

一層基板で構成された広帯域マイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器

山田 康太^{†a)} 榊原久二男[†] 菊間 信良[†]

Broadband Microstrip-to-Quad Ridged Waveguide Single Layer Transition

Kota YAMADA^{†a)}, Kunio SAKAKIBARA[†], and Nobuyoshi KIKUMA[†]

あらまし 一層基板で構成された、広帯域なマイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管 (MS-QRWG) 変換器を開発した。クアドリッジホーンアンテナ (QRHA) を用いてモジュールを構成する場合に、高周波回路とアンテナを接続する MS-QRWG 変換器が必要となる。MS-QRWG 変換器の平面線路から導波管への線路変換部分におけるインピーダンス整合は非常に重要で、QRHA のアンテナ特性に直結する。そこで本論文では、誘電体基板上の線路変換部分に新構造を導入することで広帯域に整合した MS-QRWG 変換器を実現できることを、有限要素法による電磁界解析、及び実験により示している。また、提案の一層基板型 MS-QRWG 変換器を用いた QRHA を試作し、従来の同軸線路・クアドリッジ導波管変換器を用いた QRHA と比較した。その結果、従来構造と比べて提案構造の QRHA では、アンテナの各ポートにおける反射量の周波数特性が、広帯域にわたってより等しくなることを明らかにした。

キーワード クアドリッジホーンアンテナ, リッジ導波管, マイクロストリップ線路, 変換器

1. ま え が き

人や物体からあらゆる偏波面で放射される、マイクロ波・ミリ波帯の熱雑音を高感度の放射計で受信する用途の一つに、物体内部における輝度温度分布の計測がある [1]。我々は、物体内部の深さ方向に異なる二つの領域の輝度温度を同時に計測するアンテナとして、独立した二つの偏波面の熱雑音を受信可能なクアドリッジホーンアンテナ (QRHA: Quad-ridged horn antenna) を開発している [2]。放射計の感度の指標である温度分解能は、主に受信機の雑音指数と帯域幅に依存する [3]。したがって、放射計の初段に位置するアンテナには反射量が小さく、かつ広帯域な周波数特性が求められる。厚さの平均値が 2 mm [4] である人の皮膚内部の輝度温度を計測するために開発した、給電部が同軸構造の QRHA では、動作周波数の 5-25 GHz で反射量が -10 dB 以下となるように設計した [2]。

直交偏波成分を同時にかつ広帯域に受信可能な QRHA は、電波天文や EMC 試験の分野において広く用いられている。そのため、市販品の QRHA は汎用性の観点から図 1 に示した同軸構造による給電が一般的である [5]。一方、微弱な熱雑音を計測する場合においては、アンテナと受信機の接続に用いるコネクタやケーブルの損失を小さくすることが求められる。また、放射計を構成する各コンポーネントの温度変動による特性のばらつきを小さくするためには、アンテナと受信機をモジュール化して小型にした方が有利である [6]。受信機をモジュール化するのは平面回路で構成するのが有利であるので、マイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管 (MS-QRWG: Microstrip-to-quad ridged waveguide) 変換器が必要となる。

QRHA への適用を想定すると、開発する MS-QRWG 変換器には少なくとも給電部が同軸構造である従来の QRHA と同等の広い動作周波数帯域幅を有することが求められる。したがって、平面線路からクアドリッジ導波管への線路変換部分において、広帯域なインピーダンス整合が必要となる。過去に、誘電体基板上の線路変換部分に特長的な金属パターンを

[†] 名古屋工業大学大学院情報工学専攻, 名古屋市
Department of Computer Science and Engineering, Nagoya
Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi,
466-8555 Japan

a) E-mail: yamada4089@maspro.co.jp

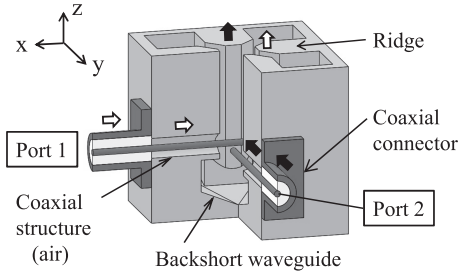


図 1 同軸・クアドリッジ導波管変換器

Fig. 1 Coaxial-to-quad ridged waveguide transition.

付加し、リアクタンスを調整することで、広帯域な変換特性を実現するマイクロストリップ線路・導波管変換器が提案されている [7], [8]. この技術をもとに本研究では、一層の誘電体基板上に新構造を導入した広帯域な MS-QRWG 変換器の開発を試みた.

更に従来の同軸構造の QRHA では図 1 に示すように、クアドリッジ導波管の伝搬方向に対して各ポートの信号線を前後に配置するが、この間隔が広いために各ポートにおける反射量の周波数特性が大きく異なってしまう問題があった [5]. しかし、一層基板の両面に金属パターンで信号線を構成する提案の MS-QRWG 変換器では、基板厚まで信号線を近接させることが容易に実現可能なため、各ポートの周波数特性を近づけることが期待できる.

本論文では QRHA と受信機を直に接続する線路変換器の開発を目的として、従来構造の QRHA と同様の広帯域な反射特性を有し、かつ、各ポートにおける反射量の周波数特性が等しい MS-QRWG 導波管変換器を提案する. 2. で提案の変換器構造と特長である新構造の設計方法について述べ、3. で変換器単体の特性を定量的に評価した結果を示す. 次に、3. で評価した提案の変換器を用いた場合と、従来の同軸構造の場合の QRHA について、4. で各アンテナ特性を比較することで本提案構造の有効性を明らかにし、最後に 5. でまとめる.

