

WR-3 全帯域で動作する楕円形チョークの検討

武元佑紗 Yusa Takemoto, 待鳥誠範 Shigenori Mattori

[要 旨]

Sub-THz 波帯の中でも WR-3 帯(220-330 GHz)は大気減衰の影響を比較的受けにくいことから無線通信への利用が期待されている。このような高周波帯では低損失な信号切替に導波管を機械的にスライドさせるスイッチが用いられているが、機械的な切り替え部分から電磁波が漏出してしまう。その漏出を抑えるために、標準導波管の動作帯域全体をカバーするチョークがあれば有用である。そこで、WR-3 帯の全帯域で動作する 4 種(単純型, 非分割型, 分割型, 扁平型)の楕円形チョーク構造を提案し、シミュレーションと実測によってこれらの有効性を示した。また、シミュレーションによって導波管のずれに対する透過損失の変化を比較し、特に分割型楕円形チョークが導波管のずれの影響を受けにくいことを示した。一方で、分割型楕円形チョークは他の 3 種の楕円形チョークと比較して、漏出損失が 14 dB 以下と大きく、より有効な解決策を探すことが今後の課題である。

1 まえがき

今後ますます増加するモバイルデータトラフィックに対応するため、数十 Gbps 級の伝送速度の実現が可能な 300 GHz 帯への期待が高まっている。中でも WR-3 帯(220-330 GHz)は大気中の酸素分子や水蒸気が電波を吸収することで起こる大気減衰が 10 dB/km 以下¹⁾となるため、無線通信への利用が期待される。これを受け、WR-3 帯を無線通信に使用するための基盤としてスペクトラム測定の研究開発が実施された²⁾。その研究では、スペクトラム測定系のプリセレクトとして、複数のバンドパスフィルタを切り替えて WR-3 帯の一部(255-315 GHz)をカバーする導波管フィルタバンクが実現されている³⁾。このフィルタバンクは入出力の導波管の間に 8 つの導波管フィルタを並べた可動部を配置し、可動部をスライドしてフィルタを切り替える構造である。機械的な摩耗を避けるために入出力の導波管と導波管フィルタは接触しておらず、この間隙を挟んで対向する両面には長方形のチョークが設けられている。チョークは接続部分の間隙からの電磁波の漏れを小さくすることで透過損失を効果的に抑制することができる⁴⁾一方で、間隙の幅(g)に依存して動作帯域幅が狭まる⁵⁾という課題がある。文献³⁾のチョークでは $g = 0.1$ mm でも 0.1 dB 以下の透過損失と 50 dB 以上のアイソレーションを確保できた一方で、使用帯域が 255-325 GHz に限定されていたが、実用性を考えると標準導波管の動作帯域全体で利用できるチョークの実現が望まれる。機械式の導波管スイッチでは、加工精度や摺動・摩耗の制約から間隙を数十 μ m 以下にすることは難しいが、高周波数になるほど波長に対する間隙の割合が大きくなるため、広帯域に動作するチョークの実現が困難になる。また導波管同士のずれを数 μ m 以下に抑えることは難しく、ずれの影響も高周波ほど大きい。加えて文献³⁾の導波管フィルタ

バンクでは接続部の両端にチョークを設けていたが、加工コストの観点から片面のみにチョークを設けることが望ましい。これらのことから WR-3 帯を対象に、(1) 全帯域動作、(2) 導波管のずれに対する高耐性、(3) 片面のみのチョーク構造を条件としたチョークについて検討した。

(1)および(3)に関して導波管接続部の片面に設けられた非接触型のギャップアダプタが Rahiminejad 等⁶⁾によって報告されている。これは Kildal 等が開発した周期構造⁷⁾を用いてフランジ面間の漏出を抑制した円型の導波管接続構造であり、SU8 ポリマーを用いて作製されている。 $g = 0.05$ mm に対し、220-325 GHz で動作する良好な透過特性が得られる一方で、その製造工程は煩雑であり、ポリマー素材の経年劣化も懸念される。

(2)に関して、Pyne 等が提案した Egg 型のチョークフランジ⁸⁾は、接続される導波管同士の平行な軸ずれおよび角度ずれによって動作帯域に顕著な変化を受けないことが報告されている。しかしながら、ずれの影響は少ないものの $g = 0.5$ mm (1/50 波長程度)に対して動作帯域は 8.5-11 GHz であり、WR-90 全帯域(8.2-12.4 GHz)の 3/4 程度しかカバーできていない。したがって、文献⁸⁾に示されたチョークを WR-3 帯域に適用した場合、 $g = 0.02$ mm 程度であっても全帯域をカバーできないと考えられる。

今回、 $g = 0.05$ mm (1/20 波長程度)のとき、接続部の片側に設けるだけで WR-3 全帯域において動作する 4 種の新規な楕円形チョークについて検討したので報告する。ここでは、間隙の影響が顕著になる WR-3 帯を取り上げ、感覚的に理解しやすいように数値解析の結果も実寸や実周波数で示した。もちろん、ここで示す結果は導波管の遮断波長や遮断周波数で規格化することで、一般論として議論することもできる。また、特に断らない限り、数値解析において導体損は無視する。

