各測定面 (E 面及び H 面)

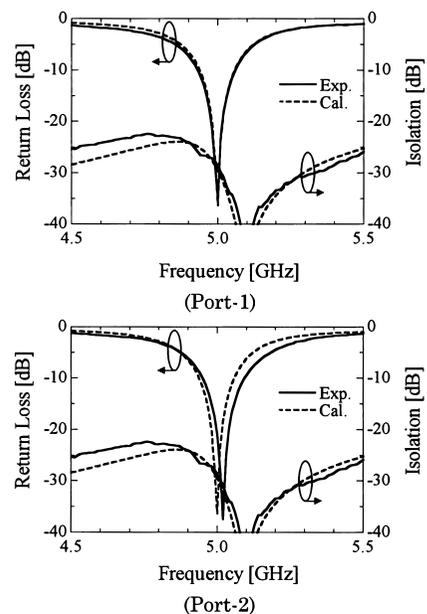


図 3 供試 DP-MSA 素子のリターンロス及びアイソレーション特性

Fig. 3 Return-loss and isolation characteristics of a test DP-MSA.

において良好なパターンが得られ、かつ、シミュレーション値は実測値と良い一致をみた。なお、パターンに見られる若干の非対称性は、非対称な位置にオフセットされた励振用スロットの設定位置に起因する電流分布の非対称性によるものと考えている。また、各ポート及び各測定面における交差偏波成分の実測値は、図のように、ポアサイトで Port-1 では -20 dB 以下、Port-2 では -18 dB 以下まで抑制されている。なお、利得についての実測値は、表 1 に示すように、共振点及びその近傍の周波数領域において、Port-1 では 8.7 dBi、Port-2 では 8.6 dBi であり、シミュレーション値は 8.8 dBi となり、両者は良い一致をみた。

なお、E 面及び H 面パターンの背面方向に見られるレベル差については、給電用ケーブルなど、パターン測定時のセッティングに起因する影響によるものと考えている。

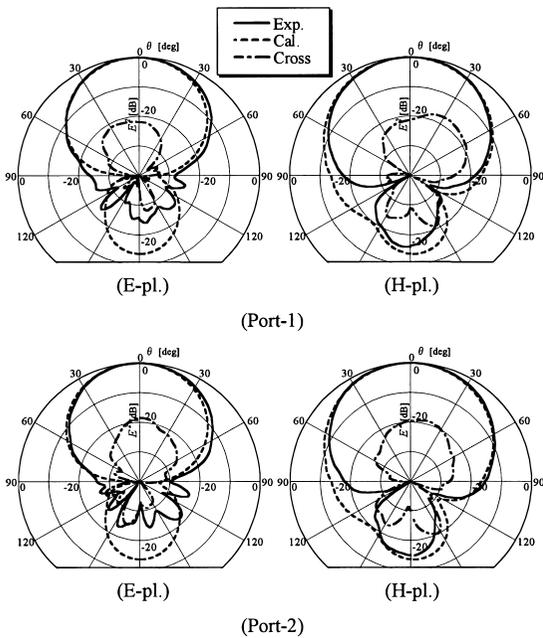


図 4 供試 DP-MSA 素子の放射パターン ($f = 5.01$ GHz)
 Fig. 4 Radiation patterns of a test DP-MSA ($f = 5.01$ GHz).

表 1 供試アンテナの利得
 Table 1 Gain of the test antenna.

	Computed	Measured
Port-1	8.8dBi	8.7dBi
Port-2	8.8dBi	8.6dBi

4. スタック化 DP-MSA 素子とその放射特性

広帯域 DP-MSA 素子の構成法について考察するための基礎として、スタック化 DP-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 スタック化 DP-MSA 素子の基本構造