2. 提案の変換器構造と設計

2.1 MS-QRWG 変換器

方形導波管の内部に二対のリッジを直交するように付加したクアドリッジ導波管は、一般的に、図 1 に示すように同軸コネクタを用いて給電する. 片側のリッジの内部に特性インピーダンスが 50Ω の同軸構造を設け、コネクタの信号線の先端を対向するリッジ

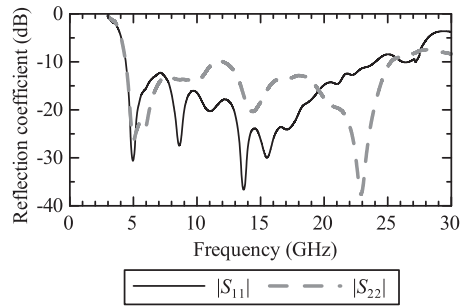


図 2 従来の同軸・クアドリッジ導波管変換器で給電した QRHA の反射特性測定結果

Fig. 2 Measured reflection coefficient of QRHA with conventional coaxial-to-quad ridged transition.

に短絡させることで、同軸構造とクアドリッジ導波管との整合を図る. また、信号線から伝搬方向に対してクアドリッジ導波管の管内波長で約 $1/4$ 波長後方に、短絡面となるバックショート導波管を設けることで、クアドリッジ導波管の基本波である TE_{10} モードに効率良く変換することが可能となる [9]. なお、信号線から短絡面までの距離には波長依存性があるため、バックショート導波管の短絡面に傾きをつけることで広帯域な動作周波数帯域幅を実現できる [10]. 図 2 に、[2] で開発したアンテナの開口が正方形で、これらの給電構造を備えた従来の同軸・クアドリッジ導波管変換器により給電した QRHA の反射特性測定結果を示す. 反射量が -10 dB 以下の帯域幅は 20.8 GHz (138%) と非常に広帯域な特性を有する.

従来構造において、二本の信号線はバックショート導波管の短絡面からの距離が最適となるように、できるだけ二本を近接させて配置する. その結果、広帯域な特性を実現でき、かつ、各ポートにおける反射量の周波数特性がより等しくなる. しかしながら同軸コネクタの信号線には太さがあるため、物理的に接触しないように近接させるには製作上の限度があり、図 2 においても各ポートの周波数特性は異なっている. 更に従来構造では、信号線をリッジへ確実に短絡するためにスプリングなど専用の部品が必要だった [10]. 本研究で提案する変換器構造は両面に金属パターンを施した薄い誘電体基板を用いることにより、基板の表裏に配置した各ポートの信号線を容易に近接させることができるため、複雑な構造を必要とせずこれらの問題を解決する.

図 3 に提案の一層基板型 MS-QRWG 変換器を示

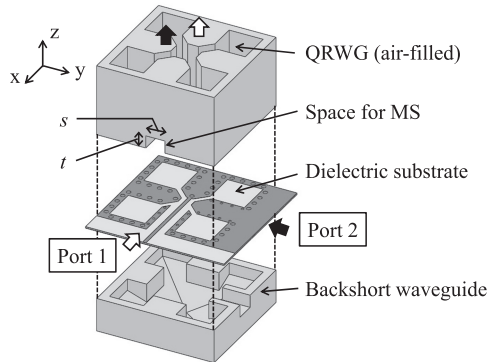


図3 一層基板型 MS-QRWG 変換器の構造 ($s = 2.3$ mm, $t = 1.6$ mm)
Fig. 3 Structure of the proposed MS-QRWG transition ($s = 2.3$ mm, $t = 1.6$ mm).

す。提案構造はフッ素樹脂プリント基板（比誘電率：2.16，誘電正接：0.0004，基板厚：0.37 mm）を中空のクアドリッジ導波管とバックショート導波管で挟み込んだ簡易な構成である。図4(a)と図4(b)は誘電体基板の構成を示しており，提案の変換器への給電は基板の両面に互いに直交して配置された，特性インピーダンスが 50Ω のマイクロストリップ線路（パターン幅：1.1 mm）から行う。図4(b)に示すように，マイクロストリップ線路の信号線は従来の同軸構造の場合と同様に，金属パターンとビアホールで構成された疑似的なクアドリッジ導波管（Quasi-QRWG）のリッジ部分に短絡され，基板に垂直に設置した金属中空のクアドリッジ導波管へと接続されている。ここで，MS-QRWG 変換器の動作周波数帯域幅は QRHA のアンテナ性能に大きく影響を及ぼすため，線路変換部分におけるインピーダンス整合は非常に重要となる。クアドリッジ導波管内を伝搬する電界は主に，対向するリッジ間のギャップと，隣接したリッジ間のギャップに集中する [11]。この性質を利用して，提案の変換器では図5に示すように，銅箔パターンとビアホールからなる疑似導波管中央部のギャップ間隔を金属中空導波管のギャップ間隔より狭めた新構造を導入する。これにより，電界と平行な向きのギャップがシャントキャパシタンスとして作用し，電界と垂直な向きのギャップが絞りとして働き，シャントインダクタンスとして作用する [12]。その結果，マイクロストリップ線路周辺に発生するリアクタンスの調整ができ，広帯域なインピーダンス整合が実現可能となる。なお各信号線の，誘電体と反対側にある金属導波管のリッジ部

