

研究速報

リングマイクロストリップアンテナを素子とするラジアルラインアレーアンテナ

渡辺 一宏[†](学生員) 羽石 操[†](正員)
木村 雄一[†](正員) 中野 和男[†](学生員)

Radial-Line Array Antenna Composed of Ring Microstrip Antennas

Kazuhiro WATANABE[†], Student Member, Misao HANEISHI[†],
Yuichi KIMURA[†], Regular Members, and
Kazuo NAKANO[†], Student Member

[†] 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

あらまし ラジアル導波路と中央部給電型リングマイクロストリップアンテナ(R-MSA)を素子アンテナとして用いるラジアルラインアレーアンテナの構成法と放射特性について検討を加えた。すなわち、非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA 素子とこれを素子とするアレーアンテナが良好な特性を示すことを明らかにした。

キーワード ラジアル導波路, 中央部給電型リングマイクロストリップアンテナ, シミュレータ(モーメント法, FDTD 法), 広帯域

1. ま え が き

低損失で、しかも構造の簡単なラジアル導波路を給電系に用いる平面アンテナは、高効率なアンテナ系を実現可能とするため、これまでに種々の研究が成されてきた [1]~[5]。

本論文では、給電系としてラジアル導波路を用い、放射系として素子中央部から給電可能な中央部給電型リングマイクロストリップアンテナ(以後、R-MSA とする)を用いるラジアルラインアレーアンテナ(以後、RL-MSAA とする)に着目し、その構成法と放射特性について検討を加えた。

すなわち(1)素子中央部から給電可能な直線偏波用 R-MSA [5]に着目し、その基本特性について検討を加えたところ、この種のアンテナ系については、給電用アームの開き角 α を調整することにより、素子の入力インピーダンスが制御可能であることが明らかにされた。また、この R-MSA 素子に円形の非励振素子を装荷する R-MSA 素子についても検討を加え、このアンテナ系を構成する際に必須となる設計基礎資料を得た。次いで(2)広帯域特性を示す上記の非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA を放射素子とする RL-MSAA の

特性について検討を加え、この RL-MSAA が広帯域特性を示すことを明らかにした。なお、R-MSA 素子単体のシミュレーションについては、解析に要する計算時間を考慮に入れ、モーメント法に依拠する電磁界シミュレータ IE3D [6]を用い、アレーアンテナ、すなわち、RL-MSAA の解析については、FDTD 法に依拠する Fidelity [6]を用いた。また、各種測定は主として、SHF 帯においてなされた。

2. 素子アンテナとその特性

中央部給電型 R-MSA の基本構成を図 1 に示す。なお、このようなアーム型の給電構造とは異なり、セミリジッドケーブル等を用いて素子の内径端部より直結給電される通常の R-MSA 素子の場合には、その入力インピーダンスは高インピーダンス特性を示し、50 Ω 系の給電系との整合が容易ではない。一方、供試中央部給電型 R-MSA 素子の場合には、給電アームの開き角 α を制御することにより入力インピーダンスの調整が可能であるため、直線偏波用素子 [5] 及び円偏波用素子 [7] とともに所望の入力インピーダンスの設定が容易である。このことを検証するため、図 1 に示す中央部給電型 R-MSA 素子に着目し、そのアームの開き角 α を変数にとり、給電点 F を基準点として設定した場合について、素子のインピーダンス軌跡を求め図 2 の結果を得た。すなわち、アームの開き角 α を 145° 近傍の値に設定すれば整合可能であり、 α を制御することにより素子の入力インピーダンスの調整が可能であることが明らかにされた。次いで、アームの開き角 α とスミス図の実軸上の抵抗値 R_{real} との関係を求め図 3 の結果を得た。なお、スミス図の実軸上の抵抗値 R_{real} に対応する位置としては、一般に 2 箇所存在するが、ここでは、スミス図の整合点に近い方の実軸上の値を R_{real} として用いた。これにより、アームの開き角 α を 120° 以下に設定すれば、 R_{real} は 15 ~ 20 Ω 前後

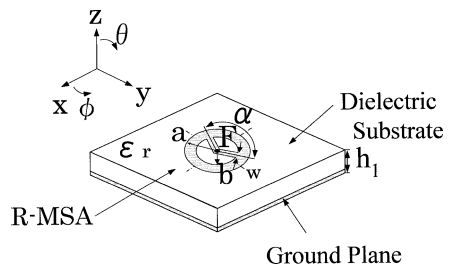


図 1 中央部給電型 R-MSA の基本構成
Fig. 1 Basic configuration of center-fed R-MSA.

