

イメージ NRD ガイドの提案とその端部からの放射

菅原 靖敬[†] 中南 直樹[†] 石井 望^{††} 伊藤 精彦[†]

A Proposal of Image NRD Waveguide and Radiation from its End

Yasutaka SUGAWARA[†], Naoki NAKAMINAMI[†], Nozomu ISHII^{††}, and Kiyohiko ITOH[†]

あらまし NRD ガイドの変形であるイメージ NRD ガイドは低損失な伝送線路としてミリ波帯での応用が期待される。本論文では、イメージ NRD ガイドの分散・減衰特性を理論的に、同軸プローブを介した反射・伝送特性を 14 GHz 帯において実験的に明らかにする。また、ガイドの端部放射を利用したアンテナについて反射特性、絶対利得、及び放射パターンを 14 GHz 帯の実験により明らかにしている。

キーワード イメージ NRD ガイド、同軸プローブ変換、タイムドメイン、開口端部

1. ま え が き

携帯電話、PHS をはじめとする無線を利用した移動体通信の需要が増大し、マイクロ波帯で利用できる周波数領域がひびくしつつある今日において、周波数資源の確保の観点から、未利用周波数領域であるミリ波帯における無線利用を見越した技術の確立、及びミリ波帯のセンサ技術への応用が要求されている。ミリ波帯は、高周波回路が小形化できるとともに、周波数帯域を広く確保でき、伝搬距離が短い周波数の空間的な利用効率を高くできるなど、無線システムやセンサ等を構築するうえで有利な特性をかね備えている。しかしながら、ミリ波帯においては、デバイスの挿入損失が大きく、安定して利用できる発振器等の開発が遅れていたこともあり、一部の応用を除いて、ミリ波帯の特性を生かしたアンテナ及びセンサは未開拓状態にある。

このような背景のもとで、ミリ波帯において挿入損失が非常に小さい非放射型誘電体導波路 (NRDG: Non-Radiative Dielectric waveGuide) が注目を集めている [1], [2]。本論文では、NRDG の変形であるイメージ NRD ガイド (以下、iNRDG) を提案し、その分散・減衰特性を計算するとともに、同軸プローブ変換によ

る給電方法について検討する。

iNRDG の誘電体内の断面における界分布は方形導波管のそれに類似しているため、導波管開口と同様に、iNRDG の切断面からの放射が見込まれる。また、NRDG の切断面並びにそのアレーによる放射について既に報告がなされている [3], [4]。本論文では、iNRDG を利用した簡単な構造のアンテナとして、iNRDG の切断面からの放射について実験的に 14 GHz 帯において検討する。

2. イメージ NRD ガイド

iNRDG は、図 1 に示すように、NRDG の誘電体領域において平行平板に垂直な電気壁を挿入した構造の誘電体線路である。これと似た構造の導波路としてトラフガイド [5] が知られているが、板間を $\lambda_0/2$ 以下

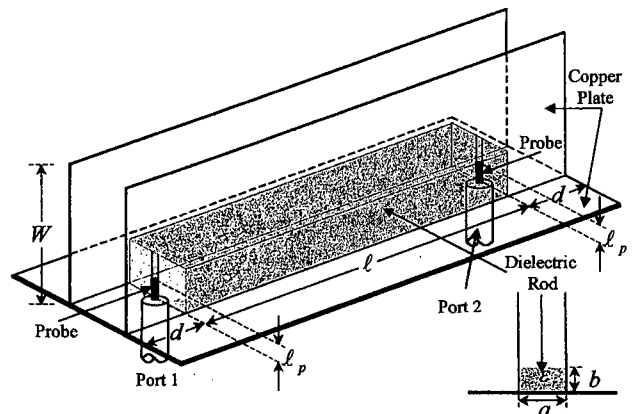


図 1 イメージ NRD ガイド
Fig. 1 Image NRD guide.

[†] 北海道大学大学院工学研究科, 札幌市
Graduate School of Engineering, Hokkaido University,
Sapporo-shi, 060-8628 Japan

^{††} 新潟大学工学部, 新潟市
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi, 950-
2181 Japan

とるように設計する点で大きく異なっている。ここで、 λ_0 は自由空間波長である。iNRDG の動作及び設計は NRDG とほぼ同一であるが、電気壁として挿入されたイメージ板の導電損の分だけ iNRDG のほうが損失が大きい。一方、iNRDG は NRDG の半分の容積で構成され、イメージ板の裏面に他の高周波回路等を設けることができる。また、イメージ板を挿入したことにより、NRDG の主モードである LSM₁₀ モードを維持しつつ、不要モードのうち偶対称モードの LSE₁₀ モード、平行平板 TEM モードの発生を抑制することができる。