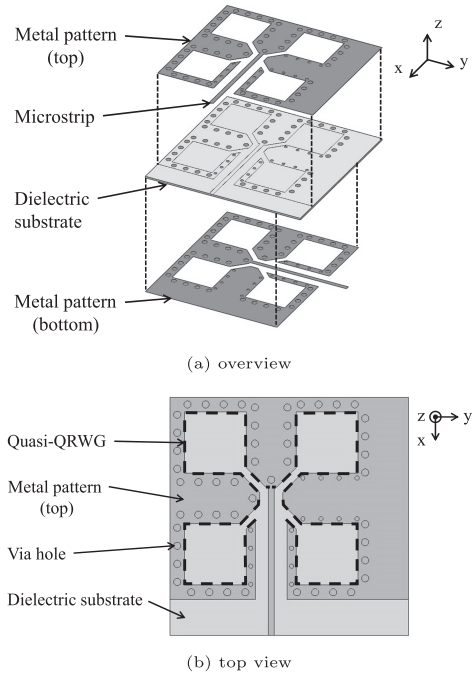


図4 誘電体基板の構成
Fig. 4 Configuration of dielectric substrate.

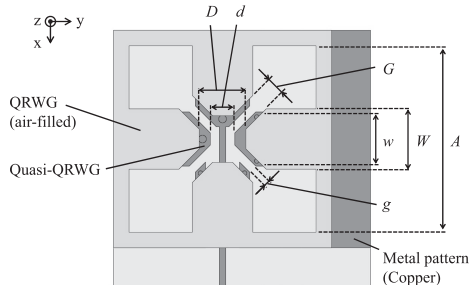


図5 一層基板型 MS-QRWG 変換器の上面図
Fig. 5 Top view of the proposed MS-QRWG transition.

分には，マイクロストリップ線路の信号線がきょう体と接触しないように，図3に示す溝（Space for MS）を設けており，その寸法は，反射量が小さくなるように最適化している。

2.2 提案構造の設計

提案の一層基板型 MS-QRWG 変換器は構造が複雑なため，有限要素法電磁界シミュレータ HFSS を用いて設計する。提案の変換器を設計するに当り，まず初めに従来の同軸・クアドリッジ導波管変換器との比較をするため，金属中空部のクアドリッジ導波管と

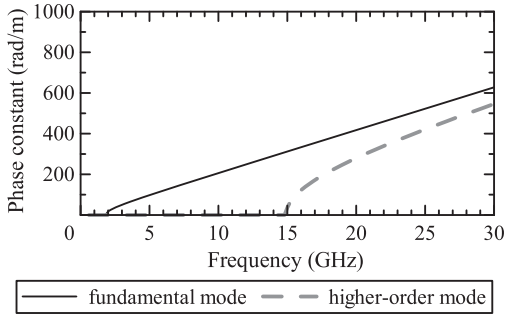


図 6 中空導波管における伝搬モードの解析結果
Fig.6 Simulated propagation modes of air-filled QRWG.

バックショート導波管の基本構造が[2]と同一となるように寸法を選んだ。クアドリッジ導波管の構造寸法は管壁の長さ $A = 24$ mm, リッジ間隔 $D = 2.0$ mm, リッジ幅 $W = 3.9$ mm, 隣接するリッジとのギャップ幅 $G = 0.51$ mm である。ここで, 提案の変換器構造のように給電した場合, 対向するリッジのギャップと隣接したリッジ間のギャップにのみ電界が集中するクアドリッジ導波管の基本モードを励振できるが, 周波数が高くなった場合に, 導波管の伝送特性を劣化させる高次モードも励振してしまう。そこで, この金属中空のクアドリッジ導波管内を伝搬する基本モードと高次モードの遮断周波数を把握しておくため, クアドリッジ導波管単体の両端断面に給電用のポートを配置した解析モデルにより求めた, 各モードの位相定数の解析結果を図 6 に示す。なお, 図 6 の高次モードは, クアドリッジ導波管の各ギャップと四隅の空洞部に電界が生じる高次モードのうち, 最も低い周波数で発生するモードを示している。[2] で設計したクアドリッジ導波管は, リッジの角を面取りして二対のリッジ間隔を狭めることで, 基本モードのみが伝搬する周波数帯域幅が広がっており, 図 6 より高次モードは 15GHz から発生し始めることが分かる。また, 図 7 に示すようにバックショート導波管は, バックショート長 $H = 7.0$ mm のピラミッド型のキャビティに高さ $S = 6.6$ mm のステップを設けた, 高次モードの発生を抑制する構造とした[10]。

次に, 図 5 に示した疑似導波管中央部の新構造において, 設計パラメータは対向するリッジの間隔 d , 隣接したリッジ間のギャップ幅 g , 銅箔パターンのリッジ幅 w の三つである。解析は, 図 3 のマイクロストリップ線路に設けた二つのポートに加えて, 中空のクア