供試スタック化 DP-MSA 素子の基本構造を図 5 に示す。これは、低損失・低誘電率発泡フォーム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 MSA 素子の上面に密着配置し広帯域化を図ったものである。なお、スタック化にあたっては、前述のように密結合状態の DP-MSA 素子が必要とされるため、励振用ドッグボンスロットのスロット寸法を含め、供試アンテナの各種寸法パラメータを新たに決定することが必要とされる。このため、各種パラメータをシミュレーションにより決定することとした。その結果、下部 MSA 素子の素子寸法としては、 $a_1 = b_1 = 26.2$ mm、上部 MSA 素子のそれらは、 $a_2 = b_2 = 25.6$ mm となり、上下の基板厚さは共通で、 $h_{p1} = h_{p2} = 1.0$ mm と決定された。また、幅 1.0 mm の励振用ドッグボンスロットのスロット寸法は、 $l_{a11} = l_{a21} = 10.0$ mm、 $l_{a12} = l_{a22} = 4.0$ mm と決定された。なお、上下の MSA 用基板の誘電率は共通で $\epsilon_{rp1} = \epsilon_{rp2} = 1.08$ と設定され、給電用マイク

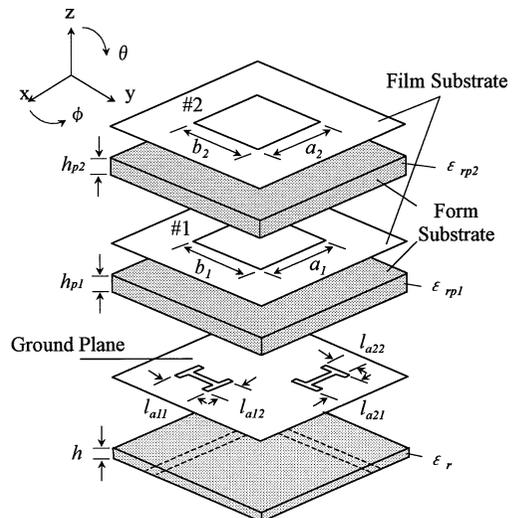


図 5 スタック化 DP-MSA 素子の基本構造
 Fig. 5 Basic configuration of a stacked DP-MSA.

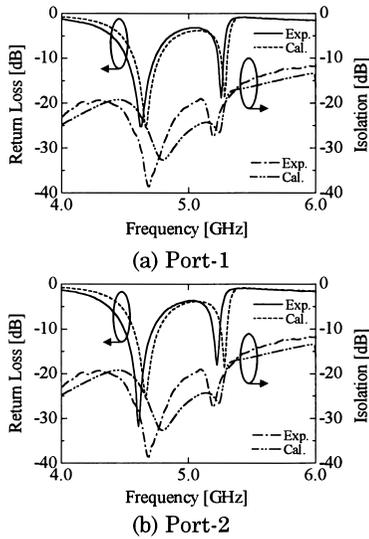


図 6 2 周波共用スタック化 DP-MSA 素子のリターンロス及びアイソレーション特性 ($a_1 = b_1 = 26.2$, $a_2 = b_2 = 25.6$, $l_{a11} = l_{a21} = 10.0$, $l_{a12} = l_{a22} = 4.0$, $h_{p1} = h_{p2} = 1.0$, $h = 0.6$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$, $\epsilon_{rp1} = \epsilon_{rp2} = 1.08$)

Fig. 6 Return-loss and isolation characteristics of a dual-band stacked DP-MSA ($a_1 = b_1 = 26.2$, $a_2 = b_2 = 25.6$, $l_{a11} = l_{a21} = 10.0$, $l_{a12} = l_{a22} = 4.0$, $h_{p1} = h_{p2} = 1.0$, $h = 0.6$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$, $\epsilon_{rp1} = \epsilon_{rp2} = 1.08$).

