

博士論文

輝度温度分布推定のための広帯域
マイクロ波放射計の開発に関する研究

Study on Development of Broadband Microwave Radiometer
for Estimating Distribution of Brightness Temperature

2015 年

山田 康太

目次

第 1 章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	2
1.3	本論文の構成	3
第 2 章	マイクロ波放射計による輝度温度分布の推定	9
2.1	まえがき	9
2.2	原理	10
2.2.1	マイクロ波放射計による物体の輝度温度計測	10
2.2.2	輝度温度分布の推定	14
2.3	ヒトが感じる温度の計測	17
2.3.1	ヒトの温度の感じ方	17
2.3.2	ヒトが感じている温度を考慮した空調制御の概要	18
2.3.3	使用周波数帯域の選定	21
2.3.4	二周波放射計用アンテナに要求される性能	28
2.4	むすび	31
第 3 章	輝度温度分布推定に適したアンテナの開発	37
3.1	まえがき	37
3.2	同軸線路給電型クアッドリッジホーンアンテナ	38
3.2.1	アンテナ構造	38
3.2.2	アンテナの試作特性	41
3.3	直交偏波 2 帯域割り当てクアッドリッジホーンアンテナ	44
3.3.1	直交偏波の 2 帯域割り当て	44
3.3.2	アンテナの試作特性	50
3.4	近傍界における受信範囲の比較	57

3.5	むすび	61
第 4 章	一層基板で構成された平面線路・クアドリッジ導波管変換器	65
4.1	まえがき	65
4.2	マイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器	67
4.2.1	変換器の構成	67
4.2.2	線路変換部の広帯域設計	71
4.2.3	変換器単体の試作特性	80
4.3	平面線路給電型クアドリッジホーンアンテナ	84
4.3.1	アンテナ構造	84
4.3.2	アンテナの試作特性	84
4.4	むすび	88
第 5 章	直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型クアドリッジホーンアンテナ	91
5.1	まえがき	91
5.2	アンテナ構造と基本特性	91
5.3	近傍界における受信範囲の評価結果	108
5.4	むすび	112
第 6 章	結論	115
	謝辞	119

第 1 章 序論

1.1 本研究の背景

エア・コンディショナーなどの空調機器の発展により、我々は季節を問わずに快適な居室空間を実現することが可能になった。また、寝具を適度に加温することで、入眠を早め、睡眠の質を高めるといった空調機器の新たな用途も提案されている [1]。その一方で、ヒトが感じる暑さや寒さには年齢や性別などによって個人差があり、空調機器が体調を崩す原因となることもある [2-5]。さらに、従来の均質な環境形成を目的とした空調方式では、不必要な空間までも空調対象とするため、過剰なエネルギー消費の問題を生じやすい。そこで近年では、快適性と省エネの観点から、居室空間において個人単位での空調制御をするパーソナル空調システムのニーズが高まっている [6]。

個人単位での空調制御を実現するには、ヒトそのものから発生する信号を利用するのが適当である。ところが、ヒトは皮膚表面から少し内側の領域において温度を感じているため、その温度を非侵襲に直接計測することは困難である [7,8]。したがって、現状では赤外線センサにより計測したヒトの温度に加えて、周囲温度、湿度などからヒトの温冷感を予測し空調制御に活用している [9]。しかし、赤外線センサでは皮膚の表面部分の温度しか計測できないため、ヒトの温冷感とは異なる空調になってしまうといった問題が生じている。また、赤外線センサでは衣服などの遮蔽物がある場合に、温度計測ができなくなるといった課題もある。

物体内部の温度を非侵襲に計測する技術としては、電波望遠鏡などで実用化されている放射計を利用した、輝度温度分布の推定がある [10]。放射計により、皮膚内部のヒトが実際に感じている温度を推定できれば、ヒトの温冷感を反映した空調制御の実現が期待できる。また、透過性の高いマイクロ波帯を使用することで、衣服などの遮蔽物越しの計測も可能となる。

以上のように、ヒトの体感温度の推定に対して、マイクロ波放射計による輝度温度分布の推定技術を適用し、ヒトと環境の両方に配慮した空調制御を実現することは、空調技術のさらなる進展、ひいては社会全体の豊かさの向上のために求められている。

1.2 本研究の目的

物体からはあらゆる波長の熱雑音が常時放射されている。この物体から放射される熱雑音を受信することで、温度を非接触かつ非侵襲に計測する放射温度計のうち、マイクロ波帯の熱雑音を受信するのがマイクロ波放射計である。マイクロ波放射計では、赤外線と比べて波長の長いマイクロ波を扱うため、アンテナを含めたシステム全体の寸法が大きくなってしまいう課題がある。一方で、その透過性により、物体の表面だけでなく、物体の内部から放射される熱雑音も受信することができる。この特長を利用したのが、物体内部における輝度温度分布の推定技術である。

輝度温度分布を推定するには、少なくとも二つの異なる周波数帯域の熱雑音を放射計で受信する必要がある [11]。このとき、周波数帯域ごとにアンテナを用意すると、システム全体の規模が増大してしまうため、一つのアンテナで二つの周波数帯域を受信することが求められる。ところが、一つのアンテナで受信した熱雑音を各周波数帯域の受信機にスイッチ等で切り換えた場合、各周波数帯域の計測時間が短くなるために推定精度の劣化要因となる。物体からはあらゆる偏波の熱雑音が放射されている。したがって、独立した二つの偏波をアンテナで受信すれば、同時に二つの周波数帯域の熱雑音を受信できるようになり、推定精度の向上が図れる。このようにマイクロ波放射計の初段に位置するアンテナは、放射計の性能を決める重要な構成部品となる。そこで本研究では、ヒトが感じている温度を例に、輝度温度分布の推定に適したアンテナを開発することを第一の目的とした。

マイクロ波及びミリ波などの高周波を利用したシステムでは、装置全体の小型・軽量化が求められるため、アンテナだけでなく給電回路や高周波回路にも小型・軽量化が要求される。また、波長が短くなるにつれてアンテナが小さくなるため、高い製作精度も要求される。これらの要求に対応する技術の一つとして、種々の伝送線路により構成されるアンテナや給電回路・高周波回路を相互接続し、各構成装置の一体化を可能にする伝送線路変換器が挙げられる。アンテナと給電回路・高周波回路を相互接続する伝送線路変換器には、いくつもの組み合わせが考えられるため、様々な種類の伝送線路変換器の開発が望まれる。

マイクロ波放射計においても、温度センサへの適用を考えれば、装置の小型化が課題となる。また、輝度温度分布の推定精度を向上させるためには、放射計の感度を少しでも高くすることが求められる。伝送線路変換器により放射計のアンテナと受信機を一体

化できれば、装置の小型化に加えて、コネクタや同軸ケーブルによる損失を抑えられるため、放射計の高感度化が図れる。さらに、コネクタや同軸ケーブルが不要になるため、部品点数を削減できる。

輝度温度分布推定に適したアンテナとして本論文で取り上げるクアドリッジホーンアンテナは、クアドリッジ導波管から給電する。クアドリッジ導波管は方形の金属導波管と比べて、広帯域な伝送特性を有する。しかし、クアドリッジ導波管の給電回路構造が複雑なため、18 GHz 以上の高い周波数帯域を対象としたクアドリッジホーンアンテナの開発が困難であるという課題があった [12]。そこで本研究では、これらの課題を解決する広帯域な伝送線路変換器として、マイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器を実現することを第二の目的とした。まず、アンテナ開口が正方形である一般的なクアドリッジホーンアンテナの給電回路として、マイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器を開発する。その後、広帯域マイクロ波放射計の開発に向けて、給電回路にマイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器を備えた、輝度温度分布推定に適したアンテナを実現する。

1.3 本論文の構成

本論文は全 6 章で構成される。この構成の流れを図 1.1 に示す。

第 1 章、すなわち本章では、本研究の背景、目的および本論文の概要を述べている。

第 2 章では、まず、放射計による物体の温度計測と温度分布推定の基本原理、ヒトの温度の感じ方について説明する。そして、透過性の高いマイクロ波帯を使用することで、衣服などの遮蔽物越しにヒトの感じる温度を計測できる本研究の必要性について述べる。さらに、放射計の初段に位置するアンテナの課題と要求される性能を示す。

第 3 章では、輝度温度分布推定のための広帯域受信アンテナとして、一般的な同軸線路給電型のクアドリッジホーンアンテナを改良し、動作周波数帯域の低域と高域に直交する偏波を振り分けた 2 ポートアンテナを提案する [13, 14]。まず、従来構造と提案構造のクアドリッジホーンアンテナについて概説する。次に、それぞれのアンテナを試作し、提案構造は従来構造の半分の体積にもかかわらず、従来構造と同等の動作周波数帯域幅を維持できることを定量的な評価により示す。また、各アンテナの動作周波数帯域の低域と高域におけるビーム幅の差異についても述べ、各帯域の受信範囲がアンテナから見て計測する物体の横方向に均一で、深さ方向にのみ変化する提案アンテナの有用性を明らかにする。

第4章では、放射計のアンテナと受信機を接続する、一層基板で構成されたマイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器を提案する [15]。まず初めに、提案の変換器の構成を示し、基板上の金属パターンの変更のみで広帯域に線路変換部分のインピーダンス整合を可能にする新構造の設計手法について述べる。次に、試作した変換器単体の特性を定量的に評価した上で、提案の変換器を適用した平面線路給電型クアドリッジホーンアンテナを試作し、第3章の同軸線路給電型クアドリッジホーンアンテナと比較する。その結果、給電構造が簡易である提案構造の方がやや広帯域な変換特性を得られることを明らかにする。

第5章では、第3章で提案したクアドリッジホーンアンテナと、第4章で提案したマイクロストリップ線路・クアドリッジ導波管変換器を備えた、直交偏波2帯域割り当て平面線路給電型クアドリッジホーンアンテナについて述べる。アンテナ構造と基本特性、遠方界と近傍界における受信範囲について電磁界シミュレーションにより評価した結果を示し、提案のアンテナが輝度温度分布推定に適していることを明らかにする。

第6章では、本研究を総括し、結論および今後の課題と展望について整理する。

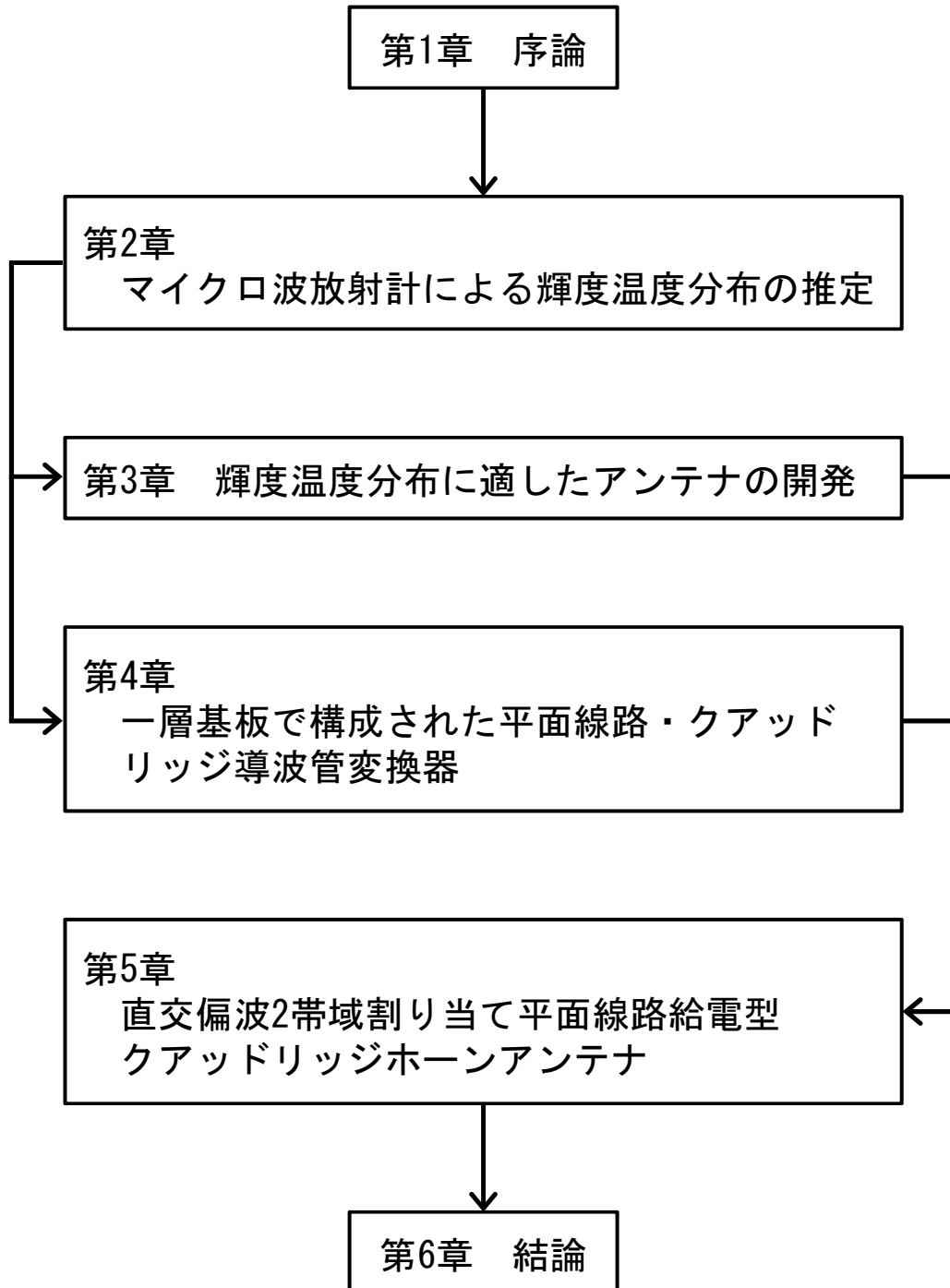


図 1.1 本論文の構成

参考文献

- [1] 市村 孝雄, 貞野 友里恵, 中山 薫, 福田 由貴, 札本 翔子, “遠赤外線加温による睡眠潜時の短縮,” 山口県立大学学術情報, no.4, pp.69-74, March 2011.
- [2] 内田 幸子, 田村 照子, “高齢者の皮膚における温度感受性の部位差,” 日本家政学会誌, vol.58, no.9, pp.579-587, 2007.
- [3] 中橋 美智子, “成人男女の環境温度変化にともなう皮膚温分布に関する基礎的研究,” 日本生理人類学会誌, vol.3, no.3, pp.237-245, July 1984.
- [4] 浅野 秀夫, 北田 基博, 新聞 敦, 武内 裕嗣, “自動車室内環境の日射シミュレーション,” デンソーテクニカルレビュー, vol.4, no.2, pp.46-52, 1999.
- [5] 江崎 秀範, 高野 茂喜, 植村 健, “温冷感・快適感予測のための人体, シート熱モデルと車室内 CFD との連成解析 (第 2 報),” 自動車技術会論文集, vol.37, no.4, pp.193-198, July 2006.
- [6] 須藤 美音, 村上 周三, 加藤 信介, 宋 斗三, 近本 智行, “人間の熱的適応性を考慮したパーソナル空調システムに関する研究: 第 1 報—従来型パーソナル空調システムの被験者実験による評価,” 空気調和・衛生工学会論文集, vol.95, pp.53-61, Oct. 2004.
- [7] 林 わかえ, 小川 百合子, 吉行 佳子, “Focal stimulation により誘発される皮膚感覚について,” 東京女子医科大学雑誌, vol.49, no.10・11, pp.973-981, Nov. 1979.
- [8] 富永 真琴, “生体はいかに温度をセンスするか—TRP チャンネル温度受容体,” 日本生理学雑誌, vol.65, no.4・5, pp.130-137, 2003.
- [9] 仲山 加奈子, “生体センシングによる個人に適応した温冷感計測技術,” 東芝レビュー, vol.64, no.11, pp.60-61, March 2009.
- [10] S. Mizushina, Y. Hamamura, and T. Sugiura, “A three-band microwave radiometer system for noninvasive measurement of the temperature at various depths,” 1986 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp.759-762,

June 1986.

- [11] 丸山 享子, “マイクロ波ラジオメトリによる新生児脳深部温度計測のデータ解析法に関する研究,” 静岡大学 博士論文, 2003.
- [12] 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, pp.29-35, March 2013.
- [13] K. Yamada, K. Sakakibara, N. Kikuma, T. Arakawa, T. Sakamoto, and M. Takeda, “A quad-ridged horn antenna for estimating distribution of brightness temperature,” Vietnam-Japan Int. Symposium on Antennas and Propagation, pp.299-303, Jan. 2014.
- [14] 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.
- [15] 山田康太, 榊原久二男, 菊間信良, “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,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.3, March 2015.

第2章 マイクロ波放射計による輝度 温度分布の推定

2.1 まえがき

赤外線センサにより計測したヒトと周囲の温度から、ヒトの体感温度を予測し空調制御に活用するなど、個人の快適性を反映したさまざまな空調技術が開発・実用化されている [1]. 個人の快適性を反映させるには、ヒトそのものから発生する信号を利用して、体感温度を予測するのが適当である。ヒトは皮膚表面から少し内側の領域において温度を感じている [2]. したがって、このヒトが感じている温度を計測できれば、より快適な空調システムが実現できるようになる。しかし、皮膚内部の温度を直接計測することは非常に困難である。また、赤外線センサでは衣服などの遮蔽物がある場合に温度を計測できないという課題が存在する。

近年、人や物体から常時放射される、マイクロ波・ミリ波帯の熱雑音を高感度の放射計で受信し、輝度温度を計測する技術がさまざまな分野で応用されている。輝度温度の計測により、たとえば生体ファントムの表面からある深さまでの平均温度を非侵襲に計測したり、ワインなどの液体や、果実などに含まれる糖などの水溶性固形分量が計測できるなど、そのアプリケーションは多岐にわたる [3-5]. また、複数の周波数帯域で熱雑音を受信する多周波放射計を用いることで、物体内部における輝度温度の分布を推定する技術も開発されている [6]. 透過性の高いマイクロ波帯において、この多周波放射計を用いれば、遮蔽物による上記の課題を解決でき、皮膚内部のヒトが感じている温度の推定が期待できる。

そこで本章では、まず放射計による輝度温度の計測と、輝度温度分布推定の基本原理について説明する。次に、ヒトの温度の感じ方について説明し、ヒトが実際に感じている温度を考慮した空調制御の概要を示す。そして、皮膚を模擬した多層の平行平板モデルを用いて、ヒトが感じている温度を推定する場合に適した周波数帯域を検討したうえで、放射計のアンテナに要求される三つの性能について述べる。

2.2 原理

2.2.1 マイクロ波放射計による物体の輝度温度計測

あらゆる物体は、原子の熱運動によって、さまざまな周波数の電磁波（熱雑音）を常時放射している。このうち、外部から入射する熱雑音をすべての周波数にわたって完全に吸収、および放射することのできる理想的な物体が黒体である。輝度 B_{bf} とは、ある温度 T (K) の黒体表面から単位面積、中心周波数 f の単位周波数帯域幅 (Hz)、単位立体角あたりに放射される熱雑音の電力のことで、プランクの放射則に従う [7].

$$B_{bf} = \frac{2hf^3}{c^2} \cdot \frac{1}{\exp(hf/kT) - 1} \quad (\text{Wm}^{-2}\text{Hz}^{-1}\text{Sr}^{-1}) \quad (2.1)$$

ここで、 h はプランク定数 (6.63×10^{-34} J·s)、 c は光速 (3×10^8 m/s)、 k はボルツマン定数 (1.38×10^{-23} J/K) で、式 (2.1) は同時に独立した二つの偏波成分の寄与を考慮した場合である [8].

マイクロ波領域においては $hf/kT \ll 1$ が成立するため、中心周波数 f 、狭い周波数帯域幅 Δf における輝度 B_b は

$$B_b = \frac{2kT}{\lambda^2} \Delta f \quad (\text{Wm}^{-2}\text{Sr}^{-1}) \quad (2.2)$$

となる [9]. 式 (2.2) はレイリー・ジーンズの放射式と呼ばれる。これにより、マイクロ波領域において黒体から放射される輝度は、黒体の温度に比例し、波長の 2 乗に逆比例することがわかる。

自然界に存在する物体は黒体のように完全な吸収体（放射体）ではないため、物体と黒体の物理的な温度が等しい場合であっても輝度は異なる。このため、ある周波数において、物体の熱放射による輝度 B と同じ放射輝度を与える黒体の温度が、その物体の輝度温度 T_B と定義され、しばしば輝度の代わりに用いられている。すなわち、

$$B = \frac{2kT_B}{\lambda^2} \Delta f \quad (\text{Wm}^{-2}\text{Sr}^{-1}) \quad (2.3)$$

である。また、物理的な温度が等しい物体と黒体の輝度の比は放射率 e ($0 \leq e \leq 1$) と呼ばれる。

$$e = \frac{B}{B_b} \quad (2.4)$$

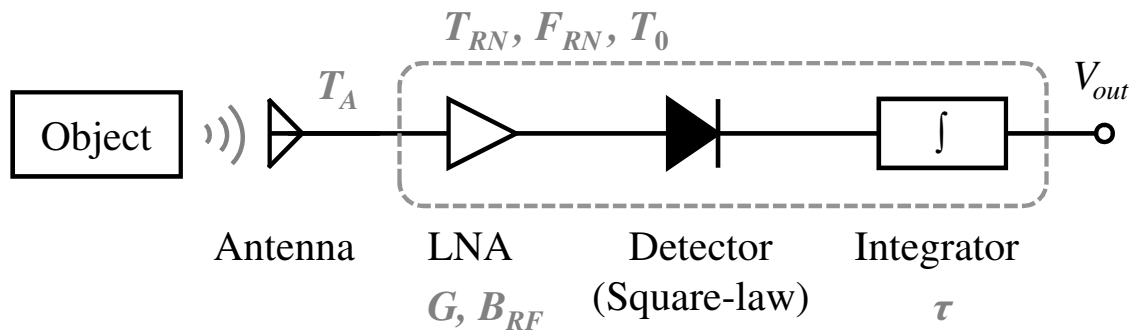


図 2.1 全電力型マイクロ波放射計のブロック図

放射率 e の値は，物体の誘電率や表面の粗さなどの物理的性質と周波数，偏波などの測定条件によって変化する [10]．一例として，ヒトの皮膚の放射率は，赤外線領域では $e = 0.996$ と黒体の $e = 1$ とほぼ等しいのに対し，マイクロ波領域（30 GHz）では $e = 0.50-0.64$ とされている [5]．なおエネルギー保存則により，物体の放射率 e ，反射率 r ，透過率 t の間には，

$$e + r + t = 1 \quad (2.5)$$

が成立する．これにより，例えばマイクロ波帯において透過性の高い衣服などは，放射率 e と反射率 r の値が低いと容易に推測できる．

ここで，式 (2.2) と式 (2.3) を式 (2.4) に代入すると，物体の物理的な温度 T と輝度温度 T_B の関係は

$$T_B = eT \quad (\text{K}) \quad (2.6)$$

と表せる．したがって，放射率の値が既知である物体の輝度温度を計測することで，物体の物理的な温度が計測可能となる．

マイクロ波領域における輝度温度の計測には，マイクロ波放射計が用いられる．構成が最も単純な全電力型マイクロ波放射計のブロック図を図 2.1 に示す．全電力型マイクロ波放射計はアンテナと低雑音増幅器（LNA : Low Noise Amplifier），2乗検波器，積分器で構成される．アンテナから受信した熱雑音電力は，利得 G の LNA で増幅され，2乗検波器に入力される．2乗検波器により，入力された雑音電力に比例した電圧が出力され，これを積分器に入力することで，輝度温度に相当する出力信号が得られる．

物体から放射された熱雑音を全電力型マイクロ波放射計で受信する場合、放射計の受信機に入力する全雑音電力 P_R は

$$P_R = k (T_A + T_{RN}) B_{RF} \quad (\text{W}) \quad (2.7)$$

となる [11]. ここで、 T_A は単一偏波のアンテナから受信する雑音の輝度温度、 T_{RN} は受信機内部で生じる雑音の輝度温度、 B_{RF} は検波前の受信周波数帯域幅である. このとき、全電力型マイクロ波放射計で計測することのできる輝度温度の最小温度分解能 ΔT_{\min} は

$$\Delta T_{\min} = (T_A + T_{RN}) \sqrt{\frac{1}{B_{RF} \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2} \quad (\text{K}) \quad (2.8)$$

と表される [11]. 放射計の感度の指標となる式 (2.8) の温度分解能 ΔT_{\min} は、全雑音電力の揺らぎにより生じる rms 測定誤差と、受信機の利得変動 ΔG により生じる rms 測定誤差からなる. 両者は統計的に独立なため、2 乗和平方根をとっている. なお、 T_{RN} は受信機の雑音指数 F_{RN} と周囲温度 T_0 により

$$T_{RN} = (F_{RN} - 1) T_0 \quad (\text{K}) \quad (2.9)$$

と表される [11]. つまり、受信機の利得変動が安定している場合、式 (2.8) は

$$\Delta T_{\min} = \{T_A + (F_{RN} - 1) T_0\} \sqrt{\frac{1}{B_{RF} \tau}} \quad (\text{K}) \quad (2.10)$$

となる. したがって、全電力型マイクロ波放射計の感度の指標となる温度分解能 ΔT_{\min} を小さくするには、受信機の雑音指数を小さく、受信周波数帯域幅をできるだけ広く、放射計の積分時間をできるだけ長くすることが求められる.