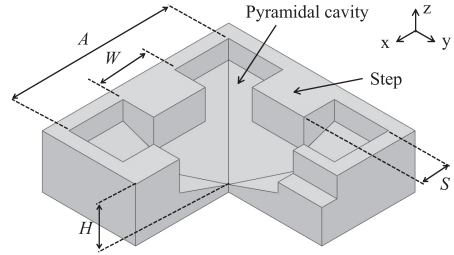
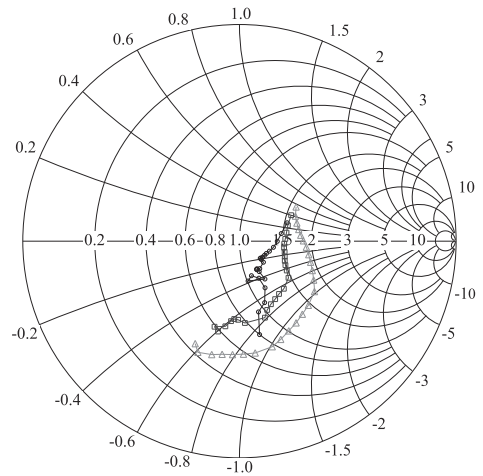
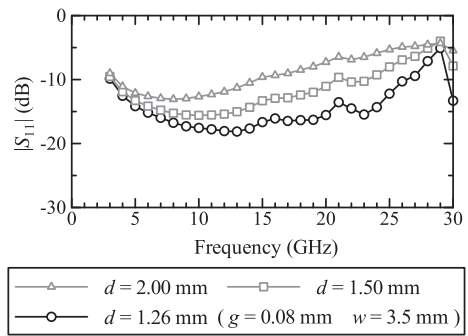


図 7 バックショート導波管の構造
Fig.7 Structure of the backshort waveguide.



(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4 - 28 GHz)

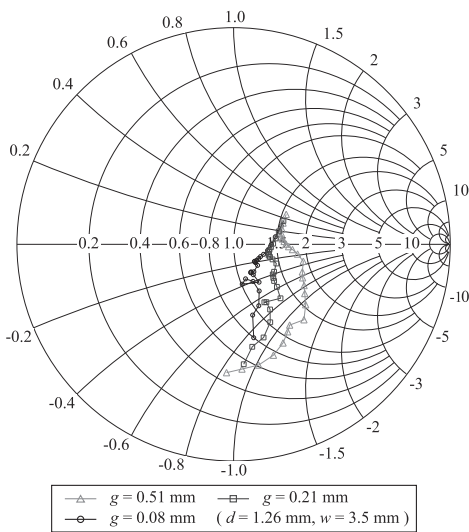


(b) 反射特性 $|S_{11}|$

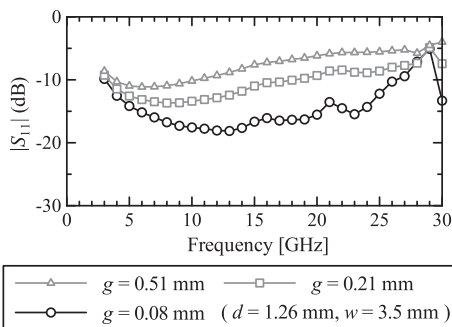
図 8 リッジ間隔 d を変化したときのポート 1 における入力インピーダンスと反射特性 (計算値)
Fig.8 Simulated input impedance and $|S_{11}|$ variation depending on gap d of ridges.

ドリッジ導波管の断面に給電用のポートを設けたモデルにより, 各ポート間の S パラメータを求める。そして, これらのパラメータを変化させたときの変換器の

各ポートにおける入力インピーダンスと反射特性の変化を観測しながらインピーダンス整合をする。なお、マイクロストリップ線路のポートは、図5の導波管の中心軸からリッジ短絡部と逆方向に1.8 mmの位置に設定している。また、導波管の断面に設けたポートのHFSSにおける解析モード数は、十分大きい25と設定して解析した。ここで、提案の変換器では図5に示すように、銅箔パターンで構成したリッジ部の中央にマイクロストリップ線路の信号線を配線している。これにより細くなってしまう銅箔パターンのリッジ部にビアホールを形成するためには、基板の製造条件上、ある程度のランド幅を要するため、三つのパラメータのうちリッジ幅 w は設計自由度が低い。したがって、



(a) ポート1の入力インピーダンス (4 - 28 GHz)



(b) 反射特性 $|S_{11}|$

図9 ギャップ幅 g を変化させたときのポート1における入力インピーダンスと反射特性 (計算値)

Fig. 9 Simulated input impedance and $|S_{11}|$ variation depending on dimension g of gaps.

リッジの間隔 d とギャップ幅 g のみを調整して、提案の新構造を設計する。それぞれの値を変化させた場合の、ポート1から見た入力インピーダンスを図8(a)と図9(a)に、ポート1における反射特性を図8(b)と図9(b)に示す。図8(a)と図9(a)から、提案の新構造によりシャントキャパシタンスとシャントインダクタンスが並列共振することで、入力インピーダンス特性に複数の共振キंक (kink: 結び目状の軌跡) が現れることが確認できる。また図8より、リッジの間隔 d を小さくするにつれてリアクタンスが調整され、周波数帯域全体にわたって入力インピーダンスが 50Ω に近づくことで、反射量を低下させていることが確認できる。なお、銅箔パターン間の離隔の製造限界が0.08 mmだったため、マイクロストリップ線路幅1.1 mmに対し、 d の最小値が1.26 mmとなったが、 d の値を小さくするほど入力インピーダンスが 50Ω に近づくことを解析で確認している。図9についても同様に、ギャップ幅 g を小さくすることで、リアクタンスが調整され、反射量を低下させていることが分かるが、製造限界の0.08 mmとした。提案の新構造の三つのパラメータについて、ポート1とポート2の反射量が -10 dB以下となる周波数帯域幅が最大となるように、製造可能な寸法範囲内で最適化を行った結果、リッジ