2 基本的な楕円チョーク

2.1 単純型楕円チョークの提案

2つの導波管を接続するフラットフランジ間に間隙($g=0.05\text{ mm}$)を設けたモデルの概形を図 1(a)に示す。チョーク溝がない場合、フランジ間には図 1(b)のように電磁波が漏出する。この例は標準導波管 WR-3($0.864\times0.432\text{ mm}$)の対向するフランジ面をモデル化して、電磁界シミュレータ(ムラソフトウェア株式会社製 Femtet)により調和解析した結果である。調和解析は設定した振動源から正弦波を駆動し、その正弦波に対するモデルの周波数応答特性を解析する。図 1(b)に周波数 280 GHz のときの z 方向電界強度を示す。図中の赤実線は z 方向電界強度がゼロの位置を示し、等位相線を意味する。漏出する電磁波の強度は導波管開口から1波長以上離れたところではほぼ円形になるが、導波管付近では楕円に近い形状であることがわかる。図 1 の結果から楕円形のチョーク溝を原型とすることは自然と考えられる。間隙から漏れ出る電力の漏出を(1)式、漏出損失を(2)式と定義する。図 1(c)に WR-3 帯における透過損失 $|S_{21}|$ および漏出を示すと、漏出損失は WR-3 全体にわたって 10 dB 以下となり 10%以上の電力が漏出する。

$$\text{Leakage} = 10 \log_{10}(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2) \quad (\text{dB}) \quad (1)$$

$$\text{Leakage loss} = -\text{leakage} \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

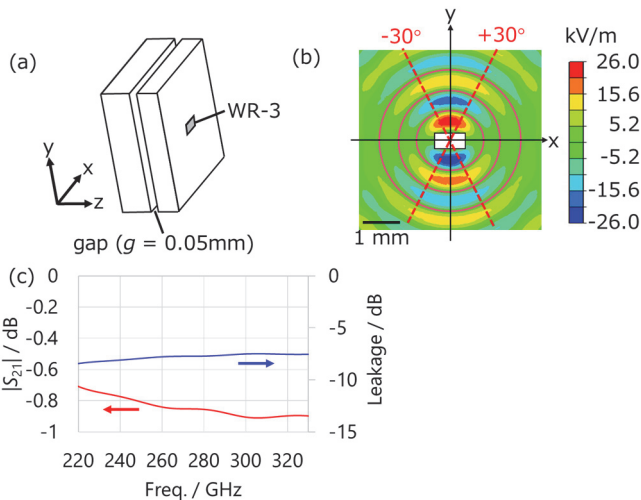


図 1 間隙($g = 0.05\text{ mm}$)を設けたフラットフランジ間の電磁界の漏出 (a) 調和解析モデルの概形, (b) チョークがない場合の z 方向電界強度(WR-3, 280 GHz)(赤実線: z 方向電界強度 = 0, 赤点線: y 軸から $\pm 30^\circ$ の位置を示す), (c) $|S_{21}|$ および漏出

2.2 単純型楕円チョークの特性

始めにチョークの原理を簡単に説明する(図 2)。入射波に対して直交する方向の $1/4$ 線路波長の溝はチョークとして作用する。溝

の底は短絡されており、そこでの反射は電界が逆相となる。分岐点の入射側で見ると、溝の底で反射されて分岐点に戻る反射波 1 の位相は入射波と同相になる。一方、電界の向きに注意すると、出射側では反射波 2 は入射波と逆相になる。したがって、両者は打ち消し合い、出射側への漏出が抑制される。

