

NRD ガイド-導波管 H 面変換器とそのレンズアンテナ給電系への応用

清水 隆志^{†a)} 米山 務[†]

NRD-Guide and Waveguide H-Plane Transition and Its Application for Lens Antenna Feeding Structure

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

あらまし NRD ガイドは誘電体ストリップを 2 枚の導体板で挟んで構成される．この導体板を，例えばアンテナなどのデバイスの装荷台に利用できると NRD ガイドの実用性が一段と向上する．このことを念頭に本論文では，NRD ガイドの導体板を貫通して導波管をうがち，この導波管を介してミリ波を誘電体ストリップから導体板上面に導くことを検討した．そのため，まず NRD ガイドを構成する誘電体ストリップと導体板を貫通する導波管を結合する H 面変換器について考察した．その結果，60 GHz 帯において， $|S_{11}|$ が -15 dB 以下の帯域幅が 4 GHz と，十分広帯域な特性を実現し，また変換損も 0.2 dB と実用的であることを見出した．更に，この変換器を応用して，NRD ガイド導体板上に装荷されたレンズアンテナの給電系を設計・試作し， $|S_{11}| \leq -15$ dB の帯域幅 6 GHz，開口効率 78%， -27 dB 以下の低サイドローブ特性を有するアンテナを実現した．

キーワード 変換器，NRD ガイド，導波管，ミリ波，誘電体レンズアンテナ

1. ま え が き

近年，ミリ波帯で特に有効な低損失伝送線路である NRD ガイド [1] を用いた様々なミリ波回路が研究されてきた [2]～[4]．NRD ガイドは，誘電体ストリップを 2 枚の導体板で挟んで構成される．この導体板を，例えばアンテナなどのデバイスの装荷台に利用できると NRD ガイドの実用性が一段と向上し，その応用も更に広がる．NRD ガイドの導体板を利用したデバイスとして，NRD ガイドに適合したミリ波誘電体アンテナが報告されている [5]．このデバイスでは，導体板を利用するために NRD ガイド-同軸線路-円形導波管変換器が用いられている．しかしながら，同軸線路変換が含まれるため，その構造は複雑であり，製作が困難であった．その他の NRD ガイド-導波管変換器として，NRD ガイドの E 面と接続する変換器 [6], [7] が報告されているが，導体板の利用は難しい．一方，筆者らはこれら変換器との接続を考慮した NRD ガイド給電誘電体レンズアンテナ [8], [9] を報告してきた．しか

し，導体板をアンテナ装架台に利用するという発想はなかった．

本論文では，NRD ガイドの導体板を貫通して導波管をうがち，この導波管を介してミリ波を誘電体ストリップから導体板上面に導くことを検討する．その方法として，NRD ガイドを構成する誘電体ストリップと上部導体板を貫通する導波管を結合する H 面変換器について考察する．この変換器は，誘電体ストリップと同一平面まで拡張した下部導体板の一部に結合孔を有する導波管を掘り込み，その結合孔に誘電体ストリップを配置する構造であり，容易に製作可能である．更に，提案した変換器をアンテナ給電系へ応用し，導体板をアンテナ装荷台として利用した NRD ガイド上面誘電体レンズアンテナを設計・試作し，計算と実験によりその有効性を示す．

2. NRD ガイド-円形導波管 H 面変換器

2.1 構造

NRD ガイド-円形導波管 H 面変換器（以下，NRD-CWG 変換器）の構造を図 1 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 帯で自由空間波長の半波長以

