

円偏波間引き給電アレーアンテナの結合線路位置特性

The Position Characteristics of Coupling Line of Circularly Polarized Partially Driven Array Antenna

○石渡一真¹, 柴田国明², 三枝健二²Kazuma Ishiwata¹, Kuniaki Shibata², Kenji Saegusa²

Abstract : In this paper, we study a partially driven array antenna using circularly polarized micro strip antennas. To reduce transmission loss between exciting elements, the position of coupling line was changed and analyzed. As a result, we confirmed both reduction of transmission loss and deterioration of circularly polarized wave characteristics.

1. まえがき

これまで間引き給電アレーアンテナ(PDAA)は伝送路からの放射を抑えるために平衡給電系を用いて構成されていた^[1]. しかし, 平板型の共平面線路はインピーダンスを低く設計することが困難である.

そこで, 不平衡給電系を用いて PDAA を実現する試みがある. これまでに基礎検討として, マイクロストリップアンテナ(MSA)をマイクロストリップ線路(MSL)で接続し, 直線偏波を励振させることに成功した^[2]. しかし, 透過損失による利得低下と放射パターンの劣化が問題であった.

本稿では放射素子を円偏波 MSA とし, 放射素子と伝送路の結合位置を変更したときの伝送特性および円偏波特性について検討する.

2. アンテナ構成

本稿で解析を行うモデルを図 1 に示す. 周波数 2.45 GHz にて設計した MSA を間隔 0.5λ で 3 素子配置し, 素子 A と B, 素子 B と C を MSL で結合する. このとき, 効率よく円偏波を放射させるために切欠き型 MSA を採用する^[3].

MSA および MSL と地板との間隔は 0.5 mm であり, 解析速度の向上のため基板にあたる部分は比誘電率 1, 地板の大きさは無限大である. 素子 A および素子 C に対してギャップ給電を行い, 電源のインピーダンスを $50\ \Omega$ とする.

MSA と MSL との結合位置を中心から変動させた場合の特性を検討するため, 結合位置 Δl を $0, 15\text{ mm}$ と変化させる. なお, 各パラメータは電源と整合がとれるように調整し, 切欠き量 n は直行する 2 偏波である E_φ, E_θ が同等のレベルになるように調整する.

$\Delta l = 0, 15\text{ mm}$ における各パラメータを表 1 に示す.

表 1 決定したアンテナのパラメータ 単位[mm]

Δl	d	N	Wa	La	Ws	f_x
0	68	3.3	59.8	59.8	1	23
15	58.5	3.5	59.85	59.85	1	16.5

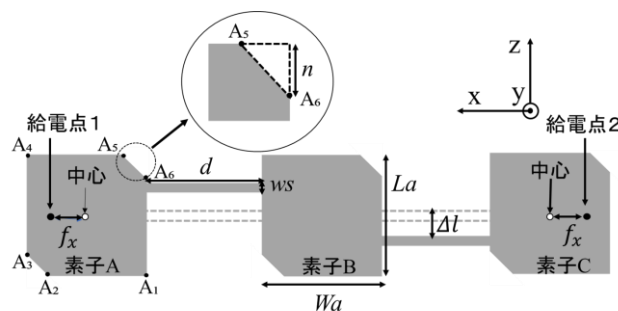


図 1 解析モデル

3. アンテナ特性

反射・透過特性の解析結果を図 2 に示す. $\Delta l = 0\text{ mm}$ における共振は 2.45 GHz 付近にあり, 円偏波特有の複共振が確認できる. 2.45 GHz における値は S_{11} が約 -33 dB , S_{21} は -8 dB である.

一方, $\Delta l = 15\text{ mm}$ では 2.45 GHz において共振が縮退し重なっている. S_{11} の値は -26.5 dB であり, S_{21} は -12 dB である. 両者を比較すると, S_{11} の値は共に -10 dB 以下と良好な結果であり, S_{21} は Δl を中心よりずらすことによって, 4 dB の低下が確認できる. したがって, MSA と MSL の結合位置を変更することにより透過損失を低下させることが可能である.

次に, 放射パターンを図 3 に示す. x - y 面におけるパターンであり, φ は x 軸を 0 度とした角度とする. 放射界における θ 方向および φ 方向の成分をもつ電界をそれぞれ E_θ, E_φ とする.

$\Delta l = 0\text{ mm}$ における E_θ, E_φ の利得はそれぞれ 12.0 dBi , 11.4 dBi である. また, 解析モデルを回転させ長軸短軸を求めた結果, 長軸は 12.4 dBi , 短軸は 11.1 dBi であり,

軸比は 1.3 dB となる. 第 1 サイドローブは E_θ , E_ϕ ともに -0.5 dBi である.

$\Delta l = 15$ mm では E_θ , E_ϕ の利得はそれぞれ 9.7 dBi, 9.4 dBi である. 長軸は 10.6 dBi, 短軸は 8.2 dBi であり, 軸比は 2.4 dB となる. 第 1 サイドローブは E_θ が 8.3 dBi, E_ϕ が 4.2 dBi である.

両者を比較すると, $\Delta l = 15$ mm にすることにより, 約 2.2 dB の利得低下がみられる. 軸比は両者ともに 3 dB 以内であり, それぞれ良好な結果といえる. しかし, 第 1 サイドローブのレベルは $\Delta l = 15$ mm とすることにより, E_θ が 8.8 dB, E_ϕ が 4.7 dB 増加する.