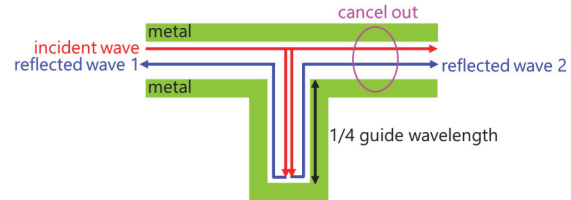


図 2 チョークの原理

チョークは干渉によって透過を防ぐ構造であるため、原理的には狭帯域であり、広帯域化のためにはシミュレーションによる条件の探索が必要になる。単純型楕円チョーク溝の内側長半径(a)、短半径(b)、溝の幅(w)、および深さ(h)をパラメータとする調和解析によると、チョーク溝から外側へ漏出する電力を WR-3 の動作帯域全体で抑えるには、 h を $1/4$ 線路波長程度にすればよい。また、導波管開口とチョーク溝の内壁で囲まれる空間は狭いほど、後述する共振の周波数間隔が広げられるため、広帯域動作が容易になるが、切削加工を行うには少なくとも 0.1 mm の幅を保つ必要がある。実際に、 $g=0.05\text{ mm}$ について、単純型楕円チョークの調和解析を行った結果、図 3(a)に示した寸法のと看、図 3(b)に示すように 320 GHz 以下において透過損失 0.2 dB 以下、漏出損失 15 dB 以上の特性が得られた。この結果は、楕円型のチョークを用いることで、広帯域にわたって電磁波の漏出を抑制できることを示している。しかし、324 GHz 付近にて透過損失および漏出損失が悪化し、WR-3 全帯域での動作にはやや不足している。以下に、悪化の原因を考察する。導波管開口からチョーク溝近端までの距離を $1/4$ 線路波長以下としているため、間隙に入った電界は動径方向にはほぼ一様な強度を持ち、導波管開口に沿って伝搬するとみなせる。つまり、単純型楕円チョークの導波管開口直近の間隙は開口を取り囲むリング状の伝送線路とみなせるため、このリングに共振が生じる可能性がある。実際に、324 GHz での間隙部分の電界には、図 3(c)に示すような共振の可能性が示唆される局所的な電界強度分布が開口部周辺に計算される。

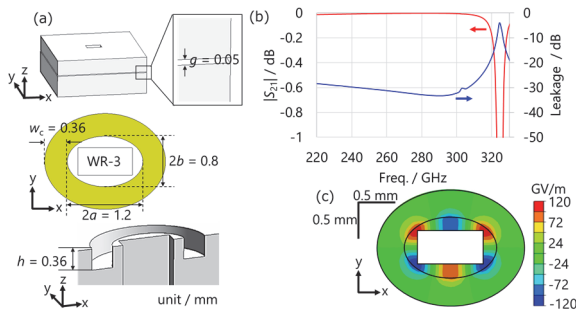


図3 単純型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{21}|$ および漏出,
(c) 324 GHz での z 方向電界強度分布

2.3 簡易モデルによる共振解析

前節の単純型楕円チョークにおける共振について考察するため、導波管開口からチョーク溝までの間隙部分を含むチョーク構造の空間をモデル化して共振解析した。共振解析は解析モデルが持つ固有周波数および固有振動モードを解析するものである。チョーク溝の遠端は電気壁、導波管内壁の延長面は磁気壁とみなせるため、図4(a)のような間隙部分の周辺における簡易な共振解析モデルを用いた。導波管には TE_{10} モードが伝搬しているため、間隙に入る電界は導波管断面長辺の両側 (+ y 側と - y 側) で逆相となる。したがって、間隙部分に励起される共振は電界の向きが xz 面に対して反対称、かつ、 yz 面に対して対称に限られる。WR-3 の帯域内でこの条件を満たす共振は 317 GHz のモードのみとなり、調和解析結果の 324 GHz と良い一致を示した。317 GHz における z 方向の電界強度分布を図4(b)に示す。

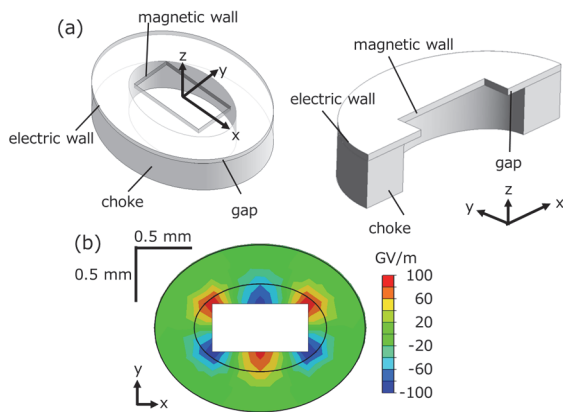


図4 単純型楕円チョークにおける共振解析結果
(a) 解析モデル, (b) 317 GHz の z 方向電界強度分布

3 共振を回避する楕円チョーク構造

前節までに述べたとおり、WR-3 の動作帯域内で励起される共振が広帯域動作の制限要因となっている。この共振の影響を回避する手法として、次の3つを考えた。

- (1) 非分割型楕円チョーク: 導波管開口部にチョーク溝の近端側からチョーク溝に突き出るオープンスタブを設け、共振周波数を動作帯域よりも低域に移動させる。
- (2) 分割型楕円チョーク: チョークを分断するリッジ導波路を設け、共振が生じている空間を開空間とすることで共振を抑える。
- (3) 扁平型楕円チョーク: 共振が生じる空間を狭めて共振周波数を動作帯域よりも高域に移動させる。

