

研究速報

直線偏波共用平面アンテナに関する一考察

正員 松井 章典<sup>†</sup> 正員 羽石 操<sup>†</sup>

A Consideration on Linearly Dual-Polarized Planar Antenna  
Akinori MATSUI<sup>†</sup> and Misao HANEISHI<sup>†</sup>, Members

<sup>†</sup> 埼玉大学工学部電気電子工学科, 浦和市  
Faculty of Engineering, Saitama University, Urawa-shi, 338 Japan

あらまし 本論文では、スロット結合方形マイクロストリップアンテナを用いる偏波共用平面アンテナに着目し、その基本構成法と基本特性につき考察を加え、その設計基礎資料を得た。

キーワード アンテナ, 平面アンテナ, 直線偏波共用, 電磁結合形

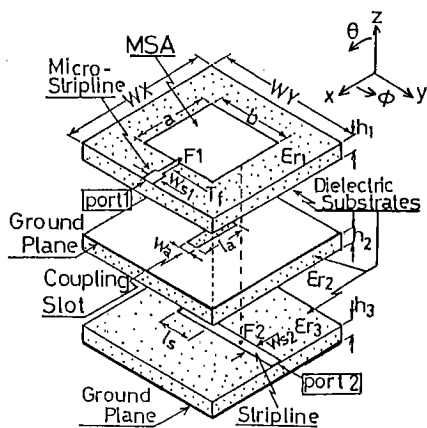
1. まえがき

移動通信および衛星通信システム等の発展に伴い、最近、偏波共用平面アンテナが着目されつつある。このような動向を反映し、同軸給電方式のマイクロ

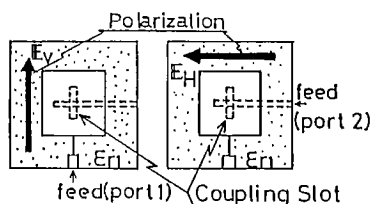
ストリップアンテナ (以降, MSA) や、共平面給電方式の MSA 素子を用いる直線偏波共用平面アンテナが報告されている<sup>(1)-(4)</sup>。一方、単一放射素子にスロット結合形給電方式と共平面形給電方式を併用するアンテナ系において、2 周波共用アンテナを実現した研究例はあるが<sup>(5)</sup>、偏波共用アンテナに関する例は報告されていない。そこで、本論文では、図 1 に示す偏波共用 MSA (Dual-Polarized MSA: 以後, DP-MSA) に着目し、この DP-MSA 素子と、この DP-MSA 素子よりなる偏波共用平面アレーの基本特性等につき考察を加え、その設計基礎資料を得たのでここに述べる。

2. 素子アンテナの構成法および放射特性

本供試 DP-MSA の基本構造とその座標系を図 1(a) に示す。本供試アンテナは、放射素子部 (基板厚さ  $h_1$ , 比誘電率  $\epsilon_{r1}$ )、結合用スロット部、および給電線路部 (基板厚さ  $h_2, h_3$ , 比誘電率  $\epsilon_{r2}, \epsilon_{r3}$ ) からなる。ここに放射素子部は、マイクロストリップ線路により直結給電される共平面方形 MSA 素子と、トリプレート線路の地導体に装荷されたスロットを介して、電磁結合的に給電されるスロット給電方形 MSA 素子 (Triplate-type Slot-coupled MSA: 以後, TS-MSA) よりなる。これら各素子アンテナにおける偏波面の様相を、図 1(b) に示す。すなわち、port-1 より給電すると垂直偏波となり、port-2 より給電すると水平偏波となり、これらのアンテナ系を組み合わせることによって、偏波共用アンテナが構成可能となる。本供試偏波共用アンテナ素子の放射パターンを実測したところ、MSA 素子のパターンは、TS-MSA 素子のそれとほぼ等価な特性を呈した<sup>(6)</sup>。また、放射系と給電系の整合は、MSA 素子については、給電点 F1 より入力インピーダンスを実測し、この実測値を用い設計周波数 ( $f_0=5.7\text{GHz}$ ) において 4 分の 1 波長変成器  $T_r$  を設計し、主給電線路との整合をとった。TS-MSA 素子については結合用スロットの設計パラメータ ( $wa, la, ls$ ) を適切に設定することにより整合をとった。すなわち、本供試アンテナ ( $h_1/\lambda_0=0.023, h_2/\lambda_0=h_3/\lambda_0=0.011, \epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=\epsilon_{r3}=2.55, wa=0.094b, ls=0.25\lambda g; \lambda g=\lambda_0/\sqrt{\epsilon_{r1}}$ ) については、スロット長  $la$  と VSWR の関係を実測し、その最適値である  $la$  の値 ( $la=0.29\lambda g$ ) を用いて整合をとった。図 2 には、整合時の入力インピーダンス特性の一例を示した。設計周波数およびその近傍の周波数領域において、MSA 素子、TS-MSA 素子ともに良好な特性を示した。なお、TS-MSA 素子の利



