

衛星放送受信用リフレクトアレーアンテナ*

吉田 幸弘[†] 岡田 幸祐[†] 佐々木秀輔[†] 牧野 滋[†]
 別段 信一[†] 伊東 健治[†] 野口 啓介[†] 廣田 哲夫[†]
 高橋 徹^{††}

Reflect-Array Antenna for Receiving of Satellite Broadcasting*

Yukihiro YOSHIDA[†], Kosuke OKADA[†], Shusuke SASAKI[†], Shigeru MAKINO[†],
 Sin-ichi BETSUDAN[†], Kenji ITOH[†], Keisuke NOGUCHI[†], Tetsuo HIROTA[†],
 and Toru TAKAHASHI^{††}

あらまし 従来のリフレクトアレーアンテナの設計法は、共振素子の半径や形状を決定する際に電磁波の入射角や入射偏波を考慮しておらず、共振素子の形状も複雑であった。本論文では、共振素子の形状が単純なリング型のリフレクトアレーアンテナでも、その大きさを変化させるだけで十分な反射位相の制御が可能であることを示す。また、入射角と入射偏波を考慮すると、誘電体の厚さに最適値があることを明らかにする。設計の妥当性を確認するために、試作したリフレクトアレーアンテナと、パラボラアンテナの解析値と測定値を比較検討した。
 キーワード リフレクトアレー、アンテナ、衛星放送、共振素子、入射角

1. ま え が き

波長に比べて小さい金属素子（共振素子）を誘電体基板上に二次元的に周期配列した FSR (Frequency Selective Reflector: 周波数選択板) [1], [2] は、入射した電磁波を周波数によって反射したり透過したりできる空間フィルタとして用いられている。また、FSR に誘電体を介して金属板を装荷した金属板装荷 FSR [3], [4] は、その共振素子の半径や形状を適切に選ぶことにより、入射した電磁波の反射位相を制御できることが知られている。リフレクトアレーアンテナ [5] は、金属板装荷 FSR の有する反射位相制御の機能を反射鏡に適用したものであり、反射鏡を平面で構成できるため、例えば、衛星に搭載される大型展開アンテナに適用すれば、その展開構造の簡易化による信頼性の向上が期待できる。また、衛星放送受信用等の小型反射鏡アンテナに適用すればプラスチック平板に導電性のインク

で共振素子の模様を印刷する事により製造可能であり、極めて安価なアンテナ鏡面を実現できる。

従来のリフレクトアレーアンテナの設計においては、共振素子の半径や形状を決定する際に電磁波の入射角や入射偏波を考慮していない。共振素子の周期や誘電体の厚さは考慮しているが、各共振素子に対する入射角を考慮せず設計している [6], [7]。また、共振素子の形状もスプリットリング [8] や GA によって最適化した素子 [9] を用いており複雑であった。

本論文では、共振素子の形状がスプリットリングや 2 重リング [10] に比べ単純な形状であり、斜め入射においても偏波特性が小さいリング型で構成したリフレクトアレーアンテナについて検討し、その大きさを変化させるだけで十分な反射位相の制御が可能であることを示す。また、入射角と入射偏波を考慮すると、誘電体の厚さに最適値があることを明らかにする。最適な厚さの誘電体基板を用い、入射角及び入射偏波を考慮して共振素子の大きさを決定した衛星放送受信用リフレクトアレーアンテナを設計、試作し、市販のオフセットパラボラアンテナと比較することにより設計法の妥当性を確認する。なお、本設計では入射偏波を円偏波として設計する [11]。

[†] 金沢工業大学, 野々市市
 Kanazawa Institute of Technology, 7-1 Ogigaoka, Nonoichi-shi, 921-8501 Japan

^{††} 三菱電機株式会社情報技術総合研究所, 鎌倉市
 Information Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corporation, 5-1 Ofuna, Kamakura-shi, 247-8501 Japan

* 本論文は、アンテナ・伝搬研究専門委員会推薦論文である。

2. 設計法

2.1 設計モデルの座標系

図 1 にリフレクタレーアンテナの概念図を示す。これは一次放射器から鏡面に空間給電するアンテナである。図 2 に座標系と記号を示す。一次放射器の位相中心を原点 O とし、アンテナ鏡面から放射されるビーム方向を z 軸、紙面に垂直な方向を y 軸、 x 軸は yz 平面に直交する方向とする。 x 軸、 y 軸、 z 軸方向の単位ベクトルをそれぞれ i, j, k とする。鏡面の中心点 P を原点とし、鏡面の法線方向が z' 軸になるように、 y 軸を中心に x 軸を θ_r だけ傾ける。それを、 x' 軸、 y' 軸、 z' 軸とし鏡面の座標系とする。なお、 x' 軸、 y' 軸、 z' 軸方向の単位ベクトルを、 i', j', k' とする。更に、一次放射器の中心軸を z'' 軸、紙面に垂直な方向を y'' 軸、 $y''z''$ 平面に直交する方向を x'' 軸とし一次放射器の座標系とする。そして、 x'' 軸、 y'' 軸、 z'' 軸方向の単位ベクトルをそれぞれ i'', j'', k'' とする。

このとき、任意の共振素子の位置ベクトル P' は式 (1) で与えられる。

$$P' = P + mdi' + ndj' = Lv \quad (1)$$

ここで P は鏡面の中心の位置ベクトル、 d は共振素子であるリングの間隔で、 m, n は整数である。また L は共振素子から一次放射器までの距離であり、 v はその方向を表す単位ベクトルである。リフレクタレーアンテナの設計パラメータは図 3 に示すように誘電体の厚さ l 、比誘電率 ϵ_r 、共振素子であるリングの間隔 d 、リングの幅 w 、リングの半径 r の五つである。本設計ではリングの半径 r を変化させるだけで、反射位相を制御することを目的としているため、ほかの四つのパラメータは共通のパラメータとして一定とし、リングの半径 r を変化させるだけで十分な反射位相変化量を確保できるように設計する。なお、使用する誘電体基板は比誘電率 ϵ_r が 2.65 のガラスフッ素樹脂銅張積層板を使用する。また、リフレクタレーアンテナにいかなる偏波が入射されても対応できるように設計するため、TM 波、TE 波を考慮して設計する。