[†] 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@tohtech.ac.jp

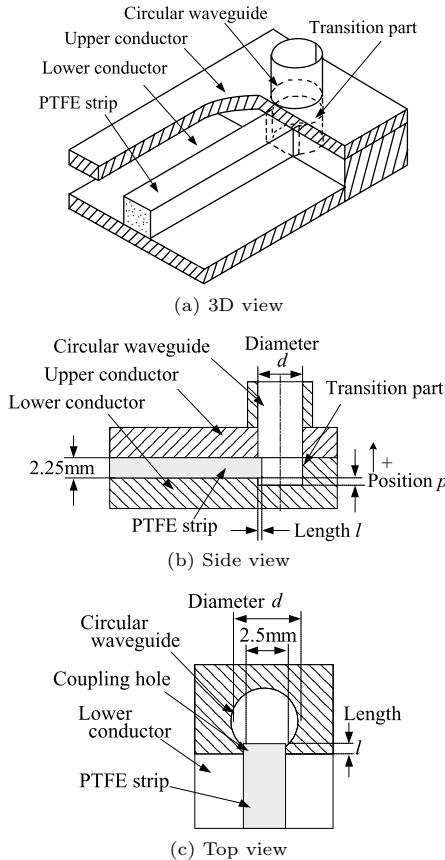


図 1 NRD ガイド-円形導波管 H 面変換器の構造
Fig.1 Structure of the NRD-guide and circular waveguide H-plane transition.

下となるように 2.25 mm とする．また，誘電体ストリップには，比誘電率 $\varepsilon_r=2.04\pm0.01$ ，誘電正接 $\tan\delta=(2.1\pm0.1)\times10^{-4}$ @48 GHz の PTFE を用い [10]，その寸法は高さ 2.25 mm，幅 2.5 mm である [1]．NRD-CWG 変換部は，誘電体ストリップと同一平面まで拡張した下部導体板に，誘電体ストリップ高さストリップ底面から変換部底面位置 p を合わせた長さをもち，誘電体ストリップ幅，高さに等しい寸法の結合孔を有する直径 d の円形導波管を掘り込んだ構造である．この変換部と NRD ガイドは，結合孔を介して誘電体ストリップを長さ l だけ挿入して接続する．また，変換部と円形導波管は，直径 d の円形導波管を掘り込んだ上部導体板を介して接続する．

この構造を用いることで，図 2 に示すように NRD ガイドの基本伝送モードである LSM_{01} モードと円形導波管の最低次の伝送モードである TE_{11} モードの電

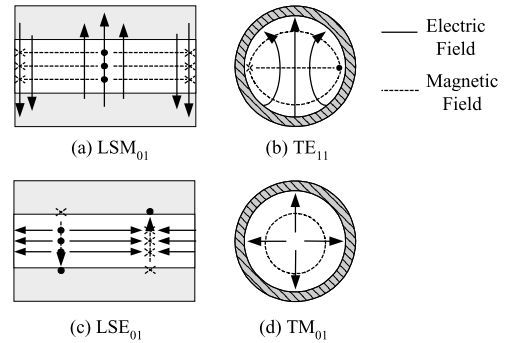


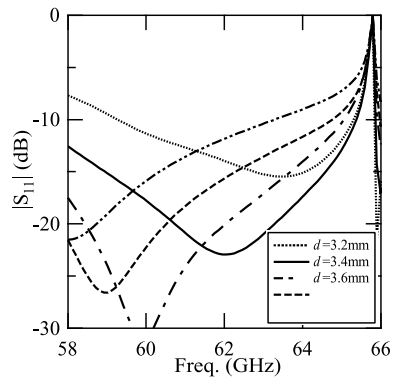
図 2 円形導波管と NRD ガイドの電磁界分布
Fig.2 Field distributions of circular waveguide and NRD-guide.

磁界の向きがそろうため，モード変換が可能となる．一方， LSM_{01} モードと TE_{11} モードの直交モード及び NRD ガイドの最低次モードである LSE_{01} モードと TE_{11} モードの電磁界成分は直交しているため，変換は生じない．しかしながら， LSE_{01} モードと TE_{11} モードの直交モードとは変換を生じる可能性があるが， LSE_{01} モードの発生を抑制することで防ぐことができる．また，NRD ガイドの動作帯域でシングルモード伝送する円形導波管直径を選択することで高次モードの TM_{01} モードは生じない．