3.1 非分割型楕円チョーク

伝送線路に追加された短い分岐線路はスタブとして知られ、伝送線路に並列インピーダンスを加えて、負荷との整合などに用いられている。単純型楕円チョークの間隙部分に対しても図5～図7で示すようなスタブを設ければ、周方向の伝搬状況を変化させて、共振周波数を大きく動かすことができると考えられる。まず、導波管開口平面に幅 $w_s = 0.1$ mm、長さ $d = 0.155$ mm のスタブを角度 θ の向きに設けた場合の各モードの共振周波数を図5に示す。長さ d は図5(a)中の A-B 間の距離であり、ここでは溝の幅 (w_c) の半程度の場合を示した。なお、スタブの幅 (w_s) は2.2節で述べたとおり、機械加工の制約の範囲内で細く設定した。図5(b)に示す赤、青、緑の丸は計算から得られた値であり、実線はこれらの点を補完する線である。導波管の TE_{10} 伝搬モードによって間隙に励起される共振は、400 GHz 以下では赤: mode 1, 青: mode 2, および緑: mode 3 の3つしかなく、WR-3 帯域内では mode 2 のみとなる。共振解析から得られた共振周波数である赤、青、緑のグラフは調和解析から得られた共振周波数である中抜き丸および四角とも一致していることが分かる。導波管の対角線方向 ($\theta = 26.5^\circ$) に沿ってスタブを設けたときに、mode 2 と mode 3 間の共振周波数の差が 138 GHz と最大になる。Mode 2 は WR-3 帯域内にあるものの、mode 2, 3 間の共振周波数の間隔は WR-3 帯の動作帯域幅 (110 GHz) よりも十分に広いので、他の形状パラメータを変更することによって WR-3 帯をカバーできる可能性がある。

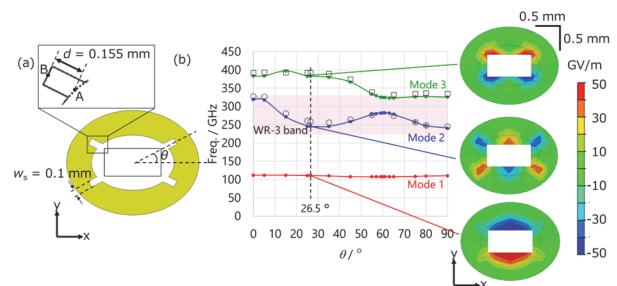


図5 スタブ ($d = 0.155$ mm) の角度に対する共振周波数
(a) 共振解析モデル, (b) 共振周波数の θ 依存性および mode 1-3 の z 方向電界強度 ($\theta = 26.5^\circ$) (赤: mode 1, 青: mode 2, 緑: mode 3, 中抜き丸および四角: 調和解析から得られた共振周波数)

そこで $\theta = 26.5^\circ$ に固定したときの d に対する各モードの共振周波数を解析した結果を図 6 に示す。図 6 から d が大きくなるにつれて mode 2 の共振周波数が低下することが確認できる。特に、 $d > 0.24$ mm のとき、mode 2、mode 3 はともに WR-3 帯の中で共振しない。

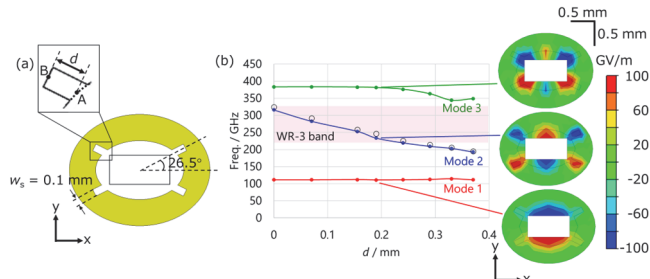


図 6 スタブ($\theta = 26.5^\circ$)を設けた共振解析結果
(a) 共振解析モデル、(b) 共振周波数の d 依存性および mode 1-3 の z 方向電界強度($d = 0.19$ mm) (赤: mode 1, 青: mode 2, 緑: mode 3, 中抜き丸: 調和解析から得られた共振周波数)

そこで、図 7(a) に示すようにチョーク溝の外側面をスタブ付近で突出させ、さらにスタブを延長した構造を考案した。この構造を含め、電磁波の漏出を抑制できる周波数範囲が最大となるように、非分割型楕円チョークの形状パラメータの探索結果を図 7 に示す。具体的には $g = 0.05$ mm, $h = 0.36$ mm, および $\theta = 26.5^\circ$ の条件の下で、非分割型楕円チョーク溝の a , b , w_c , w_s , チョークに設けた突出壁部の幅(w_{sc}), d , および図 7(a) 中の A-C 間の距離(d_{sc})を探索した。その結果、図 7(a) に示した形状について、220-330 GHz では透過損失 0.1 dB 以下および漏出損失 22 dB 以上の調和解析結果を得た(図 7(b))。

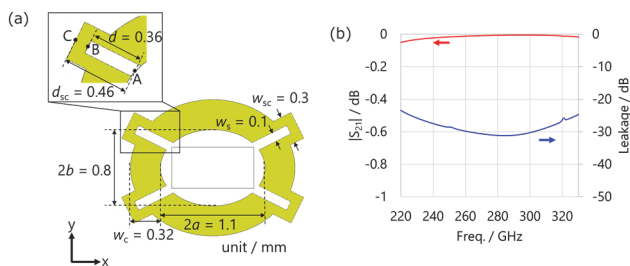


図 7 非分割型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状、(b) $|S_{21}|$ および漏出