全電力型マイクロ波放射計は、受信機の利得変動が安定している場合、放射計の中で最小の温度分解能 ΔT_{\min} となる. しかし、周囲温度が変化するなど、受信機に利得変動が生じた場合に補正をすることができない. そこで、受信機における利得変動を補正可能にしたのがディック型マイクロ波放射計である. ディック型マイクロ波放射計のブロック図を図 2.2 に示す. ディック型マイクロ波放射計は、LNA の前段に高周波スイッチと校正用雑音源を配置する. そして、ロックインアンプからの切換信号により高周波スイッチを切り換えて、アンテナから受信した雑音温度 T_A と校正用雑音源からの雑音温度 T_C を 2 乗検波器で交互に検波し、ロックインアンプで同期検波することで T_A と T_C の電圧差が得られる. したがって、ディック型放射計は、高周波スイッチの

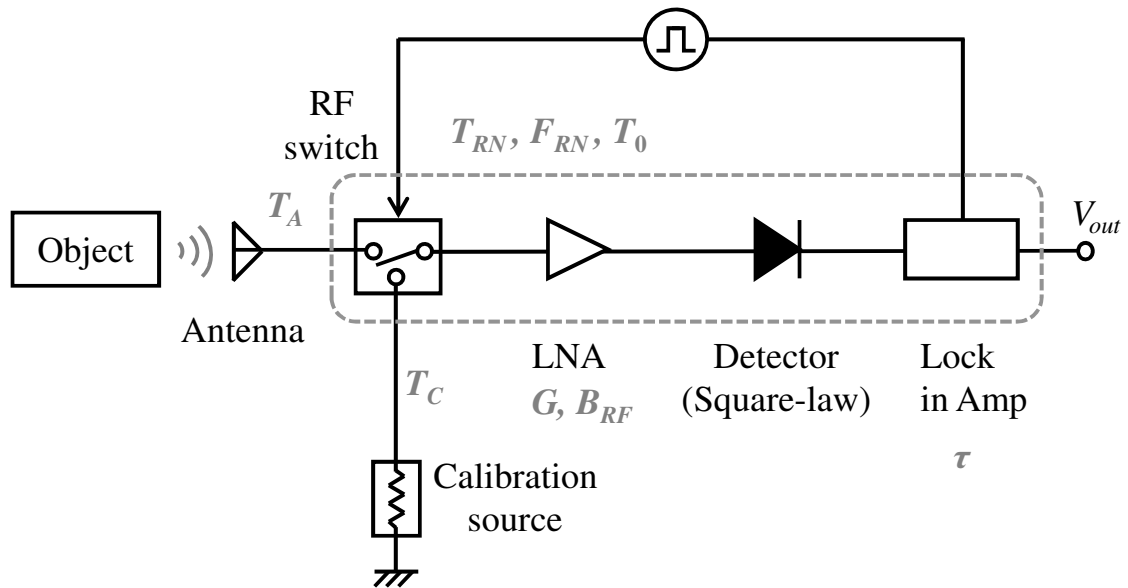


図 2.2 ディッケ型マイクロ波放射計のブロック図

切換信号が受信機の利得変動よりも短い周期の場合に，受信機における利得変動の影響を小さくできる．

ディッケ型放射計の温度分解能 ΔT_{\min} は高周波スイッチの切換信号が方形波の場合，

$$\Delta T_{\min} = (T_A + T_C + 2T_{RN}) \sqrt{\frac{1}{B_{RF} \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 \left(\frac{T_A - T_C}{T_A + T_C + 2T_{RN}}\right)^2} \quad (\text{K}) \quad (2.11)$$

と表される [11]．ここで， $T_A = T_C$ の場合に受信機の利得変動の影響を完全になくすことが可能となる．このとき，温度分解能 ΔT_{\min} は

$$\Delta T_{\min} = 2(T_A + T_{RN}) \sqrt{\frac{1}{B_{RF} \tau}} \quad (\text{K}) \quad (2.12)$$

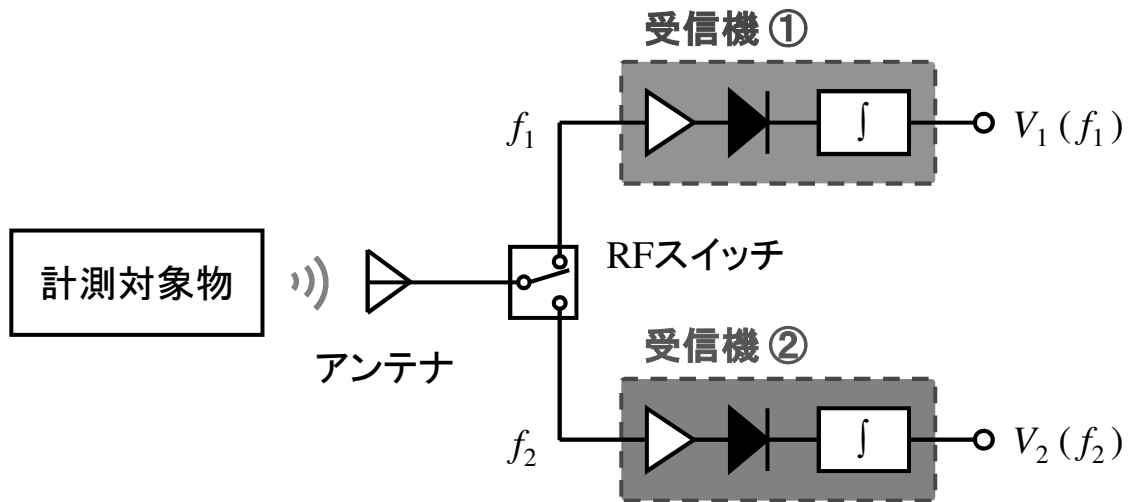
となり，全電力型マイクロ波放射計の約 2 倍の温度分解能となる．したがって，マイクロ波放射計の設計時には，受信機の利得変動量と温度分解能を互いに考慮しつつ，最適な放射計の方式を選定する必要がある．

2.2.2 輝度温度分布の推定

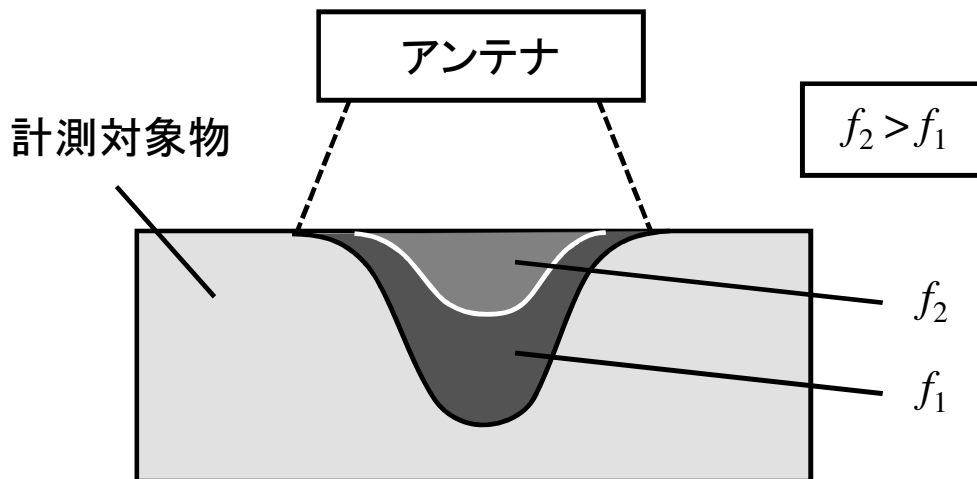
マイクロ波放射計により物体の輝度温度を計測する場合、放射計が計測するのは、物体のある一点ではなく、放射計から見て物体の深さ方向と横方向に広がりを持った受信範囲となる。したがって、放射計による一周波数帯域のみの計測では、物体の物理温度や放射率など多くの情報が混在する輝度温度の中から、必要としている物理量についての情報のみを抽出するのが困難である。そのため、人工衛星や医療の分野では通常、複数の周波数帯域の輝度温度を計測する多周波放射計が用いられている [12–14]。

一般的に、多周波放射計ではシステム全体の大きさを考慮し、一つのアンテナで複数の周波数帯域の熱雑音電力を受信する。図 2.3 に二周波マイクロ波放射計の構成例と、各周波数帯域における受信範囲のイメージを示す。アンテナから受信した熱雑音電力は、図 2.3(a) のように、高周波スイッチを介して周波数帯域の異なる受信機へと接続され、各周波数帯域の輝度温度に相当する電圧 $V_1(f_1)$, $V_2(f_2)$ がそれぞれ出力される。放射計の受信範囲については、アンテナの可逆性により、放射計のアンテナから特定の電力を放射した場合の物体内部における電力分布と考えられる。つまり、物体のどの範囲の輝度温度を計測するのかが決まるため、アンテナの放射特性は非常に重要となる [15]。また、周波数が低いほど物体の透過性は高くなるため、図 2.3(b) のように、低い周波数帯域 f_1 の受信範囲は f_2 と比べて、物体表面からより深部までの範囲となる。したがって、アンテナの放射特性は計測対象物も含めて考える必要がある。

計測する物体内部の位置 \mathbf{r} 、物理的な温度 $T(\mathbf{r})$ の微小体積から放射される熱雑音電力は、図 2.4 のように、アンテナとの間に介在する物体による吸収・散乱や、境界面における反射により減衰され、電力 $kT_{obj}B_{RF}$ としてアンテナに到達する。また、アンテナには、放射計から見て物体と逆方向から到来し、物体の表面にて反射した熱雑音電力 $kT_{bg}B_{RF}$ も到達する。この背景雑音電力 $kT_{bg}B_{RF}$ については経験上、アンテナと物体の距離を近づけることで、 $kT_{obj}B_{RF}$ と比較して十分に小さくできることがわかっている。ただし、蛍光灯などのように非常に高いレベルの熱雑音を放射する物体が放射計の周囲にある場合には、その影響を無視できない [16]。ここで、 T_{bg} が T_{obj} より十分に小さいとき、多周波マイクロ波放射計で計測される物体の輝度温度 $T_{B,i}$ は、次式のようになり、アンテナの受信範囲 (R.A. : Receiving Area) における $T(\mathbf{r})$ の重みつき積分



(a) 構成例



(b) 各周波数帯域の受信範囲のイメージ

図 2.3 二周波マイクロ波放射計の構成例と受信範囲

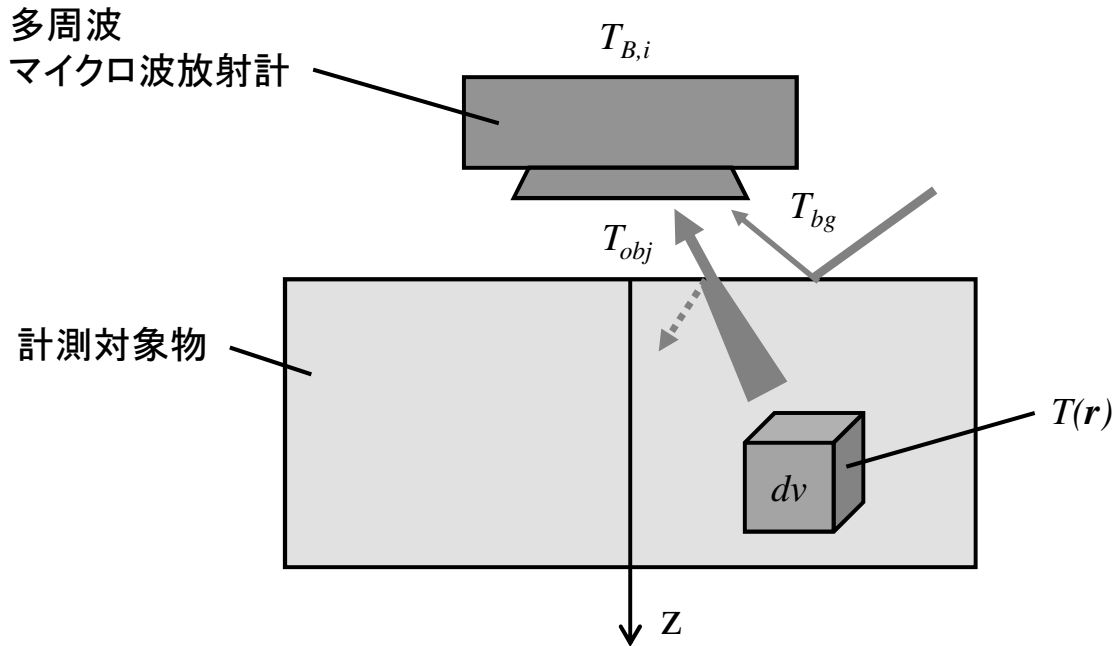


図 2.4 多周波マイクロ波放射計による輝度温度 $T_{B,i}$ の計測

で与えられる [17].

$$T_{B,i} = \iiint_{R.A.} W_i(\mathbf{r}) T(\mathbf{r}) dv \quad (\text{K}) \quad (2.13)$$

i は受信機数, $W_i(\mathbf{r})$ は次式のように表される重み関数である.

$$W_i(\mathbf{r}) = \frac{dv \text{ から放射され, アンテナで受信される雑音電力}}{\text{アンテナで受信される全雑音電力}} \quad (\text{m}^{-3}) \quad (2.14)$$

なお, アンテナの可逆性により式 (2.14) は

$$W_i(\mathbf{r}) = \frac{\text{アンテナから放射され, } dv \text{ で吸収される雑音電力}}{\text{アンテナから放射される全雑音電力}} \quad (\text{m}^{-3}) \quad (2.15)$$

と書き換えられる. 式 (2.15) の重み関数 $W_i(\mathbf{r})$ は電磁界シミュレータにより, アンテナから特定の電力を放射した場合の物体内部における, 単位体積当たりの実効消費電力 (Volume loss density [W/m^3]), あるいは比吸収率 (SAR : Specific Absorption Rate [W/kg]) を計算することで求まる. したがって, あらかじめ重み関数 $W_i(\mathbf{r})$ を求めておき, 物体の輝度温度 $T_{B,i}$ を計測することで, 物体の物理的な温度分布 $T(\mathbf{r})$ が求められる. ところが, 式 (2.13) を $T(\mathbf{r})$ について解くことは積分逆問題を解くこ

とに他ならず，一般的に安定し，かつ十分な精度の解を得ることは極めて難しい [18]. すなわち，式 (2.13) に合致する三次元温度分布関数の候補は複数あることが予想されるため，受信機数を増やしたとしても温度分布を一つに決定することは不可能に近い.

計測対象がヒトの場合，核心温（生体内部の組織の平均温度）は外部環境の影響を受けず一定範囲の温度に維持されており，その温度は 36.5-37.0°C と報告されている [19]. ヒトの皮膚表面のある面積の温度が同一温度にあるとき，例えば衣服で皮膚表面が覆われている場合，皮膚表面に平行な方向の温度分布は一様で，深さ方向にのみ温度変化し，核心温に近づいていくと考えられる. したがって，温度分布 $T(\mathbf{r})$ が深さ方向 z 方向のみの関数 $T(z)$ であるとき，式 (2.13) は

$$T_{B,i} = \int_z \left(\iint_{x,y} W_i(\mathbf{r}) dx dy \right) T(z) dz = \int_z W_i(z) T(z) dz \quad (\text{K}) \quad (2.16)$$

となる. このように温度分布関数を深さ方向の一次元関数と仮定し，水品らが提案するモデル適合法を用いることで十分な精度の温度推定が可能となる [20]. ここでモデル適合法とは，温度分布をいくつかの未知パラメータを含むモデル関数で表現して逆問題を順方向に捉えなおし，放射計の測定データにモデルを適合させてパラメータを決定し，元の温度分布を回復する手法である. なおモデル適合法では，一般性を失う代わりに安定した解を求めるため，モデル関数の適切さが解の精度を大きく左右する [21]. モデル関数については，大庭らが癌の温熱療法時における胴体部の体内温度を想定した温度分布モデル関数を提案している [17]. 大庭らは，このモデル関数と輝度温度分解能 0.03°C の放射計により，計算値ではあるものの皮膚表面から深さ 2 cm において，推定温度の 2 σ 信頼区間 0.4°C ($\pm 0.2^\circ\text{C}$) を実現している.

2.3 ヒトが感じる温度の計測

2.3.1 ヒトの温度の感じ方

ヒトは，皮膚表面から少し内側の温度受容器（温覚・冷覚）で感知した温度によって，物体に触れたときの温かさと冷たさ（温度感覚）を決定している [22]. 物体に触れたとき，始めは温かく，あるいは冷たく感じても，しばらくすると温かさ・冷たさを感じなくなる場合がある. これを温度感覚の順応と呼び，完全な順応の起こる温度範囲を無関帯（快感帯）という [23]. ヒトの場合，皮膚温約 32-35°C の範囲で無関帯となり，外界の温度に対して主観的に無関心となる [24, 25].

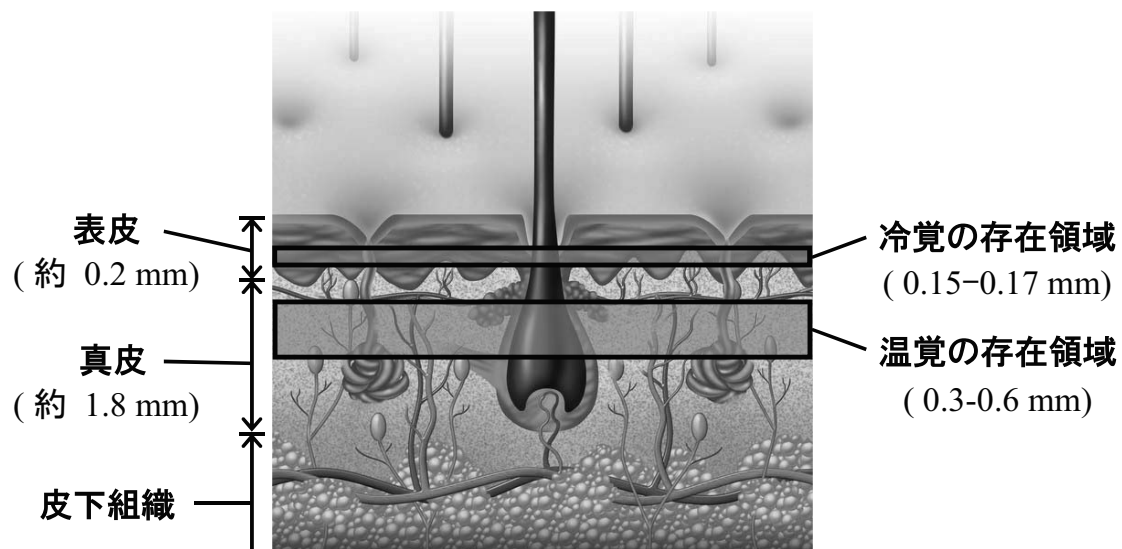


図 2.5 皮膚の断面図

ヒトの皮膚の断面図を図 2.5 に示す。図 2.5 に示したように、温かさを感じる温覚は真皮中の皮膚表面から 0.3-0.6 mm の深さに存在するといわれている [26]。一方、冷たさを感じる冷覚は表皮中の皮膚表面から 0.15-0.17 mm の深さに存在するといわれている [26]。したがって、皮膚表面から 0.15-0.6 mm の深さの温度が、ヒトが実際に皮膚から感じている温度に近い温度となる。

2.3.2 ヒトが感じている温度を考慮した空調制御の概要

ヒトは暑さと寒さ（温熱的不快感）を感じることで、体温を意識的・無意識的に調節している。この温熱的不快感は、全身の温度受容器で感知した温度情報を統合し、決定された体温調節反応と同じ信号により決まっている [19]。なお、全身の温熱的感覚が暑くも寒くもない中立状態にあっても、局部に不快な箇所が存在すると快適な状態とはならない。この一例として、居室空間の温度は快適であっても、長時間、寝具や椅子などに肌が接触することで、接触面において不快と感知することが挙げられる。

接触面における空調システムとしては、サーミスタなどの測温体を温度センサとして接触面に設置し、測温体から得られた温度情報を空調制御に活用することが考えられる。しかし、測温体の設置による接触面での異物感などに配慮する必要が生じる。また、ヒトがきちんと測温体に触れていない場合や、着衣の厚さなどによっては、実際に

