

60 GHz 帯低サイドローブ誘電体レンズアンテナの給電構造

清水 隆志^{†a)} 米山 務[†]

Feeding Structures for 60 GHz Dielectric Lens Antenna with Low Sidelobes

Takashi SHIMIZU^{†a)} and Tsukasa YONEYAMA[†]

あらまし 本論文では、ミリ波帯低サイドローブ誘電体レンズアンテナのNRDガイド回路との接続に適した給電構造に関する検討を行っている。具体的な構造としてはNRDガイド、方形導波管、円形導波管、マイクロストリップパッチアンテナを一次放射器に用いた場合を考えている。その結果、NRDガイド、方形導波管、円形導波管給電構造を用いると低サイドローブかつ高利得特性が得られることをシミュレーション及び実験により実証した。例えば、直径32mm誘電体レンズアンテナを使用した場合、60GHzにおいて、最大利得24.9dBi、サイドローブレベル-27dB以下、半値角9度と、極めて良好な特性が得られた。

キーワード ミリ波、誘電体レンズアンテナ、低サイドローブ特性、NRDガイド、導波管

1. ま え が き

近年の急速な情報社会の発展に伴い、非圧縮ハイビジョン映像無線伝送、ホームリンク、ギガビット無線LANなどに代表される超高速・大容量無線通信システム実現の要望が高まっている。これを実現するためには、現在ほとんど未利用であり、帯域が十分に広くなることができるミリ波帯が有効である。

ミリ波帯に適した低損失伝送線路の一つとしてNRDガイド(非放射性誘電体線路: Non-Radiative Dielectric waveguide)がある。NRDガイドは他の誘電体線路とは異なり、曲がりや不連続部で放射しないという優れた特性を有している[1]。これまでNRDガイドを用いた様々なミリ波回路デバイスの研究開発が行われてきた[2],[3]。近年ではギガビット級の伝送速度を有し、ハイビジョン映像を非圧縮無線伝送可能なトランシーバが報告されている[4]~[6]。しかしながら、ギガビット級無線伝送では、マルチパスの影響が大きく、その低減がギガビット級無線伝送を成功させる重要なキーポイントとなる。その解決策の一つとして、低サイドローブ特性を有する誘電体レンズアンテナがある。

本論文では、NRDガイドトランシーバとの接続に適した誘電体レンズアンテナの給電構造について検討を行っている。具体的には、NRDガイド、方形導波管、円形導波管及びマイクロストリップパッチアンテナを一次放射器として用いた給電構造である。

2. 誘電体レンズの設計

レンズ形状とその座標系を図1に示す。誘電体レンズ曲面 S_2 は、幾何光学に基づいて設計される[7],[8]。まず、波源 P_0 から基準面 S_3 までの光路長は一定でなければならないので、式(1)が成り立つ。

$$[P_0P_1] + [P_1P_2] + [P_2P_3] = [P_0O] + [OP_4] + [P_4P_5] \quad (1)$$

ただし、 $[P_1P_2]$ などは P_1P_2 間の光路長を表す。次

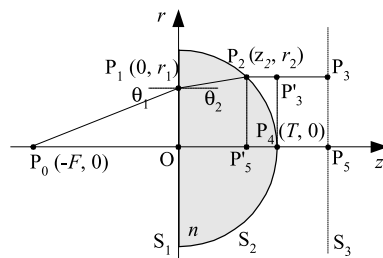


図1 レンズ形状と座標系

Fig. 1 Lens structure and coordinate systems.

[†] 東北工業大学 NRD スーパーブロードバンド研究センター, 仙台市
NRD Super Broadband Research Center, Tohoku Institute
of Technology, Sendai-shi, 982-8588 Japan

a) E-mail: shimizu@tohotech.ac.jp

に, P_2, P_4 からの垂線と各光路との交点を P'_5, P'_3 とし, 近軸光学を考慮すると $P_2P_3 = P'_5P_5$ であるので $P_2P'_3 = P'_5P_4$ となる. よって, 式 (1) は,

$$[P_0P_1] + [P_1P_2] + [P_2P'_3] = [P_0O] + [OP_4] \quad (2)$$

となり, 式 (3) が導かれる.

$$\sqrt{F^2 + r_1^2} + n\sqrt{z_2^2 + (r_2 - r_1)^2} - z_2 = (n-1)T + F \quad (3)$$