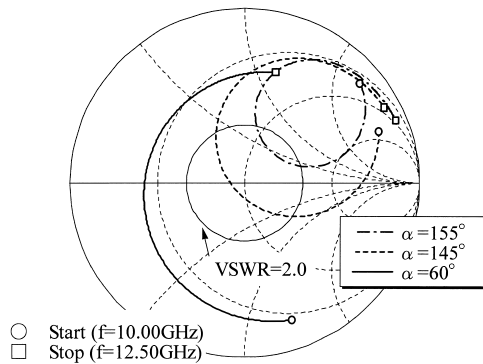


図2 R-MSA 素子単体のインピーダンス特性
Fig. 2 Impedance characteristics of R-MSA element. ($a = 3.6$, $b = 2.9$, $w = 0.6$, $h_1 = 1.2$, unit: [mm], $\epsilon_r = 2.6$).

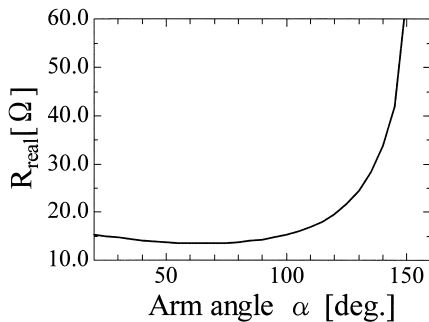


図3 アームの開き角 α と R-MSA の抵抗分 R_{real} との関係
Fig. 3 Relation between arm-angle α and resistance R_{real} of R-MSA element. ($a = 3.6$, $b = 2.9$, $w = 0.6$, $h_1 = 1.2$, unit: [mm], $\epsilon_r = 2.6$).

のほぼ一定値をとることが明らかにされた。すなわち、このことは α を 120° 以下の角度領域に設定すれば、そのインピーダンス軌跡が図2に示す $\alpha = 60^\circ$ の場合とほぼ等価な特性を示すことを示唆している。

一方、後述する本供試 RL-MSAA の帯域制限の要素としては、主として以下の要因が考えられる。すなわち、R-MSA 素子自身の帯域、終端短絡型ラジアル導波路の長線路効果による帯域、R-MSA を励振するための給電用ピンに起因する帯域、及び主給電コネクタの給電用ピンに起因する帯域等が考えられる。そこで、本研究においては、R-MSA 素子自身の帯域を広帯域化すると、供試アレーのような小開口 RL-MSAA において、どの程度の広帯域化が達成されるのかといった点に着目し、中央部給電型 R-MSA 素子に円形

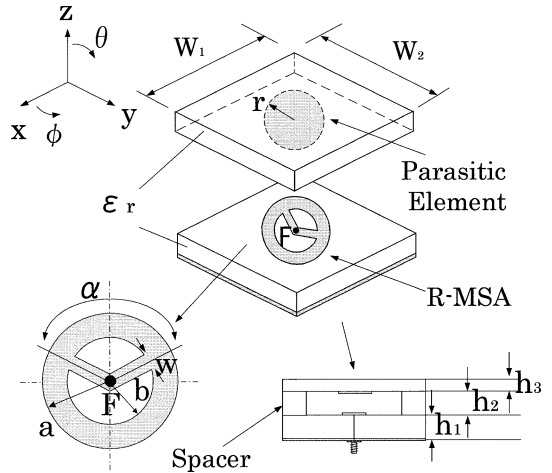


図4 非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA の基本構成
Fig. 4 Basic configuration of a center-fed R-MSA with a parasitic element ($a = 3.6$, $b = 2.9$, $w = 0.6$, $h_1 = h_2 = 1.2$, $h_3 = 0.6$, $W_1 = W_2 = 30$, $r = 4.2$, unit: [mm], $\alpha = 60^\circ$, $\epsilon_r = 2.6$).