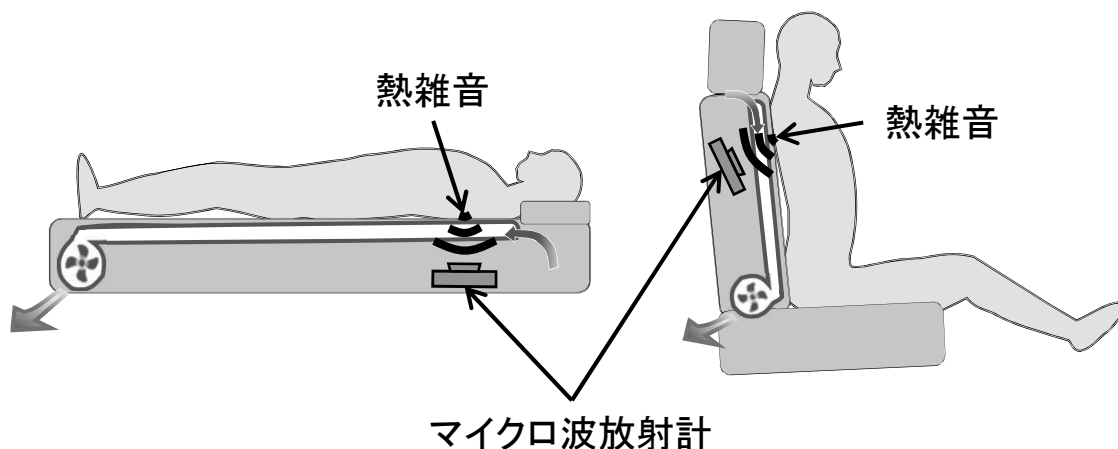


図 2.6 接触面におけるパーソナル空調システムの概要

ヒトが感じている温度を正確に検出することはできない。物体内部のある特定の深さの温度を推定可能な多周波放射計であれば、これらの問題を解決し、非接触にヒトが感じている温度を検出することが期待できる。さらに、衣服などの透過性が高いマイクロ波帯を用いることで、遮蔽物越しのセンシングが可能となる。図 2.6 にマイクロ波放射計を用いた接触面におけるパーソナル空調システムの概要を示す。図 2.6 に示したように、寝具や椅子などの内部にマイクロ波帯の多周波放射計を設置し、人体から放射される熱雑音電力を受信することで、ヒトが実際に感じている温度を推定できる。このとき、アンテナで受信する熱雑音電力には、遮蔽物から放射される熱雑音電力も含まれる。そこで寝具や椅子など、あらかじめ存在が把握できる遮蔽物に関しては、その影響も考慮して温度推定をすることが望ましい [17,18]。なお、マイクロ波帯において透過率の高い衣服やウレタンなどは、式 (2.5) のエネルギー保存則から推測できるように、放射率と反射率が低くなる。したがって式 (2.6) から、これらの物質から放射される熱雑音電力は、人体から放射される熱雑音電力と比べて小さいことがわかる。

ヒトが感じている温度を推定し、空調制御に活用する一例を挙げるために、ヒトが寝具に接触する前後における温度変化を図 2.7 に示す。図 2.7 に示した二種類の温度は、常温の室内において、寝具の表面と被験者の背中の皮膚表面に貼り付けた熱電対により計測した温度である。ここで、ヒトが実際に感じている温度は皮膚の表面温度で代用している。図 2.7 より、寝具に接触する前の状態では、寝具が室温、被験者の皮膚表面温度が約 34°C でほぼ一定になっている。その後、寝具に接触したことで被験者の皮膚温

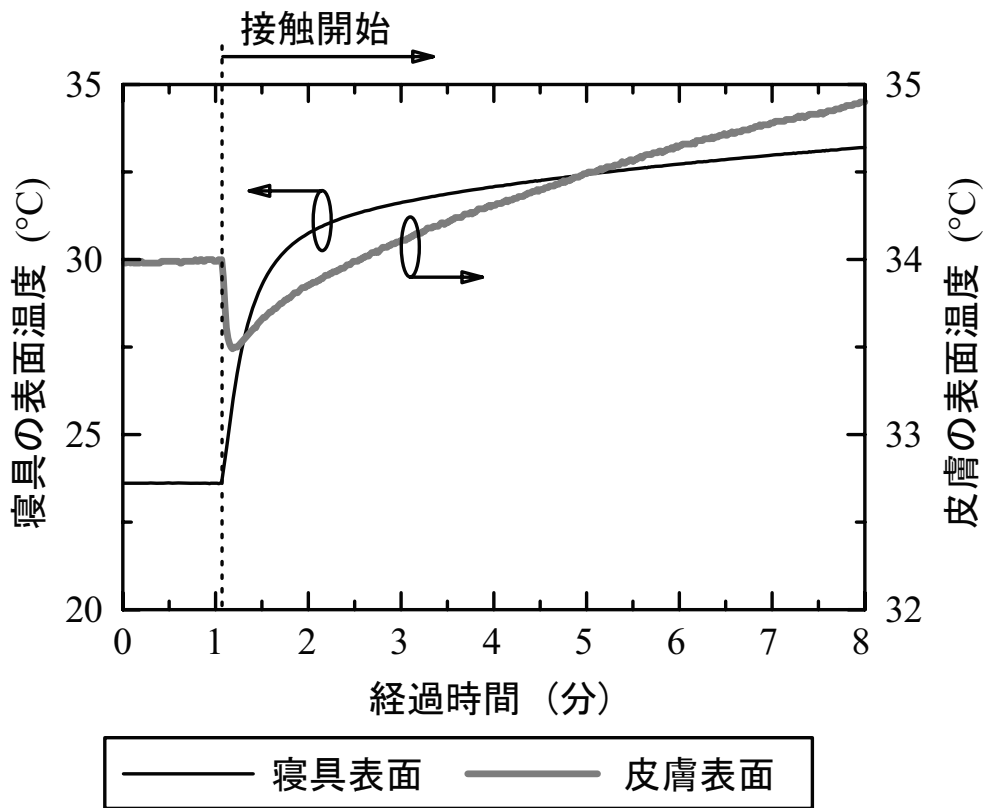


図 2.7 ヒトが寝具に接触する前後での温度変化

度は熱を奪われて一時的に低下しているが、時間が経過するにつれて皮膚表面温度の傾きが0となっている。この状態が2.3.1で述べた無関帯となる。無関帯以降は寝具と被験者間で熱平衡となる温度まで徐々に上昇している。この過程において、被験者は接触面において暑さを感じたことを確認している。前述したように、ヒトが存在する居室空間が快適であっても、物体との接触面において熱が奪われたり加えられることにより生じる温度変化は不快性につながる。したがって、ヒトが感じている温度の時間経過に対する傾きを観測し、図2.8のように、その傾きが小さくなるような空調制御をすることで接触面においてヒトが感じる温度変化を小さくでき、不快性の解消につながると考えられる。

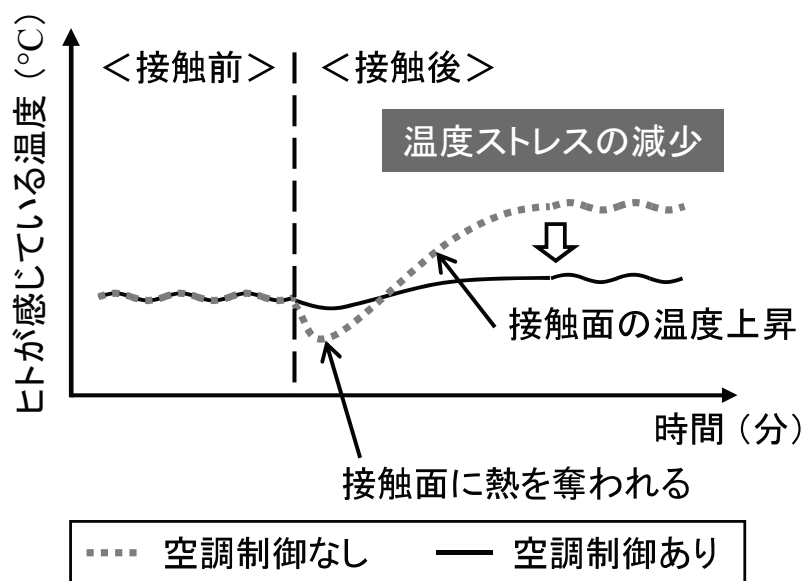


図 2.8 空調制御の例

2.3.3 使用周波数帯域の選定

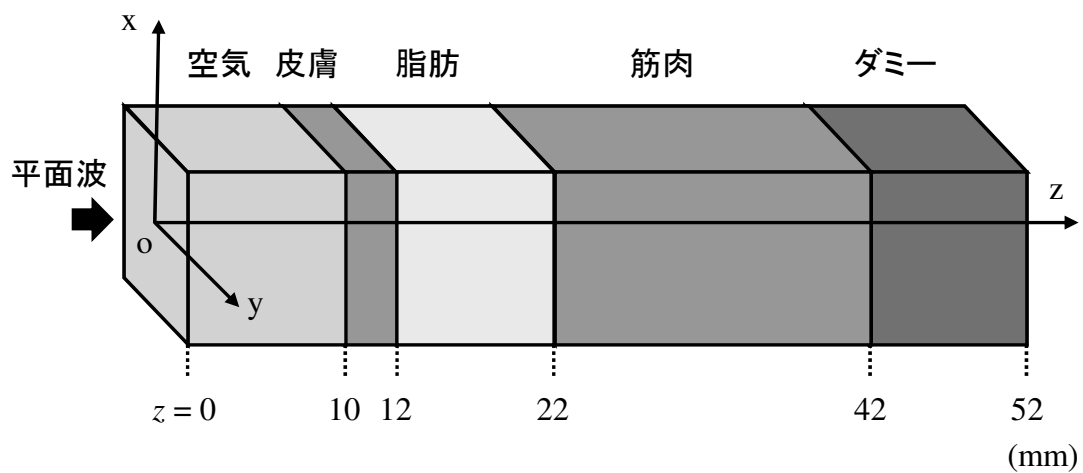
物体内部のある特定の深さの温度をマイクロ波放射計で計測するとき、所望とする深さの温度を計測するのに適した周波数で受信するのが望ましい。たとえば、ヒトが感じている温度を推定する場合には、皮膚表面から放射される全熱雑音電力のうち、温度受容器の存在領域から放射される熱雑音電力の占める割合ができるだけ大きい周波数を選択すればよい。2.2.2 で述べたように、放射計の受信範囲については、アンテナの可逆性により、アンテナから電力を放射したときに皮膚内部において消費される電力の分布と等価となる。そこでまず初めに、平面波がヒトの皮膚内部に垂直入射した場合の、皮膚表面からある深さまでに消費される電力の割合を求める。なお、計算には有限要素法電磁界シミュレータ HFSS を使用した。

本来、ヒトの皮膚内部の構造は身体の部位ごとによって異なり、さまざまな組織が三次元的に複雑に入り組んでいる。しかし、アンテナの開口が身体の大きさに対して小さいとき、皮膚内部の構造はアンテナ開口に対して多層の平行平板モデルにて近似できると仮定し、計算には図 2.9(a) に示した多層の平行平板モデルを用いた。ヒトの皮膚構造を模擬したこの平行平板モデルは、大庭や西方の解析モデルと同様に、皮膚 (厚さ $t = 2$ mm)、脂肪 ($t = 10$ mm)、筋肉 ($t = 20$ mm) の 3 層からなる [17,27]。解析モデル

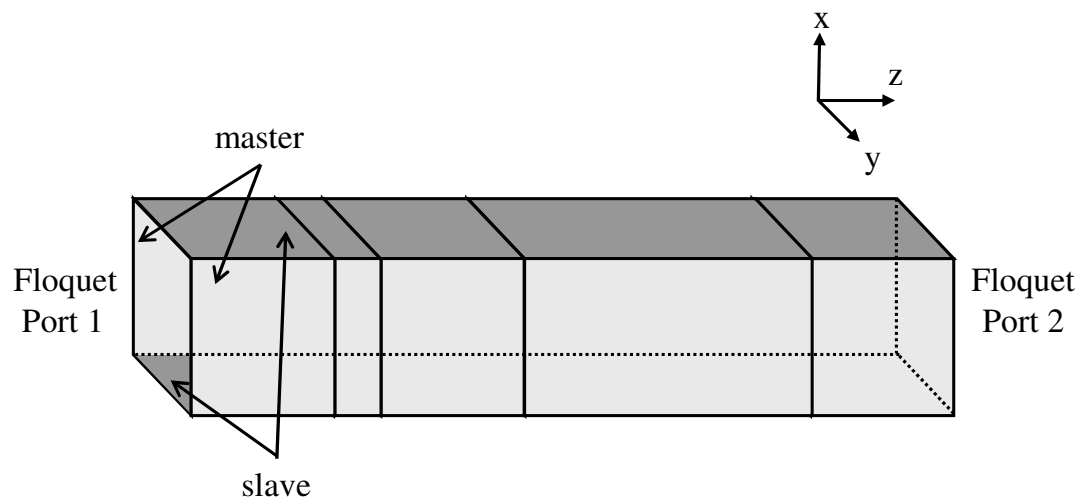
の境界条件については、図 2.9(b) のように HFSS の周期境界条件 (Master & Slave) を用いることで、各組織の層が xy 方向に無限に広がっているように設定した。また、 $z = 0 \text{ mm}$ と $z = 52 \text{ mm}$ の xy 面に Floquet Port を設定し、Floquet Port 1 から平面波を給電した。ただし、Floquet Port は損失性材料には設定できないため、皮膚表面からみて筋肉層の奥に、誘電正接が 0 のダミー層 ($t = 10 \text{ mm}$) を配置している。なお、筋肉層とダミー層の境界面で反射が生じないように、ダミー層の比誘電率は筋肉層の比誘電率と同値にしている。ヒトの皮膚を模擬した 3 層の平行平板モデルにおいて、各組織層の複素誘電率には Gabriel が公表している値を使用した [28]。使用した各層の複素誘電率を図 2.10 に示す。図 2.10 より、皮膚と筋肉は脂肪に比べて比誘電率と誘電正接が高いため、脂肪層との境界面において電力の反射が生じることと、多くの電力が皮膚層または筋肉層で消費されることが推測できる。

上記の HFSS 解析モデルにより、各層における単位体積当たりの実効消費電力を求め、皮膚内部に入射した電力を 100% としたときの深さ z までに消費される電力の割合に換算した結果を図 2.11 に示す。図 2.11 より、周波数 1 GHz では皮膚層において 27% の電力しか消費されていないのに対して、100 GHz では皮膚表面から 0.15 mm の深さで 56%、1 mm の深さではほぼ 100% の電力が消費されており、脂肪層や筋肉層には電力が浸透しない。つまり、中心周波数 1 GHz の放射計で受信する全熱雑音電力には、脂肪層や筋肉層から放射される熱雑音電力も含まれていることがわかる。一方、中心周波数 100 GHz の場合では、脂肪層や筋肉層から放射された熱雑音電力は皮膚表面まで到達する間に減衰し、放射計で受信する熱雑音電力の半分以上が皮膚表面から 0.15 mm までの領域から放射される電力となることがわかる。したがって赤外線など、100 GHz よりも高い周波数の熱雑音電力を計測することで得られるのは、皮膚表面の温度をより多く反映した温度となる。ヒトが感じている温度を反映した熱雑音電力を計測するには、図 2.11 で色付けした温度受容器の存在領域において消費電力が多い周波数が適している。図 2.11 の 5 周波数の中では、 $z = 10.15\text{-}10.6 \text{ mm}$ において 45.3% (91.9% - 46.6%) の電力が消費される 60 GHz が最適となる。

図 2.11 では、皮膚が外気に晒されている状態について検討した。しかし、実際に接触面においてヒトが感じる温度を計測する場合においては、ヒトと放射計の間に衣服や寝具・椅子などの遮蔽物が存在することが想定される。そこで次に、遮蔽物が存在する場合の深さ z に対する消費電力の推移を評価した。図 2.12 に遮蔽物とヒトを模擬した 4 層の平行平板モデルを示す。ここで、周波数 1-100 GHz における繊維素材の比誘電率について詳細なデータを持ち合わせていなかったため、遮蔽物の比誘電率は周波数に



(a) ヒトの皮膚構造を模擬した3層平行平板モデル (遮蔽物なし)



(b) 境界条件と給電条件

図 2.9 皮膚内部に平面波入射時の解析モデル

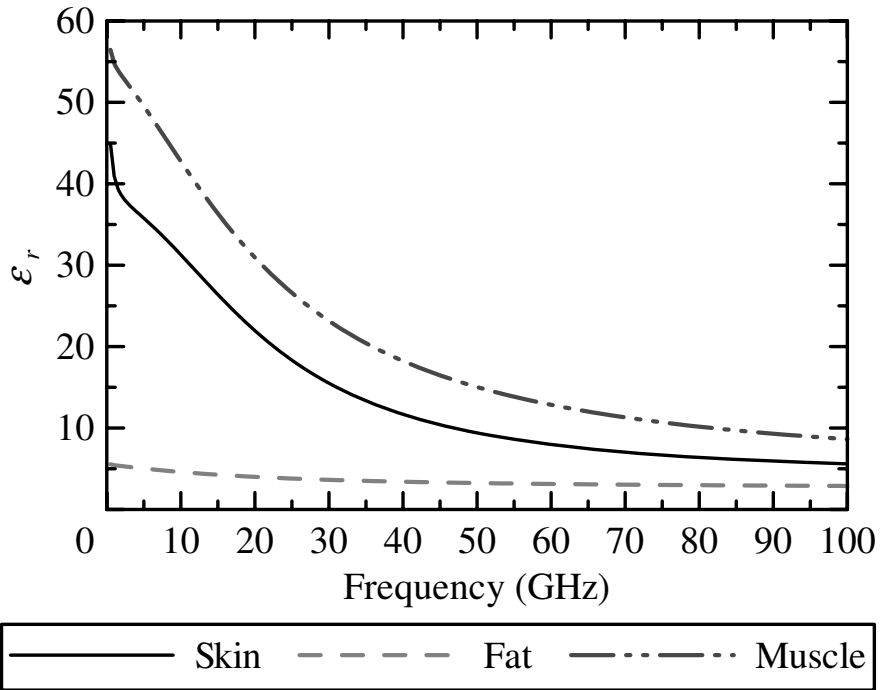
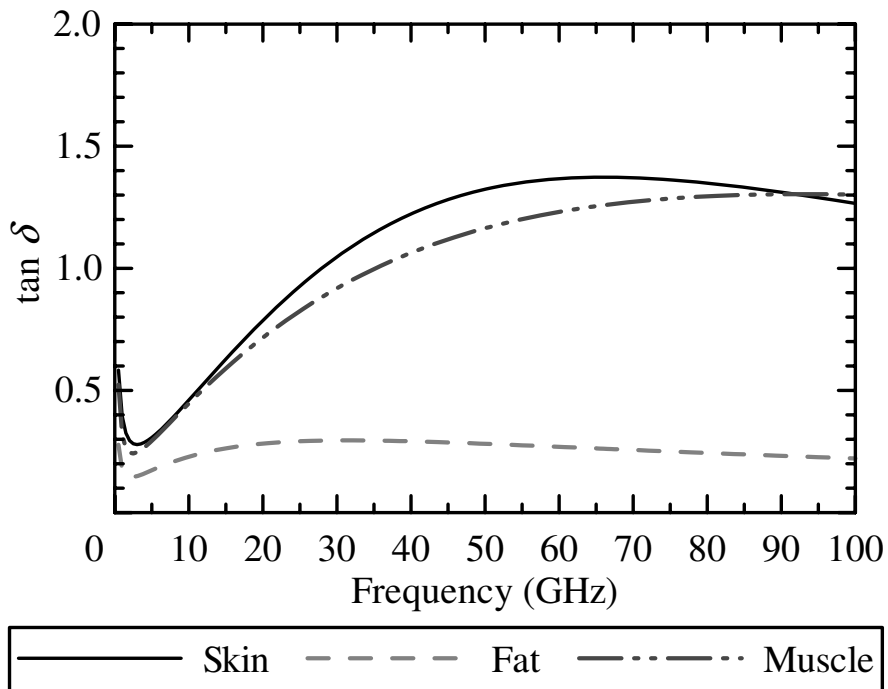
(a) 比誘電率 ϵ_r (b) 誘電正接 $\tan \delta$

図 2.10 計算に用いた各組織の複素誘電率

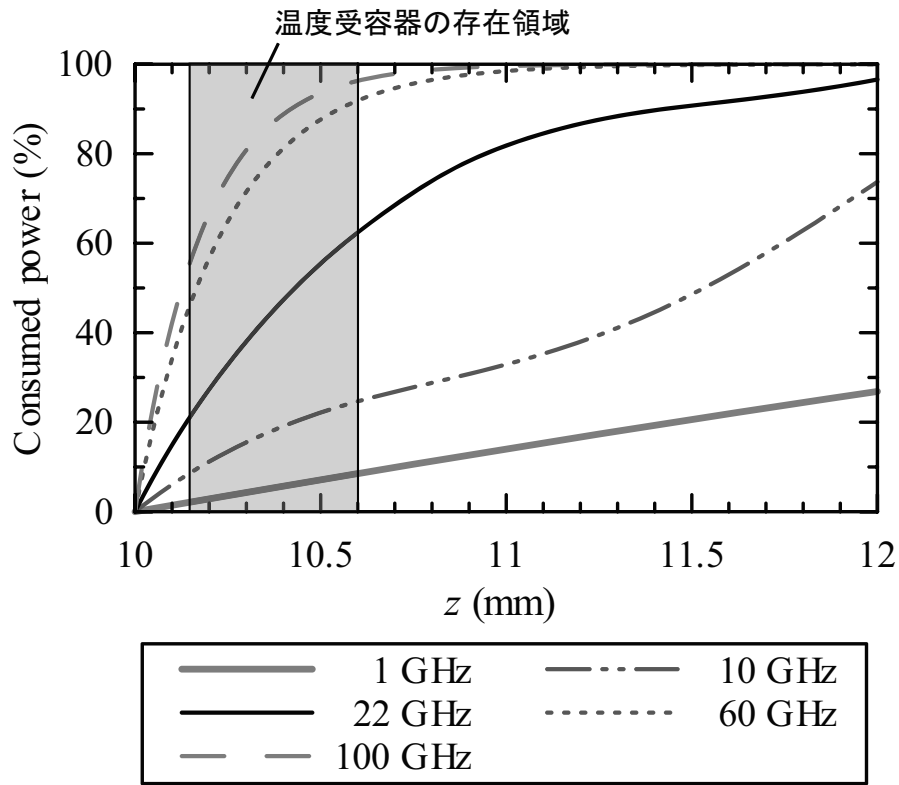


図 2.11 深さ z に対する消費電力の推移 (皮膚層 $z = 10-12$ mm を抽出)

よらず $\epsilon_r = 4$ と一定で、厚さは $t = 1$ mm とし、図 2.12 のように $z = 10$ mm の位置に皮膚と密着するように配置した。また誘電正接は、革素材を 14-40 GHz にわたって Harmer らが測定した値を参考に、 $\tan \delta = 0.07$ で一定とした [29]。

空気層から遮蔽物と皮膚内部に入射した電力を 100% とした場合の深さ z に対する消費電力の推移について、HFSS により解析した結果を図 2.13 に示す。図 2.13 において、10 GHz は皮膚層で、60 GHz と 100 GHz は遮蔽物の層で、深さ方向に対して単調的ではない増加傾向となっている。これは各層の境界面における反射が原因である [17]。これらの傾向は各組織の比誘電率と厚さに依存するもので、図 2.11 の 10 GHz のグラフにおいても確認できる。また図 2.13 では、周波数 60 GHz の場合に、遮蔽物中で 23% の電力が消費されている。これにより、温度受容器の存在領域において消費される電力の割合が、遮蔽物がない場合と比べて小さくなっている。したがって、遮蔽物の影響（比誘電率、厚さ）が大きくなるにつれて、ヒトが感じる温度を推定するのに適した周波数は低くなるのがわかる。