また, S_1 面上において, スネルの法則を適用すると,

$$\frac{r_1}{\sqrt{F^2 + r_1^2}} = \frac{n(r_2 - r_1)}{\sqrt{z_2^2 + (r_2 - r_1)^2}} \quad (4)$$

が成り立つ. これらを整理して, 式 (5), (6) を得る.

$$r_2 = r_1 \left(1 + \frac{z_2}{\sqrt{n^2(F^2 + r_1^2) - r_1^2}} \right) \quad (5)$$

$$z_2 = \frac{AB}{n - B} \quad (6)$$

ただし, $n = \sqrt{\epsilon_r}$ は屈折率, ϵ_r は比誘電率, F はレンズ焦点距離, T はレンズ厚さである. また, 定数 A, B は,

$$A = (n-1)T + F - \sqrt{F^2 + r_1^2} \quad (7)$$

$$B = \sqrt{1 - \frac{r_1^2}{n^2(F^2 + r_1^2)}} \quad (8)$$

である.

3. NRD ガイド給電構造

NRD ガイドトランシーバからの接続の基本構造となる NRD ガイドを用いた給電構造について検討する. 誘電体レンズをはずした給電構造の断面図を図 2 に示す. NRD ガイドは, 遮断平行平板に方形断面の誘電体ストリップを挿入した構造である. したがって, 平行平板間隔は 60 GHz 帯で半波長以下となるように 2.25 mm としている. また, 誘電体ストリップには, 比誘電率 $\epsilon_r = 2.04 \pm 0.01$, 誘電正接 $\tan\delta = (2.1 \pm 0.1) \times 10^{-4}$ の PTFE を用い, その寸法は高さ 2.25 mm, 幅 2.5 mm である [1]. 誘電体レンズは, 焦点距離 F に等しい高さをもつ円筒形状の発泡ポリスチレン ($\epsilon_r \approx 1$) に固定され, 更に発泡ポリスチレン円筒の他端は直径 D , 厚さ t の金属円板に固定されている. この金属板の中心部には, 一次放射器のための開口部として, 開口直

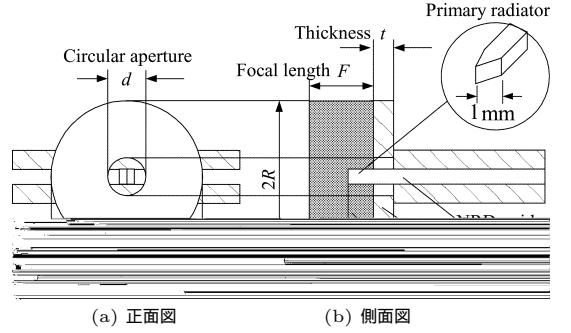
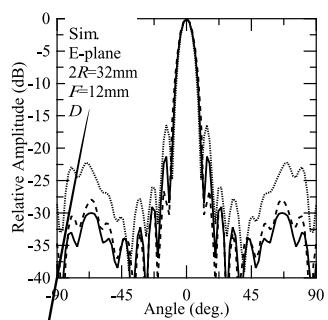


図 2 NRD ガイド給電構造の断面図
Fig. 2 Cross sectional views of the feeding structure by NRD-guide.

径 d の円筒形小孔が設けられている. 一次放射器には, NRD ガイドを金属円板の小孔中心部からロッド長 L だけ突き出し, その先端に 1 mm のテーパを付けたロッドアンテナを用いる. 製作の容易さと低損失性の観点から誘電体レンズ材料として高密度ポリエチレンを採用した. このポリエチレンの ϵ_r と $\tan\delta$ は, それぞれ 2.29 ± 0.02 , $(2.6 \pm 0.3) \times 10^{-4}$ で鋳造された高純度低損失誘電体材料の複素誘電率は遮断円筒導波管法 [9] により 48 GHz にて測定した値である.