2.2 設計パラメータの決定法

本設計では市販のオフセットパラボラアンテナの鏡面を取り換えて使用することを想定し、リフレクタレーアンテナを設計した。パラボラアンテナの開口径は 450 mm であるが、設計するリフレクタレーアンテナの開口径は、誘電体基板の入手性

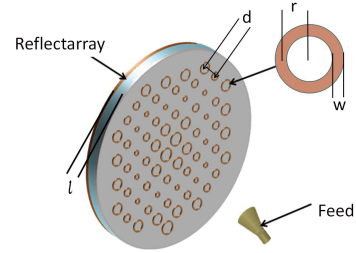


図 1 リフレクタレーアンテナの概念図
Fig.1 Reflectarray antenna.

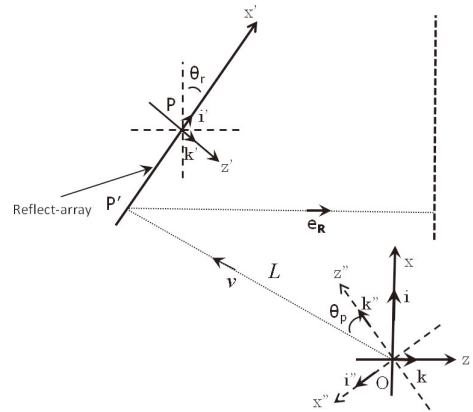
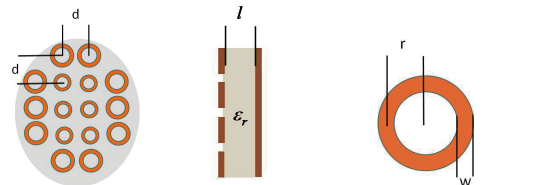


図 2 座標系と記号
Fig.2 Coordinate system and symbols.



(a) Elevation view (b) Side view (c) Resonante element

図 3 設計パラメータ
Fig.3 Design parameters.

を考慮し長径 455 mm、短径 430 mm の横長のだ円とした。パラボラアンテナの諸元により、鏡面の中心は $P(x, y, z) = (229.9, 0, -125.8)$ 、鏡面の傾きは $\theta_r = 30.7 \text{ deg}$ となる。また、衛星放送受信用アンテナへの適用を想定して中心周波数は、 $f = 12.0 \text{ GHz}$ としている。

2.3 設計パラメータ評価法

図 4 に周波数 $f = 12.0 \text{ GHz}$ 、素子間隔 $d = 13.0 \text{ mm}$ 、誘電体の厚さ $l = 3.0 \text{ mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$ 、リング幅 $w = 0.4 \text{ mm}$ 、入射角 $\theta = 0 \text{ deg}$ としたときのリングの半径 r を 0.4 mm から 6.1 mm まで

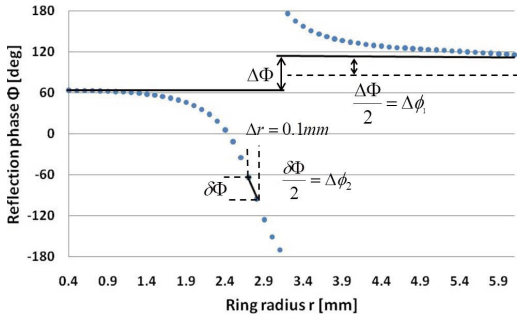


図 4 リングの半径 r の変化に対する反射位相 Φ (入射角 $\theta = 0$ deg)

Fig. 4 Reflection phase Φ vs. Ring radius r (Incident angle $\theta = 0$ deg).

変化させたときの反射位相の変化を示す。なお、反射位相の計算には同じ大きさの共振素子が間隔 d で無限周期に配列しているモデルを用い、モーメント法[12]により解析を行う。図 4 より、リングの半径 r を変化させたとき $60 \sim 120$ deg までの 60 deg は実現できない反射位相であり、これを $\Delta\Phi$ と表すと、位相誤差 $\Delta\phi_1$ は $\Delta\Phi/2$ となる。また、リフレクタレーアンテナを製作する際の精度を考慮し、リングの半径が Δ_r mm 変化したときの最大位相変化量を $\delta\Phi$ と表すと、位相誤差 $\Delta\phi_2$ は $\delta\Phi/2$ となる。この $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$ を評価パラメータとし、両者の最大値が最小になるように共通のパラメータを設計する。なお、 $\Delta\phi_1$ と $\Delta\phi_2$ の和を最小にするのではなく、最大値を最小にする理由は、図 4 より所望の反射位相が $\Delta\Phi$ の範囲にある場合には、リングの半径 r を 0.4 mm か 6.1 mm の値に選ぶ必要があり、このとき、 $\Delta\phi_2$ はほぼ 0 になる。一方、 $\Delta\phi_2$ が問題になる場合には所望の反射位相を実現することができる範囲であるため、 $\Delta\phi_1$ は 0 である。これらのことから、 $\Delta\phi_1$ と $\Delta\phi_2$ が発生するリングの半径 r の値が異なるため、両者の値の最大値を最小にすることで設計していくことができる。なお、本論文では Δ_r を 0.1 mm と仮定した。