非励振素子をスタック化するアンテナ系の広帯域化についても検討を加えた。

一方、非励振素子を用いて広帯域化を達成させる場合には、励振用放射素子と給電系との間の結合度を強く設定すること、すなわち、密結合状態に設定することが要求される [8] ~ [10]。なお、密結合とは図2の実線及び点線に示すように、インピーダンス軌跡の内部領域に整合点 (スミス図の中央部) を含む場合に対応している。本供試中央部給電型 R-MSA 素子については、図2、図3の結果よりアームの開き角 α を 145° 以下の値に設定すれば、密結合状態に設定できることが明らかにされた。そこで、密結合状態にある中央部給電型 R-MSA 素子 ($a = 3.6$ mm, $b = 2.9$ mm, $w = 0.6$ mm) の上面に非励振素子をスタック化する図4に示すモデルを構築し、そのアームの開き角 α を変数にとり、円形非励振素子の素子半径 r と帯域幅 ($\text{VSWR} \leq 2.0$) の関係性を求め図5の結果を得た。ここでは、空気層の厚さを $h_2 = 1.2$ mm と設定した。シミュレーション結果を見ると、 α が 80° から 100° の角度領域においては、25%程度の比帯域を実現させるために、素子半径の大きい円形非励振素子が必要とされることが明らかにされた。このように非励振素子の素子半径 r が大きくなると、素子アンテナとしての素子寸法が大きくなり、R-MSA の特色の一つであ

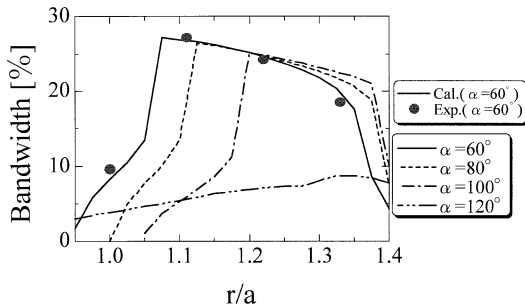


図 5 非励振素子の素子サイズと帯域幅の関係

Fig. 5 Relation between bandwidth and parasitic element size ($a = 3.6$, $b = 2.9$, $w = 0.6$, $h_1 = h_2 = 1.2$, $h_3 = 0.6$, unit: [mm], $\epsilon_r = 2.6$).

る小形化という特長が損なわれるので、本研究では $\alpha = 60^\circ$ と設定した。なお、 α の値としては、 60° 以下の値を用いることも考えられるが、一般に α が小さくなると素子の製作精度が劣化するので、製作上の容易さより $\alpha = 60^\circ$ と決定した。この $\alpha = 60^\circ$ の R-MSA 素子を用いると、図 5 に示すように、非励振素子の素子半径比 r/a を 1.1 から 1.2 程度の値に設定すれば、比帯域で 25% 程度の広帯域化が達成されることが明らかにされた。また、シミュレーション値は、設計上有意義な範囲で実測値とよい一致をみた。これらの結果を考慮に入れ、非励振素子の素子半径 r を $r = 4.2$ mm ($r/a = 1.17$) に設定した R-MSA 素子を試作し、そのリターンロス特性と利得特性を求め図 6 の結果を得た。図のようにシミュレーション値は実測値とよい一致をみ、しかも、設計周波数 $f_0 = 11.85$ GHz を含む周波数領域において、25% 程度の広帯域化が達成された。これらのことより、非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA は、MSA 素子を用いる通常のスタック化電磁結合型 MSA [9] 及びスタック化ブロープ給電型 MSA [10] とともに、広帯域な平面アンテナとして、有用な一形式になり得るものと考えられる。なお、図 4 に示す供試 R-MSA の E 面 (xz 面) 及び H 面 (yz 面) 指向性はともに良好な特性を示した。また、供試 R-MSA の利得については図 6 に示すように、11.0 ~ 12.8 GHz の帯域にわたり、 8.2 ± 0.4 dBi 程度の値が得られた。また、利得の実測値はシミュレーション値と設計上有意義な範囲でよい一致をみた。なお、供試基板としては、本実験では 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]) を用いた。

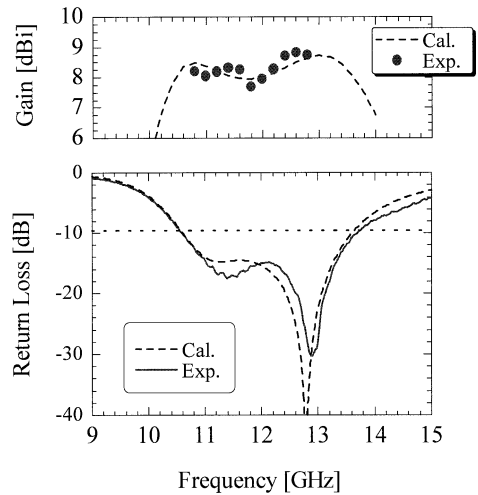


図 6 R-MSA のリターンロス及び利得特性

Fig. 6 Return-loss and gain characteristics of a center-fed R-MSA with parasitic element ($a = 3.6$, $b = 2.9$, $w = 0.6$, $h_1 = h_2 = 1.2$, $h_3 = 0.6$, $r = 4.2$, unit: [mm], $\alpha = 60^\circ$, $\epsilon_r = 2.6$).