ロストリップ線路の特性インピーダンスは 50Ω であり、他の構造パラメータは図 1 に示したものと同一手法に設定されている。

4.2 2 周波共用 DP-MSA 素子の特性

このようにして構成された供試スタック化 DP-MSA 素子の各ポートにおけるリターンロス特性とポート間アイソレーション特性を実測し、図 6 の結果を得た。図のように、2 周波共用特性が実現され、しかも、各ポートにおいて低域及び高域共振周波数ともに、 -20 dB 前後の良好なリターンロス特性が実現され、かつ、 $-21 \sim -30$ dB 程度のアイソレーション特性も実現された。また、シミュレーション値は、実測値の傾向を良くとらえている。更に、各共振周波数及び各ポートにおける放射パターンを実測し、図 7 の結果を得た。図に示すように、放射パターンは、各ポート、各測定面及び各共振周波数において良好な特性を示した。また、シミュレーション値は、実測値の傾向を良くとらえている。なお、パターンに見られる若干の非対称性は、非対称な位置にオフセットされた励振

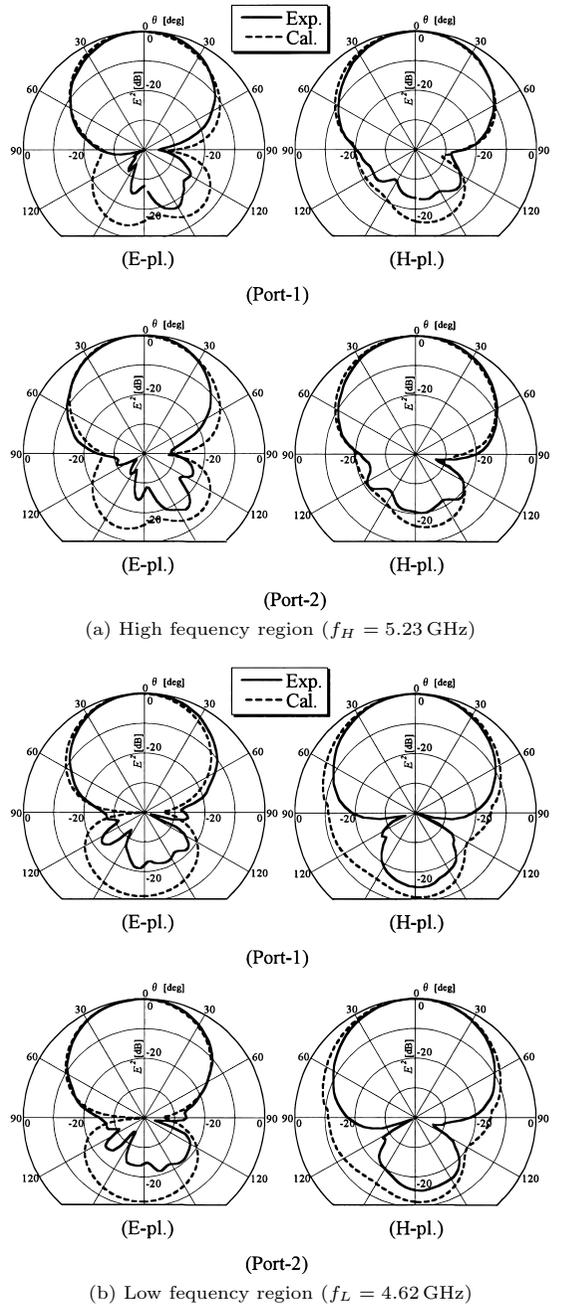


図 7 2 周波共用スタック化 DP-MSA 素子の放射パターン
Fig.7 Radiation patterns of a dual-band stacked DP-MSA.

用スロットの設定位置に起因する電流分布の非対称性によるものと考えている。また、ポアサイト方向における交差偏波レベルは、低域共振周波数においては、

各ポートともほぼ -25 dB 以下であり、高域共振周波数においては、各ポートともに -18 dB 以下となり、ほぼ良好な値とみなしうる特性が得られた。なお、高域共振周波数における交差偏波レベルのよりいっそうの抑制法についての検討は今後の課題と考えている。また、供試アンテナの低域共振周波数における利得の実測値は各ポートともに 9.1 dB_i 程度であり、高域共振周波数におけるそれらは 9.4 dB_i 程度の値であった。これらのことより、この種のアンテナ系が 2 周波共用特性を示す偏波共用平面アンテナとして有用な一形式になりうるものと考えられる。