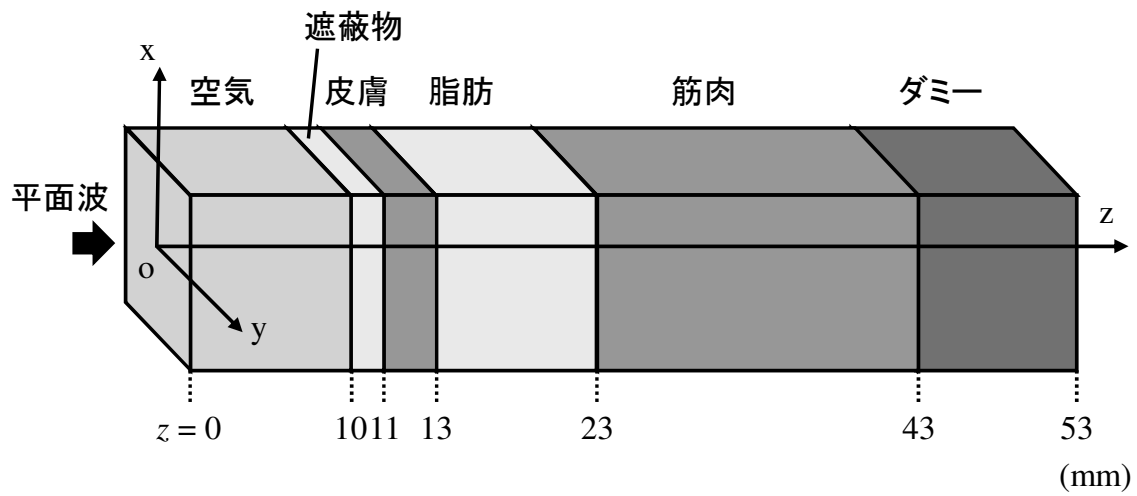


図 2.12 遮蔽物とヒトの皮膚構造を模擬した 4 層平行平板モデル

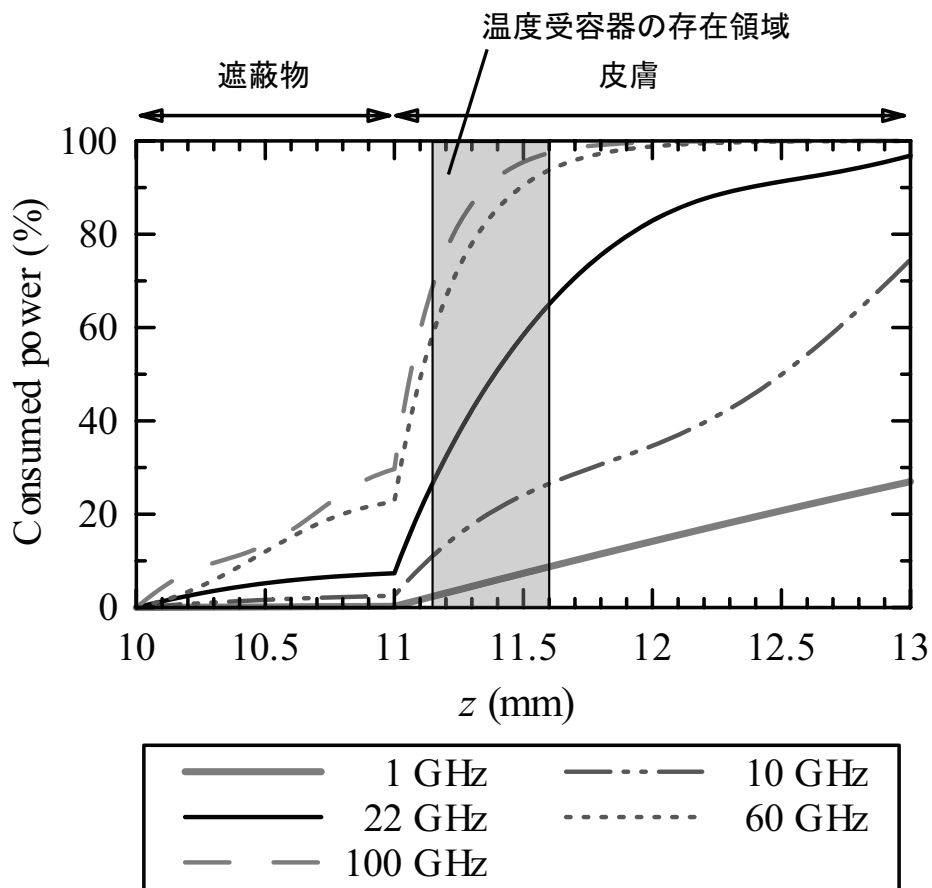


図 2.13 深さ z に対する消費電力の推移 (遮蔽物と皮膚層 $z = 10-13$ mm を抽出)

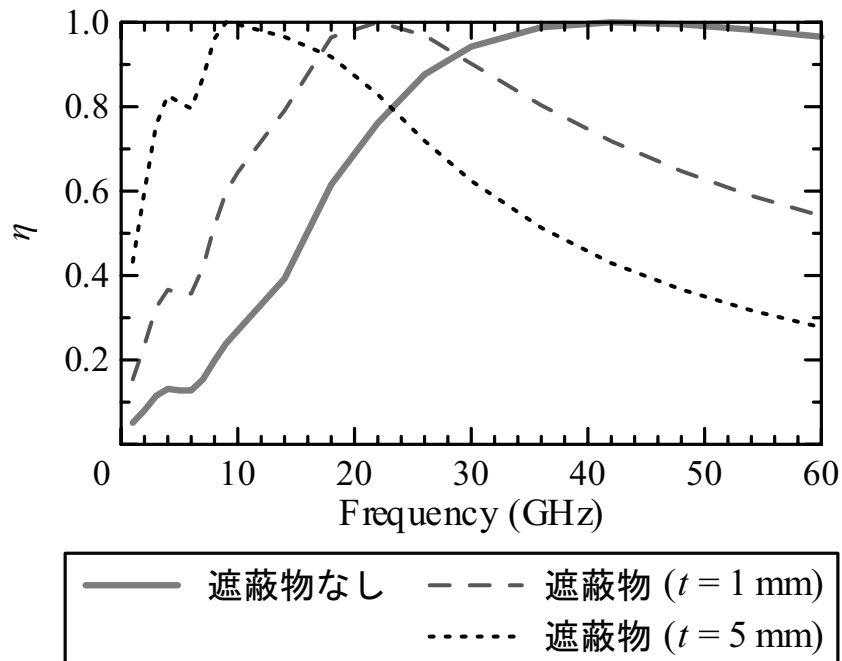


図 2.14 ヒトが感じる温度を計測するのに適した周波数

遮蔽物と人体内部で消費される電力のうち、温度受容器の存在領域で消費される電力の割合を次式のように η と定義し、周波数に対する η の変化について、図 2.9(a) と図 2.12 の場合に加えて遮蔽物の厚さを $t = 5 \text{ mm}$ とした場合も評価した。

$$\eta = \frac{\text{温度受容器の存在領域で消費される電力}}{\text{遮蔽物と人体内部で消費される電力}} \quad (2.17)$$

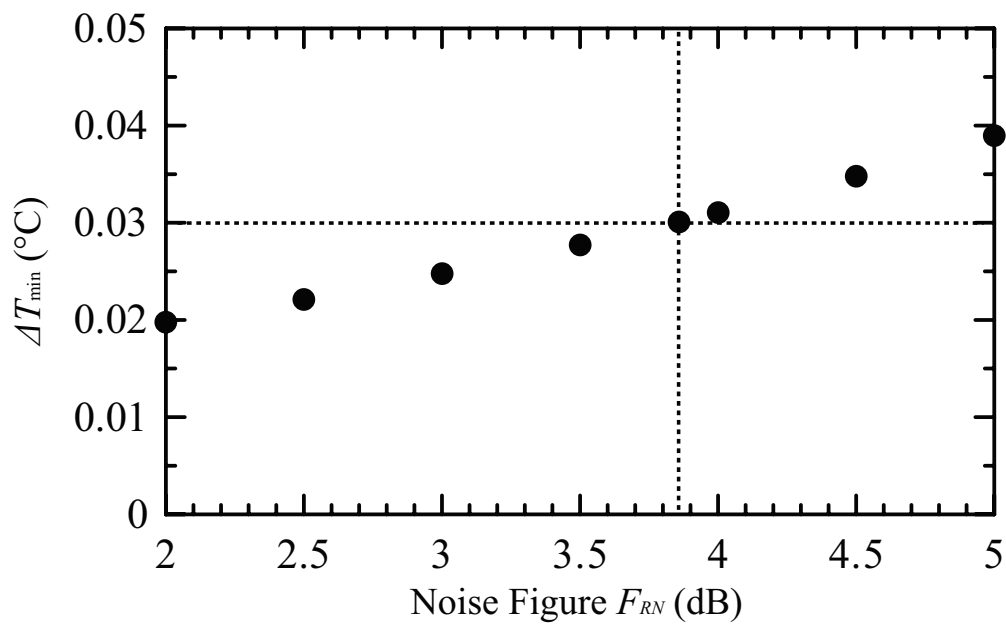
式 (2.17) で表される η について、要素ごとに最大値で正規化した結果を図 2.14 に示す。図 2.14 より、衣服などの遮蔽物が厚さ $t = 1 \text{ mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r = 4$ と等価とみなせる物体の場合、温度受容器の存在領域で消費される電力の割合が 20 GHz 付近で最大となる。つまり、ヒトが感じる温度を計測するのに適した周波数は 20 GHz 付近となる。また、遮蔽物が $t = 5 \text{ mm}$ 、 $\epsilon_r = 4$ と等価な物体の場合には 10 GHz 付近が適しているといえる。この結果から、衣服や遮蔽物が非常に薄い場合を除いて、多くの遮蔽物は 10-20 GHz 付近に最適な周波数が存在すると推測できる。したがって、10 GHz 帯と 20 GHz 帯の熱雑音を同時に受信することで、少なくとも一方の周波数帯域は、ヒトが感じている温度を反映した熱雑音電力を計測することになるため、遮蔽物の厚さが薄い場合と厚い場合の両方に対応可能となる。

2.3.4 二周波放射計用アンテナに要求される性能

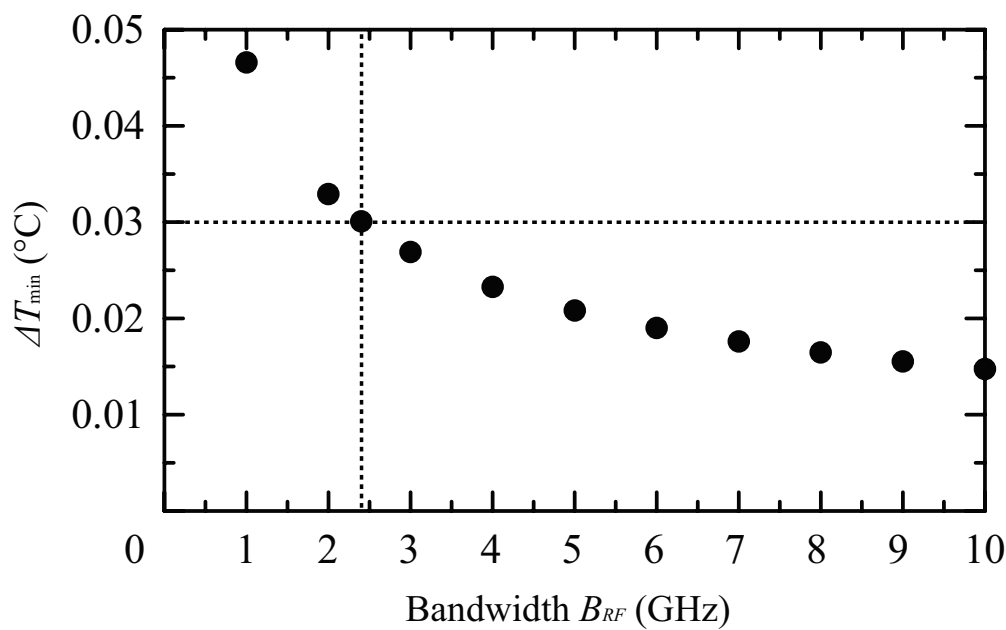
多周波放射計により物体内部の輝度温度分布を精度よく推定するには、受信周波数帯域の数を増やせばよい [30]. しかし、周波数帯域の数だけ受信機を備える必要があるため、単一周波数帯域を受信する放射計と比較すると回路規模が増大し、高コストとなる. 輝度温度分布を得るには、最低二つの周波数帯域を受信すればよい [21]. そこで本論文では二周波放射計について検討する. また、2.3.3 の結果から、二周波放射計の各帯域の中心周波数は 10 GHz と 20 GHz とする.

二周波放射計の初段に位置するアンテナは、放射計の性能を決める重要な部品となるため、以下の三つの性能が求められる. 第一に、放射計が温度センサとして組込まれることを考えれば、アンテナは小型であることが望ましい. また、2.3.3 で述べたように、ヒトが感じている温度を推定する場合において、皮膚内部の構造を多層の平行平板と仮定するには、アンテナの開口が小さいことが求められる.

第二に、放射計の温度分解能を小さくするために、アンテナは低損失かつ広帯域であることが求められる. ここで、ヒトが感じる温度の計測を例に、放射計の温度分解能を式 (2.12) により試算する. 放射計は中心周波数 10 GHz と 20 GHz で動作する二周波のディック型で、図 2.3(a) のようにアンテナ (リターンロス: -10 dB) に市販品の高周波スイッチ (通過損失: 2.0 dB) と各周波数帯域の LNA (利得: 30 dB, NF: 1.4 dB) 2 段を接続した構成とする. この放射計の雑音指数 F_{RN} と帯域幅 B_{RF} をそれぞれ変化させたときの温度分解能 ΔT_{\min} の計算結果を図 2.15 に示す. アンテナのリターンロスが -10 dB のとき、放射計の雑音指数は $F_{RN} = 3.86$ dB となるため、図 2.15(a) のように温度分解能は 0.03°C となる. 一般的な空調機器の設定温度は 1°C あるいは 0.5°C 刻みのため、温度分解能 0.03°C であれば十分だと考えられる. また、アンテナのリターンロスを -20 dB とすれば、放射計の雑音指数が $F_{RN} = 3.44$ dB となるため、温度分解能を 0.027°C と若干ではあるものの小さくできることがわかる. このようにアンテナでの損失は、受信機の雑音指数に直接影響するため、できるだけ小さくすることが求められる. また、図 2.15(b) からわかるように、動作周波数帯域幅を広げるほど放射計の温度分解能は小さくできる. したがって、一つのアンテナで二周波数帯域を受信できるだけでなく、各受信機の帯域幅を制限しないように、動作周波数帯域幅の広いアンテナが望ましい. 以上より、各受信機の帯域幅を最大の 10 GHz と設計できるように、二周波放射計に使用するアンテナの動作周波数帯域は 5-25 GHz とする.



(a) 雑音指数 F_{RN} による温度分解能 ΔT_{\min} の変化
 ($B_{RF} = 2.4$ GHz, $\tau = 1$ sec, $T_A = 37^\circ\text{C}$, $T_0 = 25^\circ\text{C}$)



(b) 帯域幅 B_{RF} による温度分解能 ΔT_{\min} の変化
 ($F_{RN} = 3.86$ dB, $\tau = 1$ sec, $T_A = 37^\circ\text{C}$, $T_0 = 25^\circ\text{C}$)

図 2.15 皮膚内部に平面波入射時の解析モデル

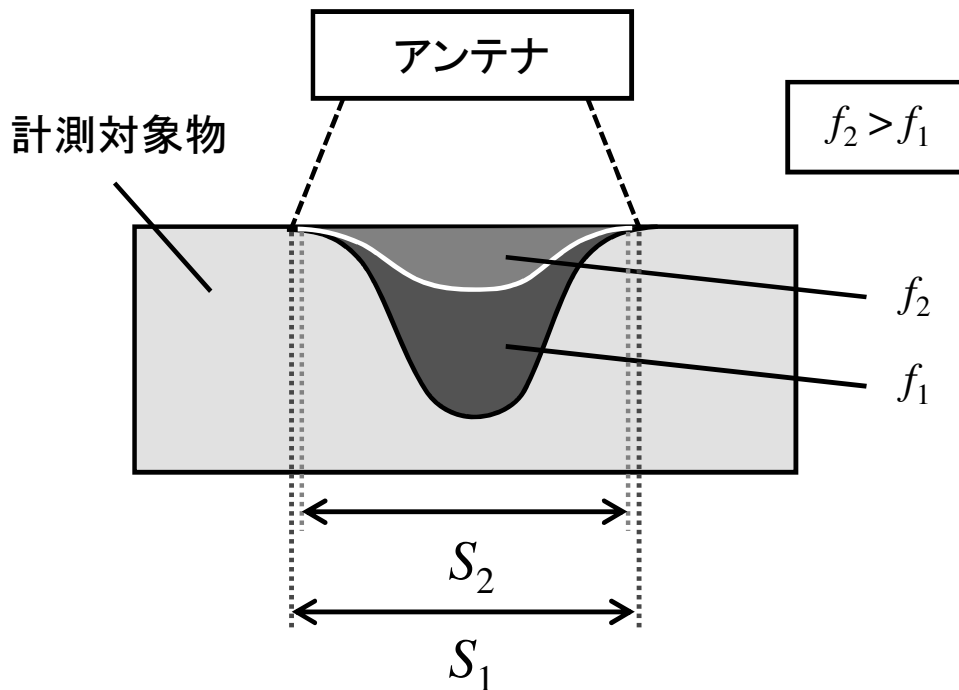


図 2.16 横方向の受信範囲の均一化

第三に、二周波放射計のアンテナには、異なる周波数帯域においてビーム幅が等しいことが求められる。通常、開口アンテナは受信周波数帯域内で、周波数が高くなるにつれてビーム幅が単調的に狭くなる。このため図 2.3(b) のように周波数の高い帯域では、受信範囲がアンテナから見て計測対象物の深さ方向に浅くなるだけでなく、横方向に狭くなる。ヒトを計測する場合において、輝度温度はアンテナから見て横方向に完全に一様とはならない。すなわち皮膚の温度がアンテナから見て横方向に一様であっても、放射率は一様とは限らない。また、式 (2.16) の重み関数 $W_i(\mathbf{r})$ を求める際に、構造が複雑であるヒトの組織を忠実に再現することは困難である。したがって、この周波数帯域によりビーム幅が変化する影響は、深さ方向の温度推定精度を劣化させる要因となるため取り除いておくことが望ましい。つまり図 2.16 のように、異なる周波数帯域の横方向の受信範囲幅 S_1 と S_2 はできるだけ等しいことが望ましい。

2.4 むすび

本章では、まず、放射率の値が既知である物体の輝度温度を放射計で計測することにより、物体の物理的な温度が計測できることを示した。また、代表的な放射計である全電力型放射計とディック型放射計について取り上げ、放射計の感度を表す温度分解能を示すことで各方式の特徴について述べた。次に、ヒトの皮膚内部の温度を深さ方向の一次元関数と仮定し、モデル適合法を用いることで物体内部の温度推定が可能になることを説明した。さらに、ヒトの温度の感じ方と、赤外線センサを用いて温度計測する場合の課題について述べ、透過性の高いマイクロ波帯を使用することで、衣服などの遮蔽物越しにヒトの感じる温度を推定できる本研究の必要性について述べた。そして、ヒトが感じる温度を推定するのに最適な周波数帯の候補を絞ったうえで、二周波放射計のアンテナに要求される三つの性能を示した。

以下、第3章、第4章および第5章で研究内容である、輝度温度分布の推定に適した放射計用のアンテナと伝送線路変換器について述べる。

参考文献

- [1] 松本 崇, “エアコンのエコは新次元へ 開発者が語る「センシング&解析」の奥義,” 三菱電機, http://www.mitsubishielectric.co.jp/corporate/eco_sp/aircon/heart/index.html, 参照 Nov. 12, 2014.
- [2] 富永 真琴, “生体はいかに温度をセンスするか—TRP チャンネル温度受容体,” 日本生理学雑誌, vol.65, no.4・5, pp.130-137, 2003.
- [3] 水野 皓司, “ミリ波を用いたイメージング技術—パッシブ・イメージングを中心に,” Microwave Workshop Digest, WS01-01, 2007.
- [4] Q. Bonds, T. Weller, B. Roeder, and P. Herzig, “A total power radiometer (TPR) and measurement test bed for non-contact biomedical sensing applications,” IEEE Wireless and Microwave Technology Conference, Clearwater, FL, April 2009.
- [5] J. A. Nanzer, “Microwave and millimeter-wave remote sensing for security applications,” Chapter 6, Artech House, Boston, 2012.
- [6] T. Sugiura, Y. Kouno, A. Hashizume, H. Hirata, J.W. Hand, Y. Okita, and S. Mizushina, “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., San Francisco, CA, Sept. 2004.
- [7] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, “Microwave remote sensing, Addison-wesley,” Tokyo, 1981.
- [8] 水野 皓司, “ミリ波を用いたイメージング,” 信学会誌, vol.91, no.12, pp.1047-1053, Dec. 2008.
- [9] 中井 直正, 坪井 昌人, 福井 康雄, “宇宙の観測 II - 電波天文学,” 日本評論社, 東京, 2009.
- [10] 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

- グ,” 電子通信学会, 東京, 1986.
- [11] J. D. Kraus, and M. E. Tiuri, “Radio astronomy,” Chapter 7, McGraw-Hill, New York, 1966.
- [12] 宮川 道夫, “生体計測用周波数掃引型ラジオメータシステム,” 信学論 (D), vol.J73-D2, no.4, pp.654-660, April 1990.
- [13] S. Jacobsen, and P. Stauffer, “Multifrequency radiometric determination of temperature profiles in a lossy homogeneous phantom using a dual-mode antenna with integral water bolus,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.50, no.7, pp.1737-1746, July 2002.
- [14] 久世 宏明, 飯倉 善和, 竹内 章司, 吉森 久, “リモートセンシングの基礎 [第2版],” 森北出版, 東京, 2005.
- [15] E. A. Cheever, and K. R. Foster, “Microwave radiometry in living tissue: what does it measure?,” IEEE Trans. Biomed. eng., vol. 39, no. 6, June 1992.
- [16] K. Arunachalam, P. R. Stauffer, P. F. Maccarini, S. Jacobsen, and F. Sterzer, “Characterization of a digital microwave radiometry system for noninvasive thermometry using temperature controlled homogeneous test load,” Physics in Medicine and Biology, vol.53, no.14, pp.3883-3901, July 2008.
- [17] 大庭 弘行, “多周波マイクロ波ラジオメトリによる生体内温度分布無侵襲計測法に関する研究,” 静岡大学 博士論文, 1996.
- [18] 杉浦 敏文, “脳内深部温度連続モニタ用無侵襲温度分布計測システムの開発,” 文部科学省科学研究費補助金研究成果報告書, 2005.
- [19] 入來 正躬, “体温生理学テキスト,” 文光堂, 東京, 2003.
- [20] S. Mizushina, T. Shimizu, K. Suzuki, M. Kinomura, and H. Ohba, “Retrieval of temperature-depth profiles in biological objects from multi-frequency microwave radiometric data,” J.Electromagnetic waves and applications, vol.7, no.11, pp.1515-1548, 1993.
- [21] 丸山 享子, “マイクロ波ラジオメトリによる新生児脳深部温度計測のデータ解析法に関する研究,” 静岡大学 博士論文, 2003.
- [22] 彼末 一之, 永島 計, 細野 剛良, 丸山 めぐみ, 谷口 あき, 定藤 規弘, 岡田 知久, 米倉 義晴, “温熱的不快感 (暑さ・寒さ) の脳機構の研究,” 日産科学振興財団研究報告書, vol.24, pp.29-32, 2001.
- [23] 近田 淳雄, “接触冷温感,” 繊維機械学会誌, vol.45, no.4, pp.189-198, 1992.