本論文で検討する図 1 の iNRDG は、平行平板銅板とイメージ銅板の接続部分のすきまでの損失を防ぐために共晶性の低温ハンダを用いてはんだ付けされており、その井戸構造の底に誘電体棒が密着されている。誘電体棒は比誘電率 $\epsilon_r = 2.0$ のテフロンであって、その断面は $a = 10.0$ mm, $b = 6.0$ mm である。この寸法は、14.0 GHz 帯での動作を見込んで選んである。また、同軸プローブで NRDG を励振する方法 [6], [7] を応用して、iNRDG への給電は、イメージ板の裏面から同軸を介し、その内導体（プローブ）を誘電体棒の切断面に接することで行っている。この給電は、プローブから見て誘電体棒側に iNRDG の LSM₁₀ モードが伝搬モードとして励振され、その反対の空気側の平行平板導波路の TE₁ モードがカットオフ状態となっていることを利用した方法である。したがって、この方法では、ある程度の長さの空気側領域を必要とする。

以下、この iNRDG の分散特性及び減衰特性の計算例を示すとともに、上記プローブ給電の設計法について実験的に検討を加え、iNRDG の反射・伝送特性の測定例を示すことにする。

2.1 分散特性

図 2 に、さきのパラメータの iNRDG の主モードである LSM₁₀ モードの周波数対 β/k_0 の関係、すなわち、分散特性を示す。ここで、 β は iNRDG 内の位相定数、 k_0 は自由空間内の波数である。この特性は誘電体棒の断面が $a = 10.0$ mm, $2b = 12.0$ mm の NRDG の主 LSM₁₀ モードの分散特性と同一である。図中の実線が計算値であって、○印が実験値である。実験値は、iNRDG の平行平板間に平行にプローブを挿入して電界定在波分布の隣り合う節の間の距離 $\lambda_g/2$ を測定し [8], $\beta/k_0 = \lambda_0/\lambda_g$ であることに留意して得ている。ただし、 λ_g は iNRDG の管内波長である。また、この計算値と実験値の一致より、iNRDG 内に LSM₁₀

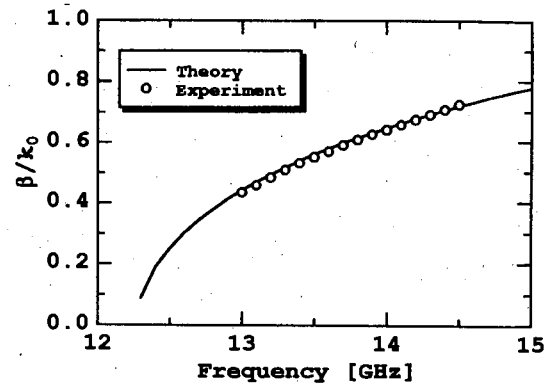


図2 イメージ NRD ガイドの分散特性
Fig. 2 Frequency dispersion of image NRD guide.

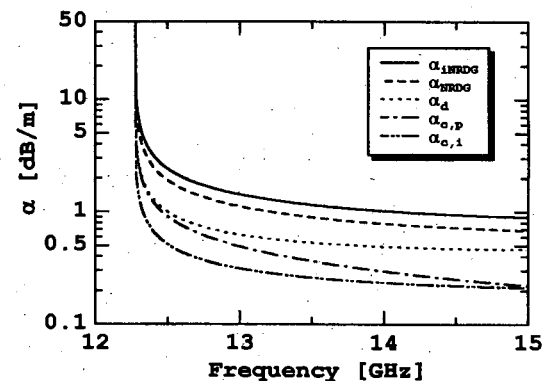


図3 イメージ NRD ガイドの減衰特性
Fig. 3 Attenuation of image NRD guide.

モードが生じていることも確認される。

2.2 減衰特性

ミリ波帯におけるデバイスは、多くの場合、周波数が高くなるにつれて損失が大きくなるという欠点がある。その一方で、NRDG は周波数の $-3/2$ 乗に比例して損失が小さくなるため、ミリ波帯への利用に適している。しかしながら、本論文で提案する iNRDG は、イメージ板の導電損のため、NRDG よりも減衰定数が大きくなる。文献 [2] と同様に摂動法を用いて、NRDG と iNRDG の減衰定数の周波数特性の計算を行った結果を図 3 に示す。図には、誘電体損による減衰 α_d 、平行平板での導体損による減衰 $\alpha_{c,p}$ 及びイメージ板での導体損による減衰 $\alpha_{c,i}$ を併せてプロットしてある。ここで、誘電体の誘電正接 $\tan \delta$ を 10^{-4} 、イメージ板及び平行平板の銅板の導電率 σ を 5.8×10^7 S/m とした。図 3 から、iNRDG の減衰 $\alpha_{\text{NRDG}} (= \alpha_d + \alpha_{c,p})$ は NRDG の減衰 $\alpha_{\text{iNRDG}} (= \alpha_d + \alpha_{c,p} + \alpha_{c,i})$ と比較して、イメージ板における減衰 $\alpha_{c,i}$ だけ大きく、その差は 14.0 GHz において 0.23 dB/m である。また、iNRDG についても NRDG と同様に周波数が高くな