まず, レンズ直径 $2R = 32$ mm とし, 1. と文献 [10] に示す誘電体レンズの設計方法に従い, 60 GHz で最



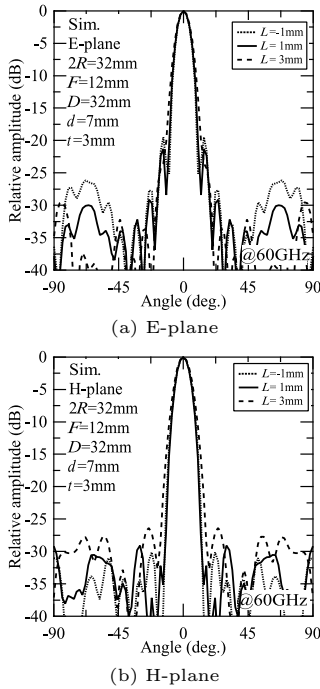


図6 誘電体ロッド長 L による放射特性の計算結果
Fig. 6 The simulated radiation patterns by changing the dielectric rod length L .

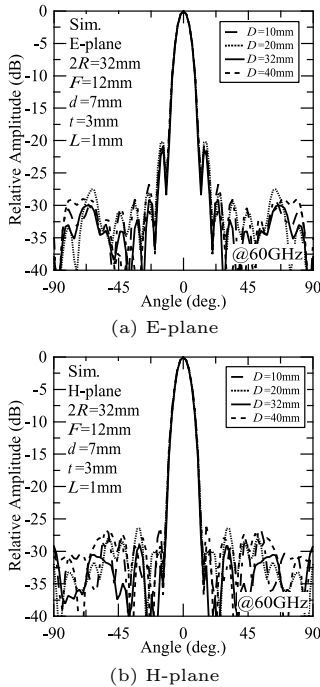


図7 金属板直径 D による放射特性の計算結果
Fig. 7 The simulated radiation patterns by changing the diameter of the metal plate D .

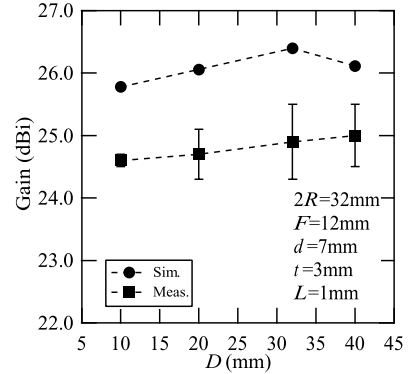


図8 金属板直径 D によるアンテナ利得の変化
Fig. 8 The changes of antenna gain by changing the diameter of the metal plate D .

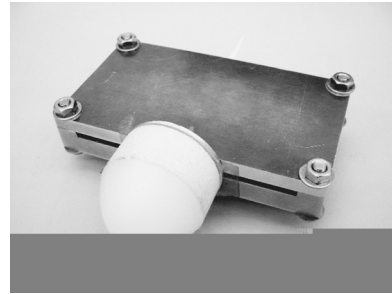


図9 試作した NRD ガイド給電構造レンズアンテナ
Fig. 9 Photo of the NRD-guide fed dielectric lens antenna.

る．これは直径が小さくなると，金属円板上をわずかに伝わる表面波が前方に反射されなくなるためである．ここでは，誘電体レンズ固定と全体寸法の観点からレンズ直径に等しい値を選択する．

以上の計算結果に基づき， $2R=32\text{ mm}$ ， $F=12\text{ mm}$ ， $D=32\text{ mm}$ ， $d=7\text{ mm}$ ， $t=3\text{ mm}$ ， $L=1\text{ mm}$ とした誘電体レンズアンテナをNC加工機を用いて試作した．試作したNRDガイド給電構造レンズアンテナの写真を図9に示す．試作したアンテナの60 GHzにおける放射特性の測定結果を図10に実線，HFSSによる計算結果を破線で示す[10]．測定結果は計算結果とよく一致していることが分かる．測定の際に使用するNRDガイド導波管変換器の変換損約0.5 dBを考慮すると，最大利得と開口効率それぞれ $24.9 \pm 0.6\text{ dBi}$ ， $76.4 \pm 10\%$ となる．更にE面，H面ともに，サイドローブは -27 dB 以下であり，半値角は9度と，優れた特性が得られることが分かった．

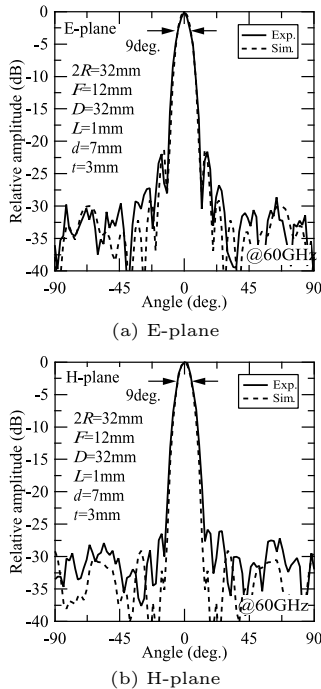


図 10 NRD ガイド給電時の放射特性の測定結果

Fig. 10 Measured results of radiation patterns by the NRD-guide feed.

