

## イメージNRDガイドから誘電体イメージ線路への変換

菊間 知裕<sup>†</sup>      石井 望<sup>††</sup>      伊藤 精彦<sup>†</sup>

### A New Transition from Image NRD Guide to Dielectric Image Line

Tomohiro KIKUMA<sup>†</sup>, Nozomu ISHII<sup>††</sup>, and Kiyohiko ITOH<sup>†</sup>

あらまし NRDガイドの変形であるイメージNRDガイド (iNRDG) 及び誘電体イメージ線路 (DIL) は低損失性の誘電体線路であり、これらはミリ波帯集積回路での使用が期待される。本論文では、iNRDG, DILをスムーズに接続するために、直線フレアを接続部に設けた同軸プローブ給電されたiNRDGからDILへの変換ガイドを提案する。そして、iNRDGとDILの接続部におけるフレアの動作原理をEDC法により解析的に明らかにするとともに、試作実験によりその妥当性を検証する。

キーワード イメージNRDガイド, 誘電体イメージ線路, 直線フレア, 同軸プローブ給電, EDC法解析

#### 1. まえがき

携帯電話やPHSなどの移動体通信の幅広い普及に伴い、無線に利用できる周波数資源の枯渇が問題となってきた。更に無線LANなどの高速データ通信を行う動きも活発となってきた。このような周波数資源の需要の高まりに対して、有力な未利用周波数資源としてミリ波帯が注目されている。

ミリ波帯での伝送線路としては種々のものが提案されているが、構成が簡単で低損失のものとして、非放射性感電体線路 (non-radiative dielectric waveguide; NRDG) がある。NRDGが有望視される理由は、その低損失性のみならず、導波路の曲がり部における不要放射を抑制する利点をもつためであり、良好な特性をもつ結合器、電力分配器、フィルタ等の回路素子の構成が容易となるからである [1]。

本論文においては、放射系の構成要素である導波路として、NRDGの変形であるイメージNRDガイド (image non-radiative dielectric waveguide; iNRDG) [2] 並びに誘電体イメージ線路 (dielectric image line; DIL) [3] に着目する。両導波路はイメージ面と呼ばれる部分に電気壁 (接地板) をもっており、

その接地板にスロット等を設けてアンテナを容易に構成することができる。iNRDGは、曲がりでの損失が少ないが、指向性制御のためイメージ面にスロットアレーを設けた場合、グレーティングローブによる不要放射を引き起こす。一方、DILのそれは、不要放射は生じないものの、曲がりでの損失が大きく柔軟な回路を組むことが難しい。これらの両ガイドをロスなく接続できれば、グレーティングローブ抑制のためにDILのイメージ面にスロットを切り [4]、給電系に曲がりでの損失が少ないiNRDGを利用するといった柔軟な設計が可能となる。

図1にiNRDG及びDILの概略図を示す。iNRDGは、図1(a)に示すような接地板の上に方形の断面形状を有する誘電体ロッドを設け、そのロッドを接地板に接した2枚の平行導体板で挟んだものである。図1(b)に示すDILは、接地板の上に方形の断面形状を有する誘電体ロッドを設けたものである。

本論文では、iNRDGとDILの導波路断面において方形の誘電体ロッド並びに接地板を共通とすることで、両導波路間の線路変換が実現可能であることを示す。

iNRDGとDILの誘電体ロッドを共通として直接接続した場合、接続部分におけるインピーダンス不整合のため変換損が大きい。そこで、直接接続するのではなく、変換部分で位相定数を連続的に変化させる必要がある。そのためには、iNRDGの誘電体ロッドの両側に配した平行導体板を徐々に誘電体から離していき、最終的には誘電体の両側が空気領域であるDILに変換

<sup>†</sup> 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

<sup>††</sup> 新潟大学工学部, 新潟市  
Faculty of Engineering, Niigata University, Niigata-shi,  
950-2181 Japan

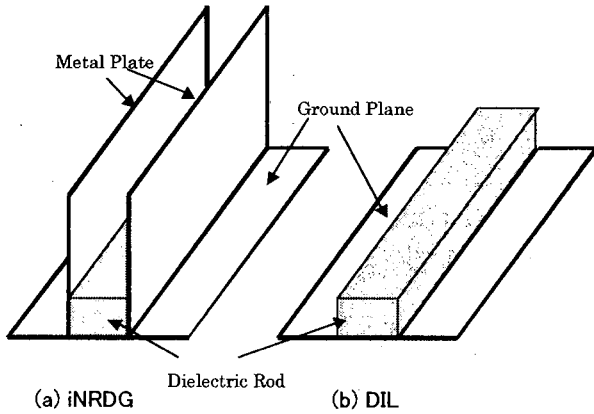


図1 iNRDG と DIL の概略図  
Fig. 1 Configurations of iNRDG and DIL.