- [24] 岩村 吉晃, “触覚と体性感覚,” 電子情報通信学会「知識ベース」, 3章, Feb. 2010.
- [25] 永田 英二, “解剖生理,” ヘルス・システム研究所, 12章, March 2004.
- [26] 林 わかえ, 小川 百合子, 吉行 佳子, “Focal stimulation により誘発される皮膚感覚について,” 東京女子医科大学雑誌, vol.49, no.10・11, pp.973-981, Nov. 1979.
- [27] 西方 敦博, “人体表面近傍の電磁波源と電磁界について,” 総務省 情報通信審議会 情報通信技術分科会 電波利用環境委員会報告書, 資料 78-4-2 別紙 1, May 2011.
- [28] D. Andreuccetti, R. Fossi, and C. Petrucci, “An internet resource for the calculation of the dielectric properties of body tissues in the frequency range 10 Hz - 100 GHz,” IFAC-CNR, Florence (Italy), <http://niremf.ifac.cnr.it/tissprop/>, 1997. Based on data published by C.Gabriel et al. in 1996.
- [29] S. W. Harmer, N. Rezgui, N. Bowring, Z. Luklinska, and G. Ren, “Determination of the complex permittivity of textiles and leather in the 14-40 GHz, mm wave band using a free-wave transmittance only method,” IET Microwaves, Antenna & Propagation, vol.2, no.6, pp.606-614, Aug. 2008.
- [30] 平田 壽, 澤山 雄樹, 星野 修平, 沖田 善光, 杉浦 敏文, “脳内深部温度無侵襲計測用多周波マイクロ波ラジオメータの受信機数に関する検討,” 信学技報, EMCJ2007-103, pp.43-48, Dec. 2007.

第3章 輝度温度分布推定に適した アンテナの開発

3.1 まえがき

近年、高感度の放射計で熱雑音を受信し、輝度温度を計測する技術がさまざまなアプリケーションに応用されている [1]. 多周波放射計により、物体内部の輝度温度分布を精度よく推定できるようになれば、これらの適用範囲はさらに広がることが期待できる. 本章では輝度温度分布推定に適したアンテナについて述べる.

放射計の感度指標である温度分解能は、受信機の雑音指数、帯域幅および積分時間に依存する [2]. したがって、輝度温度分布を推定する放射計の初段に位置するアンテナには、反射量が小さく低損失で、かつ、複数の周波数帯域を一つのアンテナで受信できるよう、広帯域な周波数特性を有することが求められる. 2.3.4 で述べたように、皮膚表面から少し内側に存在する温度受容器付近の温度を二周波放射計により推定する場合、放射計とヒトの間に衣服などの遮蔽物が存在することを考慮すると、所望とするアンテナの動作周波数帯域は低域が 5-15 GHz、高域が 15-25 GHz であった. また、市販品の高周波スイッチと低雑音増幅器により放射計を構成した場合、温度分解能 0.03°C を実現するには、アンテナのリターンロスが -10 dB 以下であればよい. なお、放射計に組み込むことを考えれば、アンテナは少しでも小型にすることが望ましい.

物体からはあらゆる偏波の熱雑音が常時放射されている [3]. そのため、一つのアンテナで独立した二つの偏波の熱雑音を受信すれば、同時に二つの周波数帯域の輝度温度が計測できる. このように、独立した二つの偏波の熱雑音を受信するアンテナとしては、誘電体を充填した 2.1×2.8 cm の矩形導波管に、二つの同軸-導波管変換構造を直交させたアンテナ (1-2 GHz と 2-3.8 GHz で反射量が -10 dB 以下) が過去に提案されている [4]. しかしながら矩形導波管の構造では、基本波のみで励振できる帯域幅を考えると、 $3.8 : 1$ 以上の広帯域化は経験上、非常に困難である.

矩形導波管より広帯域に、かつ、直交する二偏波を同時に受信可能なアンテナとして、

クアドリッジホーンアンテナ (QRHA : Quad-Ridged Horn Antenna) がある [5]. しかし, QRHA のような開口アンテナを放射計に使用する場合, 動作周波数帯域内で周波数が高くなるにつれて, ビーム幅が小さくなるといった課題が存在する. 放射計のアンテナには, 周波数帯域の変化に対してビーム幅の変化が小さいことが求められる. これは周波数帯域を変化させることで, 受信範囲がアンテナから見て計測する物体の深さ方向だけではなく, 物体の横方向にも変化するため, 計測する物体の温度や電気的特性が横方向に一樣でない場合に, 深さ方向の推定精度に大きく影響を及ぼすためである.

一般的に QRHA は, 直交する二つのポートにおける反射量の周波数特性が等しくなるように設計される. ところが, 放射計の受信機は帯域通過フィルタ等で帯域を制限して受信するため, 熱雑音を受信する場合において, アンテナの各ポートにおける周波数特性を等しくする必要はない. つまり, アンテナの各ポートから重複した周波数帯域の信号を受信するのではなく, 所望の周波数帯域幅を各ポートに割り当てて信号を受信すればよい.

そこで本研究では, QRHA の各ポートの動作周波数帯域をずらし, 所望周波数帯域の低域と高域を各ポートに割り当てるように設計することで, 低域と高域におけるビーム幅の差を小さくできるアンテナを提案する [6, 7].

本章ではまず初めに, 開口が正方形である, 従来の同軸線路給電型 QRHA の基本構造について説明する, そして, 有限要素法による電磁界解析, および実験により従来構造の QRHA を定量的に評価した結果を示す. 次に, 開口が長方形である, 提案の QRHA について, アンテナ構造とその設計手法について述べ, 提案構造のアンテナ特性を従来構造と比較評価することで, 提案構造の有効性を明らかにする. さらに, 輝度温度分布の推定に使用することを想定し, それぞれの QRHA について, 近傍界における受信範囲の違いについても比較検討する.

3.2 同軸線路給電型クアドリッジホーンアンテナ

3.2.1 アンテナ構造

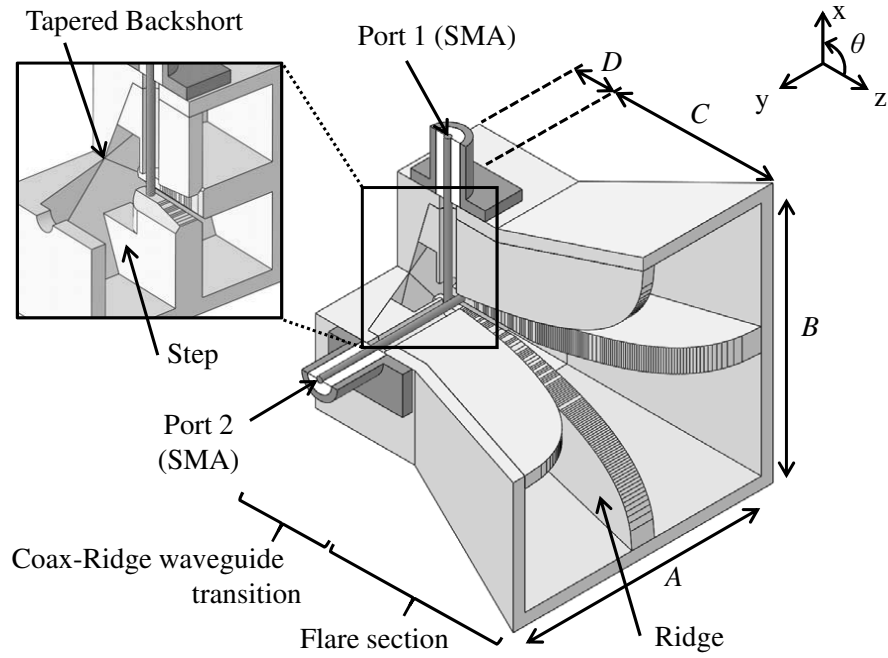
矩形導波管の内部に二対のリッジを直交するように付加することで, 基本波である TE_{10} モードの遮断周波数が低下する. そのため, 矩形導波管と比べて, クアドリッジ導波管は基本波のみが伝搬する周波数帯域幅を広帯域に実現できる [8]. このクアドリッジ導波管をテーパ上に広げることで自由空間と整合させ, 進行波アンテナとして

効率よく放射できるようにしたのが QRHA である。図 3.1 に同軸線路から給電する一般的な QRHA を示す。QRHA は、同軸線路-クアドリッジ導波管の線路変換部分とフレア部分で構成され、直交する二つのポートを有する。通常、QRHA は開口が正方形で、アンテナの放射方向に垂直な面の構造を上下左右に対称とすることで、各ポートにおける反射量の周波数特性が等しくなるように設計される [5]。

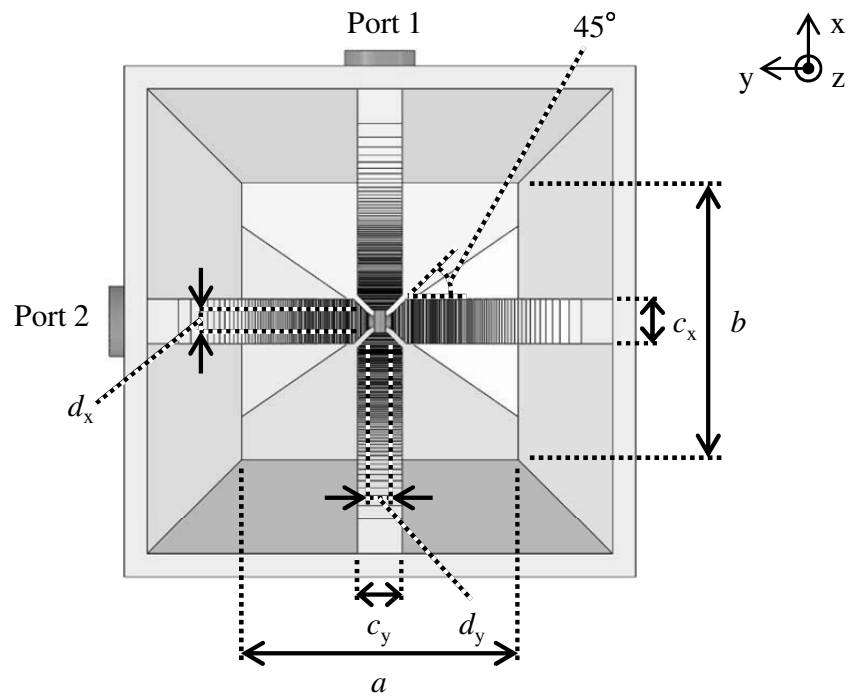
QRHA の給電には同軸コネクタを用いる。図 3.1(a) のように片側のリッジの内部に、媒質は空気特性インピーダンスが 50Ω の同軸構造を設け、対向するリッジの放射方向に対して後端部にコネクタの芯線を短絡させている。直交する二対のリッジはそれぞれの間隔を狭めると、リッジ導波管の高いインピーダンスを低くすることが可能となる。そこでリッジ導波管と同軸構造の整合をとるため、図 3.1(b) に示したように、リッジの角は面取りを施して間隔を狭めている。さらに、リッジとバックショートの間には、高次モードの発生を抑制するために、ピラミッド型のキャビティと、リッジ後方にステップを設けた [9]。このように給電することで、クアドリッジ導波管の基本波である TE_{10} モードのみを励振でき、広帯域な周波数特性が得られる。

ここで、まず初めに、一般的な同軸線路給電型 QRHA のアンテナ特性を把握するために、開口が正方形の QRHA について実際に設計する。広帯域な周波数特性を有する QRHA の上限周波数は、各ポート間のアイソレーションの低下、あるいは、高次モードの発生による利得の低下によって決まる。一方、下限周波数は、給電部となるクアドリッジ導波管の構造寸法から求められる遮断周波数 [8] と、開口面の大きさによる遮断周波数のうち、高い方となる。そこで、クアドリッジ導波管は矩形の標準導波管 WRI-58 (遮断周波数 $f_c = 3.71 \text{ GHz}$) と f_c が等しくなるように設計し、アンテナの開口寸法についても WRI-58 の長辺寸法と同様に $A = B = 40.4 \text{ mm}$ とする。また、給電部から QRHA の開口までの長さ C は、 $C = 32.6 \text{ mm}$ で、WRI-58 の使用最低周波数 4.6 GHz の $\lambda_0/2$ としている (λ_0 : 自由空間波長)。なお、今回設計した QRHA では給電に SMA コネクタを用いており、各ポートの同軸コネクタの中心導体が物理的に接触しないように、ポート 2 は QRHA の開口面に対してポート 1 の 1.6 mm 後方に配置した。

上記のように、QRHA はリッジに面取りを施した複雑な構造のため、有限要素法電磁界シミュレータ HFSS を用いて設計をした。図 3.1(b) に示した QRHA の構造パラメータについて、各ポートでの反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅が最大となるように最適化した。各パラメータの最終的な値を表 3.1 に示す。また、二対のリッジの曲線は、給電部であるコネクタの中心導体と QRHA の開口面の間を 4 等分する制



(a) 全体図



(b) 正面図

図 3.1 同軸線路給電型クアドリッジホーンアンテナ

表 3.1 最適化した QRHA の各寸法値

Parameters	Values
Length A, B of aperture side	40.4 mm
Length C of flare section	32.6 mm
Length D of transition section	7.4 mm
Length a, b of waveguide side	24.0 mm
Width c_x, c_y of ridges	3.9 mm
Dimension d_x, d_y of gaps	2.0 mm

御点を 3 点定め、4 次のベジエ関数 [9] を使用して、QRHA の各構造パラメータと同様に最適化した。最適化した QRHA の利得の計算結果を図 3.2 に示す。なお、反射特性については次節で述べる。設計した QRHA は、アンテナの放射方向に垂直な面が上下左右に対称な構造のため、図 3.2 のようにポート 1 とポート 2 の利得がほぼ等しい周波数特性となっている。ただし、給電部において各ポートを前後配置している影響により、周波数 15 GHz 以上において周波数特性が若干異なっていることが確認できる。各ポートの前後距離を小さくするほど、この周波数特性の違いを小さくできることをシミュレーションにより確認しているが、製作上の制約により、各ポート間の距離は 1.6 mm としている。

3.2.2 アンテナの試作特性

3.2.1 で設計した従来構造の QRHA を計算に加えて実験によっても評価するため、実際に QRHA を試作した。試作した QRHA の写真を図 3.3 に示す。アンテナの材質はアルミで、フレア部分とリッジを一体化して加工し、バックショート部と合計して二つの部品で構成することで、製作誤差による特性劣化の抑制を図った。

試作した QRHA の各ポートを、2 ポートのベクトルネットワークアナライザに接続し、反射特性とアイソレーションを測定した。従来構造の反射特性を図 3.4 に、アイソレーションを図 3.5 に示す。図 3.4 より、従来構造ではポート 1 とポート 2 がほぼ同等の動作周波数帯域幅となっており、反射量が -10 dB 以下の帯域幅は 20.8 GHz (5.7 : 1) で、所望帯域の 5-25 GHz を満足している。また、図 3.5 より、反射量が -10 dB 以下の帯域内においてアイソレーションは、設計通り、 -20 dB 以下となっている。

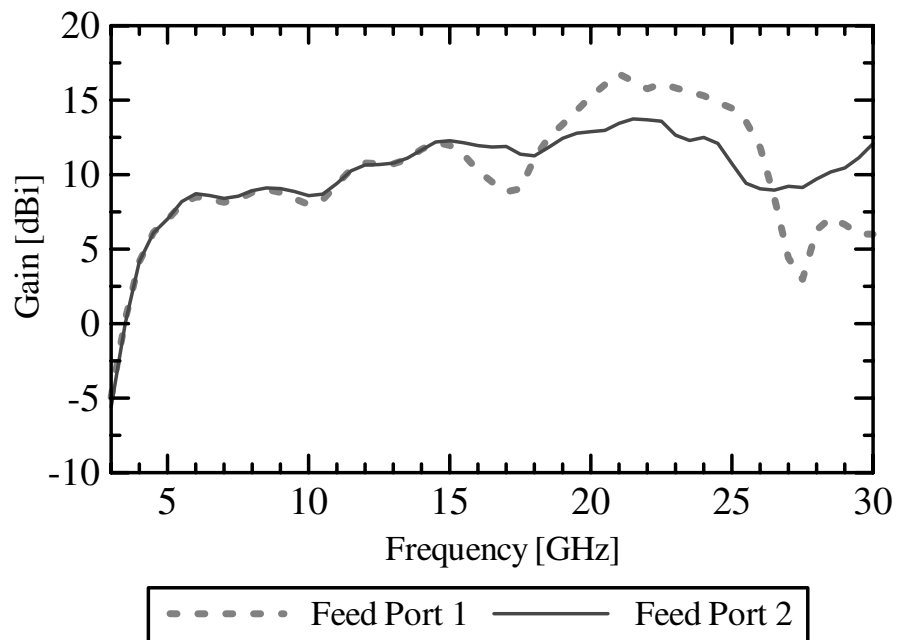


図 3.2 従来構造の QRHA の利得

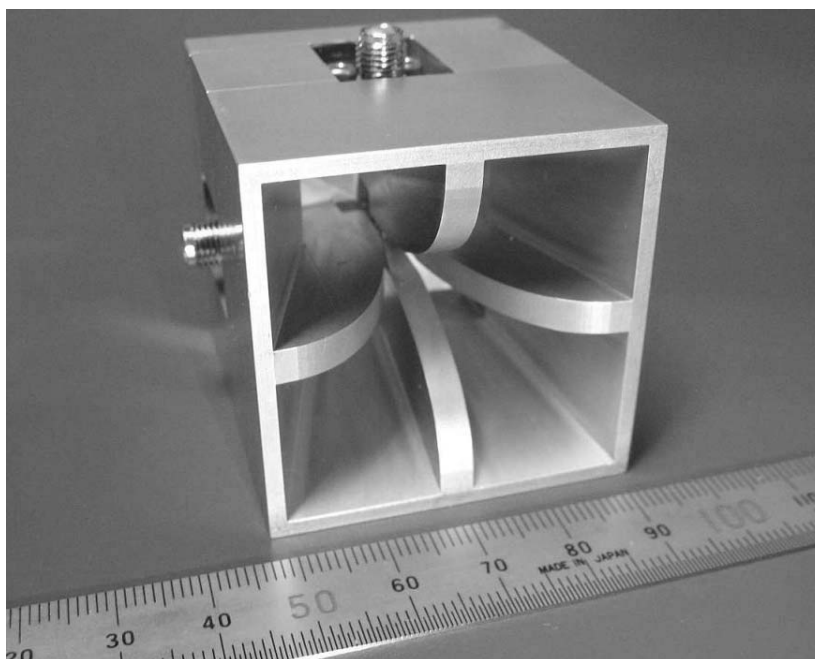


図 3.3 試作した従来構造の QRHA

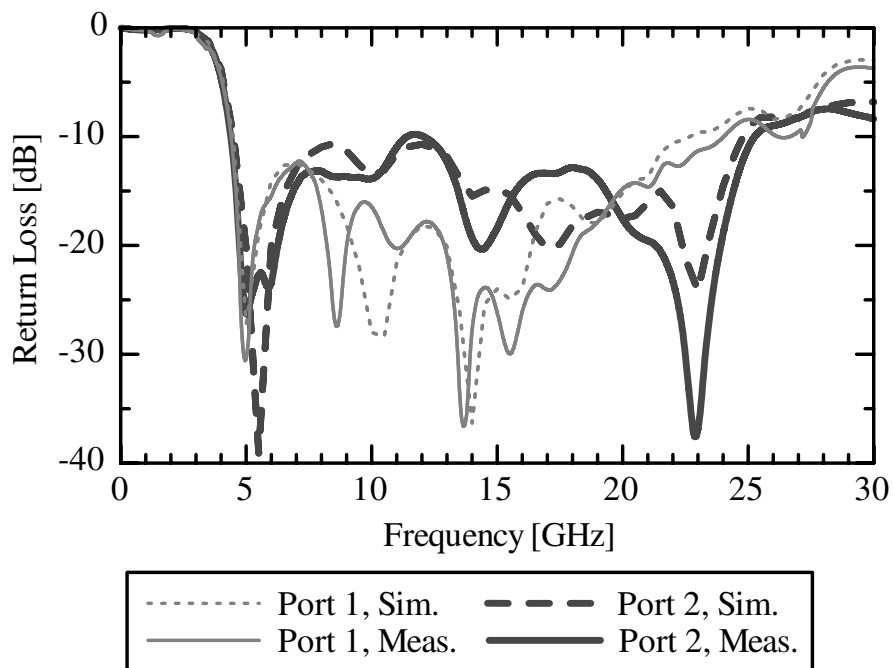


図 3.4 従来構造の QRHA の反射特性

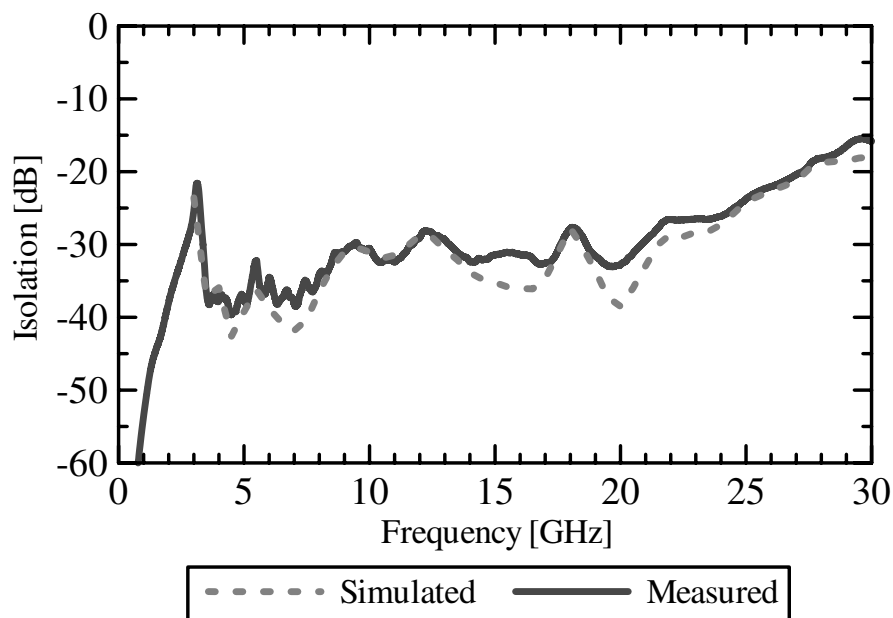


図 3.5 従来構造の QRHA のアイソレーション

次に、今回試作した QRHA の指向性パターンを、電波暗室内の遠方界測定装置にて測定した。測定周波数は、図 3.4 で測定した反射量が -10 dB 以下の帯域内で 0.5 GHz 刻みとした。また、測定する際に QRHA の非測定ポートには 50Ω の終端器を接続している。

従来構造の低域と高域における指向性パターンを図 3.6 に示す。ここで、 11 GHz は低域としてポート 1 から、 20 GHz は高域としてポート 2 から、それぞれ給電した。図 3.6 より、xz 面では 11 GHz と 20 GHz の半値幅の差が 31.1° 、yz 面では 12.8° となっており、どちらの面においても周波数が高くなるにつれてビーム幅が狭くなっていることが確認できる。なお図 3.6 において、計算結果が左右非対称となっている。これはリッジ内部にコネクタの中心導体を挿入した給電構造によるものである。今回電磁界解析したモデルでは、実際の給電構造を忠実に再現した。したがって、実測値においてもこの傾向は確認できる。