2.4 共通のパラメータの設計

図 5 に周波数 $f = 12.0$ GHz, 素子間隔 $d = 13.0$ mm, 比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$, リング幅 $w = 1.0$ mm, 入射角 $\theta = 0$ deg のとき誘電体の厚さ l を 1.0 mm ~ 20.0 mm まで変化させたときの $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$ を示す。図 5 より、 $\Delta\phi_1$ と $\Delta\phi_2$ はトレードオフの関係にあることが分かり、最適値は $\Delta\phi_1$ と $\Delta\phi_2$ の最大値が最小となる誘電体の厚さであり、両者の値が等しくなる点

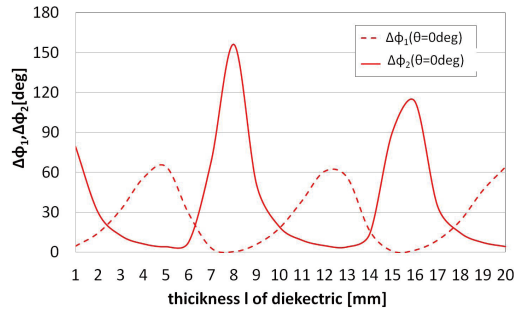


図 5 誘電体の厚さ l に対する $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$ (入射角 $\theta = 0$ deg)

Fig. 5 $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$ vs. Thickness l of dielectric substrate (Incident angle = 0 deg).

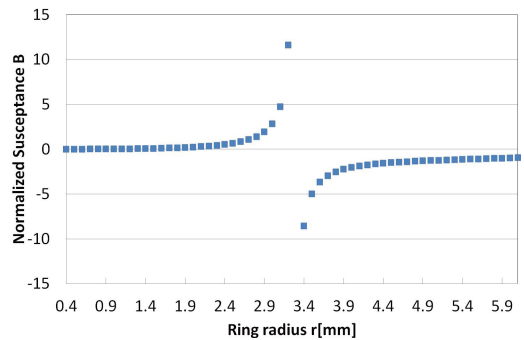


図 6 リングの半径 r に対する正規化サセプタンス B (入射角 $\theta = 0$ deg)

Fig. 6 Susceptance B vs. Ring radius r (Incident angle = 0 deg).

である。トレードオフの関係になる理由は、以下のよう

に説明できる。金属板装荷 FSR の反射位相 Φ は、等価回路を用いると次のように表すことができる [3]。

$$\Phi = 2\phi - \pi \tag{2}$$

ここで、

$$\phi = \tan^{-1} \frac{1}{B - \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta l} \tag{3}$$

B は FSR の正規化サセプタンスであり、図 5 のグラフを計算するのに用いたのと同じ設計パラメータでは、図 6 のようになる。また、 l は誘電体の厚さ、 β は誘電体の伝搬定数である。

まず、 $\Delta\Phi$ について考察する。本リフレクタレーアンテナにおいては、共振素子をリング形状にしており、FSR の特性としては共振したときに B が $\pm\infty$ となる帯域阻止フィルタとして動作する。このとき、

リングの半径 r は、隣のリングと重ならないように 6.1 mm 以下に制限されるため、図 6 に示すように、 B は $-0.9 \sim 0$ の値を実現できない。このとき、

$$\frac{d\Phi}{dB} = -\frac{2}{1 + (B - \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta l)^2} \quad (4)$$

であり、実現できない B の範囲を ΔB と表し、実現できない反射位相 $\Delta\Phi$ を以下のように近似する。

$$\Delta\Phi \approx \left| \frac{d\Phi}{dB} \right| \Delta B \quad (5)$$

式 (4), (5) より、実現できない反射位相 $\Delta\Phi$ が最大となるのは、誘電体の厚さ l が次の条件の場合である。

$$B = \sqrt{\epsilon_r} \cot \beta l \quad (6)$$

上記のように、実現できない B は -0.45 近傍であるため、これを式 (6) に代入すると、 $\Delta\Phi$ が最大となる誘電体の厚さ l は、図 5 のグラフを計算するのに用いたのと同じ設計パラメータでは 4.5 mm, 12.2 mm 付近となる。一方、 $\cot \beta l = \pm\infty$ 、すなわち $l/\lambda = n/2\sqrt{\epsilon_r}$ (n は自然数) のとき、 B の値が 0 近傍であれば $|d\Phi/dB|$ は 0 となり、 $\Delta\Phi$ も 0 となる。これは、 $l = 7.7$ mm, 15.4 mm 付近のときである。

次に $\delta\Phi$ について考察する。リングの半径 r に対する最大位相変化量 $\delta\Phi$ は、次のように表される。

$$\delta\Phi \approx \left| \frac{d\Phi}{dr} \right| \Delta r = \left| \frac{d\Phi}{dB} \cdot \frac{dB}{dr} \right| \Delta r \quad (7)$$

ここで $|d\Phi/dB|$ は、誘電体の厚さ l が式 (6) を満たすときに最大となる。また dB/dr は、図 6 に示すように共振したときに ∞ と最大となり、このとき B の値は $\pm\infty$ となる。これより、式 (7) は $B = \pm\infty$ のときに最大となり、これを式 (6) に代入すると、 $l/\lambda = n/2\sqrt{\epsilon_r}$ となる。図 5 のグラフを計算するのに用いたのと同じ設計パラメータでは、 $l = 7.7$ mm, 15.4 mm 付近で最大となる。一方、 $B = 0$ 付近では dB/dr が 0 に近い値をもち、式 (6) に代入すると、 $l/\lambda = (2n-1)/4\sqrt{\epsilon_r}$ のときに式 (7) の最大値が最小となる。図 5 のグラフを計算するのに用いたのと同じ設計パラメータでは、 $l = 3.8$ mm, 11.5 mm 付近で最小となる。

これらの結果は、図 5 に示した入射角 θ が 0 deg のときの $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の計算結果とほぼ一致している。しかし、本鏡面系では、入射角 θ の最大値が 59.3 deg であり、上記のように簡単な関係ではないことからパラメトリックスタディによって求める必要がある。