4.3 DP-MSA 素子の広帯域化

非励振 MSA 素子と励振用 DP-MSA 素子の素子寸法、上下の素子間隔などを適切に選定すると、広帯域特性を示すスタック化 DP-MSA 素子の実現が期待される。そこで、ドッグボーンスロット単体により励振される通常のスタック化 MSA 素子についての検討結果を参考にし、かつ、シミュレーションにより広帯域特性を示すスタック化 DP-MSA 素子の寸法諸元を求め、リターンロス特性、アイソレーション特性とともにそれらの結果の一例を図 8 に示した。なお、他の寸法諸元は図 1 のものと同一に設定されている。図 8 はシミュレーション値であり、 $VSWR \leq 2.0$ 以内の帯域幅として、20% 程度の値が得られた。また、供試

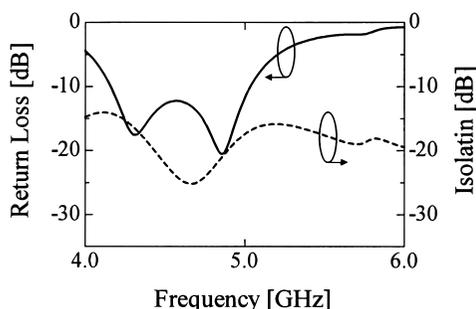


図 8 広帯域スタック化 DP-MSA 素子のリターンロス及びアイソレーション特性の一例 ($a_1 = b_1 = 24.9$, $a_2 = b_2 = 22.0$, $l_{a11} = l_{a21} = 10.5$, $l_{a12} = l_{a22} = 8.0$, $l_{s1} = l_{s2} = 2.5$, $h_{p1} = 3.0$, $h_{p2} = 2.0$, $h = 0.6$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$, $\epsilon_{rp1} = \epsilon_{rp2} = 1.08$)

Fig. 8 Typical return-loss and isolation characteristics of a broadband stacked DP-MSA ($a_1 = b_1 = 24.9$, $a_2 = b_2 = 22.0$, $l_{a11} = l_{a21} = 10.5$, $l_{a12} = l_{a22} = 8.0$, $l_{s1} = l_{s2} = 2.5$, $h_{p1} = 3.0$, $h_{p2} = 2.0$, $h = 0.6$, unit:[mm], $\epsilon_r = 2.6$, $\epsilon_{rp1} = \epsilon_{rp2} = 1.08$).

アンテナにおいて、アイソレーション特性の最善値は -25 dB であり、 $VSWR \leq 2.0$ の帯域内におけるアイソレーションの最悪値は -14 dB であった。なお、構成は異なるが、C-バンドにおいてスタック化により広帯域化を図ったアンテナ系 [17] の例によると、アイソレーション -20 dB 以下の帯域として、26% の値が確保されている。したがって、本供試アンテナにおいても、より最適な構造パラメータの選定がなされれば、よりいっそうの広帯域化が期待される。なお、アイソレーション特性のよりいっそうの性能向上法については今後の課題である。これらのことより、本供試スタック化 DP-MSA 素子は、広帯域な偏波共用平面アンテナとして有用な一形式になりうるものと考えられる。

5. む す び

本論文では、電磁結合用スロットとして、ドッグボーンスロットを用いる偏波共用平面アンテナに着目し、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 2 周波共用化を含む広帯域化の手法について検討を加えた。すなわち (1) DP-MSA 素子のリターンロス特性、アイソレーション特性、指向特性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資料を得るとともに、この種のアンテナ系においては、 -30 dB 程度のアイソレーション特性が実現されることを明らかにした (2) この DP-MSA 素子の上面に低誘電率・低損失発泡フォーム基板により構成される、非励振 MSA 素子を密着装荷する構造の広帯域偏波共用平面アンテナの構成法について、シミュレーション・実験両面より検討を加え、この種のアンテナ系が広帯域な周波数領域にわたって、良好な偏波共用特性を示すことを明らかにした。更に (3) 2 周波共用特性を含め、広帯域特性を示すスタック化 DP-MSA 素子のリターンロス特性、アイソレーション特性、指向特性などの特性をシミュレーションにより求め、実測値と比較・検討したところ、これらのシミュレーション値は、実測値と設計上有意な範囲で良く一致することが確認された。これらのことより、本供試アンテナが偏波共用平面アンテナとして有用な一形式になりうることを明らかにされた。

文 献

[1] Proceedings of the 16th ESA Workshop on Dual polarization antenna, ESTEC, Noordwijk, The

Netherlands, June 1993.