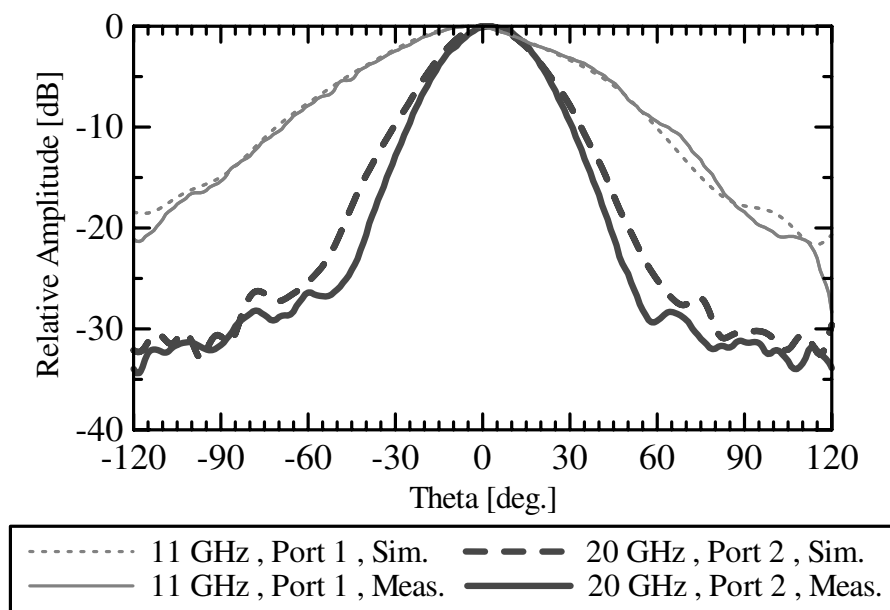
次に、試作アンテナの z 方向の半値幅について、周波数をパラメータとして測定した結果を図 3.7 に示す。図 3.7 より、周波数の上昇につれて波長に対する実効開口面積が大きくなるため、xz 面と yz 面の両面で半値幅が減少していることがわかる。また、図 3.7 において開口が正方形にも関わらず、 16 GHz 付近のポート 1 とポート 2 の半値幅が約 40° 異なっている。これは開口での位相誤差の影響によるものである。今回試作した正方形の QRHA では、周波数に対するビーム幅の変動が生じやすく [10]、H 面と比べて特にサイドローブレベルの高い E 面（ポート 1 から給電した場合の xz 面）において、この傾向が顕著になっている。なお、QRHA のフレア部を直線から曲線的な形状に加工することで、この変動は抑制可能である [10]。

3.3 直交偏波 2 帯域割り当てクアドリッジホーンアンテナ

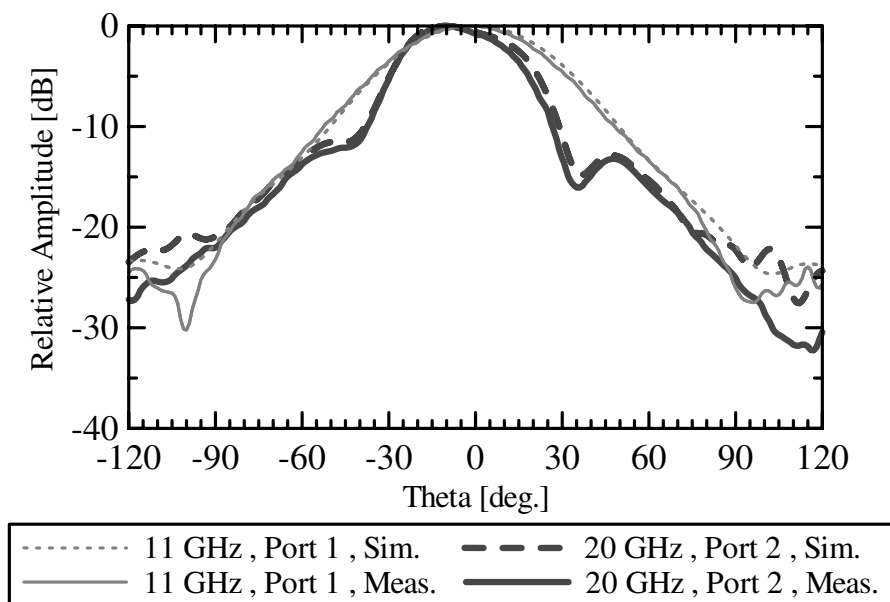
3.3.1 直交偏波の 2 帯域割り当て

従来構造の QRHA の評価により、 5 - 25 GHz において反射量が -10 dB 以下となることが確認できた。また、動作周波数帯域の低域と高域において、ビーム幅の差が大きくなる課題も明らかになった。この課題を解決するために、本研究で提案する直交偏波を 2 帯域に割り当てた QRHA について以下に述べる。

QRHA の各ポートにおける遮断周波数は、給電部とアンテナ開口の寸法に依存する。

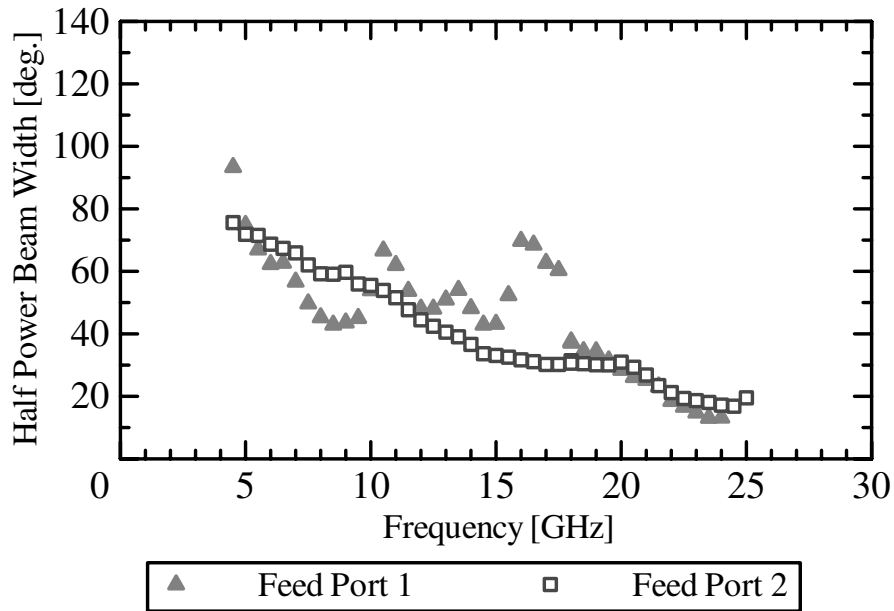


(a) xz 面

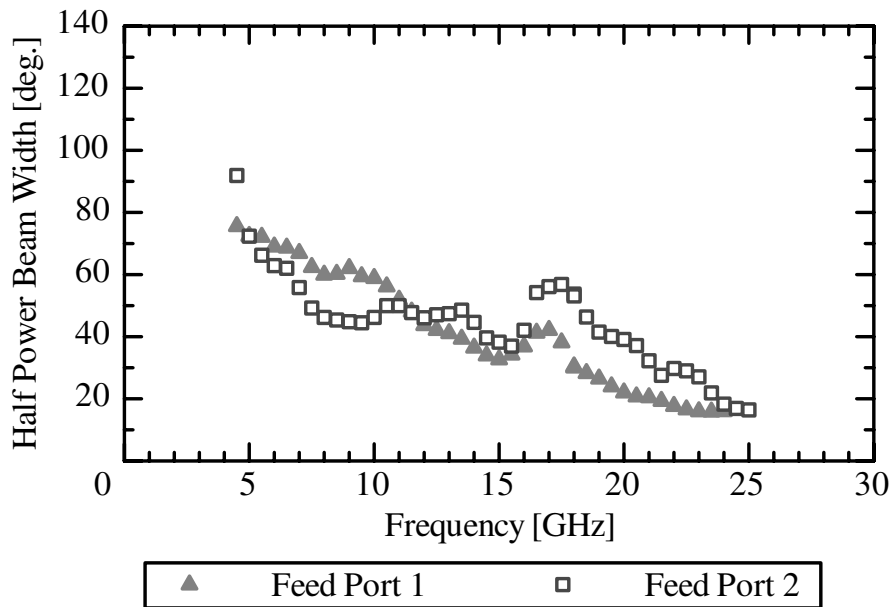


(b) yz 面

図 3.6 従来構造の指向性パターン



(a) xz 面



(b) yz 面

図 3.7 従来構造の半値幅の周波数特性

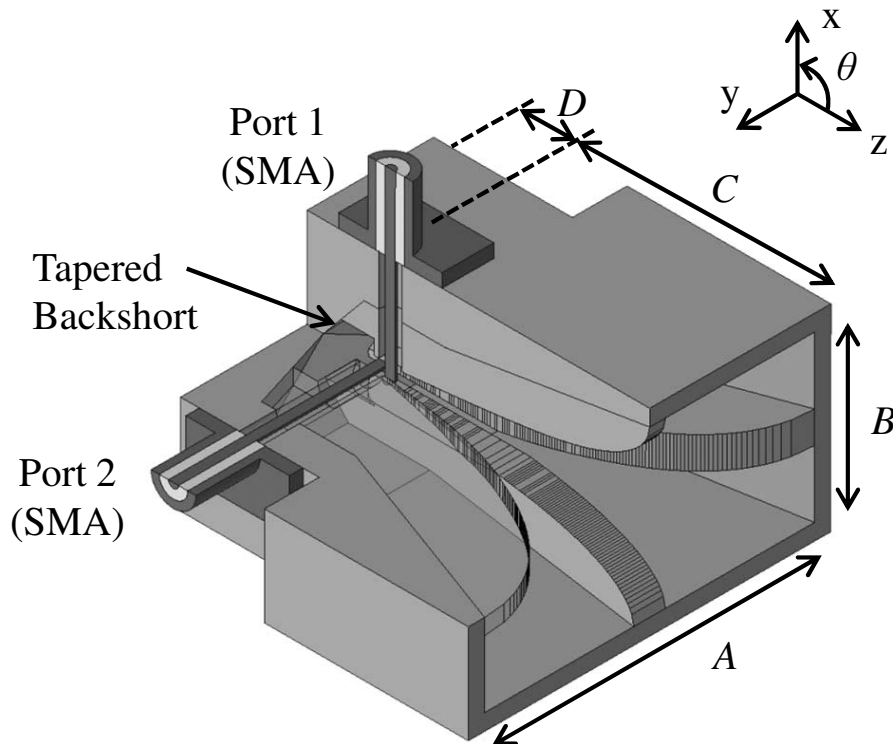


図 3.8 提案構造の QRHA

そこで、QRHA の開口部を長方形とし、給電部の遮断周波数と等しくなるように長辺の長さを決定することで、開口部の長手方向に直交するポートに低域、もう一方のポートに高域を割り当てられる。この時、クアッドリッジ導波管部分も放射方向に垂直な面で上下左右に非対称な構造にすると、低域において高次モードが励振されやすくなり、低域の上限周波数が低下するため、設計時には注意が必要である。本研究で提案する、直交偏波を 2 帯域に割り当てて受信する QRHA を図 3.8 に示す。

提案構造の QRHA は、図 3.8 のように、アンテナの開口寸法を WRI-58 と同様の $A = 40.4 \text{ mm}$ 、 $B = 20.2 \text{ mm}$ としている。これにより、ポート 1 が低域用、ポート 2 が高域用のポートと割り当てられる。なお、従来構造と提案構造を比較するため、提案構造のアンテナ開口面から給電部までの長さ C と、給電部からバックショートまでの長さ D は同値としている。

提案の QRHA を設計するときの主要な構造パラメータを図 3.9 に示す。構造パラメータの中で、クアッドリッジ導波管内を伝搬する基本波の遮断周波数と帯域幅を決める主要なパラメータは、リッジの間隔 d_x 、 d_y 及び、リッジの厚さ c_x 、 c_y となる。た

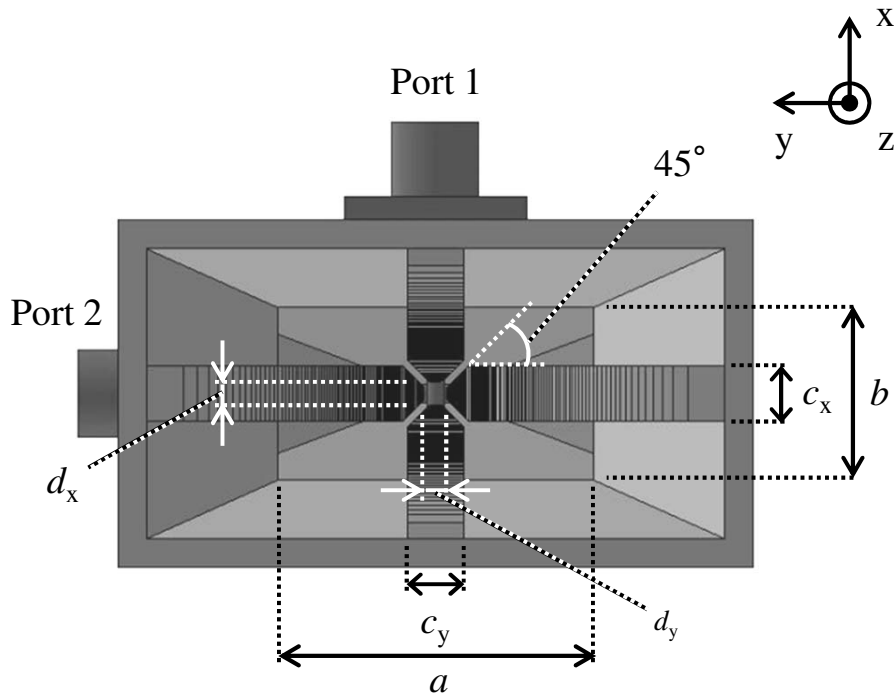
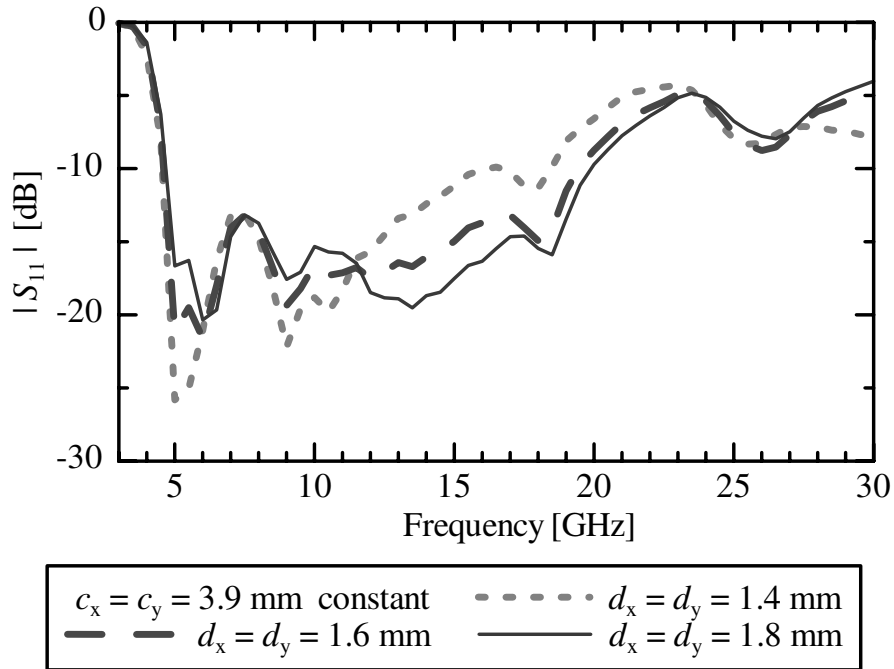


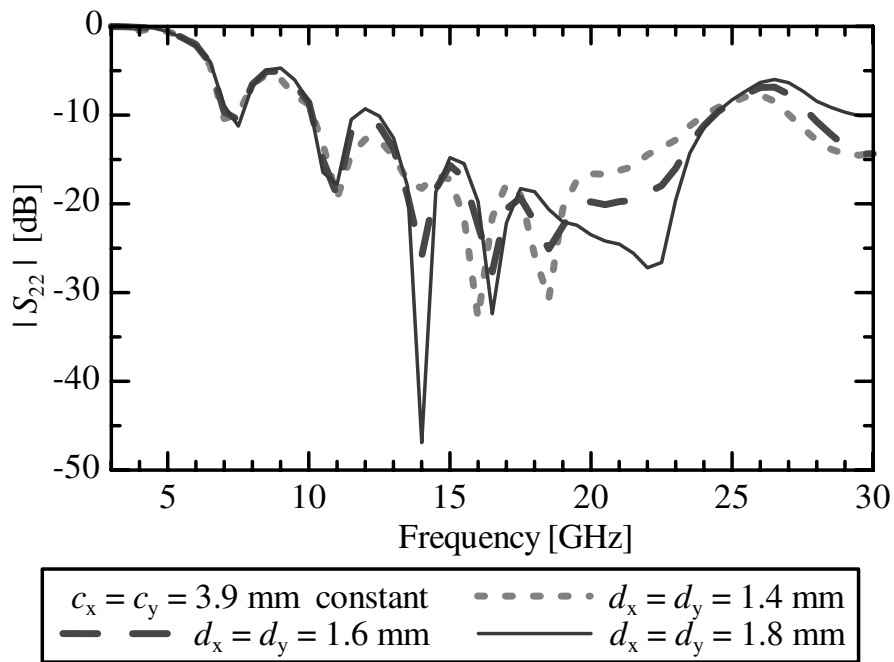
図 3.9 QRHA の主要な構造パラメータ

だし前述したように、リッジの内部には同軸構造を設けているため、 c_x 、 c_y は d_x 、 d_y に比べて設計自由度が低くなる。そこで、リッジの間隔を変化させて提案構造の設計をする。リッジの間隔 d_x 、 d_y を変化させた場合の反射特性の解析結果を図 3.10 に示す。ポート 1 の反射特性から、リッジの間隔を狭くするほど遮断周波数が低下することが確認できる。一方、ポート 2 の遮断周波数は、リッジの間隔を狭めても低域における変化量が小さく、ポート 1 の遮断周波数より高くなっている。これは、高域であるポート 2 の遮断周波数が、アンテナ開口の短辺の長さ B によって決まるためである。なお、リッジの間隔を狭くした場合に、各ポート間のアイソレーションは小さくなるので、設計時に考慮が必要である。また、遮断周波数を低くすることはリッジの厚さを厚くすることも可能だが、低域と高域のそれぞれに存在する高次モードの TE_{20L} モードや TE_{20U} モードの遮断周波数も同時に低くなるため、帯域幅を考慮して各構造パラメータを決定する必要がある [8]。

所望の帯域幅 5-25 GHz をポート 1 とポート 2 に割り当てて、各ポートにおける反射量が -10 dB 以下の帯域幅が最大となるように、図 3.9 の各パラメータを電磁界解析により最適化した結果、各パラメータは表 3.2 の値となった。最適化した提案構造のク



(a) ポート 1 の反射特性



(b) ポート 2 の反射特性

図 3.10 リッジの間隔 d_x , d_y を変化させた時の反射特性

表 3.2 最適化した提案構造の QRHA の各寸法値

Parameters	Values
Length A of aperture longer side	40.4 mm
Length B of aperture shorter side	20.2 mm
Length C of flare section	32.6 mm
Length D of transition section	7.4 mm
Length a of waveguide longer side	22.0 mm
Length b of waveguide shorter side	12.0 mm
Width c_x, c_y of ridges	3.9 mm
Dimension d_x, d_y of gaps	1.6 mm

アッドリッジ導波管部分における位相定数と、QRHA の利得の解析結果を図 3.11 と図 3.12 に示す。なお、反射特性については次節で述べる。図 3.11 より、今回の設計ではリッジの間隔を狭くしたため、基本波の TE_{10} モードと TE_{11} モードの遮断周波数はほぼ重なっており、高次の伝搬モードも 15 GHz から発生することがわかる。そこで、反射量を小さくすることだけではなく、高次モードの発生により z 方向のビームが割れないように、クアッドリッジ導波管のバックショート面から給電部にかけて図 3.8 のようにテーパ構造とした [9]。その結果、17 GHz でビームが割れるのを抑制でき、図 3.12 より 4.5-28.5 GHz でアンテナ利得の変動は 9.3 dB となり、フラットな周波数特性が得られた。

3.3.2 アンテナの試作特性

提案構造の有効性を計算だけでなく実験によっても評価するため、設計した提案構造の QRHA を試作した。まず初めに、試作した QRHA の写真を図 3.13 に示す。なお、図 3.13 には比較対象として従来構造の QRHA も示している。図 3.13 からわかるように、提案構造の QRHA は従来構造と比べて体積が半分で小型化を実現しているため、放射計への組込みに適している。

次に、提案構造の反射特性とアイソレーションを図 3.14 と図 3.15 に示す。図 3.14 より、提案構造では反射量が -10 dB 以下の帯域幅は、ポート 1 とポート 2 を組み合わせることで 20.4 GHz (5.4 : 1) となっており、従来の半分の体積にもかかわらず、ほ

