

# 八木・宇田アンテナを用いた低 RCS フェーズドアレーアンテナの研究

森田 耕平, 今野 佳祐, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)

**概要:** 従来のフェーズドアレーアンテナは均一素子を用いることが多く, 後方散乱断面積 (Backscattering cross section, BSCS) が大きいという問題がある. 本報告では, 八木・宇田アンテナの導波器長を変化させて不均一素子から成るフェーズドアレーアンテナを構築し, BSCS が低減できることを数値的に明らかにした.

**キーワード:** 八木・宇田アンテナ, フェーズドアレーアンテナ

波を散乱させる. このとき, 一次放射器と各アレー素子間の距離及び各アレー素子の位置が異なることから, 一次放射器から各素子に入射する電磁界の振幅や位相は異なる. よって, 各アレー素子の散乱電界の振幅や位相も異なる. ここで,  $\theta, \phi$  方向における  $N$  素子からなるアレーの散乱電界の和  $E_t(\theta, \phi)$  は以下ようになる.

## 1. まえがき

現在, 船舶や航空機, 気象用など様々な場面でレーダーが用いられている. この中で, 代表的なレーダーアンテナとしてフェーズドアレーアンテナが挙げられる. フェーズドアレーアンテナは, あるアンテナを複数並べ, 各素子に位相差をつけて給電することでなビーム走査を可能とするアンテナである. 多くのフェーズドアレーアンテナは, 数百~数千もの均一な素子を周期的に配置した構造となっているため, 後方への散乱が非常に大きくなってしまいう問題点がある. 過去に, この問題点を解決するための研究は多くなされている. 例えば, 抵抗性フィルムを用いたマルチレイヤの吸収シートにより入射波を吸収することで後方散乱を低減することが可能であるが, 自らの放射波を吸収してしまうことや, 大電力を扱うとシートが燃えるという欠点がある [1]. また, FSS(Frequency Selective Surface)を用いた帯域通過レドームは, フェーズドアレーアンテナの動作周波数帯以外の周波数において後方散乱を低減可能であるが, 動作周波数帯での後方散乱は低減できない [2]. このように, フェーズドアレーアンテナとしての動作を妨げることなく, 動作帯域内での後方散乱を低減するようなフェーズドアレーアンテナおよびその設計法は見当たらない.

本報告では, 八木・宇田アンテナを用いた低 RCS(Radar Cross Section)のフェーズドアレーアンテナおよびその設計法を提案する [3]. 導波器の素子長が異なる八木・宇田アンテナを配置することで散乱方向を制御し, 後方散乱を低減する. モーメント法による数値解析を行い, 提案アレーアンテナの有効性を数値的に明らかにする.

## 2. 低 RCS のフェーズドアレーアンテナの原理

### 2.1 設計法

ここでは, 低 RCS のフェーズドアレーアンテナの設計法としてリフレクタアレーの設計法を応用する [4][5]. リフレクタアレーは, 周期的に並べられたアレー素子の各構造を変化させることで, ビームを制御する技術である. 図 1 のように一次放射器から電磁波が入射されたとすると, 各アレー素子は入射した電磁

$$E_t(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N E_n(\theta, \phi) \quad (1)$$

ここで,  $E_n(\theta, \phi)$  は  $\theta, \phi$  方向における  $n$  番目のアレー素子の散乱電界である. 式(1)より各素子の散乱電界が所望方向において同相になれば, 入射波を所望の方向に散乱させることができる. しかし, 一次放射器と各アレー素子間の経路差によって, 以下の式で表されるような位相差  $\varphi$  が生じてしまう.

$$\varphi = k_0(n-1)d \sin \phi \quad (2)$$

ここで,  $k_0$  は自由空間における波数,  $d$  はアレー素子間隔である. (2)式から得られたアレー素子間の位相差を打ち消すような散乱電界の位相を持つサイズの素子を並べることで, 所望方向に強い散乱電界を得ることができる. 本報告では, 低 RCS のフェーズドアレーアンテナを実現するために, 後方散乱以外の方向に強い散乱電界が向くように素子サイズを選択する. 八木・宇田アンテナを用いた低 RCS のフェーズドアレーアンテナの設計法は以下ようになる.

1. 散乱電界の位相と八木・宇田アンテナの導波器長の関係を求める.
2. まず, 基準素子を定める. 求めた関係から, 各素子の散乱電界の位相が所望方向で同相となるような導波器長を選択し, 選択した導波器長をもつ八木・宇田アンテナ素子を等間隔で並べ, フェーズドアレーを構築する.