3. RL-MSAA の特性

本章では、広帯域特性を示す図 4 の非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA 素子を放射素子とする RL-MSAA の基本構成とその放射特性について述べる。

3.1 RL-MSAA の基本構成

供試 RL-MSAA の基本構成図を図 7 に示す。本アンテナは、終端短絡型ラジアル導波路 (高さ H , 内半径 D) と素子の給電点 F が同心円状に配列可能な非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA 素子よりなる。ここに、円形非励振素子 (基板厚さ $h_3 = 0.6$ mm) は、空気層 ($h_2 = 1.2$ mm) を介して励振用の中央部給電型 R-MSA 素子 (基板厚さ $h_1 = 1.2$ mm) の上面に共軸状に配置されている。なお、導波路は、その中央部より同軸コネクタ (OSM 型) により給電される。また、この給電電力は給電ピンを介して R-MSA 素子を励振しつつ導波路終端の短絡部へと伝搬していく。

なお、周方向の素子数を N とすれば、周方向の素子間隔 S_ϕ と径方向の素子間隔 S_ρ との間には、 $S_\phi = (2\pi S_\rho / N)$ の関係が成立するので、この関係式より、本供試アンテナにおいては、 $N = 6$, $S_\rho = 0.75\lambda_0$, $S_\phi = 0.79\lambda_0$ (λ_0 は設計中心周波数 $f_0 = 11.85$ GHz における自由空間波長) と設定した。また、図 1 のように、給電点 F が素子中央部に設定可能な中央部給電型 R-MSA を素子アンテナとして用いれば、円

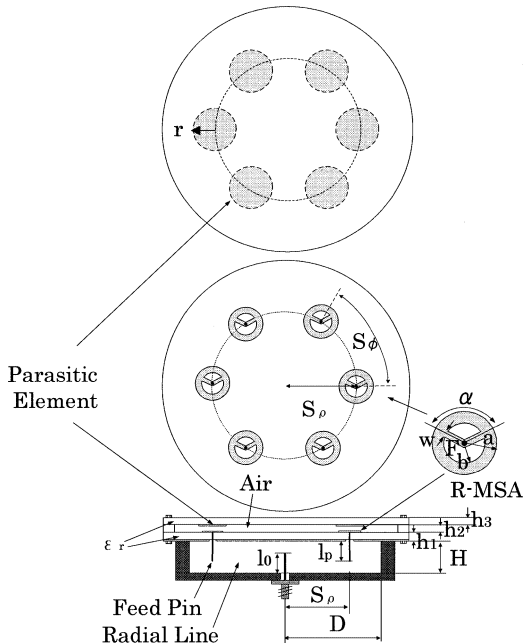


図7 中央部給電型 R-MSA を用いる RL-MSAA の基本構成

Fig. 7 Basic configuration of an RL-MSAA using center-fed R-MSAs with a parasitic element ($H = 7.5$, $D = \lambda_0$, $h_1 = h_2 = 1.2$, $h_3 = 0.6$, $l_p = 5.5$, $l_0 = 5.5$, $a = 3.6$, $b = 2.9$, $r = 4.2$, $w = 0.6$, unit: [mm], $N = 6$, $S_\rho = 0.75\lambda_0$, $S_\phi = 0.79\lambda_0$, $\varepsilon_r = 2.6$).

環状に配列される R-MSA 素子列の径方向配列数が 2 列, 3 列, ... と増加しても, 径方向の素子間隔を均一に設定することができる. また, 給電ピン (ピン直径 0.5 mm) の挿入長 l_p とラジアル導波路の内半径 D は, 文献 [1] の手法により決定された ($l_p = 5.5$ mm, $D = 25.3$ mm). すなわち, 開口面分布が等振幅励振となるようにそれらのパラメータは設定された.

