高次モード三次元コーナリフレクタアンテナ

非会員 杉浦 宏幸 (名工大)

非会員 菊間 信良 (名工大)

正員 稲垣 直樹 (名工大)

Higher order mode 3-D Corner Reflector Antenna

Hiroyuki Sugiura, non-member (Nagoya Institute of Technology)

Nobuyosi Kikuma, non-member (Nagoya Institute of Technology)

Naoki Inagaki, member (Nagoya Institute of Technology)

A 3-D corner reflector antenna (3D-CRA) exhibits more sharper radiated beam when its primary radiator, a monopole antenna, is extended and operated at higher order modes. For numerical analysis, UTD which is a simple but accurate high frequency technique is useful. Optimization of the structural parameters of a 3D-CRA to obtain optimized directivity under the condition of the sidelobe ratio less than -20dB was performed by applying UTD. This showed that the possible maximum length of the monopole is $9/4 \lambda$. Experiment has been conducted for a 3D-CRA with optimized structural parameters. For thinner monopoles, e.g. $1/30 \lambda \phi$, we have obtained results which are close to the expected theoretical characteristics, but the power gain is 22.7 dB (corresponding to 70 % aperture efficiency) which is greater than the maximum directivity expected in theory. However, thicker monopoles, e.g. $1/10 \lambda \phi$, exhibit broader frequency characteristics, and the sidelobe level is lower than -20 dB even for the case of $13/4 \lambda$ monopole.

キーワード: 三次元コーナリフレクタアンテナ, UTD, モノポールアンテナ, サイドローブ, 指向性

1. まえがき

携帯用無線端末の普及による電波需要の増大や、無線サービスの多様化への要求などのため、周波数帯域は準ミリ波やミリ波が注目されつつあるが、その実現のために小型で簡易な構造のアンテナの開発が望まれている。

図1 三次元コーナリフレクタアンテナ
Fig. 1. 3-D Corner Reflector Antenna.

三次元コーナリフレクタアンテナ⁽¹⁾(3D-CRA)は、非常に簡単な構造でありながら鋭い指向性が得られ、同軸ケーブルによる直接給電が可能という特徴を持ち、構内無線通信などにおける基地局用アンテナとして有用と思われる。

3D-CRAは、図1に示すように3枚の反射板と一次放射器であるモノポールアンテナから構成される。従来は $3/4 \lambda$ モノポールアンテナを一次放射器としたが、それを高次モード型にすることによってさらに鋭い指向性を得ることが期待できる⁽²⁾。ここで、 λ は波長である。その放射パターンの解析は、UTD(一様幾何光学的回折理論)⁽³⁾を用いて簡単に行える。

本論文ではモノポールアンテナ長(l)やリフレクタの大きさ(a, b)、モノポールアンテナのリフレクタコーナーからの距離(h)のパラメータを変化させた時の最適値を数値解析から探り、得られた最適構造の指向性、利得、周波数特性を実測することによって高次モード3D-CRAの設計資料を得ようとするものである。

2.では高次モード3D-CRAの原理を説明し、3.において数値解析の方法を述べ、4.で構造パラメータの最適化を行なう。5.において指向性の実測値を計算値と比較して示し、電力利得の周波数特性の測定値を示す。

2. 高次モード三次元コーナリフレクタアンテナ

通常、単に 3D-CRA といえば従来型の、モノポールアンテナ長が $3/4 \lambda$ の場合を指す。原理としては、リフレクタによる鏡像と、そのエッジによる回折界によってうまく一次放射界のサイドローブが打ち消され、鋭いビームが得られるというものである。その実測値を図 2 に実線で示す。この図において、放射パターンは最大値によって規格化されている。

その一次放射器はモノポールアンテナで、底板による鏡像によりダイポールアンテナの放射界とみなせる。ここで、側面リフレクタによる電流分布への影響だが、リフレクタのコーナからの距離 h が極端に小さくなれば影響がでるが、本文のように $h = 1\lambda$ 程度であればその影響は無視できることはモーメント法による電流分布の計算により確認している。

このモノポールアンテナの長さ ℓ を $\frac{2n+1}{4}\lambda$ ($n = 2, 3, 4, 5 \dots$) というように延長すると、メインビームが細くなるが、そのかわりにサイドローブの数が多くなる。例として図 2(a) に $\ell = 3/4\lambda$ の場合、同図 (b) に $\ell = 9/4\lambda$ の場合の一次放射界を点線で示す。ここで a, b, h のようなパラメータをうまく設定して、高次モードの場合にもエッジ回折によってサイドローブを抑えることができれば従来型の 3D-CRA よりさらに鋭いビームを得ることができる筈である。本文では、この高次モード型 3D-CRA の可能性を主として実験により検討する。

図 2 モノポールアンテナの一次放射界と 3D-CRA の放射界

Fig. 2. Total far fields from monopole antenna and 3D-CRA.