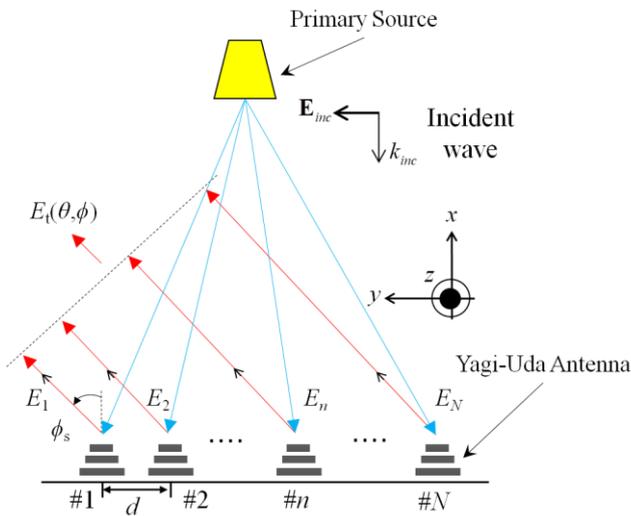


図1. 八木・宇田アンテナを用いたリフレクトアレー

## 2.2 低RCSのフェーズドアレーアンテナのビーム走査

2.1のように設計した低RCSのフェーズドアレーアンテナは素子の大きさが一様ではない。したがって、そのビーム走査を実現するには従来のアレーファクタは使えない。そこで本報告では、従来のアレーファクタに代わり、以下のような新しいアレーファクタ NIAF(Non-Identical Array Factor)を提案する。

$$C_n = \frac{E(\theta_r, \phi_r, l_R)}{E(\theta_r, \phi_r, l_n)} \quad (2)$$

ここで、 $E(\theta_r, \phi_r, l_R)$ と $E(\theta_r, \phi_r, l_n)$ はそれぞれ基準素子の放射電界と  $n$  番目の素子の放射電界、 $l_R$ と $l_n$ はそれぞれ基準素子と  $n$  番目の素子の導波器長である。

この(2)式を用いて算出したアレーファクタによって各素子に給電することで、所望の方向に強い放射電界を得ることができる。

## 3. 数値シミュレーション

### 3.1 提案アンテナモデル

設計周波数を 4 GHz ( $\lambda=75$  mm)とする。今回提案する八木・宇田アンテナの構造を図2に示す。反射器の長さは  $l_1=45$  mm ( $0.6\lambda$ )、放射器のダイポールアンテナの長さは  $l_2=37.5$  mm ( $0.5\lambda$ )とし、導波器の長さは  $l_3=5$  mm ( $0.067\lambda$ )から 37.5 mm ( $0.5\lambda$ )まで変化させる。このとき、各素子の半径は  $r=1$  mm、反射器と放射器間の距離は  $d_1=18.75$  mm ( $0.25\lambda$ )、放射器と導波器間の距離は  $d_2=11.75$  mm ( $0.157\lambda$ )である。

## 3.2 散乱電界の位相特性

八木・宇田アンテナの導波器の長さを  $l_3=5$  mm ( $0.067\lambda$ )から 37.5 mm ( $0.5\lambda$ )まで変化させ、散乱電界の位相特性を解析した。このとき、放射器には  $50 \Omega$  の抵抗を挿入し、入射波の方向は  $(\theta_i, \phi_i) = (90^\circ, 0)$ 、散乱波の方向は  $(\theta_s, \phi_s) = (0, 15^\circ)$ である。

散乱電界の位相の解析結果と八木・宇田アンテナ導波器長の関係を図3に示す。図3より、導波器長を変化させることで約  $280^\circ$  の位相変化を得られることがわかる。この関係より、八木・宇田アンテナを用いて低RCSのフェーズドアレーアンテナを設計する。

## 3.3 八木・宇田アンテナを用いた低RCSのフェーズドアレーアンテナの設計と散乱特性の解析

図3より、経路差に伴う位相差を打ち消すように適切な導波器長を選択し、八木・宇田アンテナを用いて図4に示すような10素子のフェーズドアレーアンテナを設計した。八木・宇田アンテナ各素子の導波器長を表1に示す。このとき素子間距離は  $dy=45$  mm ( $0.6\lambda$ )とした。設計したフェーズドアレーアンテナに平面波を入射し、RCSを計算した。ここで、RCSの定義を以下に示す。

$$RCS = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[ 4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_s|^2}{|\mathbf{E}_i|^2} \right] \quad (5)$$