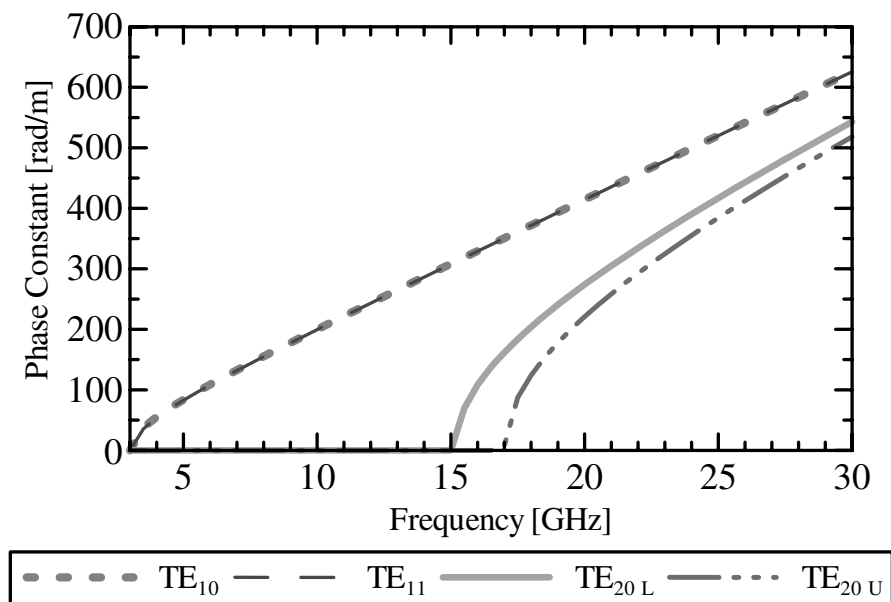


図 3.11 提案構造のリッジ導波管の伝搬モード解析結果

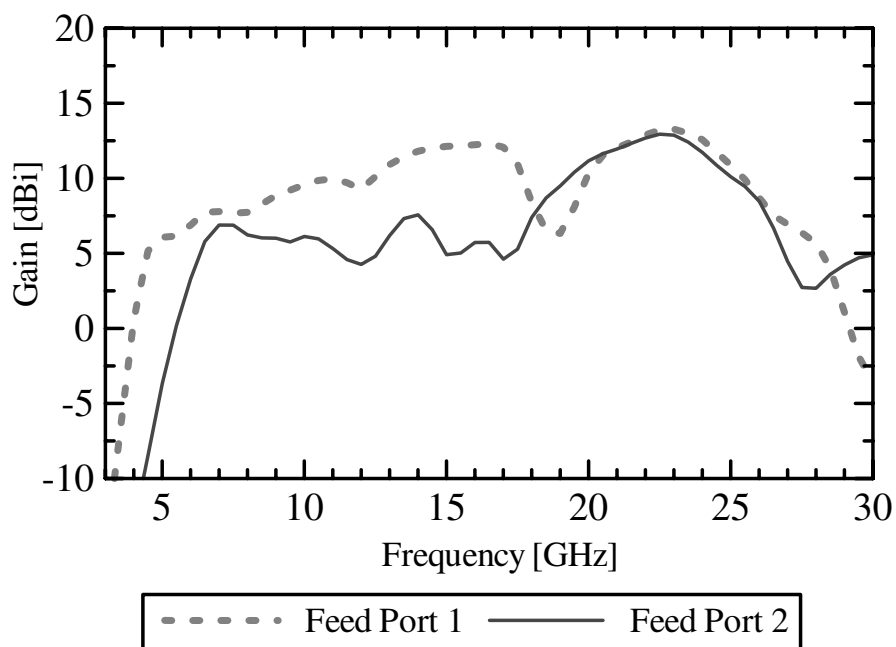


図 3.12 試作した QRHA の利得

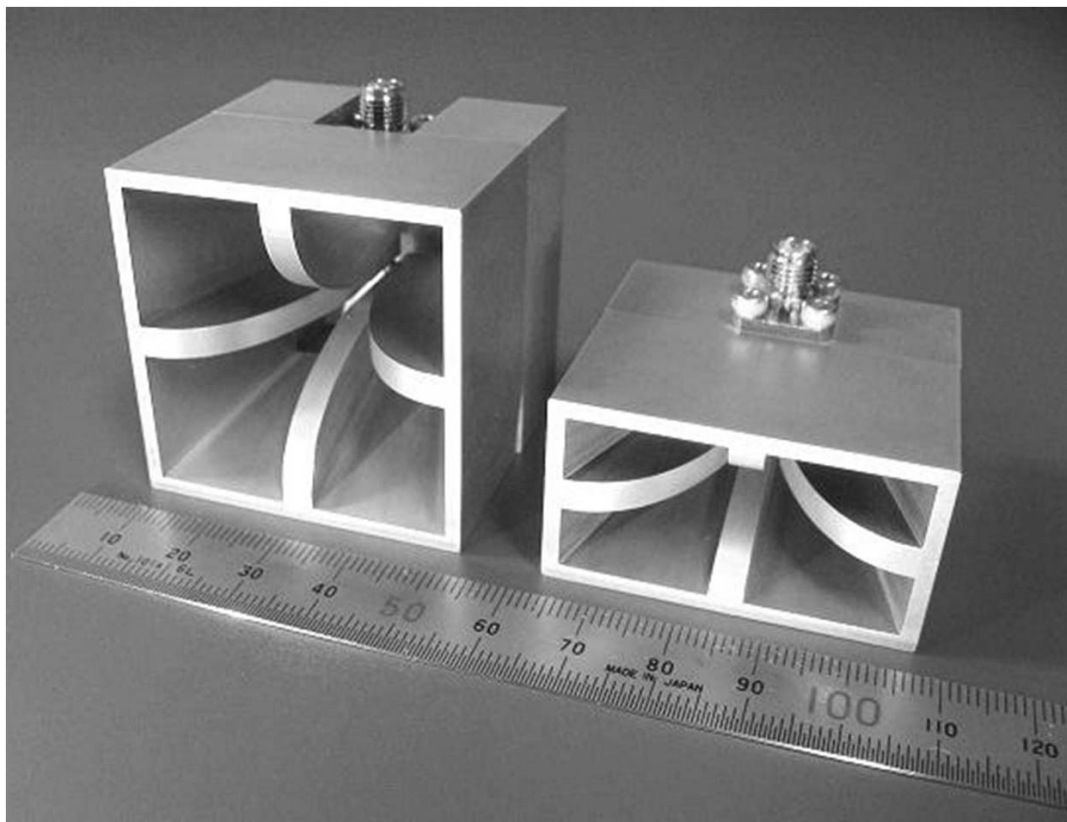


図 3.13 試作した QRHA (左：従来構造, 右：提案構造)

ぼ同等の帯域幅を満足することができる。また、電磁界解析結果と実測値は概ね一致しているが、15-20 GHz 付近で周波数特性がわずかに異なっている。これは、試作における給電部のわずかな寸法誤差により、 TE_{20L} モードや TE_{20U} モードが発生し始める周波数が変化したことが原因の一つではないかと考えられる。また、QRHA の各ポート間のアイソレーションは、反射量が -10 dB 以下の帯域内において、設計通り、ほぼ -20 dB 以下となっている。次に、試作した QRHA の指向性について検証する。

提案構造の利得と反射特性の結果から、各ポートの動作周波数帯域について低域を 4.6-17.5 GHz、高域を 15-25 GHz として、各帯域の中心周波数である 11 GHz と 20 GHz の指向性パターンを比較する。提案構造の指向性パターンを図 3.16 に示す。なお、11 GHz は低域としてポート 1 から、20 GHz は高域としてポート 2 から、それぞれ給電した。まず、xz 面では、従来構造の 11 GHz と 20 GHz の半値幅の差が 31.1° だったのに対し、提案構造では 20 GHz のビーム幅が広がったことで、 18.8° と差が小

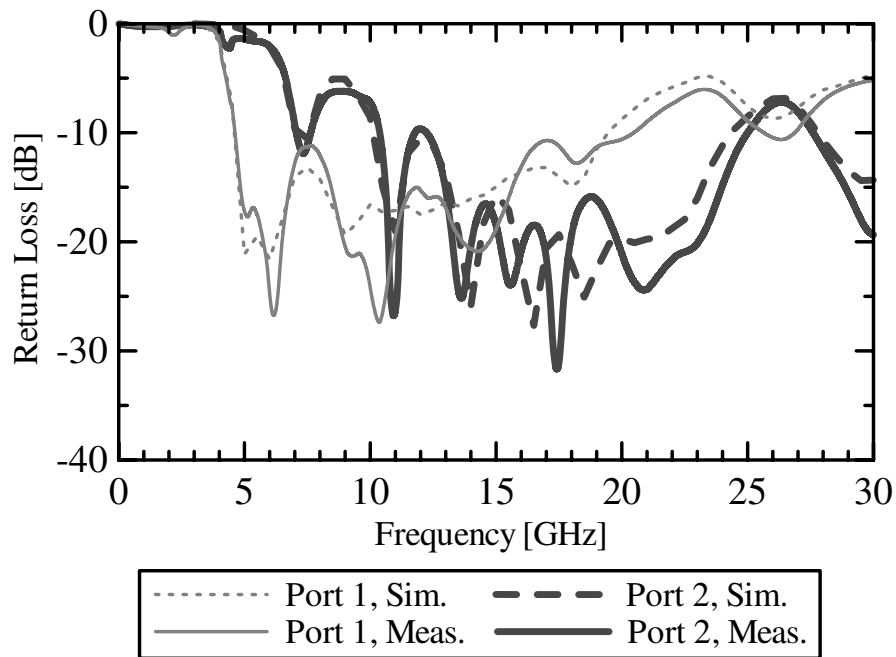


図 3.14 提案構造の QRHA の反射特性

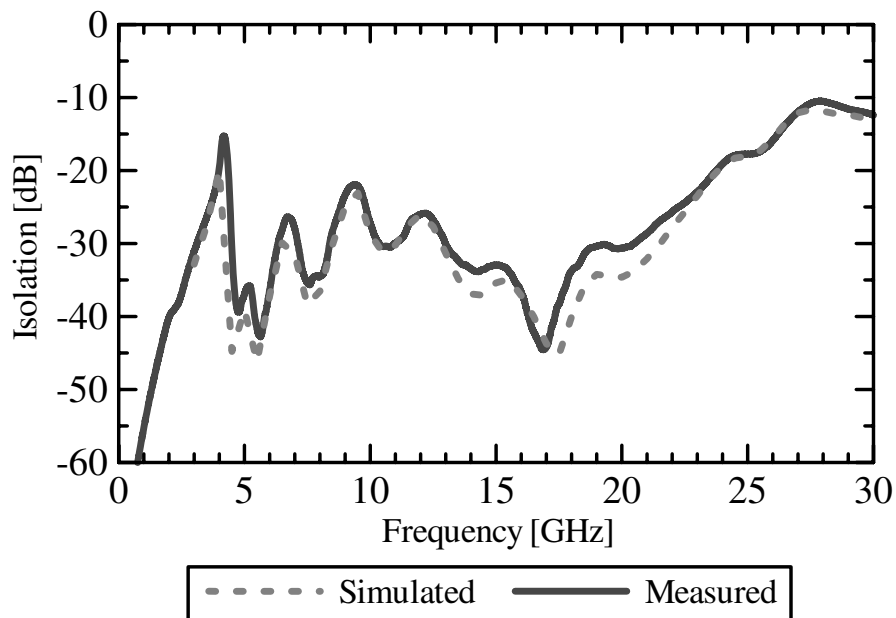
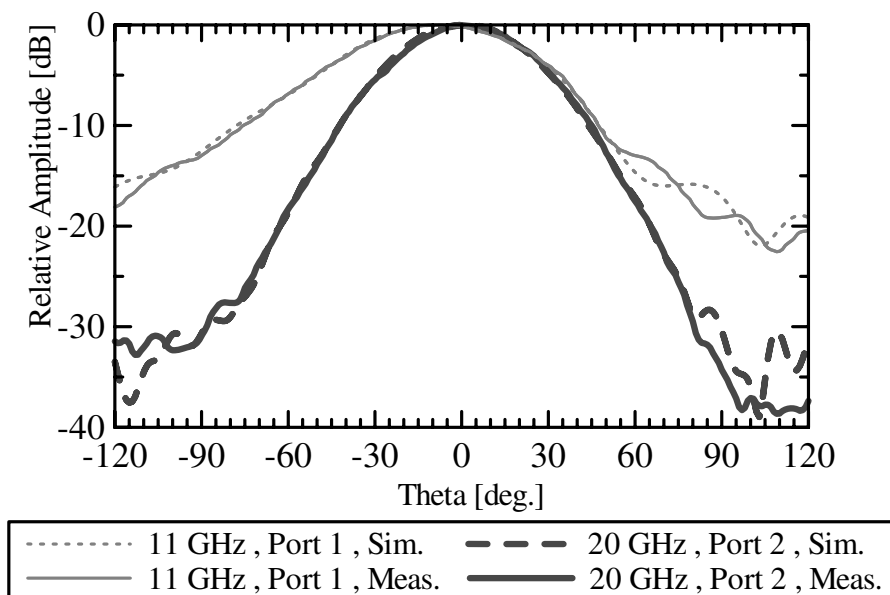


図 3.15 提案アンテナのアイソレーション

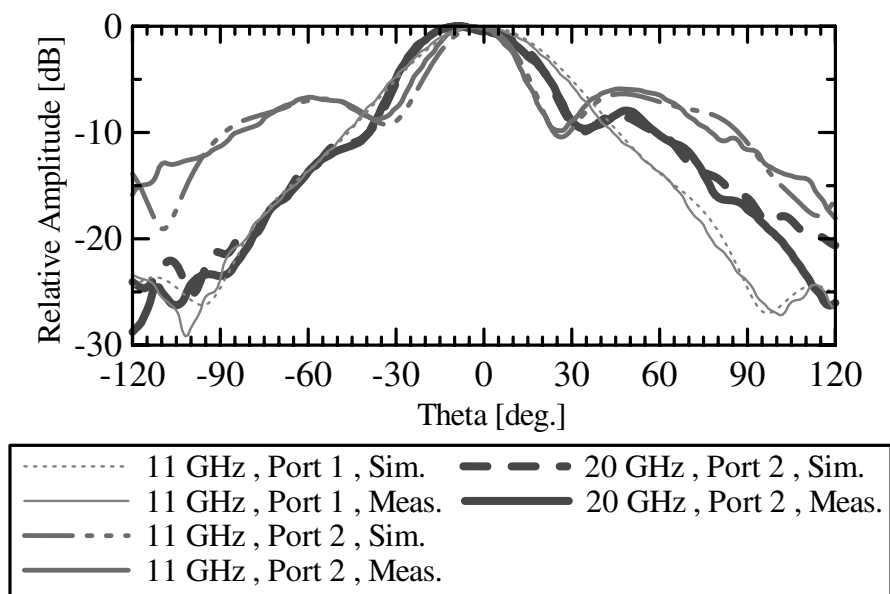
さくなっている。また、yz 面では、従来構造の半値幅の差が 12.8° だったのに対し、提案構造では差が 3.1° である。どちらの面においても提案構造は従来構造と比較して、各帯域の中心周波数におけるビーム幅の差が小さくなることが確認できる。

次に、試作アンテナの z 方向の半値幅について、周波数をパラメータとして測定した結果を図 3.17 に示す。図 3.17 より、従来構造と比べて提案構造では、開口面積の減少による半値幅の増加があるものの、アンテナ開口の長辺の長さが従来構造と等しいため、周波数の上昇に対して xz 面の半値幅が単調減少する傾向に変わりはない。しかしながら、yz 面においてポート 2 から給電した場合に、15 GHz に極大点が存在し単調減少ではなくなっている。15 GHz の前後で半値幅の傾向が大きく変化する原因を明らかにするため、QRHA の開口における電磁界分布を計算した。ポート 2 から給電した場合の、電界の絶対値分布を図 3.18 に示す。提案構造のクアッドリッジ導波管部分では基本モードとして励振しているものの、アンテナの開口近傍では矩形導波管の構造とみなせる。したがって、ポート 2 からの給電時に、矩形導波管の TE_{11} モードや TE_{21} モードなどの高次モードが発生し、 TE_{01} モードに合成される。その結果、11 GHz では開口の電界分布が y 方向に一様ではなくなり、図 3.16 のようにサイドローブが高く、メインローブが細く形成されるものと考えられる。一方、20 GHz では、より高次の伝搬モードの発生も考えられるが、合成された y 方向の電界分布が一様なため、効率よく z 方向に放射される。図 3.12 の 10-15 GHz で、ポート 2 の反射量が小さいにもかかわらず利得が上昇しないのは、この高次モードの発生により効率良くアンテナから放射されないことが主な原因であると考えられる。

最後に、従来構造と提案構造の低域と高域における半値幅の差について検討する。放射計に用いられるアンテナは、ある周波数帯域の熱雑音の信号を受信する。そこで、今回試作した二つのアンテナについて低域を 4.6-17.5 GHz、高域を 15-25 GHz とした場合の低域と高域における半値幅について各帯域の平均値を比較する。図 3.7 より、従来構造の半値幅は xz 面の低域が 56.6° 、高域が 26.5° で、yz 面の低域が 52.1° 、高域が 37.0° である。一方、図 3.17 より提案構造では xz 面の低域が 70.5° 、高域が 47.0° で、yz 面の低域が 50.6° 、高域が 49.9° である。したがって、低域と高域の半値幅の差は xz 面と yz 面共に提案構造の方が小さく、特に yz 面において QRHA の各ポートの受信帯域をずらし、低域と高域に割り当てた効果が大きいことが明らかになった。提案構造におけるこの特長は、低域と高域に分けて熱雑音を受信する場合に、深さ方向の輝度温度分布を精度よく得ることを容易にする。

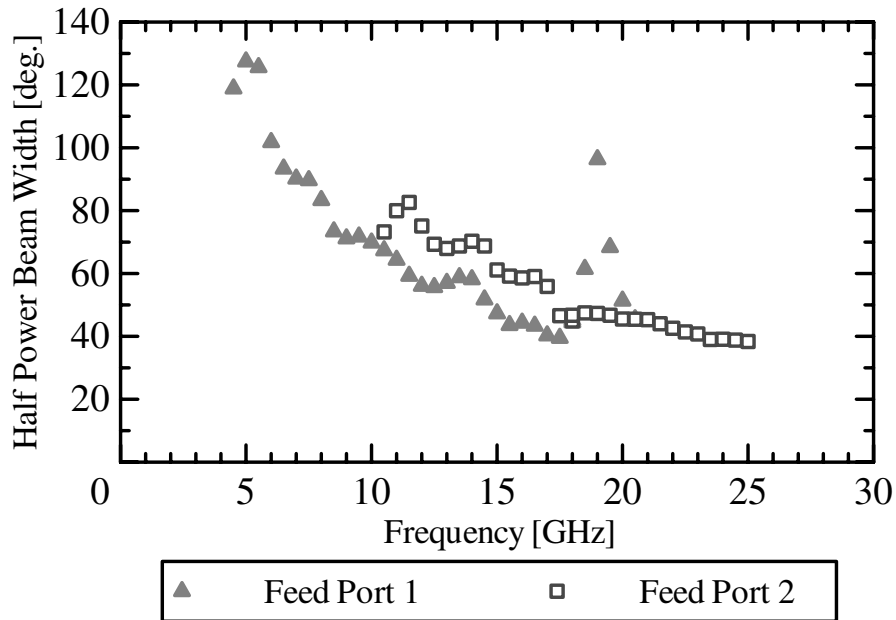


(a) xz 面

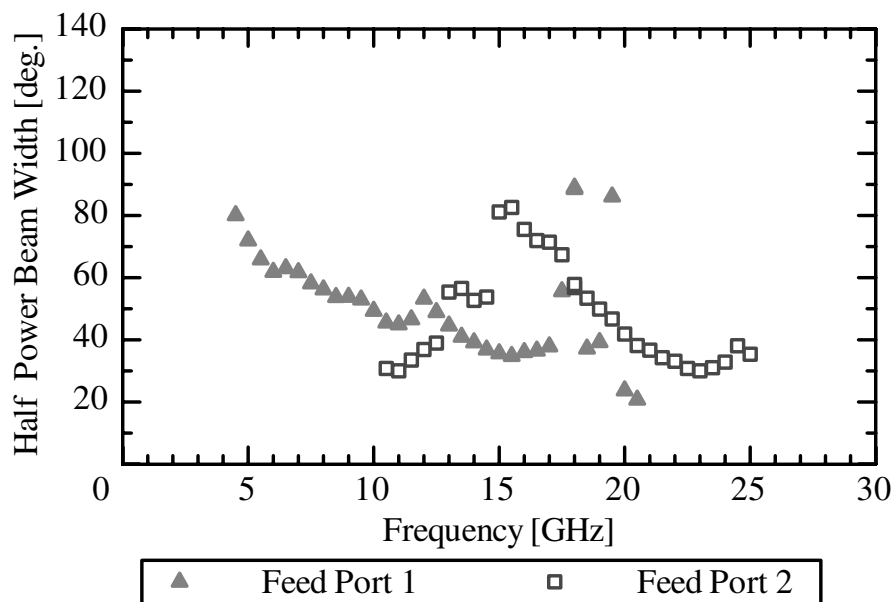


(b) yz 面

図 3.16 提案構造の指向性パターン

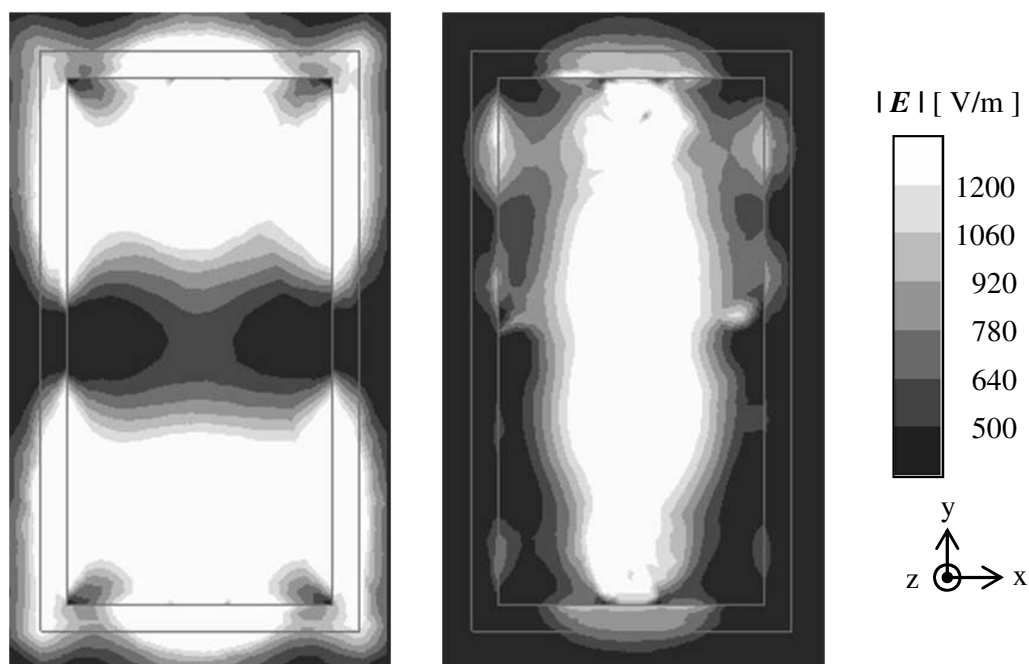


(a) xz 面



(b) yz 面

図 3.17 提案構造の半値幅の周波数特性



(a) 11 GHz

(b) 20 GHz

図 3.18 開口面における電界分布（ポート 2 給電時）

3.4 近傍界における受信範囲の比較

提案構造の QRHA を設計するのに、ここまでは遠方界のアンテナ特性を考慮してきた。しかしながら、熱雑音を受信するアプリケーションでは、アンテナにアイソレータを接続して、近傍界にある物体をセンシングすることも考えられる [11]。そこで次に、近傍界における従来アンテナと提案アンテナの受信範囲についても比較する。

近傍界に配置した物体から放射される熱雑音をアンテナで受信する場合に、計測する物体の、どの部分から放射された熱雑音を受信するのかについて把握することは非常に重要である。そこで今回は、アンテナの前方に比誘電率の高い水を配置し、アンテナから放射した場合の水の中における電力分布を求めることで、近傍界における受信範囲の検証する。

試作した二つの QRHA について、11 GHz と 20 GHz における水中の電力分布を電

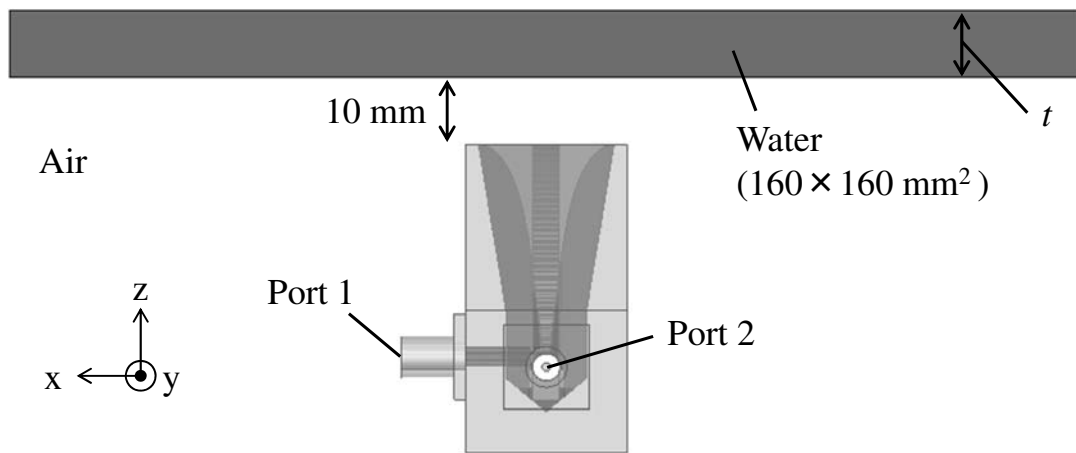


図 3.19 近傍界におけるセンシング範囲の解析モデル

磁界解析により求める．解析したモデルを図 3.19 に示す．なお，提案構造は幅の広い指向性を有するため，メッシュ数と CPU のメモリ数との関係から，QRHA の 10 mm 前方に水を配置した．配置した水の寸法は，幅と奥行きが 160 mm 角で，周波数に関わらず一定である．水の厚さと電気的特性は 11 GHz の場合，厚さ $t = 10$ mm，比誘電率と誘電損失は [12] より， $\epsilon_r = 60.32$ と $\tan \delta = 0.5215$ と設定している．また，20 GHz では， $t = 4$ mm， $\epsilon_r = 40.43$ ， $\tan \delta = 0.8998$ とした．電磁界解析により求めた電力分布を図 3.20 と図 3.21 に示す．なお，アンテナへの給電は，11 GHz がポート 1 から，20 GHz ではポート 2 から行った．