3. 計算機による高次モード 3D-CRA の数値解析

3D-CRA の解析には簡便で高精度な UTD (一樣幾何光学的回折理論) を用いるのが有効である⁽⁴⁾。本論文における高次モード型の場合でも計算方法は基本的に従来型と同様である。詳細は別稿に譲り、ここでは $\alpha = 90^\circ$ の場合について簡単に説明する。

まず、一次放射界は反射板を無限平板と見なし鏡像法を用い、図 3 の様な仮想波源を含めた 4 つのダイポールからの放射とみなす。この一次放射界の和によって GO (幾何光学) 界が求まる。

図 3 仮想波源

Fig. 3. Imaginary wave sources.

次に幾何光学境界での不連続を補正するため、UTD による回折界を加える。回折界には、一次放射界が直接回折する直接回折界、反射してから回折する反射回折界、回折してから反射する回折反射界が考えられる。反射回折界については仮想波源からの直接界が実エッジで回折すると考え、回折反射界については仮想波源からの直接界が仮想エッジで回折するものとして計算を行なう。最後に GO 界とエッジ回折界を無限遠方において足し合わせることで放射パターンが求められる。

なお、回折-回折界、回折-反射-回折界等の高次回折界、およびコーナ回折、スローブ回折が存在するが、本文では実験を行なうに際し、構造パラメータの最適値のおおよその値をあらかじめ知るためにのみ解析を行なう。これらの高次回折界は -20dB 以下の電界強度レベルに影響を与えると思われるが、ここまでの精度は要求しておらず、また、計算が複雑になり、時間もかかるため、本論文ではこれについては考慮しないことにする。

ここで、従来型では一次放射界にはダイポールアンテナの放射界の式を直接適用し、給電点一点からの放射として近似を行なった。しかし実際には素子全体からレイが放射されていると考え、モノポールが長くなった場合、給電点と先端ではエッジに対する角度差が大きくなり、誤差の原因となる。そこで、リフレクタサイズ a, b を無限大と見なし、鏡像を含めた 4 本のダイポールアンテナを 0.1λ ほどのセグメントに分割し、モーメント法によってその電流分布を求め、それぞれのセグメントの微小ダイポールからの放射の和を一次放射界と近似する。

ここで、 n 番目のセグメントの長さを δ 、電流を I_n とすると、その直接界 E の θ 成分は r_n 離れた観測点で

$$E_\theta = \eta \frac{jk I_n \delta e^{-jkr_n}}{4\pi r_n} \sin \theta \dots\dots\dots (1)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\lambda: \text{波長}) \dots\dots\dots (2)$$

で表される。

図 4 波源の分割

Fig. 4. Division of a wave source.

図 4 に波源一点からの給電とした場合 (a) と、微小分割した場合 (b) の計算結果の違いを示す。(a) での不自然な不連続が (b) では少なくなっているのが分かる。

4. パラメータの最適化

〈4-1〉 3D-CRA の構造パラメータ 3D-CRA における構造パラメータには、 α, ℓ, a, b, h, d がある (図 1 参照)。実際に設計する場合、これらを色々変えながら数値解析を行ない、目的とする仕様を満たした最適値を決定する。これによって、パラメータの変化による放射パターンの変化がある程度予測可能になる。リフレクタの開き角 α については 90° の場合のみしか解析していないが、他のパラメータについて次のようなことが結論される。