るにつれて導電損が小さくなる特徴が見られる。

2.3 同軸プローブ変換イメージ NRD ガイドの反射・伝送特性

図 1 に示される同軸プローブ変換 iNRDG の反射・伝送特性を測定するにあたり、まず同軸プローブ長の決定方法について検討する。図 1 において、ポート 1 における同軸プローブについて考える。

まず、方形導波管のプローブ給電時における入力抵抗の計算と同様にして、iNRDG のプローブの入力抵抗を計算する。計算方法については付録を参照されたい。入力抵抗の計算結果を図 4 に示す。同図では、入力抵抗を $|S_{11}|$ に変換して示している。最も整合がとれるプローブ長は、14.0 GHz において 2.9 mm となる。

つぎに、最適なプローブ長を実験的に得る方法について考察する。図 1 の構造において、ポート 2 から同軸プローブ変換を取り除き、開放終端とし、ネットワークアナライザのゲーティング機能を利用して、ポート 2 からの反射を取り除き、ポート 1 の同軸プローブの

長さを決定した。まず、ネットワークアナライザ HP 8510C を用いて、12.0~16.0 GHz の 401 ポイントの周波数ドメインの S_{11} データを帯域モードによりタイムドメインに変換した結果が図 5 の実線である。このタイムドメインのデータに対して、-0.590 ns~0.675 ps の区間にノーマルゲートをかけた結果が図 5 の破線である。このように、0 ns 近傍の同軸プローブ周辺の反射波に対してのみゲートをかけることにより、2 ns 近傍で最大となる開放終端での反射波を除去する。図 5 の実線及び破線のタイムドメインデータを再び周波数領域に変換した結果が図 6 である。以上の手順から明らかなように、図 6 はポート 1 の同軸プローブ長にのみ依存しており、ゲートをかけた $|S_{11}|$ データをみながらプローブ長を調整することで、最適なプローブ長を決定することができる。

図 7 は、14.0 GHz におけるプローブ長と $|S_{11}|$ の関係を実験的に求めたものである。プローブ直径は 1.25 mm とした。同図より、プローブ長を 2.9 mm と

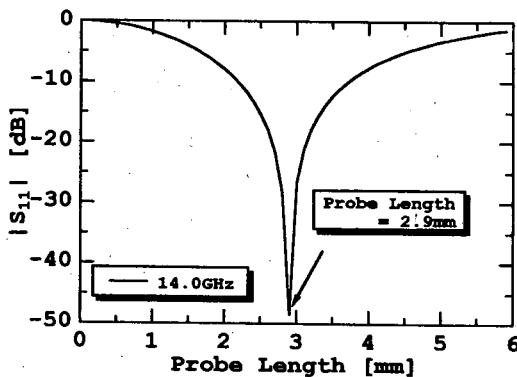


図 4 同軸プローブ変換のプローブ長と $|S_{11}|$ の関係 (理論値)

Fig. 4 Probe length versus $|S_{11}|$ for coaxial probe transition (theoretical values).

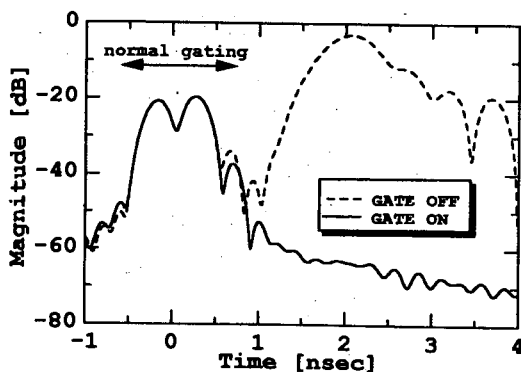


図 5 タイムドメインにおける反射波

Fig. 5 Reflected waves in the time domain.

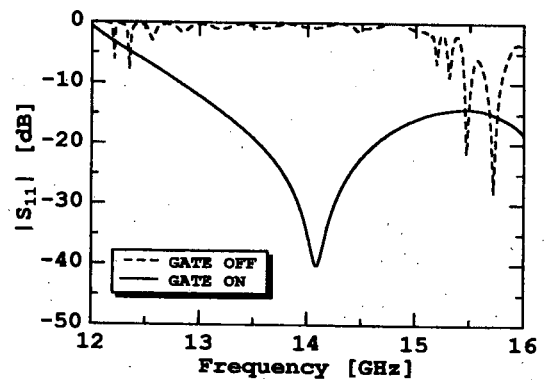


図 6 ゲーティング前後の $|S_{11}|$ の周波数特性

Fig. 6 Frequency characteristic of $|S_{11}|$ before and after gating in the time domain.

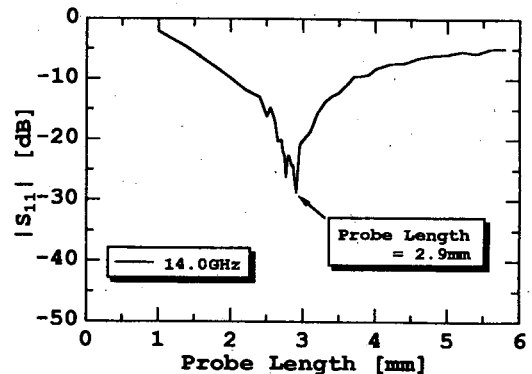


図 7 同軸プローブ変換のプローブ長と $|S_{11}|$ の関係 (実験値)

Fig. 7 Probe length versus $|S_{11}|$ for coaxial probe transition (experimental values).