3.2 分割型楕円チョーク

スタブがチョーク溝の外側まで延長されると、チョーク溝を分断するリッジ導波路が形成される。この結果、導波管付近の間隙で共振が発生した場合でも、チョーク溝の外側への漏出により共振を抑制されることが期待される。したがって、非分割型楕円チョークと比較して分割型楕円チョークでは漏出が増加する一方、広帯域動作を

阻害するほどの強い共振は発生しにくいと考えられる。このとき、チョーク溝が 4 つに分割された形状となるため、ここでは分割型楕円チョークと呼ぶ。 $g = 0.05$ mm, $h = 0.36$ mm, および $\theta = 26.5^\circ$ のとき、電磁波の漏出を抑制できる周波数範囲が最大となるように a , b , w_c , および w_s を形状パラメータとして探索した。その結果、図 8(a) に示した形状について、220-330 GHz では透過損失 0.2 dB 以下および漏出損失 14 dB 以上の調和解析結果が得られた(図 8(b))。

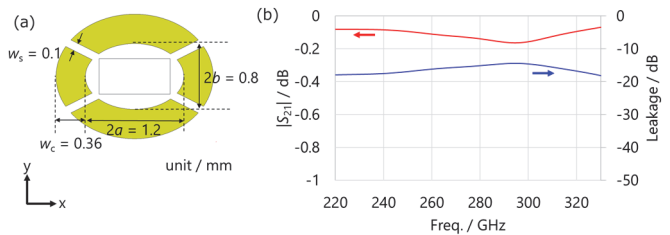


図 8 分割型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状、(b) $|S_{21}|$ および漏出

フランジの対向面の分割部分が伝送線路として働くことが想定されるにも関わらず、WR-3 全域にわたって電磁波の漏出損失を 14 dB 以上に抑制できた点として、以下が挙げられる。図 1(b) の赤点線に示すように間隙に漏れる電磁波は導波管の中心から見て y 軸から $\pm 30^\circ$ 程度の範囲において電界が強く放射している。そのため、電界が強く放射される y 軸側の領域を分割型楕円チョークがカバーすることで電磁波の漏出を効果的に抑制できたものと考えられる。

3.3 扁平型楕円チョーク

共振器の体積が小さくなれば、共振周波数が大きくなることは自明である。そこで、導波管開口からチョーク溝までの空間を単純型楕円チョークと比較して小さくすることにより、324 GHz に生じる共振を高周波側へシフトできることが期待される。これを実現するために、導波管断面の短辺を短縮し、楕円チョークをより扁平とした扁平型楕円チョークを設計した。短辺を短縮した導波管は変成器によって WR-3 標準導波管と反射を抑えて接続できる。そこでの変換損は導波管同士のサイズが異なるほど大きくなる。一方、共振周波数は、導波管開口からチョーク溝の内側までの空間を狭めるほど上がる。このトレードオフを考慮して、 $g = 0.05$ mm のときに共振周波数 330 GHz 以上、切削加工の最小幅 0.1 mm の設計条件の下で導波管短辺および扁平型楕円チョークの形状パラメータを同時に探索した。その結果、導波管短辺 0.2 mm および図 9(a) に示した a , b , および w_c を得た。この形状について、220-330 GHz での透過損失 0.1 dB 以下および漏出損失 25 dB 以上の解析結果が得られた(図 9(b))。

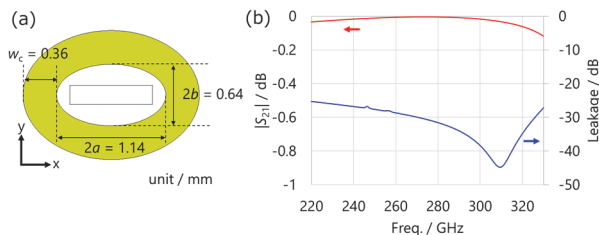


図9 扁平型楕円チョークの調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{21}|$ および漏出

4 楕円チョークの多重化

図10に1重, 2重, 3重, および4重楕円チョークにおける漏出の調和解析結果を示す。4種の楕円多重チョークは図3, 図7～9の1重チョークを基本とし, それぞれ同じアスペクト比を有するチョーク溝を設けることで多重構造とした。また, 図10(b)に示す非分割型楕円チョークでは最も内側の楕円チョーク溝のみにスタブを設け, 2重から4重の部分は単純な楕円のチョーク溝とした。多重チョークにおいてチョーク溝間を隔てる壁の厚さ(w_w)は, 切削加工の技術的な制約および材料の強度を考慮し, 0.12 mmとした。図10(a), (b), (d)に示す単純型, 非分割型, および扁平型4重楕円チョークは, チョーク溝の数を増やすにつれて漏出が減少することが確認された。一方で, 図10(c)の多重分割型楕円チョークではチョーク溝を分断するスタブがリッジ導波路として機能し, 特に310 GHz以上において漏出のチョーク溝の数に対する依存性は確認されなかった。加えて, 多重化に伴い複雑な共振が生じていることがわかる。