図 7 に、TE 波及び TM 波に対して入射角 θ を 0~

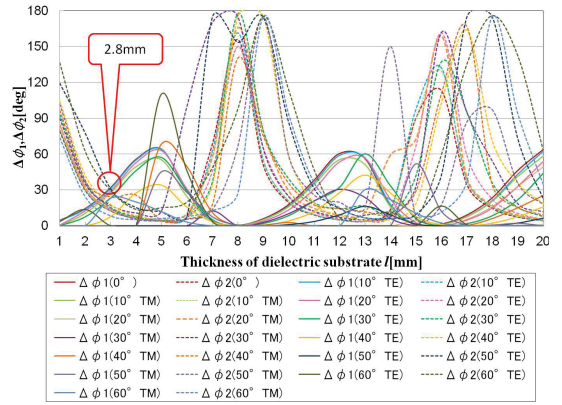


図 7 誘電体の厚さ l の変化に対する $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ (入射角 $\theta = 0 \sim 60$ deg)

Fig. 7 $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ vs. thickness l of dielectric substrate (incident angle $\theta = 0 \sim 60$ deg).

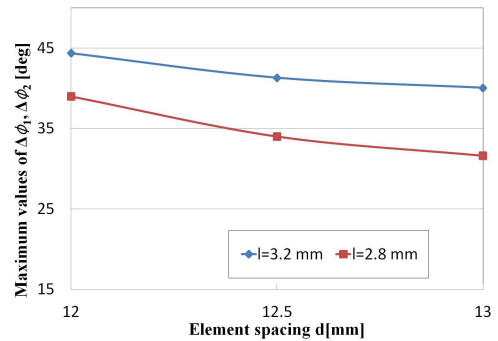


図 8 素子間隔 d の変化に対する $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の最大値
Fig. 8 Maximum value of $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ vs. Element spacing d .

60 deg まで考慮したときの $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ を示す。図 7 より、誘電体の厚さ l は約 2.8 mm のときに $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の値が小さくなるのが分かる。ただし、本設計においては、誘電体基板の入手性を考慮し、厚さ 3.2 mm の基板を使用することにした。

図 8 に、誘電体の厚さ l が 2.8 mm 及び 3.2 mm のときの、素子間隔 d の変化に対する $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の最大値を示す。図 8 より、誘電体の厚さ l を 3.2 mm にすることにより $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ が約 10 deg 大きくなるのが分かる。また、素子間隔 d が大きくなると $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ が小さくなるのが分かる。一方、グレーティングローブが発生しないための条件が式 (8) であり、素子間隔 d は 13.4 mm 以下である必要がある。製作誤差を考慮し、素子間隔 d は 13.0 mm とした。

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + \sin \theta} \quad (8)$$

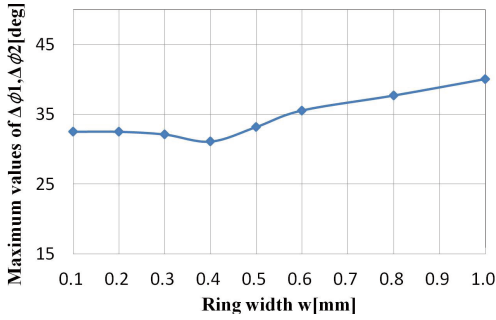


図9 リング幅 w の変化に対する $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の最大値
Fig. 9 Maximum value of $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ vs. Ring width w .

表1 設計パラメータ
Table 1 Design parameter.

設計パラメータ	
Frequency f	12.0 GHz
Center of mirror surface(x, y, z)	(229.9, 0, -125.8)
Relative permittivity ϵ_r	2.65
Thickness of dielectric substrate l	3.2 mm
Element space d	13.0 mm
Gradient of mirror surface θ_r	30.7 deg
Ring width w	0.4 mm

図9にリング幅 w の変化に対する $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の最大値を示す。誘電体の厚さ $l = 3.2$ mm, 比誘電率 $\epsilon_r = 2.65$, 素子間隔 $d = 13.0$ mm を固定し, リング幅 w に対する特性を解析した。図9より, $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$ の最大値が最小となるリング幅 w は 0.4 mm が最適値であることが分かる。

表1にリフレクトアレーアンテナの設計したパラメータを示す。

2.5 共振素子の設計

各共振素子に対する入射角 θ , ϕ は, 式(1)で示した単位ベクトル \mathbf{v} の極座標表示であり, 式(10), 式(11)より求めることができる。

$$\mathbf{v} = \sin\theta \cos\phi \mathbf{i}' + \sin\theta \sin\phi \mathbf{j}' + \cos\theta \mathbf{k}' \quad (9)$$

$$\theta = \cos^{-1}(\mathbf{k}' \cdot \mathbf{v}) \quad (10)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{\mathbf{v} \cdot \mathbf{j}'}{\mathbf{v} \cdot \mathbf{i}'} \quad (11)$$

また, 点 P' の共振素子における所望の反射位相 Φ は z 軸に垂直な平面波をつくるための光路長一定の条件により式(12)のように導出できる。

$$\Phi = k(L - \mathbf{P}' \cdot \mathbf{k}) + C \quad (12)$$

TM波, TE波は複素反射係数 R_{TB}^{TA} で定義し, TAは入射偏波, TBは反射偏波を表し, それぞれ TM,

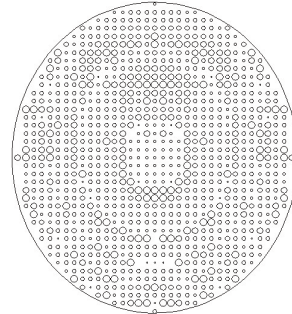


図10 設計した共振素子の配置
Fig.10 Arrangement of designed resonant elements.