- モノポールアンテナ長 ℓ : 高次モード型にする目的でも述べたが、長く、つまり高次になるほど、ビーム幅は小さくなる。しかし、 $13/4 \lambda$ 以上になるとほとんど変わらない。逆に、サイドローブを抑えられなくなってしまう。
- 底板の大きさ a : 主に準磁界面内指向性に影響を与える。大きくなるほどサイドローブが低くなるが、モノポール長に関係なく 3λ 程度以上になると指向性形状にほとんど影響を与えない。
- リフレクタの高さ b : 主に電界面内指向性のメインビームの太さに影響を与える。大きいほどメインビームが鋭くなるが、モノポール長の倍以上あればほとんど影響を与えない。
- リフレクタ頂点からの距離 h : a, b に比べて放射パターンに与える影響は大きく、 0.1λ 程度前後させただけでもかなり違う。最適値より小さいとメインビームが太くなり、逆に大きいと $\theta = 90^\circ$ 付近のサイドローブが大きくなる傾向が見られる。

〈4-2〉 計算による最適化 本論文では、最適化の条件として、サイドローブを -20dB 以下程度まで抑えることを第一に、また、できるだけリフレクタのサイズおよびビーム幅を小さくすることを目的として最適化を行なう。なお、アンテナ太さにより最適値に変化がほとんど見られないため、数値解析に際して、アンテナ太さ d は $1/10\lambda$ 一定として最適化を行なう。

最初に、最適なモノポールアンテナ長 ℓ を得るため、 $a = b = 10\lambda$ で固定し、 ℓ を色々変えてみる。この時の電界面内における ℓ に対するサイドローブ比の大きさ、およびビーム幅について数値解析を行なった結果を図 5 に示す。ここで h は、GO 界のみでの最適値 $h = 1/(2 \sin \theta_0 \lambda)$ (θ_0 : ダイポールアンテナの最大ビーム方向) として計算している。このグラフから、サイドローブ比を最も抑えられるのは $\ell = 7/4\lambda$ の時であるが、ビーム幅をなるべく細くするという目的から、 $\ell = 9/4\lambda$ についてさらに最適化を続ける。

図 5 ℓ に対するサイドローブ比および指向性利得
Fig. 5. Sidelobe level and 3dB beam width vs. ℓ .

$\ell = 9/4\lambda$ 付近について、まず、 a, b のリフレクタサイズのパラメータを変えながら最適化した結果、サイドローブをなるべく抑えられる最小のリフレクタサイズは $a = 3\lambda, b = 7\lambda$ であった。最後に、最適な h を求めると、 $h = 1.15\lambda$ のとき、サイドローブ比約 -22dB 、ビーム幅 14° が得られることが分かった。

同様にして、リフレクタサイズは $a = 3\lambda, b = 7\lambda$ に固定として h を変えながら最適値を求めたところ、 ℓ が $7/4\lambda$ の時は $h = 1.10\lambda$ であったが、サイドローブ比は -18dB となり、 -20dB 以下には抑えられなかった。 ℓ が $11/4 \sim 13/4\lambda$ ではやはり $h = 1.15\lambda$ 付近が最適ではあるが、 $13/4\lambda$ の時には、 $9/4, 11/4\lambda$ の時に比してビーム幅が太くなっていた。 ℓ が $15/4 \lambda$ 以上ではサイドローブを -20dB 以下には抑えられなかった。よって、 ℓ が $9/4 \sim 11/4\lambda$ で $a = 3, b = 7\lambda, h = 1.15\lambda$ の辺りが高次モードでの最良の特性を示すという結果になる。このときの放射パターンは次節の実験結果と共に示す。

5. 実験結果

(5・1) 測定環境 測定は内容積が $5.8 \times 3.6 \times 2.8\text{m}$ の方形電波暗室において行なった。設計周波数は 10.0 [GHz] である。送信アンテナから被測定アンテナまでの距離は約 120λ ある。

製作した 3D-CRA のリフレクタサイズは $a = 3\lambda, b = 7\lambda$ で固定とした。一次放射器であるモノポールアンテナは $7/4, 9/4, 11/4, 13/4\lambda$ の 4 種の長さで、それぞれ太さ d を $1\text{mm}\phi (d = \frac{1}{30}\lambda)$ と $3\text{mm}\phi (d = \frac{1}{10}\lambda)$ の 2 種類、合計 8 種類製作した。 h は 0.5λ ごとに变化させられる。

(5・2) 電界面内指向性の測定 実測値によって h の最適化を行なってみたが、モノポールの太さによらず、やはり数値解析で得られた h が最適であった。

図 6～図 13 に ℓ と d をパラメータとして E 面指向性の実測値と計算値を示す。観測角 θ は z 軸に対して 0° から 360° である。また、計算値、実測値共に最大値で規格化してある。

図 6 $\ell = \frac{7}{4}\lambda, d = \frac{1}{10}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 6. $\ell = \frac{7}{4}\lambda, d = \frac{1}{10}\lambda$ monopole antenna.