ここで、 $R$  はフェーズドアレーアンテナから観測点までの距離、 $\mathbf{E}_s$  は散乱電界強度、 $\mathbf{E}_i$  は入射電界強度である。図5にRCSの計算結果を示す。このとき、入射波の方向は  $(\theta_i, \phi_i) = (90^\circ, 0)$ 、散乱波の方向は  $(\theta_s, \phi_s) = (0, 15^\circ)$ である。

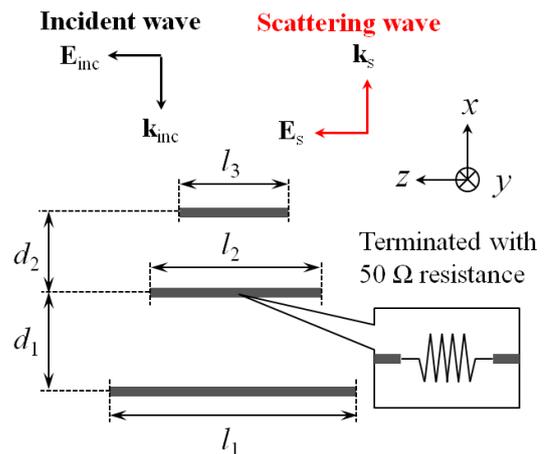


図2. 八木・宇田アンテナ素子

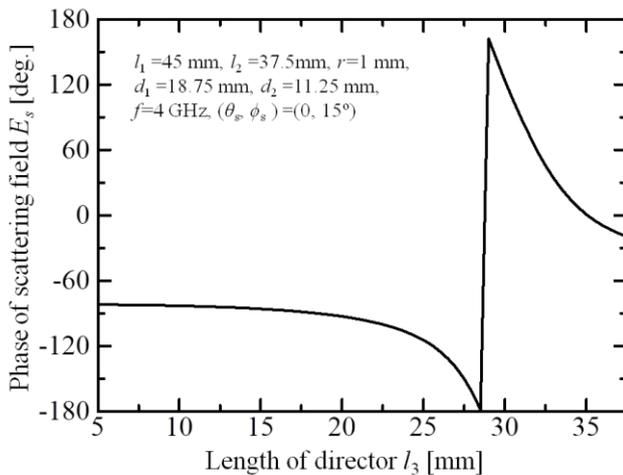


図3. 八木・宇田アンテナの導波器長に対する散乱電界の位相特性

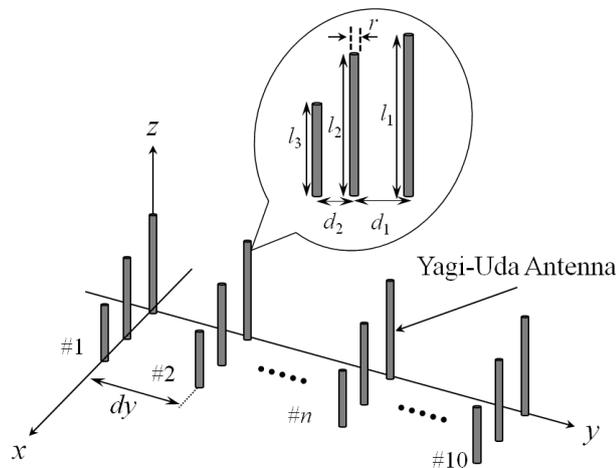


図4. 八木・宇田アンテナを用いたフェーズドアレーアンテナ

表1. 八木・宇田アンテナ各素子の導波器長

素子番号	導波器長[mm]
#1	5
#2	25
#3	27
#4	29
#5	30.5
#6	32
#7	35
#8	5
#9	28
#10	29.5

また、比較として反射器の長さが  $l_1 = 45 \text{ mm}$  ( $0.6\lambda$ )、放射器のダイポールアンテナの長さが  $l_2 = 37.5 \text{ mm}$  ( $0.5\lambda$ )とし、導波器の長さが  $l_3 = 28.5 \text{ mm}$  ( $0.067\lambda$ )の均一素子を用いた八木・宇田アンテナアレーを設計した。

このとき、導波器の長さは S11 が最小となるように選択した。

図5より、概ね所望方向で RCS が最大となっていることがわかる。また、正面方向の RCS は約 18 dB 減少しており、低 RCS のフェーズドアレーを設計できたことを確認した。しかし、正面方向の RCS の減少に伴って他方向の RCS が増加してしまった。