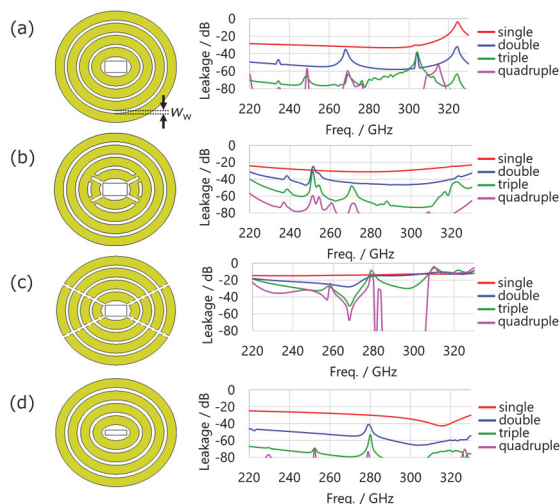


図10 1重, 2重, 3重, および4重楕円チョークにおける漏出の調和解析結果
(a) 単純型楕円4重チョーク, (b) 非分割型楕円4重チョーク,
(c) 分割型楕円4重チョーク, (d) 扁平型楕円4重チョーク

5 楕円チョークの実測結果

本章では単純型, 非分割型, 分割型, 扁平型楕円チョークの実測結果を示す。前章で示したチョーク多重化の調和解析結果を受けて, 単純型, 非分割型, および扁平型楕円チョークの被測定デバイス(DUT)は片側チョークのみで50 dBの漏出損失を十分に確保できる4重チョーク構造を採用した。一方, 分割型楕円チョークは1重構造とした。また比較のため, チョークなし導波管も参照DUTとして用意した。

各チョークはアルミニウム合金(A6061)を切削して作製した。図11(a)のようにチョーク付き導波管と凸部付き導波管を接続したものをDUTとして測定を行った。凸部付き導波管のフランジ面の四隅には0.05 mmの高さの凸部を設けており(図11(a)右), チョーク付き, またはチョークなし導波管と接続したときに $g = 0.05$ mmとなるようにしている。図11(b)に示すように各導波管の長さは59 mmとした。測定にはWR-3帯用の周波数エクステンダを接続したベクトルネットワークアナライザを使用した。扁平型4重楕円チョークを設けたDUTは4段チェビシェフ型変成器を介して周波数エクステンダのWR-3フラットフランジと接続した。それ以外の単純型楕円4重チョーク, 非分割型4重楕円チョーク, そして分割型楕円チョークを設けたDUTは直接接続した。

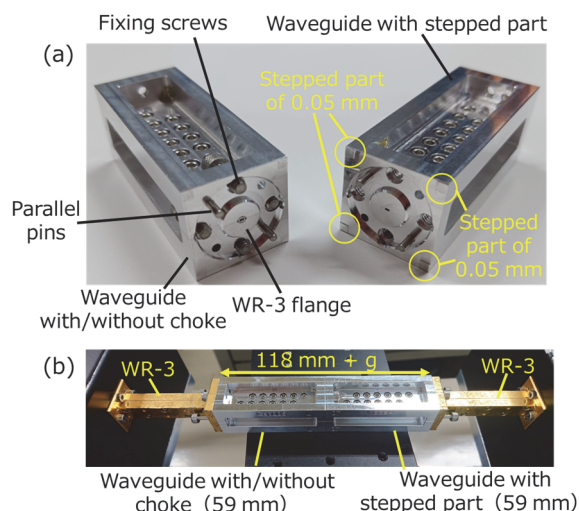


図11 測定セットアップ

(a) チョーク付き/なし導波管(左)および凸部付き導波管(右)の外観, (b) チョーク付き/なし導波管と凸部付き導波管の接続, および周波数エクステンダのWR-3フランジへのセットアップ

図12に $g = 0.05$ mmの導波管接続構造を有する4種の楕円チョークにおける $|S_{21}|$ の調和解析および実測結果を示す。シミュレーション値はアルミニウム合金の導体損失を加味しており, その表面は完全に滑らかなものとして計算を行った。いずれのタイプの

楕円チョークにおいても、シミュレーション値と実測値の差は 0.5～1.2 dB であり、例えば非分割型楕円チョークについて WR-3 帯域中央の 275 GHz では 0.8 dB であった。この差は解析において表面粗さを考慮していないためと考えられる。