2.2 シミュレーションによる検討

ここでは，我が国での簡易免許により運用可能な周波数帯 59 ~ 66 GHz で動作させることを目的として検討を行う．

まず，三次元電磁界解析シミュレータ Ansoft HFSS Ver.8.5 により，変換部線路挿入長 $l=0$ mm，変換部底面位置 $p=0$ mm とし，直径 d に関して検討を行う．なお，HFSS による検討では，すべて無損失条件にて行う．その反射特性の計算結果を図 3 に示す．また，直径 d と反射が最小になる周波数の関係を図 4 に示す．図 4 中，一点破線で TM_{11} モードの遮断周波数，実線で計算値に対する近似曲線 ($\text{Freq.}=3.9d^2 - 35.4d + 136.7$) を示す．直径 d により，中心周波数が決定できることが分かる．ここでは，NRD ガイドの動作帯域 54.5 ~ 66.6 GHz で，円形導波管が単一モード伝送となる $d=3.4$ mm を選択する．次に， $d=3.4$ mm， $p=0$ mm とし， l を変化させた場合に関して計算を行う．その反射特性の計算結果を図 5 に示す．結果より， $l=0$ mm，つまり円形導波管の接線と線路端面が一致したときに最も反射が小さくなることが分かる．これは，PTFE



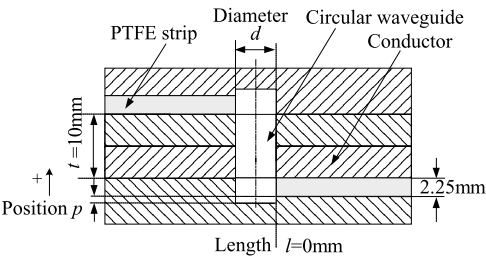
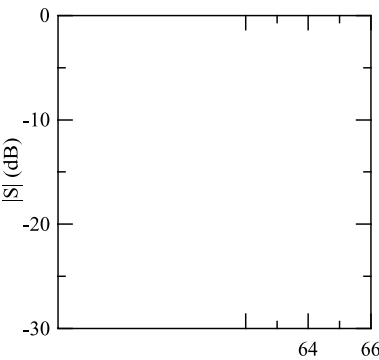


図 8 NRD-CWG-NRD 変換器の断面図
Fig. 8 Cross sectional view of the structure for NRD-CWG-NRD transition.



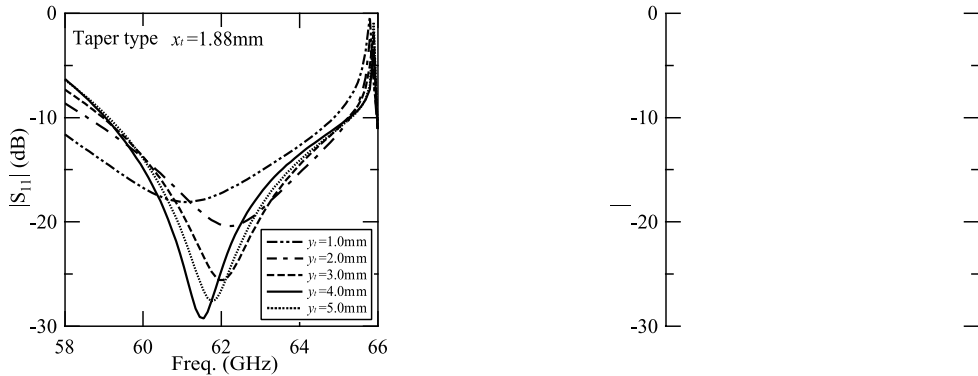


図 11 テーパ長さ y_t の変化による反射特性の計算結果
Fig. 11 Calculated results of changing taper length y_t .