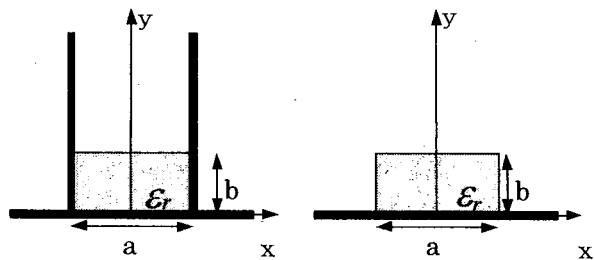


図2 iNRDG と DIL の断面図  
Fig. 2 Transversal view of iNRDG and DIL.

すればよい。論文では、その原理について理論的に検討を行い、実験により提案する変換器の有効性を示す。

## 2. iNRDG 及び DIL 分散特性

iNRDG と DIL との間の変換部分の構造に関して検討を行う前に、iNRDG と DIL の構造並びに特徴を述べ、周波数分散性について示しておく。

図2にiNRDG, DILの断面図を示す。iNRDGは、図2(a)に示すように断面が方形の誘電体ロッドを2枚の平行導体板で挟み込むことによって構成されるNRDガイド (non-radiative dielectric waveguide; NRDG) [6], [7]の変形であって、このNRDGにおいて平行平板に垂直でかつ誘電体ロッドの中心を通過する面に電気壁として導体板を挿入することで実現される誘電体導波路である。以降、NRDGの電気壁に対応する面をイメージ面と称する。NRDGでは、平行平板の間隔  $a$  を動作周波数における自由空間波長の半分以下とし、平行平板間のうち、誘電体ロッドで満たされている部分を伝搬領域、それ以外をカットオフ領域とすることにより非放射性が実現されるが、iNRDGでも同じように平板間の間隔を設定することで非放射

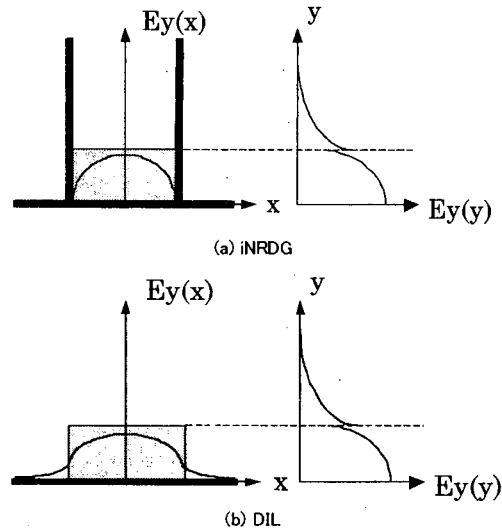


図3 iNRDG と DIL の  $E_{11}^y$  モード界分布  
Fig. 3 Field lines of  $E_{11}^y$  mode of iNRDG and DIL.

が実現される。NRDG, iNRDGとも周波数の増加に従って減衰定数が減少する  $E_{11}^y$  モードを動作モードとして利用する。NRDGにおいては、この  $E_{11}^y$  モードのカットオフ周波数は、平行平板に垂直向きの電界成分をもつ平行平板モードをはじめとする二つの  $E^x$  モードのカットオフ周波数よりも高い。そのため、 $E_{11}^y$  モードのみを励振する構造であっても、実際にはわずかな非対称によって導波路内に不要なモードが支持される問題がある。iNRDGでは、イメージ面が電気壁となるため、動作モードである  $E_{11}^y$  モードよりもカットオフ周波数が低い不要モードを支持しない。その一方で、iNRDGでは電気力線に対して垂直に導体板が存在するため損失が増えるが、NRDGの  $E_{11}^y$  モードの特徴である周波数とともに減衰定数が小さくなる性質は維持される [2]。