### 3.4 八木・宇田アンテナを用いたフェーズドアレーアンテナの放射特性の解析

3.3 で設計したフェーズドアレーアンテナの放射特性の解析を行った。このとき、(2)式で計算した NIAF を用いて各素子に位相差をつけて給電し、 $(\theta_r, \phi_r) = (0, 20^\circ)$  を所望方向としたときの動作利得を解析した。放射方向  $\phi$  と動作利得の関係を図6に示す。図6より、概ね所望方向で動作利得が最大となっているため、ビーム走査が可能であること、そして、NIAF の妥当性を確認できた。また、目立ったグレーティングロブも見られなかった。

## 4. むすび

本報告では、八木・宇田アンテナを用いた低 RCS のフェーズドアレーアンテナを提案した。まず、八木・宇田アンテナの導波器の長さと散乱電界の位相の関係を示し、八木・宇田アンテナがフェーズドアレーアンテナを構築するのに十分な位相変化を持つことを示した。そして、導波器長の異なる八木・宇田アンテナ10素子から成るフェーズドアレーアンテナを設計し、散乱特性を解析した結果、均一素子から成るフェーズドアレーアンテナよりも正面方向において約 18 dB 低い RCS を得ることができた。放射特性の解析も行い、所望方向にビームを得ることができることを確認できた。また、NIAF を考慮した場合の放射特性の解析も行い、一様給電の場合と概ね等しい動作利得が得られ、設計の妥当性が確かめられた。

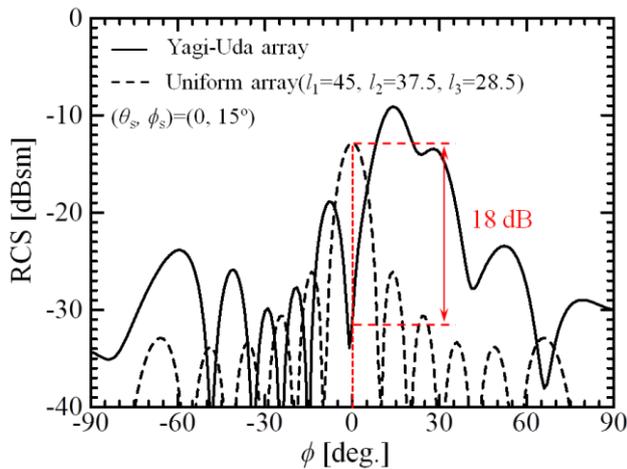


図5. 八木・宇田アンテナを用いたリフレクターの RCS パターン

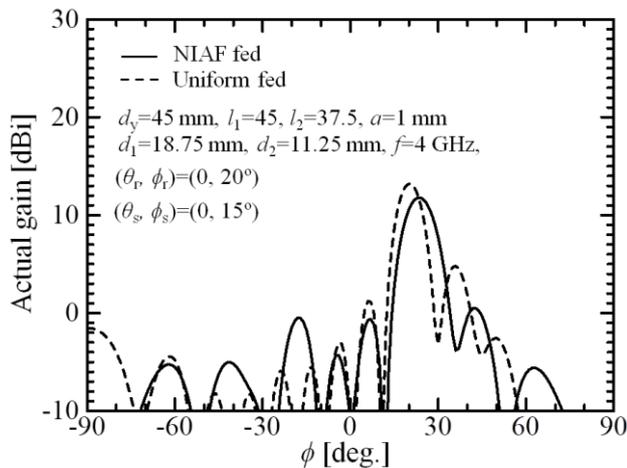


図6. 八木・宇田アンテナアレーに NIAF 給電した場合の動作利得

参考文献

[1]O. Hashimoto, T. Abe, R. Satake, M. Kaneko, Y. Hashimoto, “Design and Manufacturing of Resistive-Sheet Type Wave Absorber at 60 GHz Frequency Band,” IEICE Trans. Commun. vol.E78-B, no.2, Feb. 1995.

[2]B.-Q. Lin, F. Li, Q.-R. Zheng, and Y.-S. Zen, “Design and simulation of a miniature thick-screen frequency selective surface radome,” IEEE Wireless Propag. Lett., vol. 8, pp. 1065-1068, 2009.

[3] K. Konno, Q. Yuan, and Q. Chen, “Ninja Array Antenna – Novel Approach for Low Backscattering Phased Array Antenna-,” IET Microw. Antennas Propag., vol., no., pp.,-

2017 (In press).

[4]K. Yokokawa, K.Konnno and Q.Chen, “Scattering Performance of Log-periodic Dipole Array,” IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol.16, pp.740-743, 2017.

[5]I. Ito, K.Konnno, H.Sato, and Q.Chen, “Wideband Scattering Performance of Reflectarray Using Log-periodic Dipole Array,” IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett., vol.16, pp.1305-1308, 2017.