TEを表す。これらを用いて円偏波の反射位相を導き出す。なお, R_{co} は主偏波成分, R_{cr} は交差偏波成分である。

$$R_{co} = \frac{1}{2} ((R_{TM}^{TM} + R_{TE}^{TE}) - j(R_{TM}^{TE} - R_{TE}^{TM})) \quad (13)$$

$$R_{cr} = \frac{1}{2} ((R_{TM}^{TM} - R_{TE}^{TE}) - j(R_{TM}^{TE} + R_{TE}^{TM})) \quad (14)$$

図10に設計した共振素子の大きさを示す。共振素子の大きさは, 式(13)で表される反射係数の主偏波成分 R_{co} の位相が式(12)の所望の反射位相 Φ となるようにリングの半径 r を決定した。式(13), (14)より, R_{TM}^{TE} , R_{TE}^{TM} が R_{TM}^{TM} , R_{TE}^{TE} より十分に小さければ R_{TM}^{TM} と R_{TE}^{TE} の位相差が 0 deg 付近になると入射した電磁波のほとんどが主偏波成分として反射するが, 位相差が 180 deg 付近になると入射した電磁波のほとんどが交差偏波成分として反射してしまうことが分かる。

3. リフレクトアレーアンテナの特性解析

電流分布法より, 遠方界 \mathbf{E}_p を式(15)を用いて解析を行う。

$$\mathbf{E}_p = -j \frac{e^{-jkR}}{\lambda R} \{ \mathbf{N} - (\mathbf{N} \cdot \mathbf{e}_R) \mathbf{e}_R \} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{N} &= z_0 \int_S (\mathbf{n} \times \mathbf{H}_i) R_{co} e^{j(k\rho \cdot \mathbf{e}_R)} dS \\ &= z_0 \sum_m \sum_n (\mathbf{k}' \times \mathbf{H}_i) R_{co, mn} \\ &\quad e^{j\{k(mdi' + ndj') \cdot \mathbf{e}_R\}} d^2 \end{aligned} \quad (16)$$

θ_p は一次放射器の中心軸と単位ベクトル \mathbf{v} とのなす

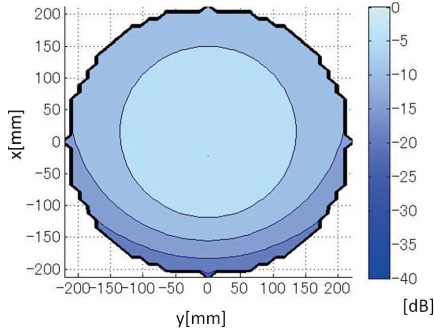


図 11 12.0 GHz における設計値に使用した振幅分布
Fig. 11 Ideal amplitude of aperture distribution.
(12 GHz)

角, ρ は鏡面の中心から見た任意の共振素子までの位置ベクトル, \mathbf{e}_R は放射方向の単位ベクトルである. また, \mathbf{E}_i , \mathbf{H}_i は鏡面に入射する電磁界であり, 一次放射器の放射パターンを $\cos^p \theta_p$ と仮定する.

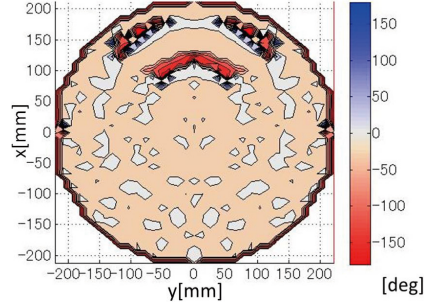
$$\mathbf{E}_i = \sqrt{2(2p+1)} \cos^p \theta_p \frac{e^{-jkL}}{L} \cdot \mathbf{e}_e \quad (17)$$

$$\mathbf{H}_i = \frac{\sqrt{2(2p+1)}}{z_0} \cos^p \theta_p \frac{e^{-jkL}}{L} \cdot \mathbf{e}_h \quad (18)$$

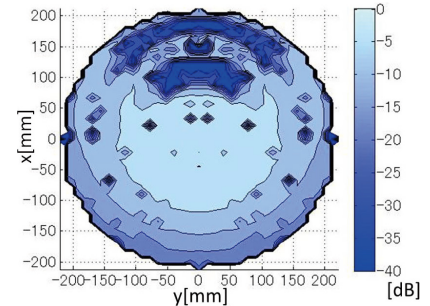
ここで, \mathbf{e}_e , \mathbf{e}_h は入射電磁界の単位ベクトル, z_0 は空間インピーダンスである. パラボラアンテナの開口振幅分布を測定したところエッジレベルが約 -20 dB となっていたことを考慮し, 式 (17), (18) に用いられる定数 p を 4.8 として解析を行った.

図 11 に 12 GHz における設計に使用した開口面上の振幅分布, 図 12 に式 (13) より求めた 12 GHz における開口面上の位相, 振幅分布, 図 13 に式 (14) より求めた 12 GHz における交差偏波の開口面上の振幅分布を示す. リフレクタレーアンテナの設計では, 図 11 の振幅分布と, 図 12 の位相分布を用いており, 反射係数 R_{co} の位相のみを考慮し, 全ての共振素子において反射振幅 $|R_{co}| = 1$ として設計している. 一方, 解析では図 12 の振幅分布と位相分布を用いており, 主偏波成分の反射振幅 $|R_{co}|$ を考慮している. なお, 図 12 (a) に示した開口上の位相分布においては, 鏡面上部に大きな誤差が見られた. 2. で示したように 31 deg 以下の位相誤差で設計していたが, この部分においては内挿によって求めたリングの半径 r に大きな誤差があったためである.

図 14 に利得の設計値と解析値を示す. 図 14 より, 12.0 GHz において利得が 1.2 dB 減少していることが



(a) Phase



(b) Amp.