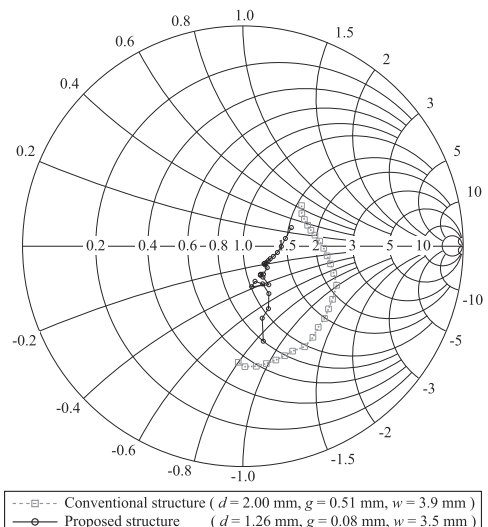


図10 従来構造と提案構造における入力インピーダンスの計算結果 (4 - 28 GHz, ポート1)

Fig. 10 Simulated input impedance between the conventional QRHA and the proposed QRHA (4 - 28 GHz, Port 1).

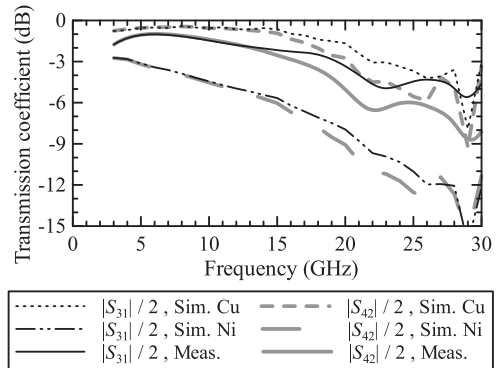
の間隔 $d = 1.26$ mm, ギャップ幅 $g = 0.08$ mm, リッジ幅 $w = 3.5$ mm となった. 最適化設計した提案構造の導入前後における, ポート 1 から見た入力インピーダンスの変化を図 10 に示す. 図 10 の結果より, 提案構造を導入することで線路変換部でのリアクタンスが調整され, 広帯域な整合を実現していることが確認できる.

3. 変換器単体の測定結果

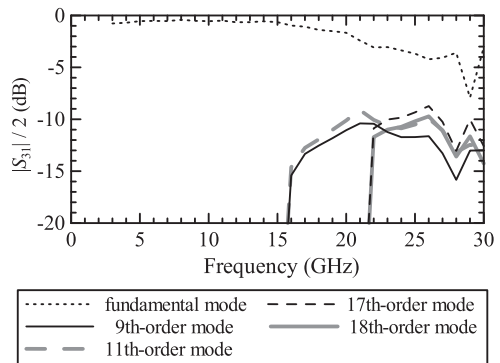
提案構造の有効性を実験により評価するため, 設計した変換器を試作した. 試作した変換器の写真を図 11 に示す. 試作品は長さが 64 mm のクアドリッジ導波管を介して, 全く同じ変換器が二つ対向して接続されており, クアドリッジ導波管と誘電体基板, バックショート導波管はねじ止めにより固定している. 両側の基板に設けられた同軸コネクタを 2 ポートのベクトルネットワークアナライザに接続することで, 透過特性と反射特性を測定した. 変換器一つ分の透過特性は, 測定により得られた $|S_{31}|$ と $|S_{42}|$ のデシベル値をそれぞれ 2 で割ることによって求めた. また, 変換器一つ分の反射特性は, タイムゲート機能を用いて測定した. なお, 測定する際に非測定ポートには 50 Ω の終端器を接続している.

図 12 に, 提案の MS-QRWG 変換器一つ分の透過特性の評価結果を示す. ここで図中の計算値は, 同軸コネクタを含んだ変換器一つ分の構造を電磁界解析した場合の, 同軸コネクタとクアドリッジ導波管の断面に

おける各伝搬モードの通過損失を示しており, 図 12(a) が基本モードの透過特性, 図 12(b) が各伝搬モードの透過特性となっている. なお, 今回試作した誘電体基板上の金属パターンにはフラッシュ金メッキを施しており, 基板の銅パターンと金メッキの間に下地のニッケルが付いている. そこで解析モデルでは, 基板材質による誘電体損に加えて, 金属パターンによる導体損を考慮するために, 金属パターンの透磁率 μ と電気伝導率 σ の値も入力して計算した. 計算した金属パターンは銅 ($\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m) 及びニッケル ($\mu = 2.4\pi \times 10^{-4}$ H/m, $\sigma = 1.45 \times 10^7$ S/m) の二通りである. 図 12(a) の計算結果及び実測結果ともに 15 GHz 当りから基本モードの損失量が増加している. これは, 図 6 に示したように, クアドリッジ導波管の構造寸法により定まる高次モードが発生し始める影響で, 図 12(b) より周波数が高くなるにつれて発生する高次モードの数が増えることで, 徐々



(a) 基本モードの透過特性



(b) 各伝搬モードの透過特性 (計算値, 金属パターン: 銅)

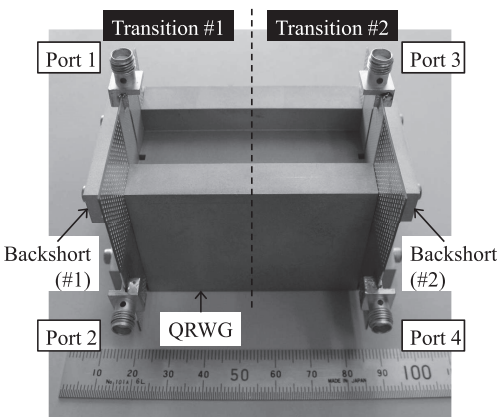


図 11 試作した提案構造の変換器
(同一の変換器を対向接続)

Fig. 11 Fabricated structure of the proposed transition (two identical transitions).