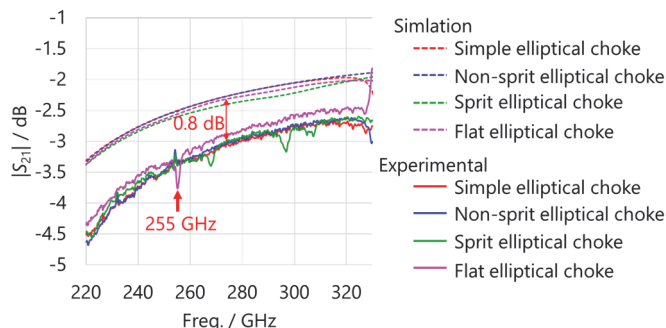


図 12 単純型楕円 4 重チョーク、非分割型楕円 4 重チョーク、分割型楕円チョーク(1 重)および扁平型楕円 4 重チョークの $|S_{21}|$ に関する調和解析および実測結果($g=0.05$ mm)

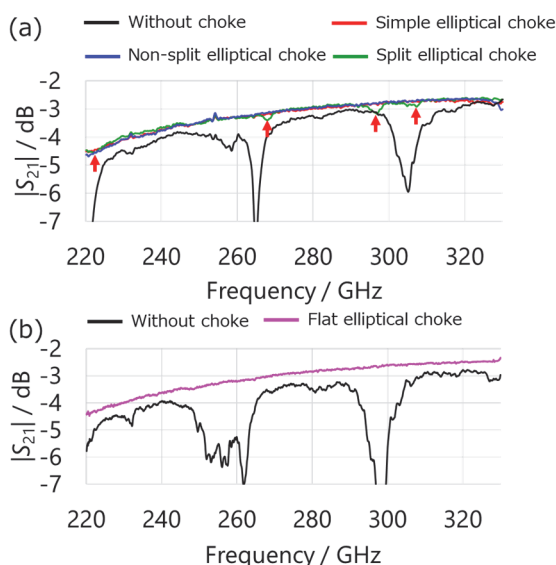


図 13 DUT および参照 DUT の $|S_{21}|$ の実測結果($g=0.05$ mm)
(a) 単純型楕円 4 重チョーク、非分割型楕円 4 重チョーク、分割型 1 楕円チョーク(1 重)、(b) 扁平型楕円 4 重チョーク

図 13 に WR-3 フラットフランジと楕円チョーク付き導波管を接続した DUT(単純型、非分割型、分割型、扁平型)と参照 DUT を WR-3 フラットフランジと接続した場合の $|S_{21}|$ の実測値を示す。いずれのチョーク構造においても参照 DUT(黒の実線)と比較して、WR-3 全域にわたり 0.5-5 dB 程度の $|S_{21}|$ の増加が見られ、電磁波の漏出を抑制できていることが示された。

6 対向する導波管の変位の影響

伝搬軸が同一直線状にある 2 つの導波管のフランジ面が間隙 $g=0.05$ mm を隔てて正対した状態を基準とし、そこからの変位(ずれ)

を、 $(\Delta x, \Delta y)$ [mm]と表す。ここで $\Delta x, \Delta y$ は図 1(a), (b)に示した座標系に従う。導波管の伝搬軸は平行とし、角度ずれは考慮しない。各方向に 0.05 mm のずれを与え、 $|S_{21}|$ の調和解析による評価を行った。図 14 は単純型、非分割型、扁平型楕円 4 重チョーク、および分割型楕円チョークの調和解析結果であり、x 方向、y 方向に意図的な変位を与えている。図 14 の解析結果から読み取ることができる共振周波数を表 1 にまとめた。図 12 に示した扁平型楕円 4 重チョークの実測結果(ピンクの実線)の場合、255 GHz にピークがみられるが、これは $\Delta x=0.05$ mm の変位を与えた際に生じるピークの周波数と一致することから、x 方向のずれによると考えられる。

一方で、図 14(c)に示した分割型楕円チョークの調和解析結果には明瞭な共振は見られないに関わらず、図 13(a)に示した分割型楕円チョークの実測結果(緑の実線)には赤矢印で示した 4 か所にピークが見られる。この差異を検証するため、図 15(a)に示す実際のフランジ形状をモデルに組み込んだ調和解析を行った。その結果を図 15(b)に示す。なお、図 15(b)では、比較のため図 13(a)の実測結果(緑の実線)も再プロットしている。緑の点線で示すように、赤矢印で示した 4 か所にピークが存在し、実測結果(緑の実線)と一致していることがわかる。したがって、分割型にみられるこの共振は導波管同士のずれに起因するものではなく、リッジ導波路のために WR-3 フランジ端で反射が起こるためと考えられる。

上記から単純型、非分割型、扁平型のいずれにおいても x 方向、y 方向に意図的な変位を与えるとピークが出現する一方で、分割型ではいずれの変位においても明瞭なピークは出現しない。この意味において分割型楕円チョークは他の楕円チョークと比較してずれによる影響は受けにくいことが確認された。