したときに、 $|S_{11}|$ が最小となる。これは、さきの図 4 の理論値に一致している。

以上により、プローブ長を 2.9 mm として反射及び伝送特性の測定を行った。その結果を図 8 に示す。測定にあたり、図 1 において平行導体板の幅 W を 30 mm、誘電体棒の長さ l を 100 mm、両側の空気領域の長さ d を 40 mm とした。なお、空気領域での平行平板導波路の TE_1 モードの減衰定数は、14 GHz において、 $\alpha_{TE_1} = 979.21 \text{ dB/m}$ であるから、長さ $d = 40 \text{ mm}$ で 39.17 dB の減衰が見込まれることを目安にして d を決定している。この寸法における iNRDG の主モードのカットオフ周波数は 12.27 GHz であり、空気領域のカットオフ周波数は 15.0 GHz である（いずれも理論値）。これらの周波数を含むように、測定周波数範囲を 12.0~16.0 GHz とした。

図 8 から周波数 13.2~14.9 GHz において $|S_{11}|$ は -10 dB 以下であることがわかる。また、 $|S_{21}|$ は、カットオフ周波数 12.2 GHz から増加し、14.0 GHz にお

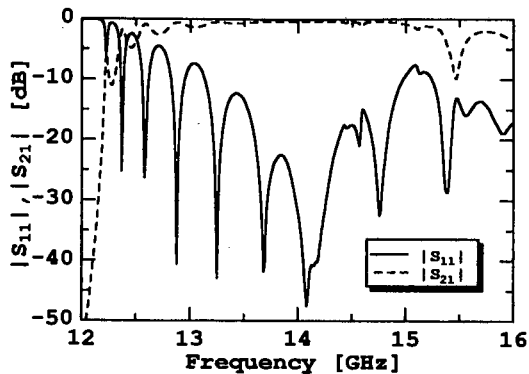


図 8 イメージ NRD ガイドの反射・伝送特性 (測定値)
Fig. 8 Measured reflection and insertion losses of image NRD guide.

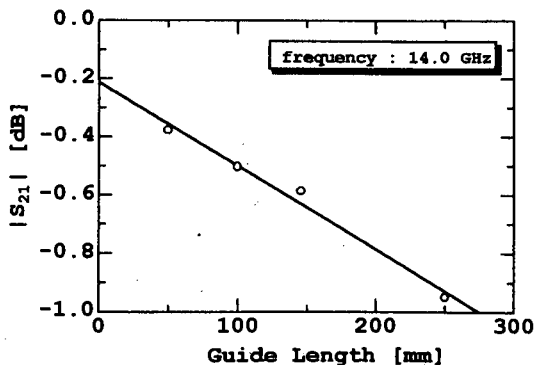


図 9 イメージ NRD ガイドのガイド長と減衰量との関係 (14 GHz, 測定値)
Fig. 9 Guide length versus measured attenuation for image NRD guide at 14 GHz.

いて -0.38 dB である。さきの減衰定数の計算結果によれば、この iNRDG の挿入損は -0.11 dB である。理論値と実験値が異なる理由としては、プローブから iNRDG への変換部分における変換損 [9]、並びに、導波路部分の平行平板とイメージ板のはんだ付けの部分などによる損失が考えられる。このことを定量的に調べるために、誘電体棒の長さ l を変化させて、 $|S_{21}|$ の測定を行った。図 9 は 14.0 GHz での測定結果であって、測定ポイント (○印) 並びに回帰直線が示されている。同図において、 $l = 0$ における $|S_{21}|$ が 2 箇所のプローブ-iNRDG 間の変換損の和、また直線の傾きが導波路部分の実際の減衰定数に対応する。図 9 から、回帰直線の式は $|S_{21}|[\text{dB}] = -0.21[\text{dB}] - 2.9[\text{dB/m}] \times l[\text{m}]$ である。したがって、プローブ-iNRDG 間の変換損は二つで 0.21 dB、導波路部分の減衰が $2.9[\text{dB/m}] \times 0.1[\text{m}] = 0.29 \text{ dB}$ となっていることがわかる。

3. イメージ NRD ガイド 端部アンテナ

本章では、iNRDG 端面を利用したアンテナについて、実験により反射特性、絶対利得及び放射パターンを明らかにする。

図 10 は iNRDG 開口端部アンテナの構造を示している。このアンテナは、前節で使用した iNRDG 構造において、線路の部分を途中で切断して得られる。切断面の両側には、 E 面に平行に $(W + c_w) \times h$ の銅板