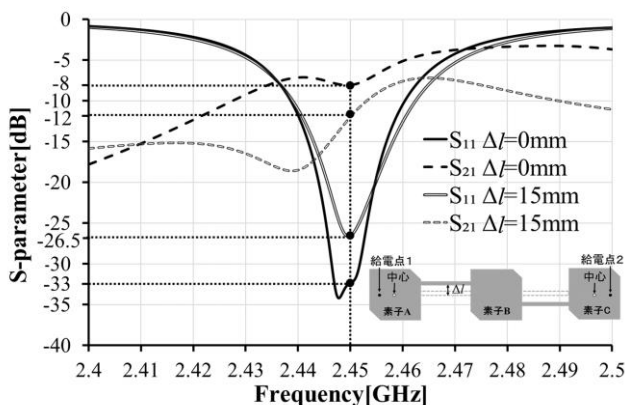


図 2 反射・透過特性

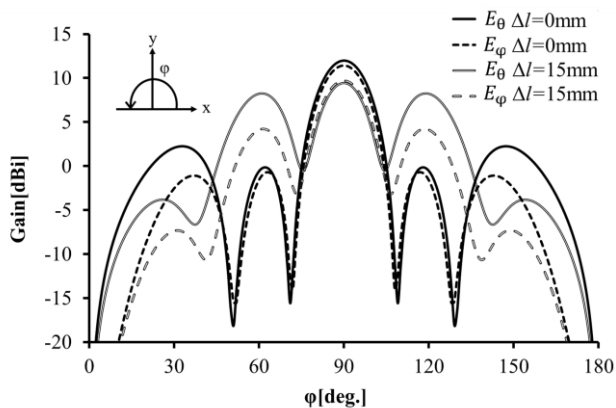


図 3 放射パターン

この原因について, MSA および MSL 上の励振振幅および位相により考察する. MSA と MSL を構成する導体表面近傍の磁界分布を導体上の電流分布とみなし, その結果を図 4 に示す. 図中における位相は, 解析により求めた MSA の端部の各辺における電流の最大振幅値における位相である.

図 4(a)の電流振幅をみると, 素子 A~C の各辺に同様な振幅が得られている. 次に素子 A における位相をみると, 直交する 2 つの電流の位相差が 85~86 度であ

る. また, 素子 A および C と伝送路により励振する素子 B との位相差は各辺約 10 度である. 円偏波アンテナは一般に, 直交する 2 つの電流の位相差が 90 度に近いほど良好な円偏波であるため^[2], 素子上の振幅分布より良好な円偏波が発生していると推察できる.

$\Delta l = 15$ mm では, 素子 A, C は $\Delta l = 0$ mm とほぼ同様な振幅と位相であるが, 素子 B における振幅は小さく, サイドローブ増加の原因であると考えられる. また, 直交する 2 つの電流の位相差も 90 度と異なる値であり, 円偏波ではなく楕円偏波が放射されていると考えられる.

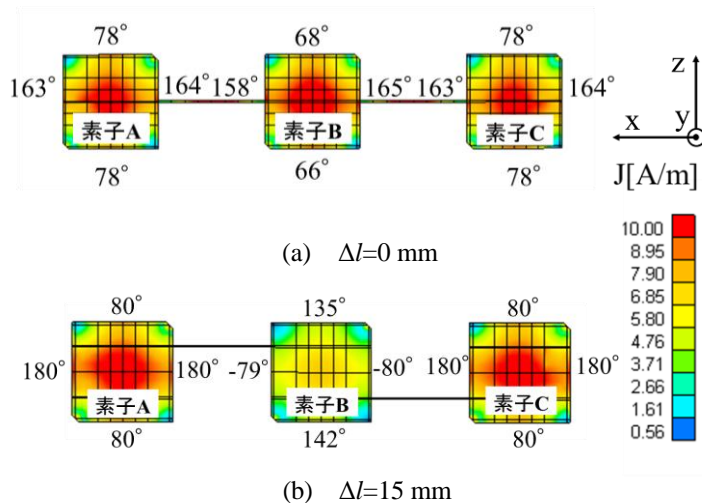


図 4 電流振幅分布

4. むすび

本稿では, 円偏波間引き給電アレーアンテナに対して, 伝送路と放射素子の結合位置を変更したときの特性について検討した. 結合位置を中心から 15 mm ずらすことにより, 透過損失が 4 dB 低下した. しかし, 結合位置の変更により, 素子 B が素子 A, C に対して異なる励振をし, サイドローブが増加した. 今後はサイドローブの削減を図るとともに, 素子 B の励振について検討する.

参考文献

- [1] 柴田国明 他, “平衡線路で結合した間引き給電アレーアンテナの試作と検討”, 電子情報通信学会(B), vol.J100-B,no.9,pp.876-879,Sept. 2017.
- [2] 田中 伸明 他, “マイクロストリップアンテナを用いた間引き給電アレーアンテナの特性”, 第 60 回 日本大学理工学部学術講演会, M-17, 2016.
- [3] 電子情報通信学会(編), “アンテナ工学ハンドブック(第 2 版)”, オーム社, 2008.