一方、DILは、図2(b)に示すようなiNRDGの平行導体板を取り除いた構造であって、表面波として電力が伝送されるため、導体損が小さい誘電体導波路として知られている [3]。

次章の説明の理解を容易にするために、図3に、iNRDG及びDILの  $E_{11}^y$  モードに対する  $E_y$  の  $x$  変化及び  $y$  変化を示しておく。図3(a)のiNRDGにおいて、 $x$  方向には方形導波管の  $TE_{10}$  モードの断面電界と類似して、平行平板 ( $x = a/2$ ) において0となる半波正弦波状の分布が生じる。 $y$  方向には接地誘電体スラブと同じく、接地板で最大で、誘電体領域内で正弦波的に変化し、続けて空気領域では指数関数的に変化している。これに対して図3(b)のDILにおいては、

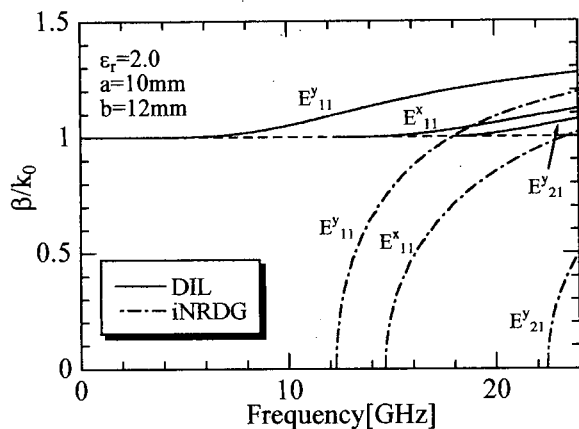


図4 iNRDGとDILの分散特性  
Fig. 4 Dispersion characteristics of iNRDG and DIL.

表1 iNRDGとDILのカットオフ周波数 (単位 GHz)  
Table 1 Cut-off frequency of iNRDG and DIL. (unit GHz)

	$E_{11}^y$	$E_{11}^x$	$E_{21}^y$
iNRDG	12.28	14.63	22.46
DIL	1.96	12.51	18.10

$x$  方向には  $x = 0$  で最大振幅となる半波正弦波状の分布をしているが、iNRDGの場合と異なり、平行導体板がないため、 $x = a/2$  で  $E_y$  は0とはならず空気領域に電磁界が漏れ、誘電体ロッドから離れるに従って指数関数的に減少する。 $y$  方向の分布に対しては、iNRDGと同様である。

図4に、実効誘電率 (effective dielectric constant; EDC) 法 [7], [8] により計算したiNRDG, DILの周波数分散特性を示す。同図において、横軸は周波数  $f$ 、縦軸は位相定数  $\beta$  を自由空間波数  $k_0$  で規格化した  $\beta/k_0$  とする。また、iNRDG, DILの誘電体ロッドは  $a = 10\text{mm}$ ,  $b = 6\text{mm}$ , 比誘電率  $\epsilon_r = 2.0$  のテフロンとして計算している。EDC法は、解析的に厳密に界分布を表現できないDIL等の誘電体導波路の位相定数解析に有効であるとされている [8]。また、iNRDGに関してEDC法を適用して得られる結果は解析厳密解と等価である [7]。

図4及び表1から、DILの  $E_{11}^y$  モードのカットオフ周波数は1.96GHzであり、次モードである  $E_{11}^x$  モードのそれは12.51GHzであるから、 $E_{11}^y$  モードが単一モード動作する周波数範囲は、1.96~12.51GHzとなる。DILの  $E_{11}^y$  モードでは、 $\beta$  は常に  $k_0$  以上であるから、位相速度が自由空間の光速よりも遅い遅波領域で動作する。また図4から、このモードの  $\beta/k_0$  の傾

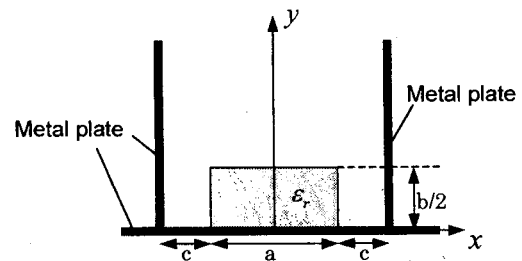


図5 Trapped DILの断面図  
Fig. 5 Transversal view of Trapped DIL.