(a) Coordinate system

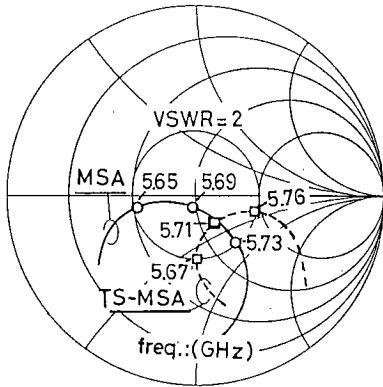


(b-1) MSA (b-2) Slot-coupled MSA

(b) Polarization of test antenna

図 1 偏波共用 MSA の基本構造

Fig. 1 Basic configuration of dual-polarized MSA.



$$\left[ \begin{array}{l} f_0 = 5.70(\text{GHz}), a = 0.47\lambda_g, b/a = 0.82 \\ wa = 0.094b, la = 0.29\lambda_g, ls = 0.25\lambda_g \\ \epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 2.55, \lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r1}} \\ h1/\lambda_0 = 0.023, h2/\lambda_0 = h3/\lambda_0 = 0.011 \end{array} \right]$$

図2 入力インピーダンス特性の一例

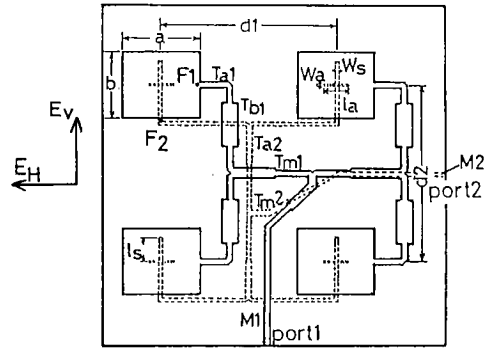
Fig.2 Typical characteristics of input impedance.

得は、MSA素子のそれより0.5 dB程度低下する傾向にあった。また、この種のアンテナ系で重要となる給電点 port-1, port-2 間のアイソレーション特性は、本供試アンテナ(無負荷  $Q$  値約 40)においては、最悪値で -28 dB 程度の値が得られ、本供試アンテナが、偏波共用平面アレーの素子アンテナとして有用な一方式となり得ることが確認された。

### 3. 直線偏波共用平面アレー

本 DP-MSA 方式は、各偏波に対する給電系を重層的に構成することができるため、多素子化に際し給電系の構成が極めて容易となり、設計性に優れるといった利点を有している。この種の多素子平面アレーの基本構成要素となる 4 素子サブアレーユニット (Subarray Unit; 以後, SAU) の基本構成を図 3 に示す。本アンテナにおいては、port-1 より水平偏波成分 ( $E_H$ ) が給電され、インピーダンス整合については、給電点 F1 において各アンテナ素子の入力インピーダンスを実測し、設計中心周波数 ( $f_0 = 5.7\text{GHz}$ ) において、このアンテナの入力インピーダンスと主給電線路が整合するように、4 分の 1 波長変成器  $T_{a1}, T_{b1}, T_{m1}$  を設計した。また、port-2 より、垂直偏波成分 ( $E_V$ ) が給電され、port-1 と同様に基準点 F2 においてアンテナ側の入力インピーダンスを実測し、この入力インピーダンスと主給電線路の整合がとれるように、4 分の 1 波長変成器  $T_{a2}, T_{m2}$  の設計を行った。

本供試 SAU の振幅分布・位相分布については、給電回路の構成上の容易さに着目し、等位相・等振幅にな



$$\left[ \begin{array}{l} d1 = d2 = 0.68\lambda_0 \\ Wa: \text{slot width}, la: \text{slot length} \\ Ws: \text{triplate line width} \\ ls: \text{offset length} \\ Ta1, Tb1, Ta2, Tm1, Tm2: \text{transformer} \end{array} \right]$$

図3 直線偏波共用サブアレーユニット (2x2)

Fig.3 Linearly dual-polarized subarray unit (2x2).