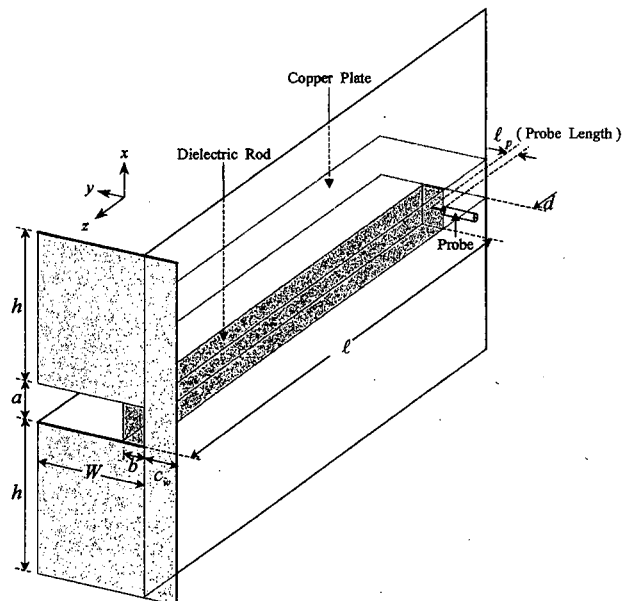


図 10 イメージ NRD ガイド 端部アンテナ (1)
Fig. 10 iNRDG open-ended antenna.

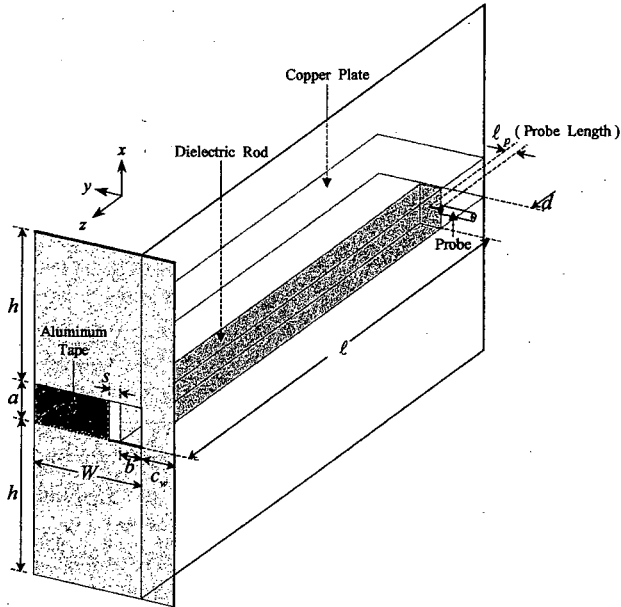


図 11 イメージ NRD ガイド 端部アンテナ (2)
Fig. 11 Modified iNRDG open-ended antenna.

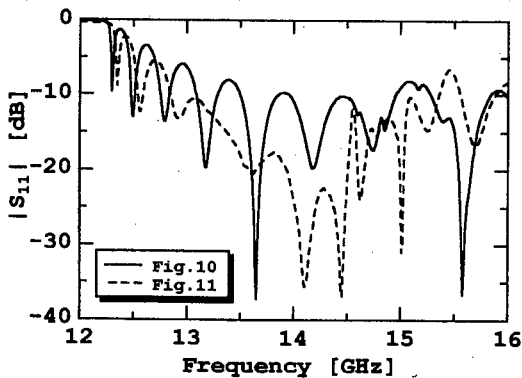


図 12 iNRDG 終端アンテナのリターンロス
Fig. 12 Return loss of iNRDG-ended antenna.

フランジが設けられている。またプローブ給電により iNRDG を励振しており、プローブ長は、前章と同様に、 $l_p = 2.9 \text{ mm}$ としている。

図 11 は図 10 の開口端部の空気領域の一部をアルミテープで覆った構造である。なお、誘電体ロッドとアルミテープ間の間隙を $s = 2.84 \text{ mm}$ としている。この構造は iNRDG 開口端部のアレー化に適しており、本章で併せて検討を行う。

なお本章では、 $l = 80 \text{ mm}$, $d = 40 \text{ mm}$, $W = 30 \text{ mm}$, $c_w = 10 \text{ mm}$, $h = 40 \text{ mm}$ と統一した値を用いる。