図 12 提案の MS-QRWG 変換器一つ分の透過特性
Fig. 12 Transmission coefficient of the proposed transition.

に基本モードの損失量が大きくなっていくことが確認できる[2], [13]. また図 12(a) において, 周波数が 13 GHz より高くなるにつれて, $|S_{31}|$ と $|S_{42}|$ の差が大きくなっている. これは, 基板のバックショート導波管側に信号線が位置するポート 2 とポート 4 のリッジ中央給電部において, 伝搬方向にポート 1 とポート 3 の信号線があることにより対向するリッジ間の電界が励振されにくくなるためで, 周波数が高くなるにつれてその影響が大きくなることを確認している. なお, 図 12(a) における実測結果は, 金属パターンをニッケルとした場合の計算結果よりも損失量が小さく, かつ金属パターンを銅とした場合の計算結果よりも損失量が大きくなっている. これは, 試作した回路パターンに施したフラッシュ金メッキの影響が主因と考えている. 今回試作したパターンは金の厚さが $0.05 \mu\text{m}$ と薄く, 厚さ $43 \mu\text{m}$ の銅箔パターンとの間に厚さ $5 \mu\text{m}$ のニッケルを挟んでいる. 金属体の表皮深さ δ は以下の式で求められる.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (\text{m})$$

メッキに用いた金の透磁率 μ と電気伝導率 σ を $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ と $\sigma = 4.1 \times 10^7 \text{ S/m}$ とし, ニッケルの場合を $\mu = 2.4\pi \times 10^{-4} \text{ H/m}$ と $\sigma = 1.45 \times 10^7 \text{ S/m}$ とすると, 3 GHz 以上の表皮深さは金が $1.5 \mu\text{m}$ 以下, ニッケルの場合が $0.1 \mu\text{m}$ 以下となる. したがって, パターンを流れる電流がニッケルの表面上を流れ, 断面積が狭いために通過損失が多くなっているものと考えられる. 今回用いた基板は低損失基板のために, この傾向が顕著に表れやすい[14].

次に図 13 に, 変換器一つ分の反射特性を示す. 反

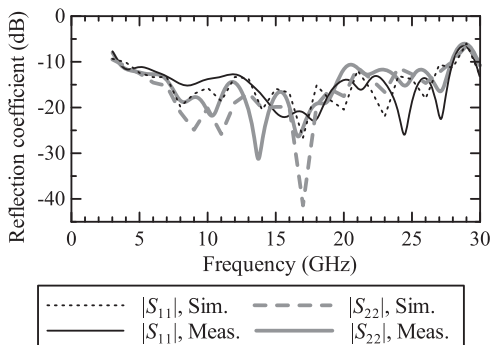


図 13 提案の MS-QRWG 変換器一つ分の反射特性
Fig. 13 Reflection coefficient of the proposed transition.

射量が -10 dB 以下の帯域幅は 24.4 GHz (156%) と非常に広帯域であることが確認できた. ただし, フラッシュ金メッキ時のニッケルによる損失の影響があるにもかかわらず, 実測値の反射量が計算値とほぼ等しいレベルにあるのは, 試作した基板中のリッジ間隔が設計値の $g = 0.080 \text{ mm}$ に対して, 複数箇所です法測定した平均値で $g = 0.093 \text{ mm}$ と, パターンの製作誤差により大きくなったため反射量が増えていることを確認している. また, 各ポート間の結合については, $|S_{21}|$ と $|S_{41}|$ ともに反射量が -10 dB 以下の周波数帯域において, 実測値で -20 dB 以下のアイソレーション特性が得られている.

4. 従来構造と提案構造の変換器で給電した QRHA の測定結果比較

提案構造の変換器を用いた QRHA を試作した. 試作品の写真を図 14 に示す. 試作品は, フレア部分と基板, バックショート導波管をねじ止めにより接続した構成である. なお, フレア部分の寸法やリッジ形状に関しては[2]で設計した寸法と同一にし, 基板とバックショート導波管については 3. で評価したものを使用した. 提案構造を用いた試作アンテナの評価として, 反射特性と各ポート間のアイソレーションの解析及び測定, 並びに, アンテナ利得の解析結果について従来構造との比較を行った. 電磁界解析のモデルは測定系と同様に同軸コネクタから給電を行い評価した.