図 7 $\ell = \frac{7}{4}\lambda, d = \frac{1}{30}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 7. $\ell = \frac{7}{4}\lambda, d = \frac{1}{30}\lambda$ monopole antenna.

図 8 $\ell = \frac{9}{4}\lambda, d = \frac{1}{10}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 8. $\ell = \frac{9}{4}\lambda, d = \frac{1}{10}\lambda$ monopole antenna.

図 9 $\ell = \frac{9}{4}\lambda, d = \frac{1}{30}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 9. $\ell = \frac{9}{4}\lambda, d = \frac{1}{30}\lambda$ monopole antenna.

図 10 $\ell = \frac{11}{4}\lambda, d = \frac{1}{10}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 10. $\ell = \frac{11}{4}\lambda, d = \frac{1}{10}\lambda$ monopole antenna.

図 11 $\ell = \frac{11}{4}\lambda$, $d = \frac{1}{30}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 11. $\ell = \frac{11}{4}\lambda$, $d = \frac{1}{30}\lambda$ monopole antenna.

図 13 $\ell = \frac{13}{4}\lambda$, $d = \frac{1}{30}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 13. $\ell = \frac{13}{4}\lambda$, $d = \frac{1}{30}\lambda$ monopole antenna.

図 12 $\ell = \frac{13}{4}\lambda$, $d = \frac{1}{10}\lambda$ モノポールアンテナ
Fig. 12. $\ell = \frac{13}{4}\lambda$, $d = \frac{1}{10}\lambda$ monopole antenna.

メインビームの形状や方向については、モノポールアンテナの長さ、太さのほぼ全範囲で両者はよく一致している。ただ、 $d = 1/30\lambda$ において $\ell = 11/4, 13/4\lambda$ の場合には誤差が見られた。また、サイドローブに関しては、 -20dB 以下の低いレベルで計算値より実測値の方が低くなる傾向がある。これは、電流分布や高次回折界をさらに厳密に解析することによって改良されるものと思われる。放射界だけを見ると、 $\ell = 9/4\lambda$ の時がモノポールの太さによらずサイドローブも低く、最適な長さである。

表 1 モノポールアンテナの長さ、太さの違いによる電力利得の変化

Table 1. Power Gain variation with monopole antenna lengths and thickness

アンテナの長さ $[\lambda]$	7/4		9/4		11/4		13/4	
太さ $[\lambda\phi]$	1/10	1/30	1/10	1/30	1/10	1/30	1/10	1/30
電力利得 $[\text{dB}]$	18.9	20.4	20.1	22.7	19.7	21.6	18.9	19.5
開口面効率 $[\%]$	28	40	37	69	35	57	30	35

〈5.3〉 電力利得の測定とその結果 電力利得の測定を標準利得アンテナとの比較する方法によって行なった。モノポールアンテナ長に対する電力利得の測定値と開口面効率の計算値を表 1 に示す。実開口面積はメインビーム方向へのリフレクタの投影面積であるとした。

表 1 に示す通りどの場合も $d = 1/10\lambda$ より $d = 1/30\lambda$ を使用した方が利得が大きくなっている。最大となったのはモノポールアンテナ長が $9/4\lambda$ で $d = 1/30\lambda$ の時、 22.7 [dB] が得られ、その開口面効率も $69\text{ [\%]}$ と高いものになった。

〈5.4〉 周波数特性の測定

図 14 $d = \frac{1}{10}\lambda$ モノポールアンテナ使用時の電力利得の周波数特性

Fig. 14. Frequency characteristics with $d = \frac{1}{10}\lambda$ monopole antenna.

文 献

図 15 $d = \frac{1}{30}\lambda$ モノポールアンテナ使用時の電力利得の周波数特性

Fig. 15. Frequency characteristics with $d = \frac{1}{30}\lambda$ monopole antenna.