図 12 に両構造の反射特性の測定値を示す。両構造とも、周波数に対してほぼ周期的なリップが観測されている。これは、給電面及び切断放射面における反射

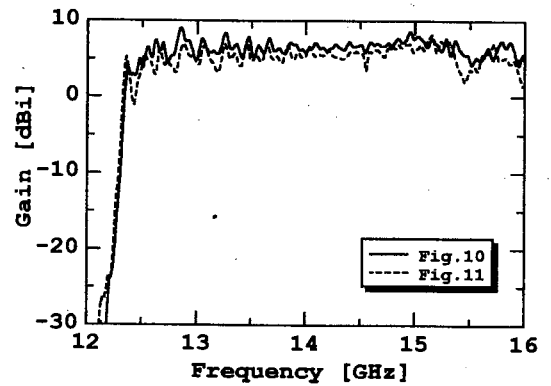
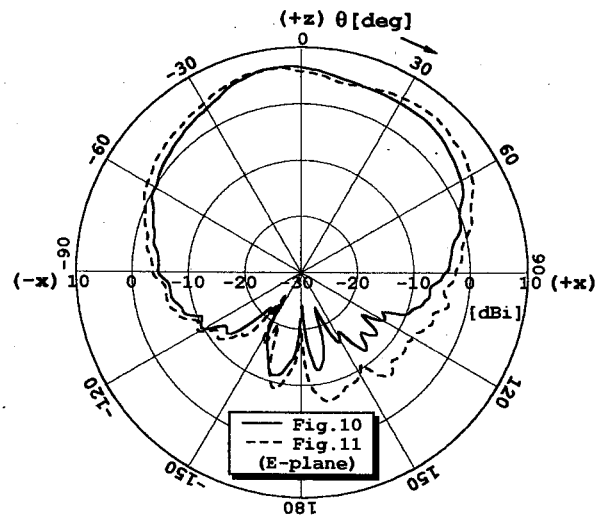
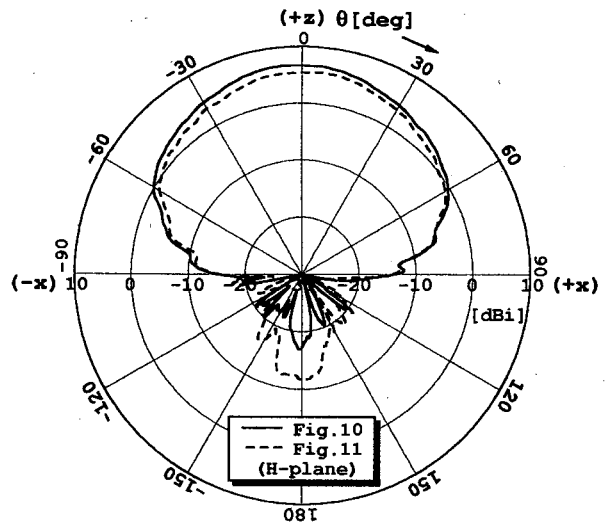


図 13 iNRDG 終端アンテナの正面利得
Fig. 13 Absolute gain of iNRDG-ended antenna.



(a) E-plane



(b) H-plane

図 14 iNRDG 端部からの放射パターン (14.0 GHz)
Fig. 14 Radiation pattern of iNRDG-end antenna (14.0 GHz).

により, iNRDG 上に定在波が生じるためである. 更に, 12.2 GHz よりも低い周波数で $|S_{11}|$ がほぼ 0 dB となっており, カットオフ現象が確認できる. また, 図 10 の構造に比べて, 図 11 の構造のほうが全般的に良好な $|S_{11}|$ が得られている. なお, 14.0 GHz における RL は, 図 10 の構造が -10.8 dB, 図 11 の構造が -23.9 dB となっている.

図 13 に, 両構造の正面 (+z) 方向における絶対利得の測定値を示す. 両構造とも 12.2 GHz 近傍の LSM₁₀ モードのカットオフ周波数において急激に利得が上昇し, それ以上の周波数では, 若干の変動があるものの, ほぼ一定の値の利得を呈している. なお, 14.0 GHz における正面方向利得は, 図 10 の構造が 5.85 dBi, 図 11 の構造が 5.44 dBi となっている.

図 14 に両構造の 14.0 GHz における放射パターンを示す. 後方放射に差異があるものの, $\theta = -90^\circ \sim +90^\circ$ の範囲において, E 面, H 面とも両構造は同様のパターンとなることがわかる. (a) の E 面パターンに関して, イメージ面上の電流のために, パターンが $\theta = 0^\circ$ に関して非対称となっている. ここで, (a) において $\theta = 90^\circ$ ($\phi = 90^\circ$) 方向がイメージ面側である. 一方, (b) の H 面パターンに対しては, アンテナは対称的であるため, $\theta = 0^\circ$ に関して対称となっている. なお, 後方放射は主としてフランジによる回折効果と考えられる.

4. む す び

本論文では, ミリ波帯で低損失な伝送線路としてイメージ NRD ガイドを提案した. また, 14 GHz 帯において, 分散特性, 減衰特性を計算するとともに, ネットワークアナライザのタイムドメインにおけるゲーティング機能を利用して, 同軸プローブ—イメージ NRD ガイド変換のプローブ長を決定する方法を論じた. これにより, イメージ NRD ガイドの主モードは NRD ガイドと同じく LSM₁₀ モードであって, イメージ板が挿入され導電減衰が増加するものの, NRD ガイドの特徴である「周波数が高くなると減衰は小さくなる」という低損失性は維持されることが, 理論及び実験の両面から明らかとなった. また, ガイド切断面からの放射を利用した切断面アンテナに関して, 実験により反射特性, 絶対利得及び放射パターンを明らかにした. このアンテナの応用としては, これらをアンテナ素子としたアレーアンテナがあげられる.