図 12 12.0 GHz における開口面上の振幅, 位相分布
Fig. 12 Calculated values of aperture distribution.
(12 GHz)

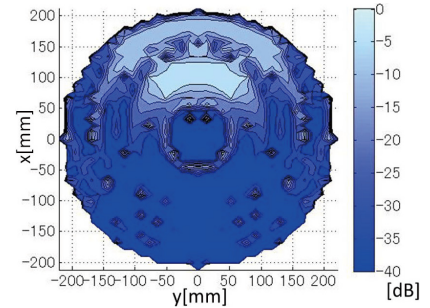


図 13 12.0 GHz における交差偏波の開口面上の振幅分布
Fig. 13 Calculated amplitude distribution of cross-polarization.
(12 GHz)

分かる. これは, 図 11 の振幅分布と図 12 の振幅分布の差異と, 図 13 に示すような交差偏波成分の増大によると考えられる. また, 交差偏波成分の増大は, 入射角 θ が大きい領域で TM 波, TE 波の反射位相が 90 deg 以上の差があったからである. 図 15 に放射パターンの設計値と解析値を示す. 設計値と解析値を比較したところ, 反射振幅 $|R_{co}|$ を考慮した解析値において, メインビーム, サイドローブ共に減少している.

図 11 の振幅分布, 一様な位相分布で計算した理想の

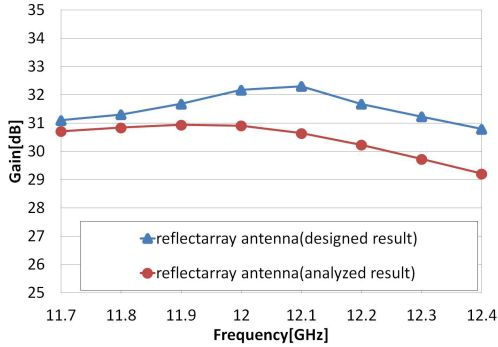


図 14 計算した利得
Fig. 14 Calculated gain.

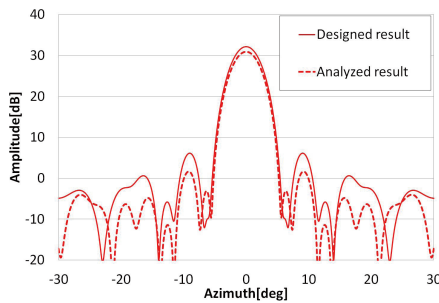


図 15 計算した放射パターン
Fig. 15 Calculated radiation pattern.

開口能率は 79%であり、市販のオフセットパラボラアンテナの開口能率のカタログ値である 80%とよく一致している。なお、この 1%の差は、一次放射器の放射パターンを式 (17) で近似したためと考えられる。また、設計値における開口能率は 53%、解析値では 40%である。設計値は理想の開口能率より、26%低くなっている。この原因は、 $\Delta\phi_1$ 、 $\Delta\phi_2$ の位相誤差である最大 31 deg に加えて、前記のリングの半径 r の内挿誤差によるものである。解析値は設計値より 13%低くなっていることが分かる。この原因は、図 11 と図 12 (b) に示した振幅分布の差であり、反射鏡の上部で R_{TM}^{TE} と R_{TE}^{TE} の位相差が 90 deg 以上になり、主偏波成分が交差偏波成分に変換されているからである。

4. 試作評価

4.1 リフレクトアレーアンテナの測定方法

パラボラアンテナを 2 台用意し、1 台のパラボラアンテナを比較用、もう 1 台を設計したリフレクトアレーアンテナの鏡面部と取り換え、パラボラアンテナと比較する。図 16 にパラボラアンテナと試作したり



図 16 パラボラアンテナと試作したりフレクトアレーアンテナ

Fig. 16 Manufactured reflectarray and parabola antenna of marketing product.

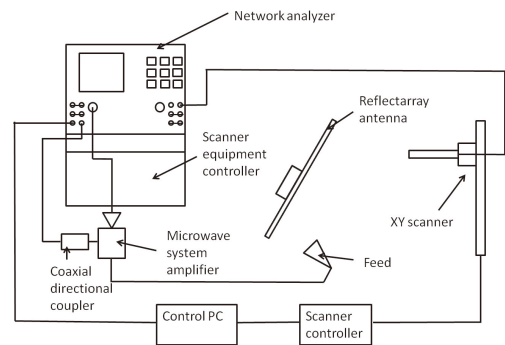


図 17 測定系
Fig. 17 Measurement system.

フレクトアレーアンテナを示す。

リフレクトアレーアンテナの一次放射器はパラボラアンテナに装着されているものをそのまま使用したが、LNB (Low Noise Block Converter) が内蔵されており、搬送波周波数が中間周波数に変換されているため、LNB を取り除いた同軸導波管変換回路を製作して搬送波周波数信号を直接取り込んだ。

図 17 に測定系を示す。測定は、二次元スキャナを用いて近傍界で測定した。制御 PC を用いて、近傍界/遠方界変換により放射パターン・利得を、近傍界/近傍界変換により開口面分布を求めた。

4.2 リフレクトアレーアンテナの測定結果

図 18 に測定値の 12.0 GHz における開口面上位相分布、開口面上振幅分布を示す。図 18 と図 12 の位相分布より、解析値では反射鏡の上部の内挿誤差を除くほぼ全ての開口面上において ± 45 deg 以下の位相誤差であるのに対し、測定値では入射角が小さい領域では解析値と近くなっているが、入射角が大きい領域では解析値に比べ大きい差が生じている。なお、開口面上