4. 方形導波管給電構造

NRD ガイドトランシーバの前段にミリ波増幅器を使用する場合を考慮すると、方形導波管による給電構造が望ましい。また、NRD ガイド-方形導波管変換器も報告されている [11]。そこで、方形導波管給電構造に関して検討を行う。その構造の断面図を図 11 に示す。この構造は、図 2 において NRD ガイドを方形導波管 WR-15 (3.76 mm × 1.88 mm) とした構造であり、金属円板開口部の開口形状は、図 12 に示す円形開口、方形ホーン、円すいホーンの 3 種類を考える。方形ホーンは開口幅 1.88 mm から d まで、円すいホーンは直径 3.76 mm から d まで広げた形状である。

まず、2. の結果に基づき、 $2R=32$ mm, $F=12$ mm, $D=32$ mm, $d=7$ mm, $t=3$ mm とし、図 11 中の PTFE 線路がない状態で 3 種の開口形状による放射特性を 60 GHz において計算した。図 13(a) ~ (c) にその計算結果を示す。結果より、円形開口の場合、サイドローブは E 面：-17 dB 程度、H 面：-32 dB 程度である。また、方形ホーンの場合、E 面は -25 dB 程度となり、サイドローブは改善するが、逆に H 面は -25 dB 程度

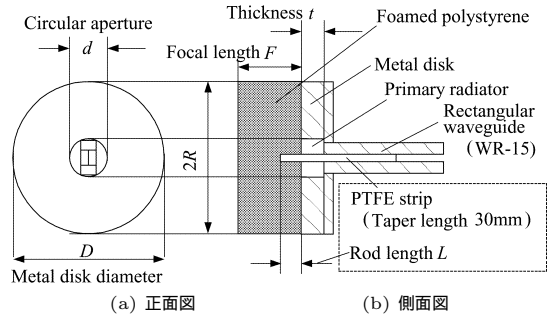


図 11 方形導波管給電構造の断面図
Fig. 11 Cross sectional views of the feeding structure by rectangular waveguide (WG).

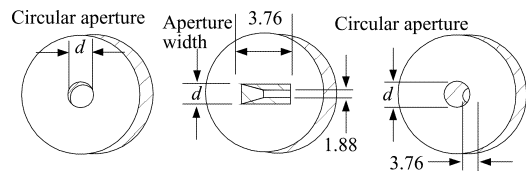
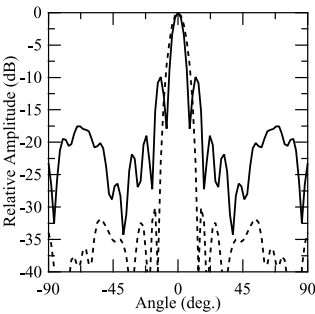


図 12 金属円板開口部の形状
Fig. 12 The shape of the metal plate aperture.

となり劣化する。また、円すいホーンの場合もサイドローブは E 面、H 面ともに -25 dB 程度であり、その特性は NRD ガイド給電時に及んでいない。

そこで、方形導波管内に図 2 に示す NRD ガイド給電時と同様に高さ 2.25 mm、幅 1.88 mm、ロッド長 $L=1$ mm、テーパ長 1 mm、導波管内テーパ長 30 mm の PTFE ロッドを挿入し、サイドローブレベルの改善を試みた。その計算結果を図 13(d) に示す。ただし、金属円板開口部は円すいホーン形状である。これより、サイドローブは E 面：-35 dB 程度、H 面：-30 dB 程度となり、NRD ガイド給電時と同等以上の特性を得られることが分かる。また、サイドローブが減少した理由は、誘電体の波長短縮効果によりレンズ焦点において電磁界が 1 点に集中し、焦点ぼけが減少したためと考える。