[2] F. Rostan and W. Wiesbeck, "Design consideration for dual polarized aperture-coupled microstrip patch antennas," Digest of IEEE APS-95, pp.2086-2089, June 1995.

[3] M. Stotz, G. Gottward, H. Haspeklo, and J. Wenger, "Planar single- and dual-polarized aperture coupled E-band antennas on GaAs using SiNx-membranes," Digest of IEEE APS-96, pp.1540-1543, June 1996.

[4] M.E. Bialkowski and H.J. Song, "Dual linearly polarized reflectarray using aperture coupled microstrip paths," Digest of IEEE APS-01, pp.486-489, July 2001.

[5] C.H. Tsao, Y.M. Hwang, F. Kilburg, and F. Dietrich, "Aperture-coupled patch antennas with wide-bandwidth and dual-polarization capabilities," Digest of IEEE APS-88, pp.936-939, June 1988.

[6] M. Yamazaki, E.T. Rahardjyo, and M. Haneishi, "Construction of a slot-coupled planar antenna for dual polarization," Electron. Lett., vol.30, no.22, pp.1814-1815, Oct. 1994.

[7] M. Sawamura, M. Tabata, and M. Haneishi, "Radiation properties of ring microstrip antenna fed by symmetrical cross slot," Digest of IEEE APS-95, pp.2074-2077, June 1995.

[8] M. Edimo, A. Sharaiha, and C. Terret, "Optimised feeding of dual polarized broadband aperture-coupled printed antenna," Electron. Lett., vol.28, no.19, pp.1785-1787, Sept. 1992.

[9] K. Hettak, G.Y. Delisle, and M.G. Stubbs, "A novel variation of dual polarized CPW fed patch antenna for broadband wireless communications," Digest of IEEE APS-2000, pp.286-289, July 2000.

[10] D.M. Pozar and S.D. Targonski, "Improved coupling for aperture-coupled microstrip antennas," Electron. Lett., vol.27, no.13, pp.1129-1131, June 1991.

[11] 澤村政俊, 中沢 淳, 山崎正樹, 羽石 操, "ドッグボーンスロットにより励振される広帯域マイクロストリップアンテナの放射特性," 1995 信学ソ大, no.B-55, Sept. 1995.

[12] IE3D User's manual (release 6), Zeland Software, Inc., 1999.

[13] S.C. Gao, L.W. Li, P. Gardner, and P.S. Hall, "Dual-polarised wideband microstrip antenna," Electron. Lett., vol.37, no.18, pp.1106-1107, Aug. 2001.

[14] H. Mishima and T. Taga, "Mobile antennas and duplexer for 800MHz band mobile telephone system," Digest of IEEE APS-80, pp.508-511, June 1980.

[15] J.R. James and P.S. Hall, Handbook of microstrip antennas, pp.311-330, Peter Peregrinus Ltd., 1989.

[16] P.L. Sullivan and D.H. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp.977-984, Aug. 1986.

[17] S.B. Chakrabarty, F. Klefenz, and A. Dreher, "Dual polarized wide-band stacked microstrip antenna with

aperture coupling for SAR applications," Digest of IEEE APS-2000, pp.2216-2219, July 2000.