謝辞 本研究は文部省科学研究費補助金基盤研究

(A)(2)07405019 により行われている.

文 献

- [1] T. Yoneyama and S. Nishida, "Nonradiative Dielectric Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol.MTT-29, no.11, pp.1188-1192, Nov. 1981.
- [2] T. Yoneyama, "Nonradiative Dielectric Waveguide," in K.J. Button Ed., *Infrared and Millimeter Waves*, vol.11, Chapter 2, pp.61-98, Academic Press, 1984.
- [3] J.A.G. Marherbe, "Radiation from an Open-Ended Nonradiative Dielectric Waveguide," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.14, no.5, pp.266-268, April 1997.
- [4] J.A.G. Marherbe, "Open-Ended NRD Waveguide Antenna Array," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.15, no.1, pp.33-36, May 1997.
- [5] P. Bharita and I.J. Bahl, "Millimeter Wave Engineering and Application," John Wiley & Sons, 1984.
- [6] 我妻寿彦, 米山 務, "ブロードサイド漏れ波 NRD ガイド給電平面アンテナ," 信学'92 秋大, B-79, 1992.
- [7] 我妻寿彦, 米山 務, "ブロードサイド漏れ波 NRD ガイド," 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.10, pp.581-583, Oct. 1994.
- [8] K. Slobach, "Electric Probe Measurements on Dielectric Image Line in the Frequency Range of 26-90 GHz," *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol.MTT-26, no.10, pp.755-758, Oct. 1978.
- [9] 菊間知裕, 石井 望, 伊藤精彦, "誘電体イメージ線路の同軸プローブ励振," 信学論 (C-I), vol.J80-C-I, no.2, pp.89-90, Feb. 1997.
- [10] D.M. Pozar, "Microwave Engineering, Second Edition," Example 4.8, pp.234-236, John Wiley & Sons, 1998.

付 録

プローブ給電の入力抵抗

図 4 の $|S_{11}|$ とプローブ長の関係の計算方法について簡単に記す. 図 1 と同様の同軸プローブ給電された片側無限長 iNRDG を等価回路で考える. まず, プローブ自身によるリアクタンスはプローブの挿入位置を調整することにより無視することができる. このとき, この等価回路は, プローブから iNRDG 側を見込んだインピーダンス Z_i とその反対側を見込んだインピーダンス Z_o の並列接続とみなすことができる. Z_o は両端無限長 iNRDG を考える際, 等価回路的に相殺されるので, 理想的に $Z_o = \infty$ としておく. したがって, 片側無限長 iNRDG のプローブ端におけるインピーダンスは Z_i となる. 一方, 両端無限長の iNRDG の等価回路は二つの Z_i の並列接続とみなすことができ, プローブ端でのインピーダンスは $Z_i/2$ で与えら

れる。したがって、両端無限長 iNRDG でプローブ給電の入力抵抗を計算を行い、その抵抗値を2倍にすることによって、図1の片側無限長 iNRDG の入力抵抗が得られる。

iNRDG 上に伝搬 LSM₁₀ モードのみが存在すると仮定し、プローブから両側に無限大に伝搬すると仮定する。プローブはイメージ板に垂直でかつ平行平板に平行でその中央を通過するように置く。プローブの根元を $y = 0$ 、長さを d とし、電流分布 $I(y)$ を

$$I(y) = \begin{cases} I_0 \frac{\sin \sqrt{\epsilon_r} k_0 (d-y)}{\sin \sqrt{\epsilon_r} k_0 d} & \text{for } 0 \leq y \leq d \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

とおく。以下、プローブ給電方形導波管におけるプローブから見込んだ入力抵抗を求める方法[10]と同様にして、入力抵抗 R_{in} を計算する。

図 A.1 に示すように、イメージ板、導波路断面 S_1 、 S_2 並びに無限遠境界面 S_∞ で囲まれた領域 V において、相反定理を適用する。いま、領域 V 内部の波源 \mathcal{J}^p による電磁界を (\bar{E}^p, \bar{H}^p) 、領域 V 外部の波源による電磁界を (\bar{E}^q, \bar{H}^q) とすると、

$$\int_{S_1+S_2} (\bar{E}^p \times \bar{H}^q - \bar{E}^q \times \bar{H}^p) \cdot \hat{n} ds = \int_V \bar{E}^q \cdot \mathcal{J}^p dv \quad (\text{A.2})$$

ただし、 \hat{n} は外向き単位法線ベクトルとする。ここで、式(A.2)を導出するにあたり、イメージ板が電気壁であること、並びに、 S_∞ 上で電磁界が0となっていることを利用している。

p の状況では、 $z = 0$ のプローブ励振により、 $z = z_1$ 、 $z = z_2$ において、次の E_y 、 H_x 成分をもつ LSM₁₀ モードが生成される。