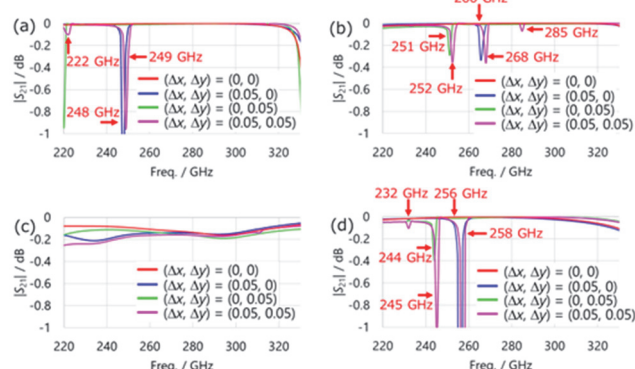


図 14 対向する標準導波管に $(\Delta x, \Delta y) = (0.05, 0), (0, 0.05), (0.05, 0.05)$ mm の変位を与えた際の調和解析結果($g=0.05$ mm)
(a) 単純型楕円 4 重チョーク、(b) 非分割型楕円 4 重チョーク、
(c) 分割型楕円チョーク、(d) 扁平型楕円 4 重チョーク

表 1 対向する標準導波管に $(\Delta x, \Delta y) = (0.05, 0), (0, 0.05), (0.05, 0.05)$ mm の変位を与えた際に生じた共振周波数
(a) 単純型楕円 4 重チョーク, (b) 非分割型楕円 4 重チョーク,
(c) 分割型楕円チョーク, (d) 扁平型楕円 4 重チョーク

		unit / GHz	
Δx / mm	Δy / mm	0	0.05
0	0	248	
0.05	0	222, 249	

		unit / GHz	
Δx / mm	Δy / mm	0	0.05
0	0	266	
0.05	0	251	252, 268, 285

		unit / GHz	
Δx / mm	Δy / mm	0	0.05
0	0	—	—
0.05	0	—	—

		unit / GHz	
Δx / mm	Δy / mm	0	0.05
0	0	256	
0.05	0	244	232, 245, 258

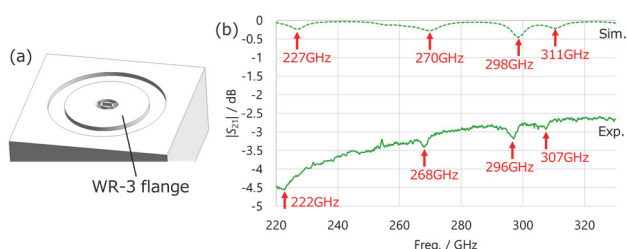


図 15 分割型楕円チョークの実測結果および WR-3 フランジを考慮した調和解析結果
(a) 解析モデルの形状, (b) $|S_{11}|$ の実測および調和解析結果

7 むすび

本来、チョークは狭帯域で特性を発揮するものであり、その広帯域化は技術的に困難である。本稿では、WR-3 帯の全帯域で動作する 4 種(楕円型, 扁平型, 分割型, 非分割型)の楕円チョーク構造を考え、シミュレーションと実測によって、これらの有効性を実証した。また、調和解析によって導波管のずれに対する透過損失の変化を比較し、分割型楕円チョークが導波管のずれの影響を受けにくいことを確認した。しかし、分割型楕円チョークは他の 3 種のチョークと比較して、漏出損失が 14 dB 以下と大きい。より有効な解決策を探ることが今後の課題である。

参考文献

- 1) J. Federici and L. Moeller, “Review of terahertz and subterahertz wireless communications,” J. Appl. Phys. vol.107, 111101, Jun. 2010.
- 2) 待鳥誠範, “300 GHz 帯無線信号の広帯域・高感度測定技術の研究開発”『電波資源拡大のための研究開発』第 12 回成果発表会, May. 2019.
- 3) 河村尚志, 布施匡章, 待鳥誠範, “WR-3 帯フィルタバンクの広帯域化”電気学会計測研究会, no. IM19027, Jul. 2019.

- 4) D.M. Pozar, “Microwave engineering 4th edition,” Tokyo: Morikita Publishing Co., Ltd. (in Japanese), 2021.
- 5) A. Yevdokymov, V. Kryzhanovskiy, V. Pazynin and K. Sirenko, “Ka-band waveguide rotary joint,” IET Microw. Antennas Propag. vol.7, pp. 365-369, Apr. 2013.
- 6) S. Rahiminejad, E. Pucchi, V. Vassilev, P.-S. Kildal, S. Haasl and P. Enoksson, “Polymer gap adapter for contactless, robust, and fast measurements at 220-325GHz,” J. Microelectromech. Syst. vol.25, pp. 160-169, Feb. 2016.
- 7) P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, “Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates,” IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. vol.8, pp. 84-87, Apr. 2009.
- 8) B. Pyne, R. Naruse, H. Saito, J. Hirokawa, V. Ravindra and P.R. Akbar, “Robust contactless noncircular choke flange for wideband waveguide applications,” IEEE trans. Microwave theor. Tech. vol.67, pp. 861-867, Mar. 2019.

執筆者



武元佑紗
先端技術研究所
第 2 研究室



待鳥誠範
先端技術研究所
第 2 研究室