計算結果に基づき、 $d=7$ mm, $t=3$ mm の円すいホーンをもつ PTFE ロッドが挿入された方形導波管給電部を試作した。試作した給電部の写真を図 14 に示す。円錐ホーン付金属円板固定用金属板には、ミリ波の漏れを防ぐために $\lambda/4$ チョークを設けてある。図 14 に示す構造に 2. で用いた誘電体レンズを取り付け、放射特性の測定を 60 GHz において行った。図 15 にその測定結果を実線で示す。測定結果は計算結果とよく一致し



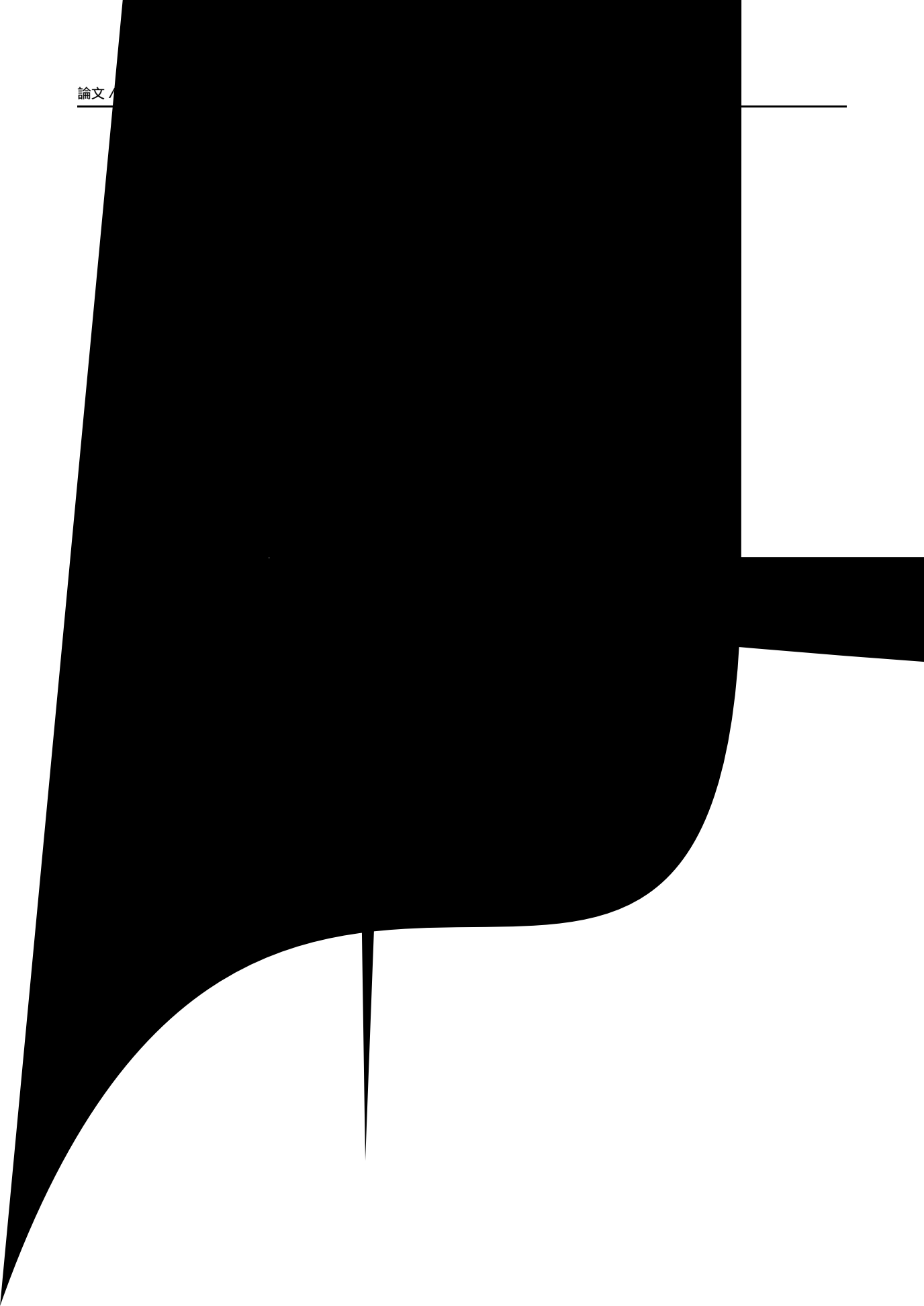
Circ

ss

ene

電

ing



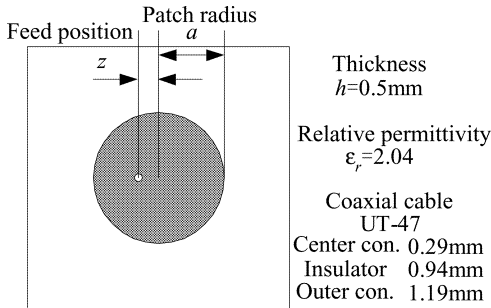
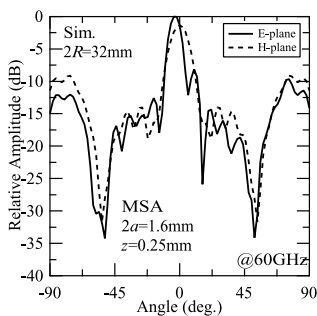
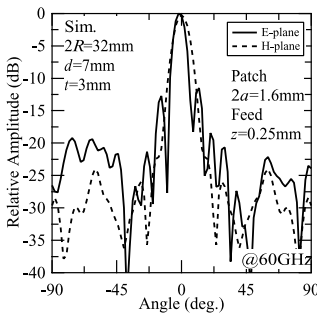


図 23 円形パッチ MSA の構造

Fig. 23 Structure of the circular patch MSA.



(a) MSA



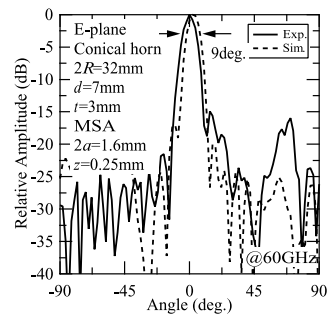
(b) MSA+円すいホーン

図 24 円形パッチ MSA を用いたときの放射特性の計算結果

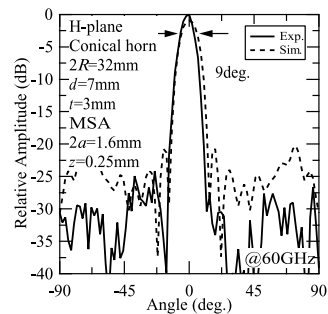
Fig. 24 Simulated results by the circular patch MSA feed.

換え、同軸線路により円形パッチ MSA に給電している。また、円形パッチ MSA の構造を図 23 に示す。ただし、基板厚さ $h=0.5\text{ mm}$ 、 $\epsilon_r=2.04$ とし、パッチ半径 a 、給電位置 z とする。共振周波数 f_0 が 60 GHz 付近となるように、 $a=0.8\text{ mm}$ と決定し、 z は HFSS により反射が最小となる $z=0.25\text{ mm}$ と決定した。