き、すなわち、周波数に対する  $\beta/k_0$  の変化はほぼ一定であり分散性が小さいことがわかる。一方、iNRDGの  $E_{11}^y$  モードのカットオフ周波数は12.28GHzであり、 $E_{11}^x$  モードのそれは14.63GHzであるから、モードが単一モード動作する周波数範囲は、12.28~14.63GHzとなる。iNRDGの  $E_{11}^y$  モードでは、この周波数範囲において、 $\beta$  は  $k_0$  よりも小さいので、位相速度が自由空間の光速よりも速い速波領域で動作する。また、 $d\beta/df$  はカットオフ周波数12.28GHzで  $+\infty$  であり、周波数が増すにつれて小さくなっており、周波数分散性が大きい。

なお、 $x = 0$  において  $\hat{y}$  向きプローブにより励振すると、 $E^x$  モードは線路上に支持されず、単一モード伝搬範囲が増すことが期待される。

以上から、同寸法の誘電体ロッドを共通とするDILとiNRDGは共通の単一モード動作周波数範囲が存在するため、それらを接続することは可能である。しかし、周波数分散性が異なり、なおかつ導波路の波動インピーダンスも異なるので、そのまま接続すると接続部で反射が生じてしまい、良好な線路変換を実現することができない。したがって、接続部において両導波路の整合をとるための変換器を設ける必要がある。次章では、その変換器の構造について解析的に検討する。

### 3. 接続部分の変換構造の検討

前章で説明したように、iNRDGとDILの  $E_{11}^y$  モードの界分布は類似しており、その主電界成分  $E_y$  は、 $y$  方向には同じ変化をし、 $x$  方向には平行平板の有無による違いがみられるものの、誘電体内では正弦波的な分布を示す。ここで、iNRDGとDILの  $x$  方向に変化に着目すると、その中間的な構造として、図5に示すTrapped DIL [9]が考えられる。同図において、 $c = 0$  のときiNRDGに対応し、 $c = +\infty$  としたときDILに対応する。したがって、 $c$  を  $c = 0$  から  $c = +\infty$

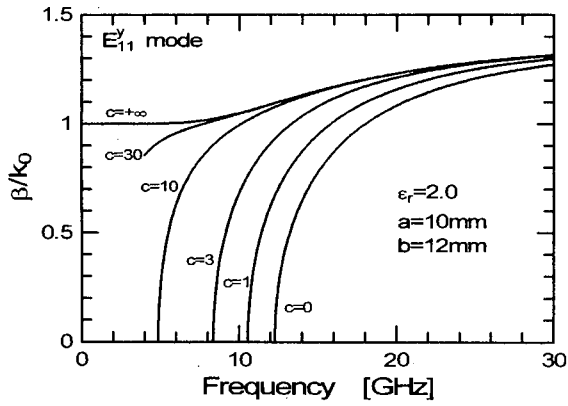


図6 Trapped DILの分散特性  
Fig. 6 Dispersion characteristics of Trapped DIL.

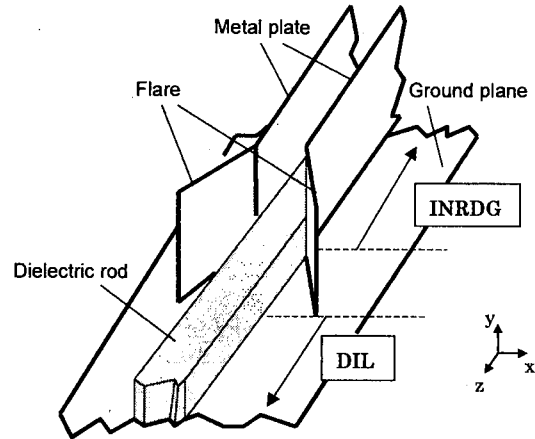


図7 変換部構造  
Fig. 7 Composition of transition.