付 録

励振用ドッグボーンスロットと方形スロットの比較
 スロット幅 1 mm の励振用方形スロットとドッグボーンスロット (l_{a12} は 4.0 mm に設定) の横方向スロット寸法 l_{a11} を $l_{a11} = 10$ mm に固定し, 各スロットのインピーダンス特性を求めた結果を図 A・1(a), (b) に示す. この際, 各スロットのオフセット位置は, 図 1 と同一オフセット位置 ($l_{x1}=9.7$ mm, $l_{y1} = 4.0$ mm) に設定されており, かつ, 基準点は各励振用スロットのスロット中央部直下の位置に設定されている. また, 他の諸寸法も図 1 と同様に設定されている.

図のように, 同一の横方向スロット寸法に対し, 方形スロットの場合は粗結合 (under coupling) となるが, ドッグボーンスロットの場合は密結合 (over coupling) となっている. また, 方形スロットによりドッグボーンスロットの場合と同様に密結合を実現させるためには, 図 A・1(c) に示すように, $l_{a11}=14$ mm 程度の長い横方向スロット寸法が必要とされる.

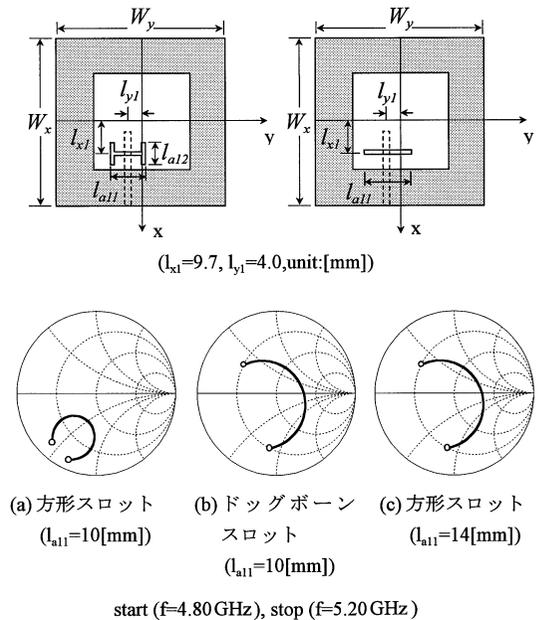


図 A・1 励振用スロットのスロット長とインピーダンス軌跡
 Fig. A-1 Relations between slot-length and impedance trace.

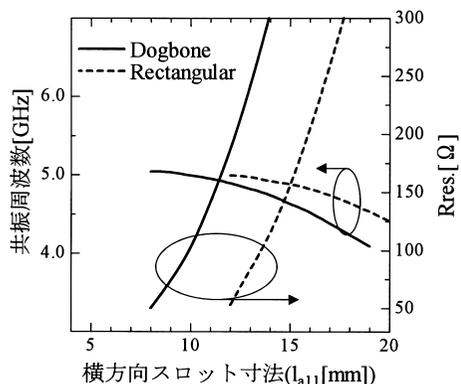


図 A・2 励振用スロット長と共振周波数及び共振時の抵抗成分 (R_{res}) との関係

Fig. A-2 Resonant frequency and resonant resistance (R_{res}) versus slot-length.

次いで、励振用方形スロットとドッグボーンスロット (l_{a12} は 4.0 mm に固定) の横方向スロット寸法 l_{a11} と共振周波数及び共振時の抵抗分 R_{res} (スミス図の実軸上の値) との関係を求め、図 A・2 の結果を得た。ここに、共振周波数としては実軸を切る周波数を用いている。図のように、整合点 ($R_{res} = 50\Omega$) に対応する横方向スロット寸法は、ドッグボーンスロットの場合には $l_{a11} = 8.0$ mm, 方形スロットの場合には $l_{a11} = 12.0$ mm となった。すなわち、ドッグボーンスロットを励振用スロットとして用いれば、短い横方向スロット寸法により、密結合及び臨界結合 (critical coupling) を実現させることができる。

(平成 13 年 11 月 15 日受付, 14 年 1 月 16 日再受付)

矢作 潤一 (正員)



平 12 埼玉大・工・電気電子卒。同年同大大学院修士課程入学。在学中、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。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。工博。昭 52 本会学術奨励賞受賞。

今野 恵

平 10 埼玉大・工・電気電子卒。平 12 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。