アンテナの長さや径の周波数特性に対する影響を調べる。設計周波数 10.0 [GHz] でのメインビーム方向の電力利得を 8.5 ~ 11.5 [GHz] で測定した。図 14 にアンテナ径 $d = 1/10\lambda$ ，図 15 にアンテナ径 $d = 1/30\lambda$ の場合の結果を示す。これらのグラフを見ると， $d = 1/10\lambda$ モノポールを用いた時より $d = 1/30\lambda$ を用いた場合の方が，前述したように利得の最大値は大きいのだが帯域は若干狭くなっている。逆に $d = 1/10\lambda$ を用いた時の方は利得は小さいが帯域は広くなる。

6. むすび

本論文では，これまでなされていなかった高次モード 3D-CRA について実験することで，放射界や利得，および周波数特性等の諸特性が把握できた。

結果，モノポールアンテナ長 $\ell = 9/4\lambda$ の場合が放射界でも利得でも優れており，電力利得と開口面効率の最大値はそれぞれ 22.7dB，約 70% となることが実験によって示された。

数値解析に関しては，メインビームの形状や方向は高い精度で解析でき，構造パラメータの最適値の検討をするのにも有用であった。しかし，今後の課題として，サイドローブや -20dB 以下のレベルに関しても精度を高くするため，電流分布や高次回折界，コーナ回折等も考慮にいれ，さらに正確な数値解析を行ないたい⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

本アンテナは開口面効率に関しては他のアンテナに比し特に優れているわけではないが，その構造の簡単さ故に製作および取り扱いが容易なことが最大の特長である。 $\frac{1}{100}\lambda$ 以下の精度が要求されるアンテナの製作と取り扱いにおいて，3D-CRA のこの特長は特に波長が短い帯域において有用なものとなる。将来，これらの利点を活かして準ミリ波帯とミリ波帯の分野での応用を期待する。またその際，本論文で得られた結果が設計の資料になれば幸いである。

(平成 7 年 4 月 24 日受付，同 7 年 8 月 7 日再受付)

- (1) N.Inagaki : "Three-dimensional corner reflector antenna", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, **AP-22**, No.4, 580 ~ 582 (1974-7)
- (2) 橋本, 比嘉, 菊間, 稲垣 : "5/4 波長モノポールアンテナ励振による三次元コーナリフレクタアンテナ", 1993 年信学会秋季全国大会, B-83
- (3) Robert G.Kouyoumjian, Prabhakar H.Pathak : "Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface", *Proc.IEEE*, **62**, No.2, 116 ~ 130 (1974)
- (4) Y.Higa, N.Inagaki, N.Kikuma : "Numerical comparison of two corner diffraction formulas applicable to spherical wave incidence", *Proceedings of ISAP'92, Sapporo*, 565 ~ 568 (1992)
- (5) L.A.Polka, C.A.Balanis, A.C.Polycarpu : "High-frequency methods for multiple diffraction modeling: application and comparison", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, **8**, No. 9/10, 1223 ~ 1246 (1994)
- (6) S.Maci, R.Tiberio, A.Toccafondi : "Diffraction at a plane angular sector", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, **8**, No. 9/10, 1247 ~ 1276 (1994)

杉浦 宏幸 (非会員) 1971 年 7 月 5 日生。平 6 名工大・工・電気情報卒。同年同大学大学院修士課程入学，現在に至る。UTD を用いたアンテナの解析に関する研究に従事。電子情報通信学会会員。

稲垣 直樹 (正員) 昭 37 東工大・工・電気卒。昭 42 同大学院博士課程了。工博。同年東工大助手。昭 45 名工大助教授。昭 59 同教授。昭 54 ~ 昭 55 オハイオ州立大学客員上級研究員 (文部省在外研究員)。アンテナおよび電磁界数値解析の研究に従事。著書「電気・電子学生のための電磁波工学」など。電子情報通信学会，テレビジョン学会，IEEE 各会員。

菊間 信良 (非会員) 昭 57 名工大・工・電気卒。昭 62 京大大学院博士課程了。工博。同年同大学助手。昭 63 名工大助手。平 2 同大学講師。平 4 同大学助教授，現在に至る。アダプティブアレー，多重波伝搬解析，構内無線通信，電磁界理論の研究に従事。第 4 回電気通信普及財団賞受賞。IEEE 会員。