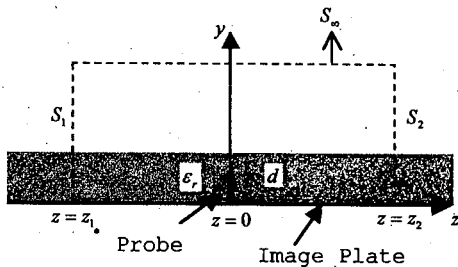


図 A.1 無限長 iNRDG のプローブ励振
Fig. A.1 Probe excitation of infinite iNRDG.

$$E_y^p = B^p e_y(x, y) e^{j\beta z_1}, \quad E_y^q = C^p e_y(x, y) e^{-j\beta z_2}, \\ H_x^p = B^p h_x(x, y) e^{j\beta z_1}, \quad H_x^q = C^p h_x(x, y) e^{-j\beta z_2}$$

ここで、 B^p 及び C^p は各進行波の振幅である。また、 $e_y(x, y)$ 、 $h_x(x, y)$ は次で与えられる。 $0 < y < b/2$ において、

$$e_y(x, y) = \frac{\beta^2 + k_x^2}{\omega \epsilon_r \epsilon_0} \sin k_x x \cos k_y y \\ h_x(x, y) = -\beta \sin k_x x \cos k_y y$$

$y > b/2$ において、

$$e_y(x, y) = \frac{\beta^2 + k_x^2}{\omega \epsilon_0} \sin k_x x \cos(k_y b/2) e^{-h_y(y-b/2)} \\ h_x(x, y) = -\beta \sin k_x x \cos(k_y b/2) e^{-h_y(y-b/2)}$$

ただし、 x 座標は $x = 0$ 、 a が平行平板となるように設定する。また、 $k_x = \pi/a$ とし、 k_y 、 h_y は次の超越方程式の解のうち LSM₁₀ モードに対応する解とする。

$$h_y = \frac{k_y}{\epsilon_r} \tan(k_y b/2) = \sqrt{(\epsilon_r - 1)k_0^2 - k_y^2}$$

また、LSM₁₀ モードの位相定数 β は次で与えられる。

$$\beta = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}$$

q の状況で、 $z = z_2$ の右側に波源があり、次の E_y 、 H_x 成分をもつ LSM₁₀ モードが導波路を左側に進行していると仮定する。

$$E_y^q = e_y(x, y) e^{j\beta z}, \\ H_x^q = h_x(x, y) e^{j\beta z}$$

以上を式(A.2)の関係に代入して、

$$-2C^p \int_0^a \int_0^\infty e_y h_x dx dy = \int_0^d e_y(a/2, y) I(y) dy \quad (\text{A.3})$$

を得る。また、プローブ両側への電力流は、対称性から $B^p = C^p$ なので、

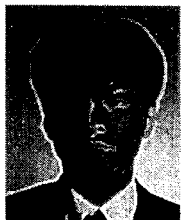
$$P = \frac{1}{2} \text{Re} \left(\int_{S_1+S_2} \bar{E}^p \times \bar{H}^{p*} \cdot \hat{n} ds \right) \\ = -|C^p|^2 \int_0^a \int_0^\infty e_y h_x dx dy \quad (\text{A.4})$$

となる。したがって、 $y = 0$ におけるプローブの入力抵抗 $R_{in} = 2P/|I_0|^2$ は、式(A.3)、(A.4)より、

$$R_{in} = \frac{4\omega\mu_0}{(\beta^2 + k_x^2)\beta ab} \frac{1}{1 + (1 + k_y^2/h_y^2) \sin k_y b/k_y b} \\ \times \left(\frac{\cos \sqrt{\epsilon_r} k_0 d - \cos k_y d}{\sin \sqrt{\epsilon_r} k_0 d} \right)^2 \quad (\text{A.5})$$

と与えられる。

(平成 10 年 7 月 17 日受付, 10 月 19 日再受付)



菅原 靖敬 (学生員)

平 9 北大・工・電子卒。現在, 同大大学院修士課程在学中。イメージ NRD ガイドの研究に従事。



中南 直樹 (正員)

平 8 北大・工・電子卒。平 10 同大大学院修士課程了。現在, NTT 移动通信網(株)勤務。在学中, イメージ NRD ガイドの研究に従事。



石井 望 (正員)

平 1 北大・工・電子卒。平 3 同大大学院修士課程了。同年同大・工・電子・助手。平 10 新潟大・工・福祉人間・助教授, 現在に至る。この間, 小形・薄型アンテナ, ミリ波帯アンテナの研究に従事。平 6 年度本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



伊藤 精彦 (正員)

昭 38 北大・工・電気卒。昭 40 同大大学院修士課程了。同年同大・工・電子・講師, 昭 41 同助教授, 昭 54 同教授, 現在に至る。この間, 電磁波, アンテナ, 情報伝送, 放送衛星による時刻と周波数の精密比較, スーパーレゾリューション法を用いた電磁波測定, 太陽発電衛星等の研究に従事。昭 45~46 米国シラキューズ大にてアンテナシステムに関する研究に従事。工博。昭 43 年度米沢賞, 平 3 SPS 論文賞, 平 10 業績賞受賞。IEEE, 映像メディア学会各会員。