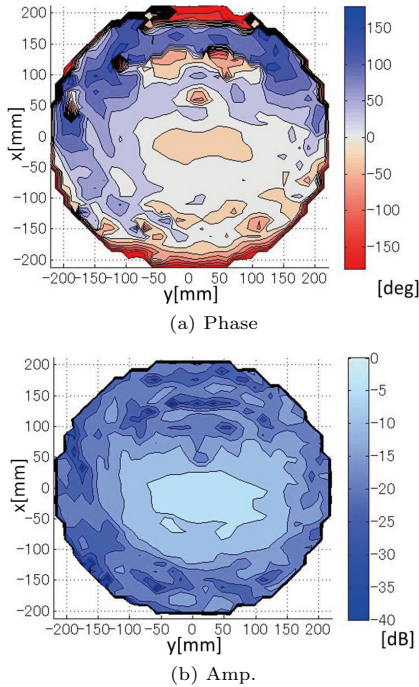


図 18 12.0 GHz における開口面上の分布 (測定値)
 Fig. 18 Measured value of aperture distribution.
 (12 GHz)

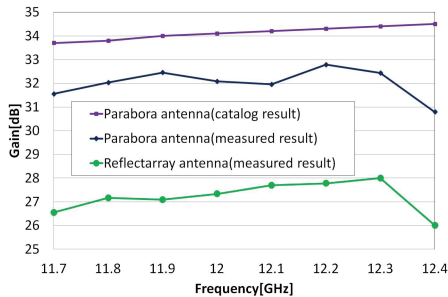


図 19 利得の測定値
 Fig. 19 Measured value of gain.

の位相分布の測定値は、一次の波面の傾きが見られる。これは、測定系に対する被測定アンテナの設定誤差に加え、円偏波を用いることによるビームずれ [13] が加わったと考えられる。図 18 の振幅分布より、図 12 の解析値と同じように、入射角が大きい領域において振幅の低下が見られる。

図 19 にリフレクトアレーアンテナとパラボラアンテナの利得の測定値を示す。図の上から順にパラボラアンテナのカタログ値、パラボラアンテナの測定値、リフレクトアレーアンテナの測定値となっている。パ

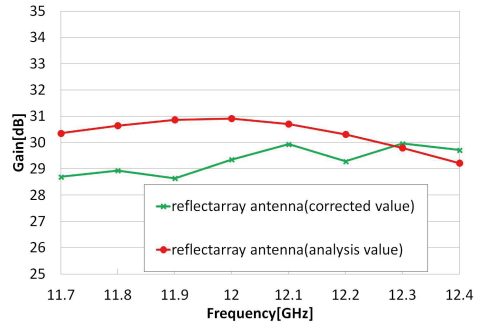


図 20 利得の補正值
 Fig. 20 Corrected value of gain.

ラボラアンテナのカタログ値と測定値を比較すると中心周波数で約 2 dB 低下した。これは製作した同軸導波管変換回路の損失によるものである。この同軸導波管変換回路の損失を考慮し、図 19 に示したリフレクトアレーアンテナの利得を補正した結果を、図 20 に示す。図より、リフレクトアレーアンテナの解析値と測定値に 1.6 dB の差が見られた。このとき、解析値の開口能率は 40%、測定値は 28% であり解析値と測定値で 12% の差が見られた。推定される原因を以下に示す。

- 一次放射器の諸元が不明であったため放射パターンを $\cos^p \theta_p$ と仮定し解析している。
- 共振素子における反射位相を計算するとき、同じ大きさの共振素子を無限周期で配列したモデルで計算しているが、実際は有限であり、共振素子の個々の大きさも違うため相互結合や表面波の影響が生じる。
- 解析する際に共振素子及び、金属板に導損が含まれていない。
- 製作した一次放射器の同軸導波管変換回路の損失による影響を正確に把握できていない。
- リフレクトアレーアンテナの設計においては、市販のオフセットパラボラアンテナの鏡面の取り付け具への取り付け方を、ある仮定に基づいていたが、実際に取り付けた状態は、設計で仮定した取り付け方と異なっている可能性がある。

図 21 に 12.0 GHz におけるリフレクトアレーアンテナの放射パターンを示す。解析値、測定値を比較するとメインビームにおいては、ビーム幅が同等であり一致していることが分かる。また、サイドローブ特性もよく一致している。しかし、交差偏波は 0 deg 方向において解析値より約 12.0 dB 高い。

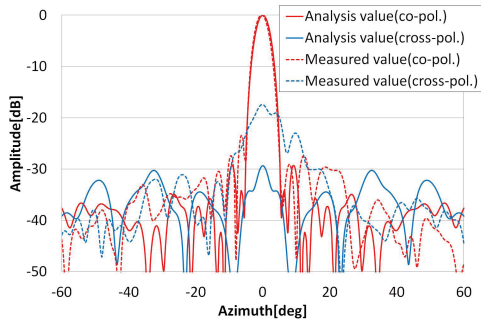


図 21 12.0 GHz における放射パターン
Fig. 21 Radiation patterns. (12 GHz)

5. む す び

本論文では、リフレクタレーアンテナを試作・測定することにより、設計法の妥当性を明らかにした。

入射角、入射偏波を考慮することで誘電体基板の厚さに最適値があることを示した。また、共振素子の形状が単純なリング型でも、共振素子の大きさを変化させるだけで十分な反射位相の制御が可能であることを示した。

試作したリフレクタレーアンテナの解析値と測定値で利得差が中心周波数で 1.6 dB であった。また、中心周波数における交差偏波の利得は解析値に比べ測定値で 12 dB 高くなっている。これらの利得差を解明し、交差偏波の発生が小さいリフレクタレーアンテナについて設計していく。