へと連続的に変化させるように変換部を構成することによって、iNRDGからDILへのスムーズな線路変換が実現できると考えられる。

このことは、Trapped DILの分散関係をEDC法[9]で解析することによって理論的に検証できる。図6に、ギャップ $c$ をパラメータとしたときの $E_{11}^y$ モードの周波数分散特性を示す。ここで、 $a$ 、 $b$ 、 $\epsilon_r$ は前章で解析したiNRDG、DILと同じ値とする。同図より、 $c=0$ から徐々に $c$ を大きくし $c=+\infty$ とすると、iNRDGの $E_{11}^y$ モードを連続的にDILの $E_{11}^y$ モードへと変換できることがわかる。すなわち、図7に示すように変換部としてiNRDG終端の平行平板にH面フレアを取り付け、徐々に平行平板間の間隔を広げていくとよい。図8に、周波数をパラメータとして、ギャップ $c$ と $\beta/k_0$ の関係を示す。同図から、ギャップ $c$ の増加に従って、 $\beta/k_0$ は、その傾きを減少させながら、DILの $\beta/k_0$ に漸近していくことがわかる。また、 $c=10\text{mm}$ においてほぼDILの $E_{11}^y$ モードへの移行が終了していることもわかる。以上により、図7に示すフレアを設けることによって、iNRDGからDILの変換が連続的に行えることが理論的に明らかとなった。次章では、このフレア的设计方法について具体的に検討する。

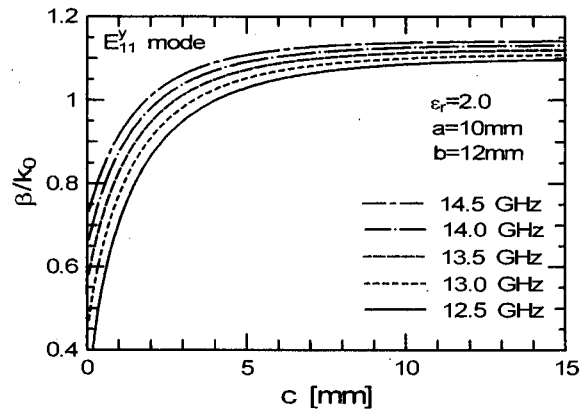


図8 ギャップ $c$ に対する位相定数 $\beta$   
Fig. 8 Gap  $c$  versus phase constant  $\beta$ .

#### 4. 直線フレアの試作実験

本章では、これまで解析を行ってきたiNRDG、DILに関して、二つの導波路を接続するための変換構造として直線フレアを取り上げ、実験的に検討を行う。

試作した変換フレアの構成を図9に示す。寸法等は表2に掲げたとおりであり、13.5~14.5GHzでの動作を見込んでいる。ここで、フレアの長さを $l_f$ 、 $z$ 軸とフレアのなす角を $\theta_f$ とする。

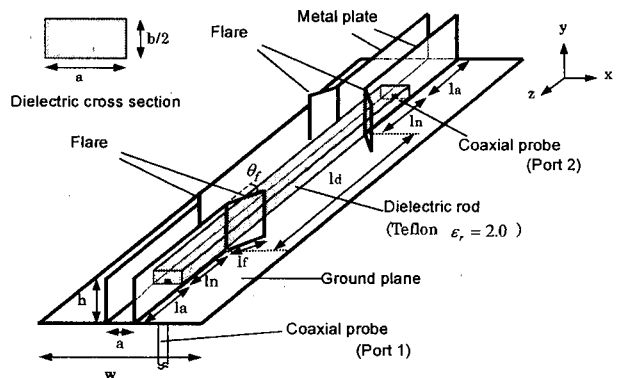
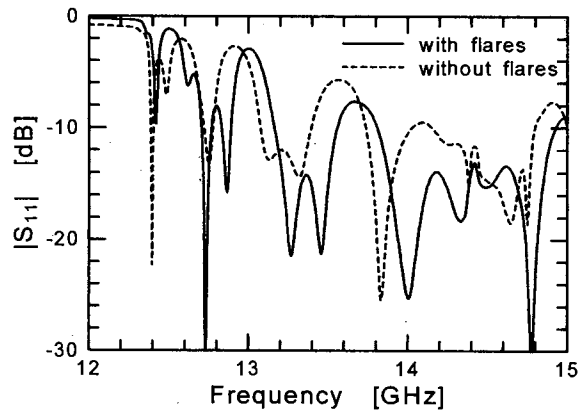


図9 実験ガイドの構成図  
Fig. 9 Configuration of experimental guide.