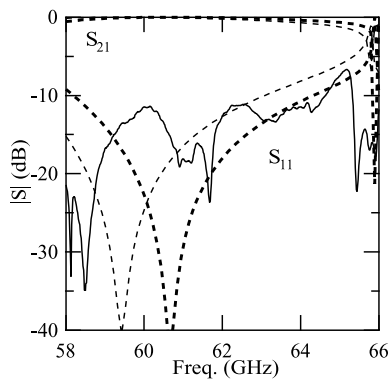
形状にする必要がある．ここでは，その製作の容易さを考慮し，誘電体ストリップ幅 x_t ，長さ y_t のテーパ形状を用いる．また，変換部と方形導波管は，WR-15 方形導波管を掘り込んだ上部導体板を介して接続する．

この構造とすることで，NRD-CWG 変換器と同様に，NRD ガイドの LSM_{01} モードと方形導波管の伝送モードである TE_{10} モードの電磁界の向きがそろうため，モード変換が可能となる．

3.2 シミュレーションによる検討

前節と同様に，59～66 GHz で動作させることを目的とし，Ansoft HFSS Ver.8.5 を用いて検討を行う．

まず，変換部底面位置 $p=0$ mm，導波管幅に等しいテーパ幅 $x_t=1.88$ mm とし，テーパ長さ y_t を変化したときの反射特性について計算した．その計算結果を図 11 に示す． $y_t=4.0$ mm のとき，最も反射が小さくなることが分かる．そこで， $y_t=4.0$ mm， $p=0$ mm とし， x_t について同様に反射特性の計算を行った．その計算結果を図 12 に示す．これより， x_t により，中心周波数を調整できることが分かる． $x_t=2$ mm 程度のとき，60 GHz 付近で最も反射が小さくなり，反射量が -15 dB 以下となる帯域幅は 3.5 GHz 程度と広帯域である．最後に， $x_t=2.0$ mm， $y_t=4.0$ mm とし， p を変化した場合について計算を行った．その反射特性の計算結果を図 13 に示す．NRD-CWG 変換器の場合とは異なり， p の変化により， $|S_{11}| \leq -15$ dB となる帯域幅をほぼ保ったまま，60～62 GHz の範囲において中心周波数が変化することが分かる．また， p の変化量に対する中心周波数の変化量も円形導波管の場合に比べ，比較的緩やかである．更に，底面位置 p を



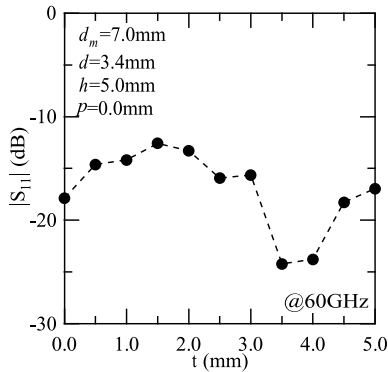


図 17 導波管部長さ t の変化による 60 GHz における反射特性の変化

Fig. 17 Calculated results of reflection by changing waveguide part length t at 60 GHz.

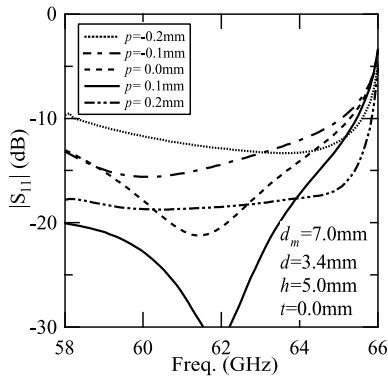
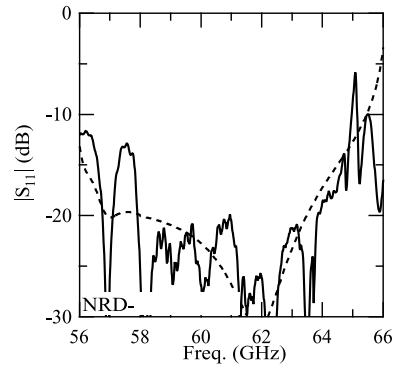


図 18 底面位置 p の変化による反射特性の変化

Fig. 18 Calculated results of reflection by changing position p .