反射特性の評価結果を図 15 に示す. 図 15 より, 反射量が -10 dB 以下の帯域幅は 23.4 GHz (145%) と, 図 2 の従来構造の特性より 7% 広帯域な特性が確認できる.[2]の従来構造では各ポートの信号線を 1.6 mm の間隔で前後配置していたため, 図 1 のように

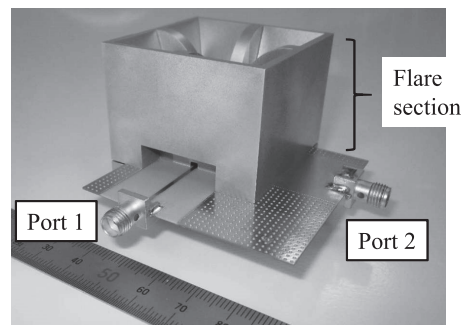


図 14 提案の変換器構造を備えた QRHA
Fig. 14 Fabricated QRHA with the proposed transition.

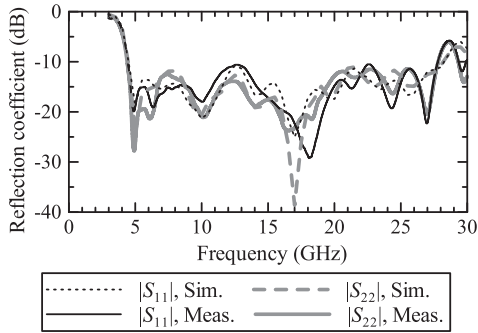


図 15 提案の変換器構造を備えた QRHA の反射特性
Fig. 15 Reflection coefficient of the proposed QRHA.

リッジの $-z$ 方向端部の位置も 1.6 mm ずれていた。これによりポート 1 から給電した場合に、ポート 1 の信号線とポート 2 のリッジ後端部との間に電磁結合が生じ、動作周波数帯域の高域における反射量の増加原因となっていた。一方、提案構造では二対のリッジ後端位置を統一し、ポート 1 給電部の信号線からリッジ後端までの距離を基板厚の 0.37 mm と短くしたため、電磁結合が抑制され高域の反射量が小さくなることを確認している。また図 15 より、計算値と実測値ともに図 2 に示した従来構造の QRHA と比較して、各ポートにおける反射量の周波数特性が等しくなっている。これは各信号線を基板厚まで近接配置した提案構造において、バックショート導波管の短絡面から各信号線までの距離がほぼ等しくなった効果である。以上より所望の反射特性が得られたことから、提案構造の有効性が確認できた。

次に、提案構造を用いた QRHA の各ポート間におけるアイソレーションの評価結果を図 16 に示す。比較対象として、従来の同軸構造を用いた QRHA の各ポート間におけるアイソレーションの計算結果を示した。提案構造における各ポート間のアイソレーションは、反射量が -10 dB 以下の周波数帯域において従来の同軸構造と同様に -20 dB 以下であることが確認できる。提案構造では各ポートの信号線の前後間隔を基板厚の 0.37 mm と従来構造と比較して近接させたが、両者は直交しているため、アイソレーション特性には影響を及ぼしていないことが確認できた。

提案構造の変換器は誘電体基板を用いたことによる損失が懸念されるため、アンテナの利得について、従来構造と提案構造を比較する。図 17 にそれぞれの構造における利得の計算結果を示す。ここで、計算した利

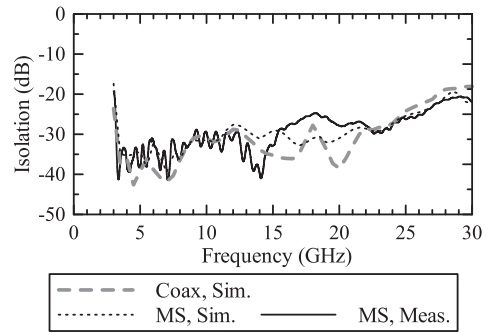


図 16 QRHA の各ポート間におけるアイソレーション
Fig. 16 Isolation between two ports of the conventional QRHA and the proposed QRHA.

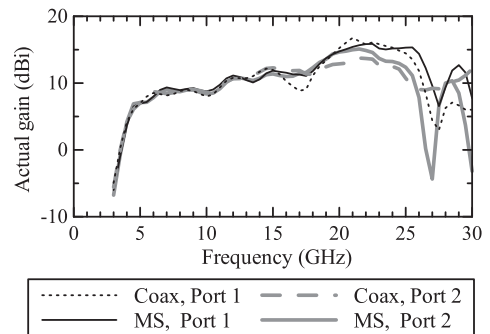


図 17 従来構造と提案構造の QRHA における動作利得計算結果
Fig. 17 Simulated actual gain between the conventional QRHA and the proposed QRHA.

得結果は、給電ポートで発生した反射とアンテナで発生した損失を考慮した動作利得である。ただし提案構造の解析では、金属パターンを銅箔のみのモデルとしたため、図 12 に示している実験で生じたニッケルメッキによる損失の影響は計算結果に含まれていない。図 17 より、提案構造と従来構造の動作利得はほぼ一致している。したがって、損失が小さくなるようなメッキ処理方法を選択した場合に、提案構造の QRHA において誘電体基板の損失や導体損の影響は小さいことが確認できた。なお、提案構造の 27 GHz におけるポート 2 の利得低下は、バックショート導波管の構造寸法を最適化することで抑制可能だが、同時に反射特性が劣化してしまうことを確認している。