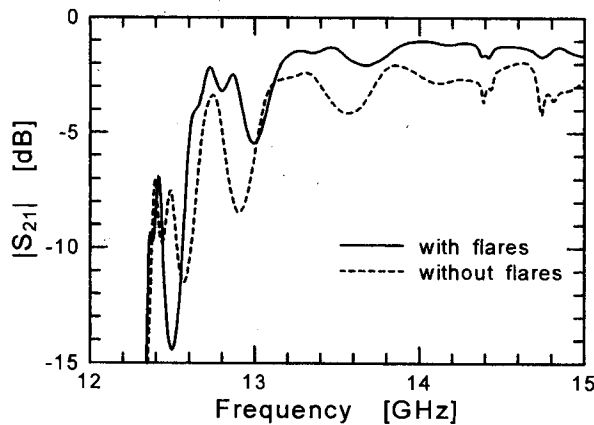
同図より、試作したモデルはiNRDG-DIL変換フレアを二つ設け、iNRDGからDIL、DILからiNRDGへの変換を2度行う構造となっている。図中のポート1とポート2の間の伝送特性を測定することによって

表 2 実験ガイドの寸法 (単位 mm)  
Table 2 Dimensions of experimental guide. (unit:mm)

$a$	$b$	$w$	$h$	$l_a$	$l_n$	$l_d$
10.0	6.0	70.0	30.0	60.0	60.0	160.0



(a) 反射特性



(b) 伝送特性

図 10 フレア有無に対する反射・伝送特性  
Fig.10 Reflection and transmission characteristics with/without matched flare.

変換フレア二つ分の変換損が得られる。また、ポート 1 及びポート 2 は同軸コネクタで構成されており、同軸コネクタの外導体が誘電体導波路のイメージ面に接地され、内導体が接地板に設けられた小孔を通して iNRDG の誘電体ロッドの端面の中央に接している。誘電体ロッド端面の先はロッドと同じ幅の平行な 2 枚の導体板を配し、その間隔が自由空間波長の半分以下のときカットオフ状態となることを利用して、電力を同軸プローブから誘電体ロッドへ伝達させる給電構造としている [2], [5]。ここで、同軸プローブ長は、ポートでの反射が小さくなるように、接地板から 3.0mm としている。なお、プローブの直径は 1.25mm である。

まず、フレアの有用性を確認するために、図 9 にお

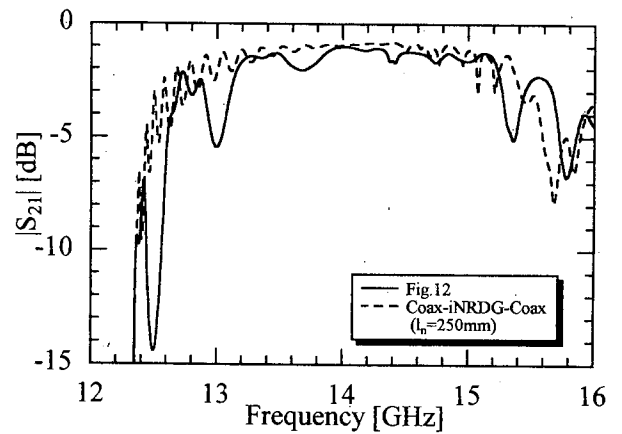


図 11 フレア付き iNRDG-DIL 変換ガイドと同軸-iNRDG-同軸ガイドの伝送特性の比較  
Fig.11 Comparison of transmission characteristics between flared iNRDG-DIL transition guide and Coax-iNRDG-Coax guide.