3.2 放射特性

この RL-MSAA の 11.0 GHz と 12.8 GHz における放射パターンの主ビームにおける実測値は, E 面, H 面ともに設計上有意義な範囲でシミュレーション値とよい一致をみた. また, 交差偏波レベルの最悪値は, 両周波数においてほぼ -20 dB 以下まで抑制された. また, 本供試 RL-MSAA のリターンロス特性を実測し図 8 の結果を得た. $VSWR \leq 2.0$ となる帯域幅としては, 比帯域で 20% 前後の値が得られ, この帯域幅についての実測値はシミュレーション値とほぼ一致し, しかも, シミュレーション値は実測値の傾向をよくと

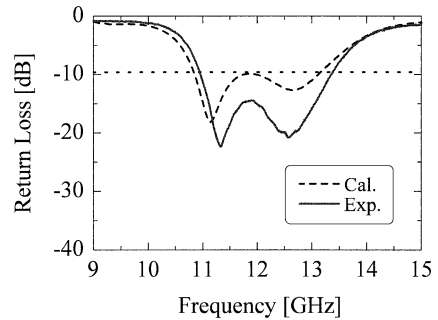


図8 供試 RL-MSAA のリターンロス特性
Fig. 8 Return-loss characteristics of a test RL-MSAA ($a = 3.6$, $b = 2.9$, $r = 4.2$, $w = 0.6$, $h_1 = h_2 = 1.2$, $h_3 = 0.6$, $l_p = 5.5$, $l_0 = 5.5$, unit: [mm], $\alpha = 60^\circ$, $N = 6$, $S_\rho = 0.75\lambda_0$, $S_\phi = 0.79\lambda_0$, $\varepsilon_r = 2.6$).

らえている. また, 供試 RL-MSAA の利得の実測値としては $VSWR \leq 2.0$ の帯域において, 14.7 ± 0.7 dB 程度の値が得られた.

4. むすび

給電系としてラジアル導波路を用い, 放射系として非励振素子装荷中央部給電型 R-MSA 素子を用いる RL-MSAA の構成法と放射特性について検討を加え, 以下の成果を得た.

(1) 中央部給電型 R-MSA の構成法と放射特性について検討を加え, このアンテナ系においては, アームの開き角 α を制御することにより, 入力インピーダンスの調整が可能であることを明らかにした. また, スタック化中央部給電型 R-MSA についても検討を加え, このアンテナ系を設計する際重要となる設計基礎資料を得た. 次に (2) 広帯域特性を示す中央部給電型 R-MSA 素子を素子アンテナとする RL-MSAA に着目し, その放射特性について検討を加え, この RL-MSAA が広帯域特性を示すことを明らかにした.

なお, 今後の課題としては, リング数の多い大開口を有する RL-MSAA の構成法等についての厳密な検討が必要とされる.

文献

- [1] 柴田 治, 斎藤作義, 羽石 操, “ラジアルラインマイクロストリップアレイアンテナの放射特性,” 信学論 (B-II), vol. J76-B-II, no. 1, pp. 20–27, Jan. 1993.
- [2] 市川勝英, 高田潤一, 安藤 真, 後藤尚久, “遅波材を用いないラジアルラインスロットアンテナの基本的検討,” 信学論 (B-II), vol. J75-B-II, no. 6, pp. 363–369, June 1992.
- [3] H. Nakano, H. Takeda, Y. Kitamura, H. Mimaki, and J. Yamauchi, “Low-profile helical array antenna fed

- from a radial wave-guide,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.40, no.3, pp.279–284, March 1992.
- [4] Y. Suzuki and J. Hirokawa, “Development of planar antennas,” IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.3, pp.909–924, March 2003.
- [5] M. Haneishi, M. Shibata, J. Yamazaki, and S. Saito, “Radiation properties of a linearly polarized radial-line microstrip array antenna,” Proc. ISAP2000, pp.1123–1125, Aug. 2000.
- [6] IE3D (Release 7.0) and Fidelity (Release 3.0) User’s Manual, Zeland Software.
- [7] M. Ogawa, T. Watanabe, K. Nishikawa, T. Harada, E. Teramoto, and M. Morita, “Mobile antenna system for direct broadcasting satellite,” Proc. ISAP’96, pp.1197–1200, Sept. 1996.
- [8] 羽石 操, 今野 恵, 矢作潤一, “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,” 信学論(B), vol.J85-B, no.6, pp.953–961, June 2002.
- [9] F. Croq and D.M. Pozar, “Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.39, no.12, pp.1770–1776, Dec. 1991.
- [10] R.B. Waterhouse, “Design of probe-fed stacked patches,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.47, no.12, pp.1780–1784, Dec. 1999.
- (平成15年6月16日受付, 8月5日再受付)