得られている $h=5\text{ mm}$, $d_m=7\text{ mm}$ とする．また，上部導体板に設けた円形導波管直径 d は，変換器の動作帯域でシングルモード伝送となるように， $d=3.4\text{ mm}$ とした．まず，導波管部長さ t を $0\sim 5\text{ mm}$ と変化させて，HFSS により反射特性を計算した．その結果を図 17 に示す．図 17 より， t が 0.5 mm より小さい，若しくは $t=2.5\text{ mm}$ 以上のときに，その反射量は -15 dB 以下となることが分かる．ここでは，アンテナ全体の構造を小さくすることを考え， $t=0\text{ mm}$ と決定する．次に， $t=0\text{ mm}$ とし，底面位置 $p = -0.2\sim 0.2\text{ mm}$ まで変化させたときの反射特性の変化を計算した．その結果を図 18 に示す．変換器単体と同様に p の変化によって，反射特性の改善が可能である．更に， $p=0.1\text{ mm}$ 時， $|S_{11}|$ が -15 dB 以下となる帯域幅が 6 GHz 以上と極めて広帯域な反射特性が得られる．

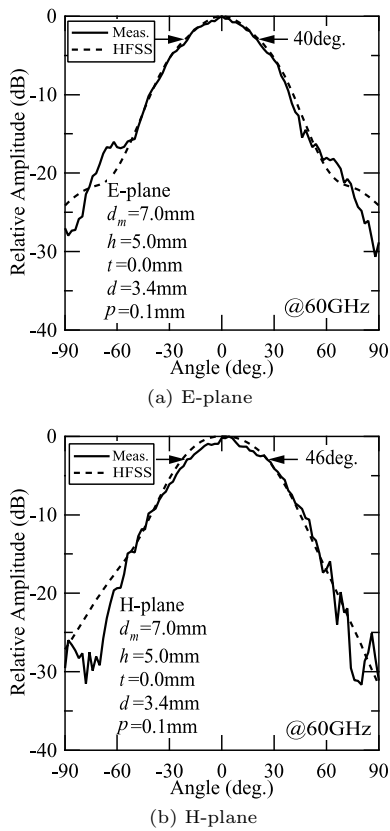
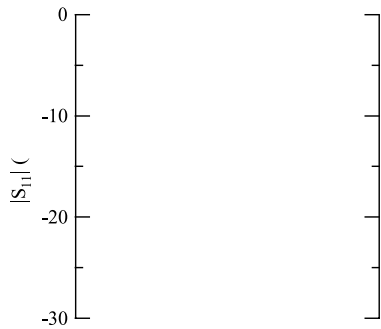


図 20 NRD ガイド上面円錐ホーンアンテナの放射特性の測定結果

Fig. 20 Measured results of radiation pattern for the NRD-guide upper side conical horn antenna.



- [2] T. Yoneyama, "Millimeter-wave transmitter and receiver using the nonradiative dielectric waveguide," IEEE International Microwave Symposium, NN-2, Long Beach, June 1989.
- [3] F. Kuroki, M. Sugioka, S. Matsukawa, K. Ikeda, and T. Yoneyama, "High-speed ASK transceiver based on the NRD-guide technology as 60-GHz band," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.46, no.6, pp.806-810, 1998.
- [4] 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タランシーバの開発," 信学技報, MW2004-33, June 2004.
- [5] 川原祐紀, 米山 務, "NRD ガイドに適合したミリ波誘電体アンテナ," 信学技報, A・P2003-124, Aug. 2003.
- [6] J.A.G. Malherbe and J.H. Cloete, "A transition from rectangular to nonradiating dielectric waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.MTT-33, no.9, pp.539-543, June 1985.
- [7] 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," 信学総大, C-2-56, March 2004.
- [8] 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.
- [9] 清水隆志, 米山 務, "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," 信学論(C), vol.J88-C, no.12, pp.1096-1105, Dec. 2005.
- [10] 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.

(平成 17 年 8 月 31 日受付, 12 月 8 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。