いてフレアがない場合 ( $l_f = 0\text{mm}$ ) とフレアがある場合 ( $l_f = 30\text{mm}$ ,  $\theta_f = 20^\circ$ ) について試作し、それらの反射・伝送特性を測定した。その結果を図 10 に示す。図 10(a) の反射特性から、13.5~14.5GHz の周波数範囲において、フレアなしよりもフレアありの方が反射が小さく、フレアありで平均して  $-10\text{dB}$  を下回っている。なお、図面において周波数繰返しのリプルが生じている主な理由として、iNRDG を同軸プローブ励振する際に誘電体ロッド端面が開放状態に見える。図 9 のモデルが共振器として振る舞うことが考えられる。図 10(b) の伝送特性は、フレアなしでは平均  $-3\text{dB}$  であるのに対し、フレアありでは平均  $-1.5\text{dB}$  である。ここで、これら変換損はフレア部の他に同軸コネクタから iNRDG への変換部の変換損も含まれていることに注意する必要がある。フレアの有無により、リプルが若干異なるものの、フレアを取り付けることにより平均  $1.5\text{dB}$  改善されることがわかる。以上から、iNRDG-DIL 変換に関してフレアの有用性が確認された。

図 9 の変換ガイド並びに図 9 に使用した同軸-iNRDG-同軸変換 (誘電体棒の長さ  $l_n = 250\text{mm}$ ) の伝送特性の測定値を図 11 に示す。同軸-iNRDG-同軸変換の方がリプル数は多いものの、14.0GHz における両者の挿入損はほぼ同一との結果が得られている。このことから、同軸-iNRDG の変換損が一定であるとすれば、図 9 の iNRDG-DIL 変換器は、変換損が iNRDG の導体損とほぼ同等の効率の良い変換器といえる。

次に、図 9 の実験モデルに関して、フレア長  $l_f =$

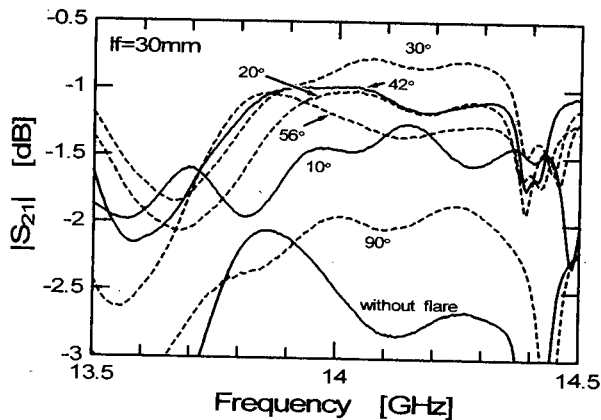


図12 フレア角  $\theta_f$  の変化に対する伝送特性  
Fig. 12 Flare angle  $\theta_f$  versus transmission characteristics.

表3 フレア角  $\theta_f$  と  $|S_{21}|$  との関係 ( $lf = 30\text{mm}$ ,  $f = 14\text{GHz}$ ).

Table 3 Flare angle  $\theta_f$  versus  $|S_{21}|$ . ( $lf = 30\text{mm}$ ,  $f = 14\text{GHz}$ )

$\theta_f$	10°	20°	30°	42°	56°	90°
$ S_{21} $ [dB]	-1.45	-1.00	-0.85	-0.99	-1.20	-1.95

30mmと固定し、フレア角  $\theta_f$  をパラメータとした場合について、伝送特性の測定結果を図12に示す。また、表3は周波数14.0GHzのときの  $|S_{21}|$  の値を示している。14.4GHz付近の落込みを除いて、13.5~14.5GHzにおいて、 $\theta_f$  が  $0^\circ$  から  $30^\circ$  へと大きくなると  $|S_{21}|$  は大きくなり、 $\theta_f$  が  $30^\circ$  より大きくなると  $|S_{21}|$  は小さくなる。なお、14.4GHzの落込みは、先に発表した同軸-DIL変換器[5]、すなわち、図9においてiNRDGの部分がない構造 ( $l_n = 0$ ) に対する  $|S_{21}|$  にはみられない。また、同軸ポート付きiNRDGの  $|S_{21}|$  特性においても14.5GHz付近に同様の不連続が測定される。したがって、以上の落込みはiNRDGに起因する落込みと考えられ、iNRDGの次モード ( $E_{11}^z$  モード) のカットオフ周波数に対応すると考えられる。

図9の実験モデルについて、フレア角  $\theta_f = 20^\circ$  と固定し、フレア長  $lf$  をパラメータとした場合について、伝送特性の測定結果を図13に示す。同図より、 $lf = 30, 50\text{mm}$  はほぼ同じ値を示すが、 $lf = 10\text{mm}$  はそれよりも約0.6dB小さくなるのがわかる。したがって、フレア長として  $lf = 30\text{mm}$  とすればよいことがわかる。