まず、 $2R=32\text{ mm}$ 、 $F=12\text{ mm}$ 、 $D=32\text{ mm}$ 、 $d=7\text{ mm}$ 、 $t=3\text{ mm}$ とし、一次放射器に円形パッチ MSA



(a) E-plane



(b) H-plane

図 25 円形パッチ MSA を用いたときの放射特性の測定結果

Fig. 25 Measured results of radiation patterns by the circular patch MSA feed.

のみを用いた場合と同 MSA の放射側上部に 3.76 mm から d まで広げた円すいホーン開口部をもつ金属円板を取り付けたときの放射特性を 60 GHz において計算した。その計算結果を図 24 に示す。これより、円すいホーン開口部をもつ金属円板を取り付けると、サイドローブが改善されることが分かる。また、放射特性が非対称であるのは、給電に用いた同軸線路の中心導体が 0.29 mm と大きく、給電点が広がりをもっているためと考える。

次に、計算結果に基づき、 $a=0.8\text{ mm}$ 、 $z=0.25\text{ mm}$ の円形パッチ MSA 及び円すいホーン形状をもつ給電部を試作した。試作した給電部構造をもつ誘電体レンズアンテナの放射特性を 60 GHz において測定した。図 25 にその測定結果を実線で示す。サイドローブは E 面が -17 dB 程度、H 面が -25 dB 程度であり、利得は $21.0\pm 0.6\text{ dBi}$ 、開口効率率は $31.1\pm 10\%$ 程度、半値角は 9 度である。また、計算結果と一致していない原因は、円形パッチ MSA の製作及び加工精度によるものとする。以上の結果より、一次放射器に円形パッチ MSA を用いると、NRD ガイドや導波管給電時に比