文 献

- [1] 佐藤郁郎, 玉川 晉, 岩田龍一, “方形金属格子による準光学分波器,” 信学論 (B), vol.J67-B, no.4, pp.447-454, April 1987.
- [2] T.K. Wu, “Frequency selective surface and grid array,” A wiley-interscience publication, 1995.
- [3] 関 敏揮, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 水澤 丕雄, 大塚昌孝, “金属板装荷 FSR の反射位相特性,” 信学技報, A-P2008-204, 2009.
- [4] 川上由紀, 堀 俊和, 藤元美俊, 山口 良, 長 敬三, “地板付き周波数選択板の PMC 特性,” 信学技報, A-P2008-107, 2008.
- [5] J. Huang and J.A. Encinar, “Reflectarray antennas,” Wiley, New Jersey, 2007.
- [6] H. Deguchi, N. Takagi, M. Tsuji, and H. Shigesawa, “Microstrip reflectarray with offset feed for improving effective aperture area,” IEEE Int. Symp. Antennas Propag., vol.3, pp.290-293, 2003.
- [7] 井戸川貴志, 出口博之, 辻 幹男, 繁沢 宏, 高木信夫, “単層マイクロストリップオフセットリフレクタレーの簡易設計,” 信学論 (C), vol.J89-C, no.5, pp.321-328, May 2006.

- [8] A.E. Martynyuk, J.I.M. Lopez, and N.A. Martynyuk, “Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.52, no.1, pp.142-152, 2004.
- [9] 青木佑樹, 出口博之, 辻 幹男, 梅 修平, “GA により最適化された任意形状素子で構成するリフレクタレー,” 信学技報, A-P2010-581, 2010.
- [10] C. Han, S. Hsu, K. Chang, and J. Huang, “A Ku/Ka dual band reflectarray to emulate a cylindrical reflector for Titan cloud precipitation radar and Altimeter,” IEEE Int. Symp. Antennas Propag., pp.1445-1448, 2007.
- [11] B. Strassner, C. Han, and K. Chang, “Circularly polarized reflectarray with microstrip ring elements having variable rotation angles,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.52, no.4, pp.1122-1125, 2004.
- [12] 丹羽一城, 牧野 滋, 別段信一, 廣田哲夫, 野口啓介, 伊東健治, 徳永 淳, “モーメント法を用いた金属板装荷キャパシタンスグリッドの解析,” 信学技報, A-P2011-165, 2012.
- [13] 電子情報通信学会編, アンテナ工学ハンドブック, pp.321-323, オーム社, 2008.

(平成 24 年 1 月 6 日受付, 3 月 14 日再受付)



吉田 幸弘 (学生会員)

平 22 金沢工大・工・情報通信卒。同年同大学院博士前期課程に入学。



岡田 幸祐 (学生会員)

平 22 金沢工大・工・情報通信卒。同年同大学院博士前期課程に入学。



佐々木秀輔 (学生会員)

平 23 金沢工大・工・情報通信卒。同年同大学院博士前期課程に入学。



牧野 滋 (正員：フェロー)

昭 52 京大・工・電気第二卒。同年三菱電機(株)に入社。地上マイクロ波回線用アンテナ、レーダ用アンテナ、地球局用アンテナ、衛星搭載用アンテナなどの研究に従事。同社情報技術総合研究所アンテナ技術部長を経て、平 19 金沢工大教授。昭 62、平 8、平 9、平 10 関東地方発表明彰発明奨励賞、平 10 R&D100 賞、平 17 第 16 回電波功績賞電波産業会会長表彰、平 18 市村産業賞貢献賞、平 21 本会通ソチュートリアル論文賞など受賞。IEEE Senior member。工博。



別段 信一 (正員)

昭 38 東北大・工・通信卒。同年三菱電機(株)入社。同社通信機製作所にて、レーダ用アンテナ、衛星通信地球局アンテナ及び電波望遠鏡の開発・設計に従事。同社通信機製作所技師長を経て、平 9 金沢工大・工・電気電子系・教授。現在、同電気系・教授。平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞。IEEE 会員。工博。



伊東 健治 (正員)

昭 58 同志社大・工・電子卒。平 9 東北大学工学研究科・電子工学専攻・後期博士課程了。昭 58 三菱電機(株)に入社。衛星通信地球局、衛星搭載中継器、レーダ装置などに用いられるマイクロ波・ミリ波送受信機の研究・開発、RF-IC、携帯電話機の開発に従事。同社モバイルターミナル製作所・ハードウェア技術部長を経て、平 21 金沢工大教授。平 12、平 17 関東地方発表明彰発明奨励賞、平 18 近畿地方発表明彰発明奨励賞、平 14 第 50 回オーム技術賞など受賞。平 16~20 IEEE Trans. MTT の Associate Editor、平 18~20、平 22、平 24~現在 IEEE MTT-S Selected ADCOM member。平 20~23 URSI-C 委員長。著書「モバイル通信の無線回路技術」(本会、共著)。IEEE Senior member。博士(工学)。



野口 啓介 (正員)

平 2 金沢工大・工・電子卒。平 4 東北大学院博士前期課程了。同年(株)日立製作所入社。平 7 金沢工大・工・電子・助手。現在、同電気系・教授。移動体通信用小形アンテナの研究に従事。平 10 電気学会論文発表賞、平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞。IEEE 会員。博士(工学)。



廣田 哲夫 (正員)

昭 54 京大・工・電子卒。昭 56 同大学院博士前期課程了。同年日本電信電話公社(現 NTT)入社。マイクロ波~ミリ波回路の研究に従事。この間、平 3~4 米 UCLA 滞在研究員。(株)NTT ドコモ勤務を経て、平 15 金沢工大・工・電気系・教授。現在に至る。昭 63 年度本会学術奨励賞、平 20 本会通ソ優秀論文賞受賞。IEEE 会員。工博。



高橋 徹 (正員)

平 4 早大・理工・電気卒。平 6 同大学院修士課程了。同年三菱電機(株)入社。以来、衛星通信、レーダ用アンテナの研究開発に従事。現在、同社情報技術総合研究所アンテナ技術部に勤務。博士(工学)。平 11 本会学術奨励賞受賞。IEEE シニア会員。