以上の実験結果より、直線フレアを利用することによって、iNRDGからDILへのスムーズな線路変換が可能であることが実験的に検証された。

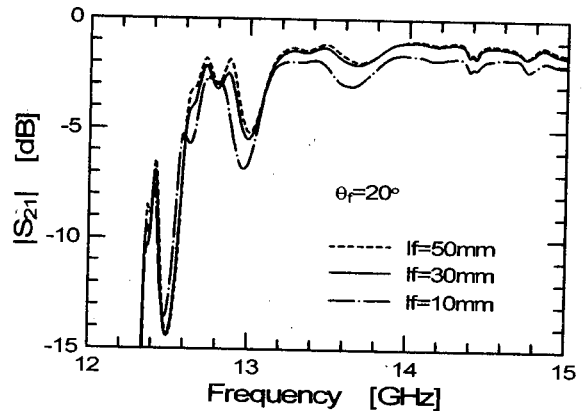


図13 フレア長  $lf$  の変化に対する伝送特性  
Fig. 13 Flare length  $lf$  versus transmission characteristics.

## 5. むすび

本論文では、低損失性の誘電体導波路であるiNRDG, DILをスムーズに接続するために、直線フレアを接続部に設けることを提案し、試作実験によりその妥当性を検証した。今後の課題としては、iNRDGの同軸プローブ励振部分を改善すること、FDTD法によって提案したフレア構造について同軸プローブ部分を含めた電磁界シミュレーションを行うことが挙げられる。

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] 米山 務, “非放射性誘電体線路を用いたミリ波集積回路,” 信学論 (C-I), vol.J73-C-I, no.3, pp.87-94, March 1990.
- [2] 菅原靖敬, 中南直樹, 石井 望, 伊藤精彦, “イメージNRDガイドの提案とその端部からの放射,” 信学論 (B), vol.J82-B, no.4, pp.637-644, April 1999.
- [3] P. Bhartia and I. J. Bahl, “Millimeter Wave Engineering and Applications,” John Wiley & Sons, 1984.
- [4] S. Kanamaluru, M. Li, and K. Chang, “Analysis and design of aperture coupled microstrip patch antennas and arrays fed by dielectric image line,” IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.44, no.7, pp.964-974, June 1996.
- [5] 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.88-89, Feb. 1997.
- [6] T. Yoneyama and S. Nishida, “Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrate circuits,” IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.MTT-29, no.11, pp.1188-1192, Nov. 1981.
- [7] T. Yoneyama, “Nonradiative dielectric waveguide,” Chap.2 in Infrared and Millimeter-Waves, vol.11, pp.61-98, Academic Press, 1984.

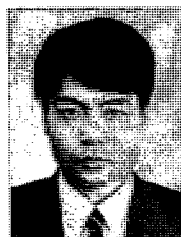
- [8] W. V. Mclevige, T. Itoh, and R. Mittra, "New Waveguide structures for millimeter-wave and optical integrated circuits," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.MTT-23, no.10, pp.788-794, Oct. 1975.
- [9] T. Itoh and B. Adelseck, "Trapped image guide for millimeter-wave circuits," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.MTT-28, no.12, pp.1433-1436, Dec. 1980.
- [10] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," §5.10 & §5.19, McGraw-Hill, 1992.
- [11] J. A. G. Malherbe, J. H. Cloete, and I. E. Lösch, "A transition from rectangular to nonradiating dielectric waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.MTT-33, no.6, pp.539-543, June 1985.
- [12] G. E. Ponchak, N. I. Dib, and L. P. B. Kathehi, "Design and analysis of transitions from rectangular waveguide to layered ridge dielectric waveguide," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol.44, no.7, pp.1032-1040, July 1996.

(平成10年7月17日受付, 10月27日再受付)



菊間 知裕 (正員)

平8秋田大・鉱山・電気電子卒。平10北大大学院修士課程了。現在、日本電気(株)勤務。在学中、誘電体線路変換に関する研究に従事。



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。同年北大・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43年度米沢賞, 平3SPS論文賞, 平10業績賞受賞。昭45~46米国シラキュース大にてアンテナシステムに関する研究に従事。工博。IEEE, 映像メディア学会各会員。