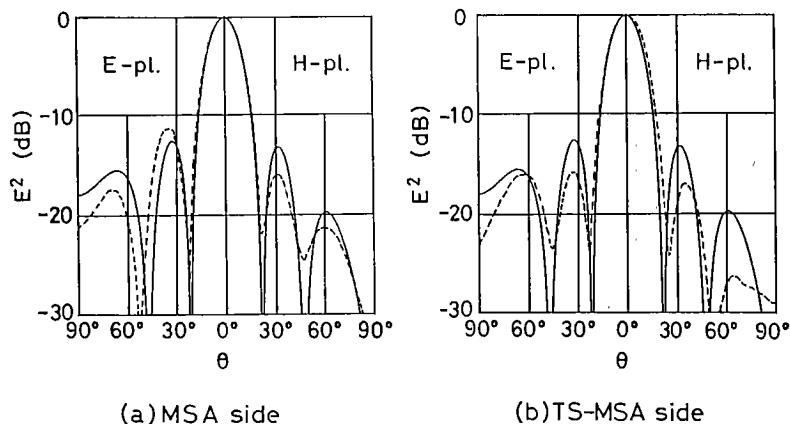
るように設定した。多素子平面アレーは、この SAU を所望の数だけ対称配列することにより容易に実現可能である。

この種の多素子平面アレーの設計基礎資料を得るため、通常のテフロンガラスファイバ基板 ( $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$ ,  $\sigma = 5.8 \times 10^{-7} \text{s/m}$ ) を用い、SAU 4 面よりなる 16 素子面アレーを試作した。同一共振周波数 ( $f_0 = 5.70\text{GHz}$ ) を有するよう設計された MSA および TS-MSA 素子のパターンを実測し、図 4 の結果を得た。

MSA 素子 (port-1)、TS-MSA 素子 (port-2) とともに主ビームについては良好な特性を呈し、 $\text{VSWR} \leq 2$  の帯域内では、パターンの顕著な劣化は認められなかった。また、供試アレーの VSWR 特性は、MSA 素子、TS-MSA 素子とともに  $\text{VSWR} \leq 2$  の帯域として 2.0% の値が得られた。port-1 および port-2 間のアイソレーション特性は、共振周波数およびその近傍の周波数領域において、素子単体の場合とほぼ等価な -26 dB 程度の値となり、交差偏波成分については、E 面 H 面ともに最悪値で -20 dB 程度の値を得た。これらのことから本供試アンテナは、偏波共用アレーとして有用な方式となり得ることが明らかとなった。

### 4. むすび

スロット結合形方形マイクロストリップアンテナを用いる、偏波共用形平面アンテナの構成法とその放射特性につき検討を加え、この種のアンテナ系が、直線偏波共用アンテナとして有用な一形式となり得ること



(—): cal., (---): exp.  
 $f_0 = 5.70$  (GHz),  $a = 0.47\lambda_0$ ,  $b/a = 0.82$ ,  $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r1}}$   
 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = 2.55$ ,  $h1/\lambda_0 = 0.023$ ,  $h2/\lambda_0 = h3/\lambda_0 = 0.011$   
 $M1: 100(\Omega)$ ,  $M2: 50(\Omega)$ ,  $Ta1: 94(\Omega)$ ,  $Tb1: 50(\Omega)$ ,  $Tm1: 71(\Omega)$   
 $Ta2: 35(\Omega)$ ,  $Tm2: 35(\Omega)$

図 4 16 素子偏波共用平面アレー(4×4)の放射パターン  
 Fig. 4 Radiation patterns of 16 elements dual-polarized planar array(4×4).

を明らかにした。なお、今後の課題として、素子アンテナの最適設計法、素子間相互結合量、および多素子化に際しては、MSAの給電回路に起因する放射パターン、放射効率およびアイソレーション特性の周波数特性等に関する、より厳密な検討が必要とされる。

**謝辞** 本研究において、実験等で御協力頂いた本学斉藤作義技官、ならびに本学卒業生小谷俊雄君に深甚なる謝意を表します。

文 献

(1) Hanfling J. D., Schuss J. J. and Morrow R. E.: "A dual polarized patch radiator for phased arrays", IEEE/APS-89, pp.1216-1219 (June 1989).  
 (2) Smith D. and Jefferson R. L.: "Dual polarized micros-

trip antenna design for a polarization shift keying microwave transponder", 19th European Microwave Conf. Proc., pp.149-154 (Sept. 1989).

(3) James J. R. and Hall. P. S.: "Handbook of microstrip antennas", Peter Peregrinus Ltd. (1989).  
 (4) Toit L. and Cloete J.: "Dual polarized linear microstrip patch array", IEEE/APS-87, pp.810-813 (June 1987).  
 (5) 岩崎久雄, 鳴原 亮, 安川交二: "マイクロストリップアンテナ", 公開特許公報 平1-208003.  
 (6) Matsui A., Otani T., Haneishi M. and Hasegawa T.: "Radiation properties of dual-polarized planar antenna", Proc. 3rd Asia-Pacific Microwave Conf., pp.473-478 (Sept. 1990).

(平成3年12月20日受付, 4年3月2日再受付)