5. む す び

本論文では、一層基板で構成された MS-QRWG 変換器を提案した。使用する部品の形状が複雑であった

従来の同軸給電型変換器と比較して、提案構造は二点の金属部品により誘電体基板を挟み込む構成で、部品自体の構造を簡易化し、かつ、アンテナと受信機を直接接続できる。誘電体基板上の線路変換部分に、リアクタンス調整を可能にする提案の新構造を施すことで、金属中空のクアドリッジ導波管との整合を広帯域に実現できることを計算と実験により示した。提案構造を用いた QRHA の反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅は、従来の同軸構造と比較して 7% 広帯域となる、 23.4 GHz (145%) であった。また、従来の構造と比べて提案構造では各ポートの信号線の距離を基板厚まで近接させたことにより、各ポートにおける反射量の周波数特性が広帯域にわたってより等しくなることを示した。更に提案構造において、各ポートの信号線を近接させたことによるアイソレーション特性の劣化と、誘電体基板を用いたことによる利得の低下がほとんど見られないことも確認した。

文 献

- [1] T. Sugiura, Y. Kouno, A. Hashizume, H. Hirata, J.W. Hand, Y. Okita, and S. Mizushima, "Five-band microwave radiometer system for non-invasive measurement of brain temperature in new-born infants: System calibration and its feasibility," IEEE EMBS the 26th Annual Int. Conf., pp.2292–2295, San Francisco, CA, Sept. 2004.
- [2] 山田康太, 榊原久二男, 菊間信良, 荒川 孝, 坂本 徹, 武田政宗, "直交偏波 2 帯域割り当てクアドリッジホーンアンテナ," 信学論 (B), vol.J97-B, no.3, pp.324–332, March 2014.
- [3] 古濱洋治, 岡本謙一, 増子治信, 人工衛星によるマイクロ波リモートセンシング, 電子通信学会, 東京, 1986.
- [4] 河内まき子, 持丸正明, "AIST 人体寸法データベース 1991-1992," 産業技術総合研究所, H16PRO 287, 2005.
- [5] 長谷川豊, 高津 湊, 木村公洋, 大西利和, 前澤裕之, 小川英夫, 氏原秀樹, 川口則幸, 三谷友彦, 宮本聖慎, "電波天文用広帯域フロントエンドの開発," 信学技報, WPT2012-46, March 2013.
- [6] 小田 誠, 室屋秀峰, 江藤誠彦, "ミリ波による糖度測定装置の開発," 宮崎県工業技術センター研究報告, pp.59–61, 2005.
- [7] Y. Deguchi, K. Sakakibara, N. Kikuma, and H. Hirayama, "Design and optimization of millimeter-wave microstrip-to-waveguide transition operating over broad frequency bandwidth," IEICE Trans. Electron., vol.E90-C, no.1, pp.157–164, Jan. 2007.
- [8] 廣野真人, 今井啓太, 榊原久二男, 菊間信良, 平山 裕, "多層基板で構成された広帯域マイクロストリップ線路・導波管変換器のミリ波帯試作特性," 信学論 (B), vol.J91-B, no.9, pp.1057–1065, Sept. 2008.
- [9] Z. Shen and C. Feng, "A new dual-polarized broadband horn antenna," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol.4, pp.270–273, Aug. 2005.
- [10] B. Jacobs, J.W. Odendaal, and J. Joubert, "An improved design for a 1-18 GHz double-ridged guide horn antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.60, no.9, pp.4110–4118, Sept. 2012.
- [11] W. Sun and C.A. Balanis, "Analysis and design of quadruple-ridged waveguides," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.42, no.12, pp.2201–2207, Dec. 1994.
- [12] N. Marcuvitz, Waveguide Handbook, Chapter 5, P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, London, 1986.
- [13] A. Rojatkhar and S. Ananthakrishnan, "Quad-ridge horn antenna analysis and design for Radio Astronomy," Antenna Week (IAW), pp.1–4, Kolkata, India, Dec. 2011.
- [14] 吉富了平, 小林禧夫, 馬 哲旺, "銅張り誘電体積層基板に関する材料定数の測定結果を用いたマイクロストリップ線路の伝搬定数の高精度評価," エレクトロニクス実装学会誌, vol.14, no.2, pp.114–120, March 2011.

(平成 26 年 7 月 23 日受付, 10 月 10 日再受付)



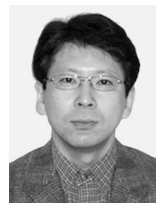
山田 康太 (学生会員)

平 18 名工大・工・電気情報卒。同年, マスプロ電工 (株) 入社。名工大大学院博士後期課程在学中。パッシブイメージング, 広帯域アンテナの研究・開発に従事。IEEE 会員。



榊原久二男 (正員: シニア会員)

平 3 名工大・工・電気情報卒。平 8 東工大大学院博士課程了。同年 (株) 豊田中央研究所入社。平 14 名工大講師, 平 16 同助教授, 平 19 同准教授, 平 24 同教授, 現在に至る。平 12~13 独国ウルム大学客員研究員。工博。ミリ波アンテナ, 移動体通信アンテナの研究に従事。IEEE シニア会員。



菊間 信良 (正員: フェロー)

昭 57 名工大・工・電子卒。昭 62 京大大学院博士課程了。同年同大助手。昭 63 名工大助手, 平 2 同講師, 平 4 同助教授, 平 13 同教授, 現在に至る。工博。アダプティブアンテナ, 多重波伝搬解析, 構内無線通信, 無線電波伝送の研究に従事。第 4 回電気通信普及財団賞受賞。著書「アダプティブアンテナによる適応信号処理」, 「アダプティブアンテナ技術」等。IEEE シニア会員。