べ、特性が非常に劣化することが分かった。

7. む す び

NRD ガイドトランシーバへの接続に適したNRD ガイド、方形・円形導波管給電及び円形パッチMSAを一次放射器として用いた低サイドローブ特性誘電体レンズアンテナに関して検討を行った。NRD ガイド、方形導波管、円形導波管給電構造を用いると、低サイドローブ特性を有する高効率な誘電体レンズアンテナが実現できることをシミュレーション及び実験により実証した。更に、本アンテナは様々なミリ波アプリケーションにも容易に使用可能であると期待できる。

謝辞 誘電体材料のミリ波複素誘電率測定を行って頂いた埼玉大学小林禧夫教授に深謝致します。また、本研究の一部は、文部科学省のハイテク事業による私学助成を得て行われた。

文 献

- [1] T. Yoneyama and S. Nishida, "Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT-29, no.11, pp.1188-1192, Nov. 1981.
- [2] T. Yoneyama, "Millimeter-wave transmitter and receiver using the nonradiative dielectric waveguide," IEEE International Microwave Symposium, NN-2, Long Beach, June 1989.
- [3] 内田偉津美, 黒木太司, 米山 務, "35 GHz帯NRDガイド送受信機の小型化," 信学論 (C-I), vol.76-C-I, no.7, pp.270-276, July 1993.
- [4] 黒木太司, 山口倫史, 米山 務, "NRD ガイド送受信機を用いた 60 GHz 帯ギガビット級超高速無線データ伝送," 2003 信学総大, SC-3-3, March 2003.
- [5] 川原祐紀, 沢田浩和, 米山 務, "簡便・小型・高性能NRDガイドミリ波スイッチレス時分割トランシーバ," 2003 信学総大, SC-10-3, March 2004.
- [6] 沢田浩和, 川原祐紀, 米山 務, "小型, 高性能なミリ波NRDガイドスイッチレストランシーバの開発," 信学技報, MW2004-33, June 2004.
- [7] J. J. Lee, Antenna Handbook, vol.2, Chapter 16, Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [8] 西郷拓也, 富士本孝文, 田中和雄, 田口光雄, "誘電体レンズアンテナの解析," 信学技報, ED99-236, MW99-168, Nov. 1999.
- [9] T. Shimizu and Y. Kobayashi, "Cut-off circular waveguide method for dielectric substrate measurements in millimeter wave range," IEICE Trans. Electron., vol.E87-C, no.5, pp.672-680, May 2004.
- [10] T. Shimizu and T. Yoneyama, "A NRD guide fed dielectric lens antenna with high gain and low sidelobe characteristics," IEICE Trans. Electron., vol.E88-C, no.7, pp.1385-1386, July 2005.
- [11] 黒木太司, 下井 浩, 山岡幸一, 米山 務, "60 GHz 帯NRD

ガイド-方形導波管変換器の試作," 2004 信学総大, C-2-56, March 2004.

- [12] 川原祐紀, 米山 務, "NRD ガイドに適したミリ波誘電体アンテナ," 信学技報, A-P2003-124, Aug. 2003.
- [13] 沢田浩和, 米山 務, 黒木太司, "放射損を抑えたNRD-MSL変換器の提案," 信学技報, MW2003-207, Nov. 2003.
- [14] 羽石 操, "平面アンテナの解析と設計," Microwave Workshop and Exhibition MWE2001 Digest, pp.400-409, Dec. 2001.

(平成 17 年 4 月 6 日受付, 7 月 11 日再受付)



清水 隆志 (正員)

平 11 埼玉大・工・電気電子卒。平 16 同大大学院博士課程了。同年東北工業大学研究員、現在に至る。低損失誘電体のミリ波測定、ミリ波デバイスに関する研究に従事。平 17 本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



米山 務 (名誉員)

昭 34 東北大・工・通信卒。昭 39 同大大学院博士課程了。同年東北大・工・通信助手。昭 40 同大学電気通信研究所助教授。昭 61 同所教授。平 11 東北工大教授、現在に至る。ミリ波の研究に従事。科学技術庁長官賞、平 8 本会業績賞、平 9 本会功績賞等受賞。共著「電波伝送工学」。IEEE Life Fellow。