図 3.20 の xz 面の電力分布を見てみると，従来構造では周波数によって x 方向の電力の広がり（受信範囲）が大きく変化している．一方，提案構造では周波数による x 方向の受信範囲の変化量は小さい．また， yz 面においても遠方界の指向性パターンと同様に，従来構造より提案構造の方が周波数に対する y 方向の受信範囲の変化は小さくなっている．ただし，図 3.16 では提案構造の xz 面において，20 GHz のビーム幅が従来構造よりも広がることで，周波数に対する半値幅の差が小さくなる傾向にあった．電力分布においてもそのような傾向は見られるが，アンテナの開口が半分になったことで，11 GHz の x 方向の受信範囲が狭まることも，周波数による受信範囲の差が小さくなる要因の一つになっていると考えられる．

次に，低域（4.6-17.5 GHz）と高域（15-25 GHz）についても同様に図 3.19 のモデルを用いて，試作した二つのアンテナの近傍界における受信範囲の違いについて検証する．電磁界解析は 0.5 GHz 刻みで行い，低域と高域における受信範囲の平均値を比較

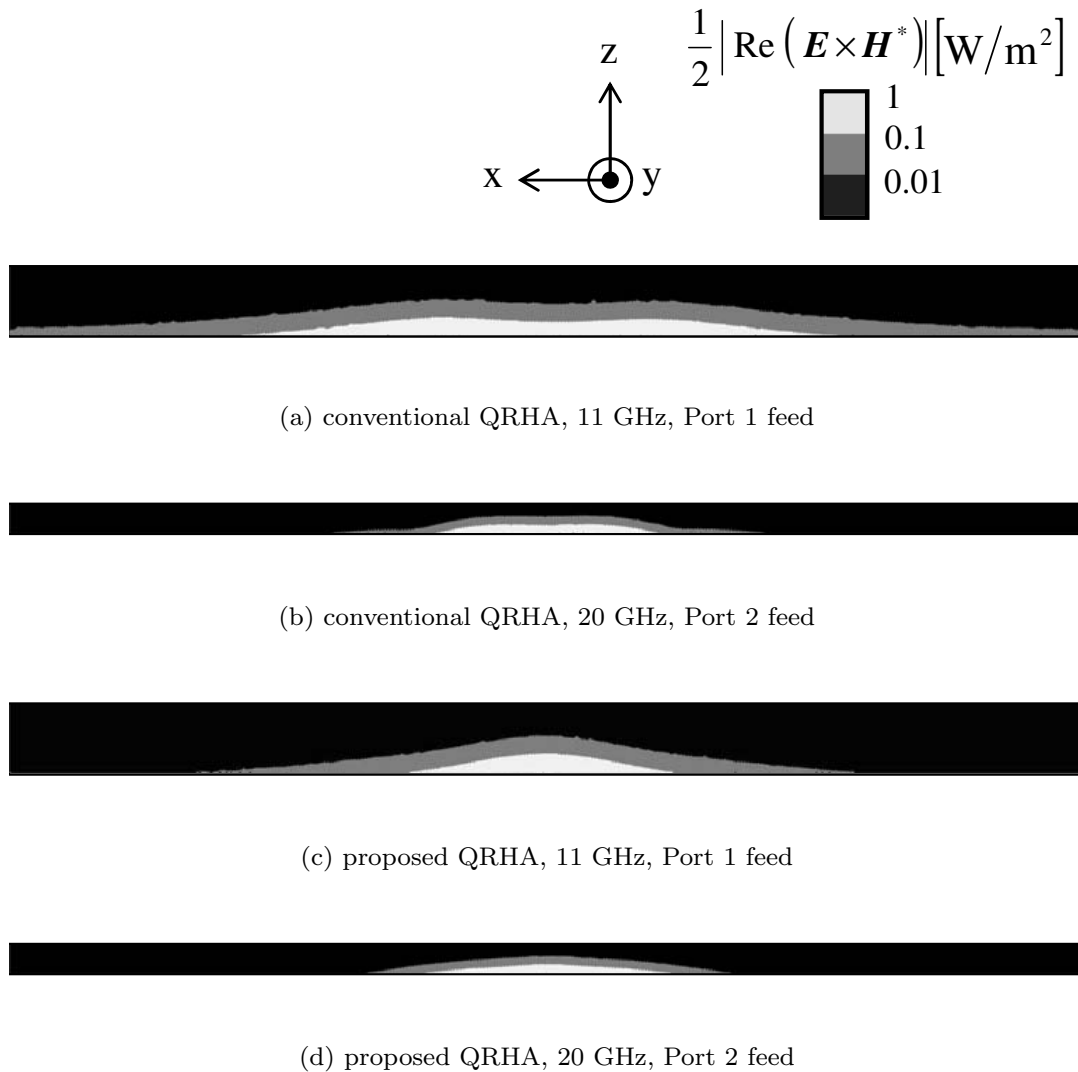


図 3.20 xz 面における電力分布解析結果

する。なお、各周波数における受信範囲の定義は、解析により得られた水中の電力分布の xz 面と yz 面のそれぞれについて、電力最大値から 10 dB 低下する x 方向及び y 方向の点の幅とした。解析結果より従来構造の受信範囲は xz 面の低域が 62.9 mm、高域が 47.3 mm で、yz 面の低域が 45.0 mm、高域が 48.6 mm となった。一方、提案構造では xz 面の低域が 44.2 mm、高域が 31.3 mm で、yz 面の低域が 45.8 mm、高域が 47.3 mm となり、低域と高域における受信範囲の差は提案構造の方が xz 面と yz 面共に小さいことが明らかになった。さらに、提案構造と比較して従来構造では、xz 面と

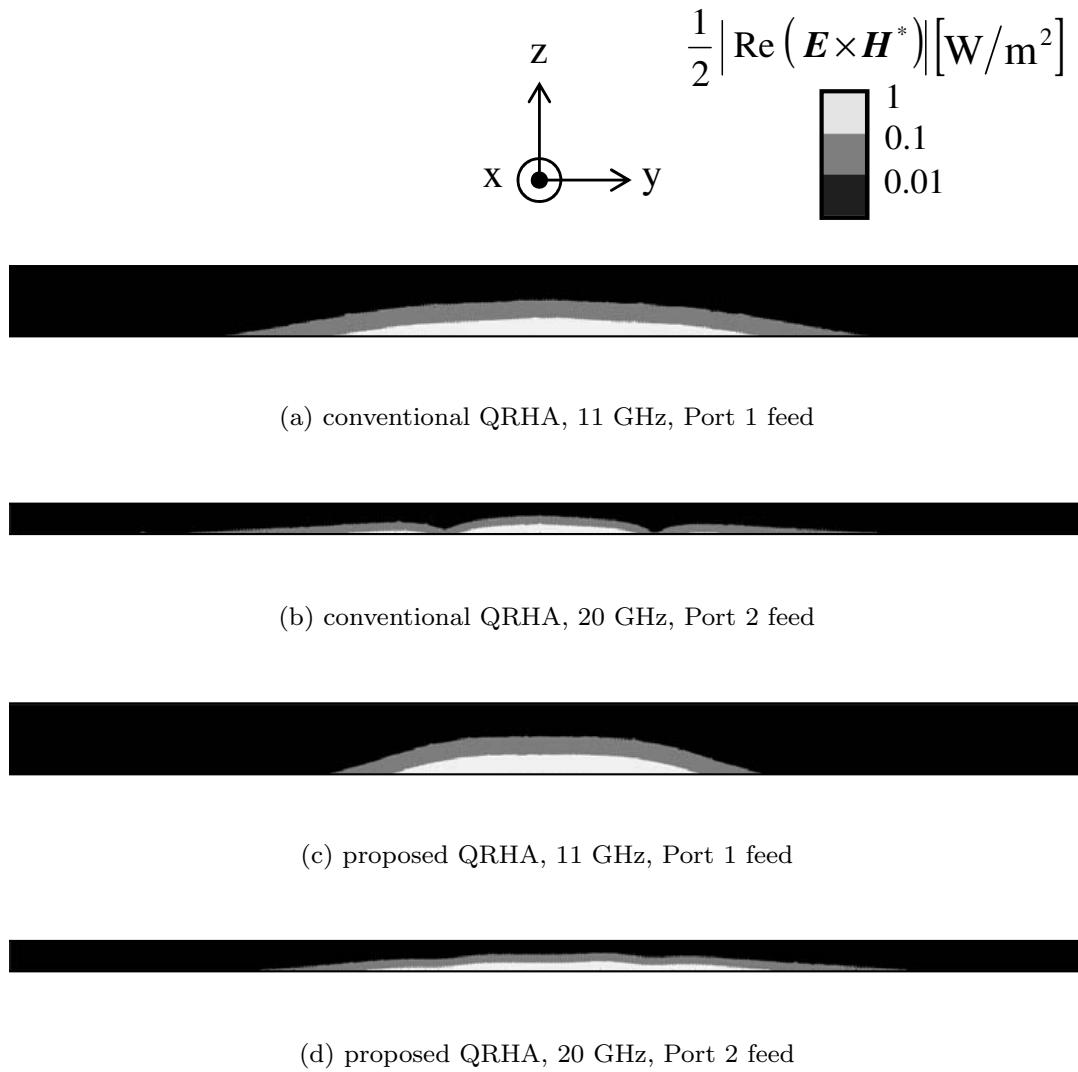


図 3.21 yz 面における電力分布解析結果

yz 面の両面で周波数が高くなるにつれて、近傍界における x 方向及び y 方向の受信範囲が図 3.21(b) のように分裂する周波数が存在しやすいことも確認している。

3.5 むすび

本章では、輝度温度分布推定に適した広帯域受信アンテナとして、一般的な同軸線路給電型の QRHA を改良し、動作周波数帯域の低域と高域に直交する偏波を振り分けた 2 ポートアンテナを提案した。

まず、従来構造と提案構造の QRHA について概説し、提案構造の設計方法について述べた。次に、それぞれのアンテナを設計・試作し、有限要素法による電磁界解析、および実験により定量的に評価した。その結果、従来構造の QRHA により、所望帯域の 5-25 GHz で反射量 -10 dB 以下を満足できることを示した。また提案構造は、従来構造の半分の体積にもかかわらず、反射量が -10 dB 以下の帯域幅は各ポートを併用することで 20.4 GHz (5.4 : 1) となり、従来構造と同等の動作周波数帯域幅を維持できることを示した。なお、提案構造のポート間のアイソレーションは従来構造と同様に、反射量が -10 dB 以下の帯域にわたってほぼ -20 dB 以下で、反射量が小さく低損失なアンテナを実現できた。さらに、各アンテナについて半値幅の周波数特性を比較検証することで、提案構造の方が低域と高域におけるビーム幅の差を小さくできることを示した。最後に、放射計による輝度温度分布の推定を想定し、近傍界における受信範囲について電磁界解析により検証した。各アンテナの 10 mm 前方に配置した水中における電力分布を比較した結果、近傍界においても、各周波数帯域の受信範囲幅の差を小さくできることを示し、提案構造の有用性を明らかにした。

今後の課題としては、提案構造の QRHA により、輝度温度分布の推定精度をどの程度改善できるのかについて、実際に水槽や生体ファントムを用いて実験により検証することが挙げられる。また、今回設計した QRHA は、自由空間の特性インピーダンスと整合するように、リッジの曲線を最適化設計した。マイクロ波帯におけるヒトの組織の特性インピーダンスはおよそ $50-110 \Omega$ である [13]。したがって、ヒトと放射計の距離が接触するほど近い場合には、アンテナをヒトの組織のインピーダンスと整合するように設計することで、アンテナと組織の境界面における反射の影響を減らせることができると考えられる。

参考文献

- [1] K. Mizuno, H. Matono, Y. Wagatsuma, H. Warashina, H. Sato, S. Miyanaga, and Y. Yamanaka, "New applications of millimeter-wave incoherent imaging," 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, no.WE2C-3, Long Beach, CA, June 2005.
- [2] 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.
- [3] 中井 直正, 坪井 昌人, 福井 康雄, "宇宙の観測 II - 電波天文学," 日本評論社, 東京, 2009.
- [4] T. Sugiura, Y. Kouno, A. Hashizume, H. Hirata, J.W. Hand, Y. Okita, and S. Mizushina, "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., San Francisco, CA, Sept. 2004.
- [5] P. H. van der Merwe, J. W. Odendaal, and J. Joubert, "A wide bandwidth compact quad-ridged horn antenna," 15th Int. symposium of ANTEM, Toulouse, France, June 2012.
- [6] K. Yamada, K. Sakakibara, N. Kikuma, T. Arakawa, T. Sakamoto, and M. Takeda, "A quad-ridged horn antenna for estimating distribution of brightness temperature," Vietnam-Japan Int. Symposium on Antennas and Propagation, pp.299-303, Jan. 2014.
- [7] 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.
- [8] W. Sun and C. A. Balanis, "Analysis and design of quadruple-ridged waveguides," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.42, no.12, pp.2201-2207, Dec.

1994.

- [9] 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.
- [10] O. B. Jacobs, J. W. Odendaal, and J.Joubert, “Elliptically shaped quad-ridge horn antennas as feed for a reflector,” *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol.10, pp.756-759, 2011.
- [11] 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.
- [12] T. Meissner and F. J. Wentz, “The complex dielectric constant of pure and sea water from microwave satellite observations”, *IEEE Trans. Geosci. and Remote Sens.*, vol.42, no.9, Sept. 2004.
- [13] Z. M. Zhang, B. K. Tsai, and G. Machin, *Radiometric temperature measurements II. Applications*, Elsevier, Amsterdam, 2010.

第4章 一層基板で構成された平面線路・クアドリッジ導波管変換器

4.1 まえがき

マイクロ波及びミリ波などの高周波では、波長が短くなるにつれてアンテナが小さくなるため、高い製作精度が要求される。また、装置全体の小型・軽量化が求められるため、アンテナだけでなく給電回路や高周波回路にも小型・軽量化が要求される。これらの要求に対応する技術の一つとして、種々の伝送線路により構成されるアンテナや給電回路・高周波回路を相互接続し、各構成装置の一体化を可能にする伝送線路変換器が挙げられる。これまでに、平面線路と金属の矩形導波管を接続する変換器として、広帯域に動作するマイクロストリップ線路・導波管変換器などが提案されている [1]。アンテナと給電回路・高周波回路を相互接続する伝送線路変換器には、いくつもの組み合わせが考えられるため、様々な種類の伝送線路変換器の開発が望まれる。

独立した二つの偏波を広帯域に受信可能なアンテナとして、クアドリッジホーンアンテナ (QRHA : Quad-ridged horn antenna) がある。厚さの平均値が 2 mm [2] であるヒトの皮膚内部の輝度温度を計測するために第3章で開発した、給電部が同軸構造の QRHA では、動作周波数帯域の 5-25 GHz で反射量が -10 dB 以下であった [3]。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 4.1 に示した同軸構造による給電が一般的である [4]。一方、微弱な熱雑音を計測する場合には、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 [5]。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。

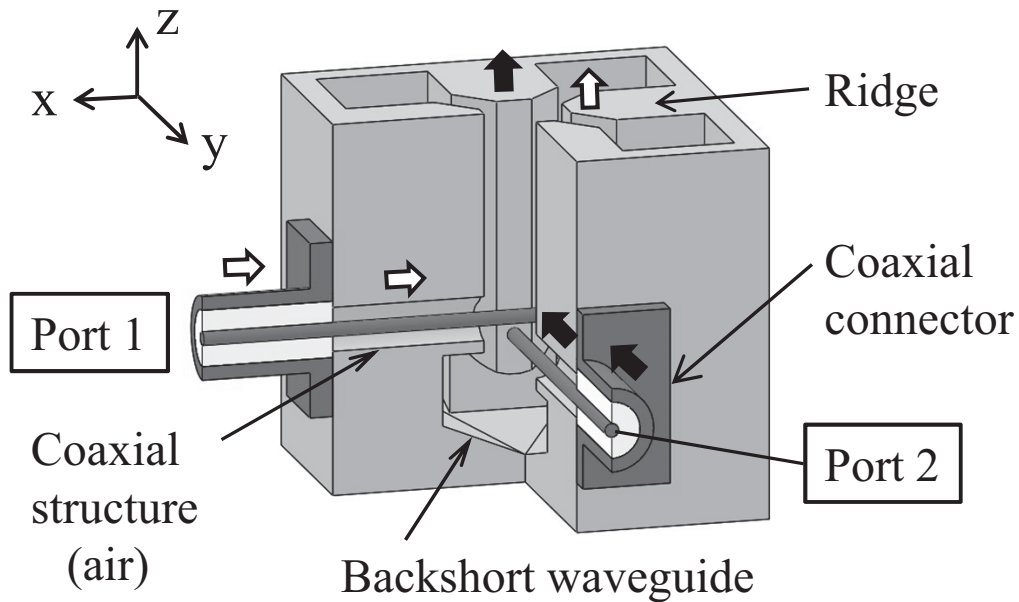


図 4.1 同軸・クアドリッジ導波管変換器

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 [6]．この技術をもとに本章では，一層の誘電体基板上に提案の新構造を導入した広帯域な MS-QRWG 変換器の開発を試みる．

さらに，従来の同軸構造の QRHA は電波望遠鏡用のフィードへの適用が有望であるものの，同軸導波管変換部構造の複雑さがゆえに，18 GHz 以上の周波数帯域を対象とした開発例が少なかった [4]．たとえば従来構造では，図 4.1 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 [4]．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．

本章では QRHA と受信機を直に接続する伝送線路変換器の開発を目的として、開口が正方形である従来の同軸線路給電型 QRHA と同等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 [7]. まず初めに、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る. 次に、変換器単体の特性を電磁界解析および実験により定量的に評価した結果を示す. そして、単体評価した提案の変換器を用いた平面線路給電型 QRHA と、従来の同軸線路給電型 QRHA について、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する.

4.2 マイクロストリップ線路・クアッドリッジ導波管変換器

4.2.1 変換器の構成

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ッドリッジ導波管は、一般的に、図 4.1 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に短絡させることで、同軸線路とクアッ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ッ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、クアッ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 [8]. 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 [9]. 図 4.2 に、第 3 章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線路・クアッ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 4.2 においても各ポートの周波数特性は異なっている. さらに従来構造では、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

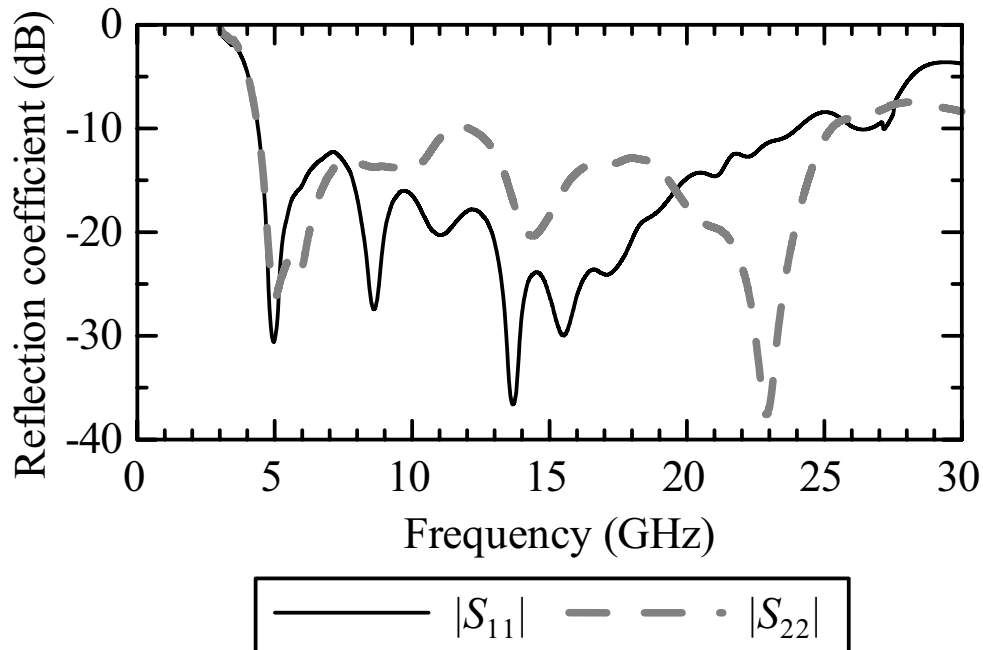


図 4.2 正方形開口を有する同軸線路給電型 QRHA の反射特性測定結果

だった [9]. 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 4.3 に提案の一層基板型 MS-QRWG 変換器を示す. 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 4.4(a) と図 4.4(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 4.4(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

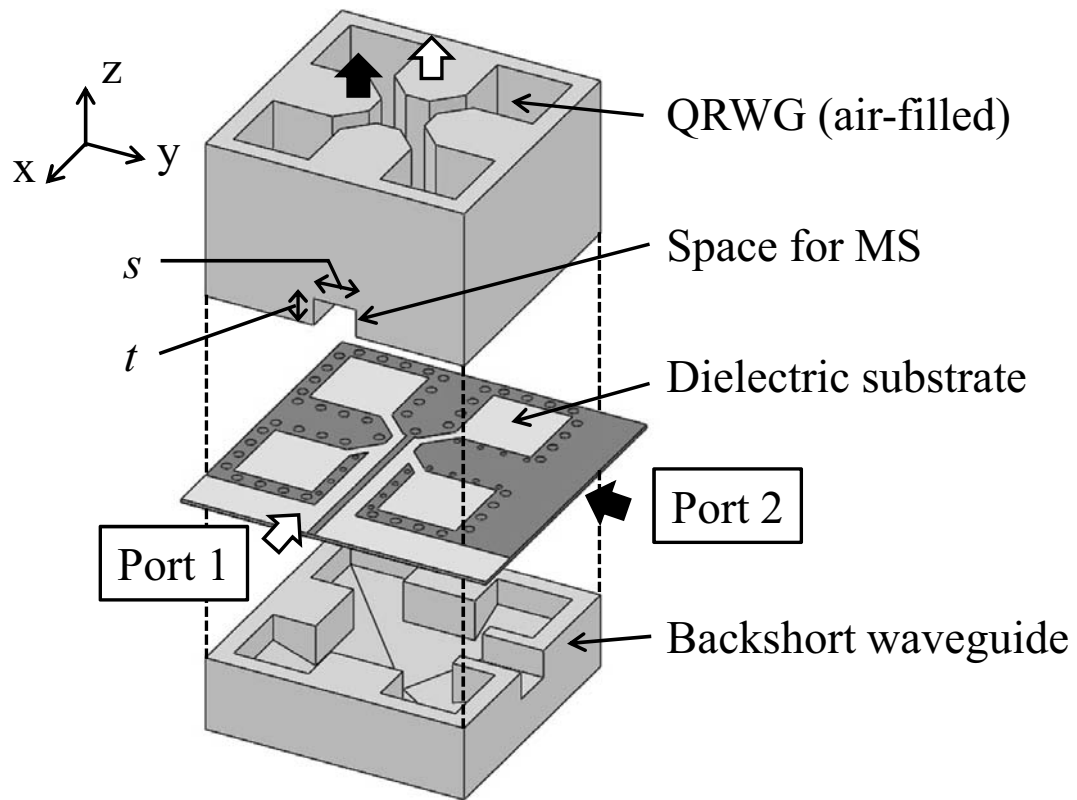
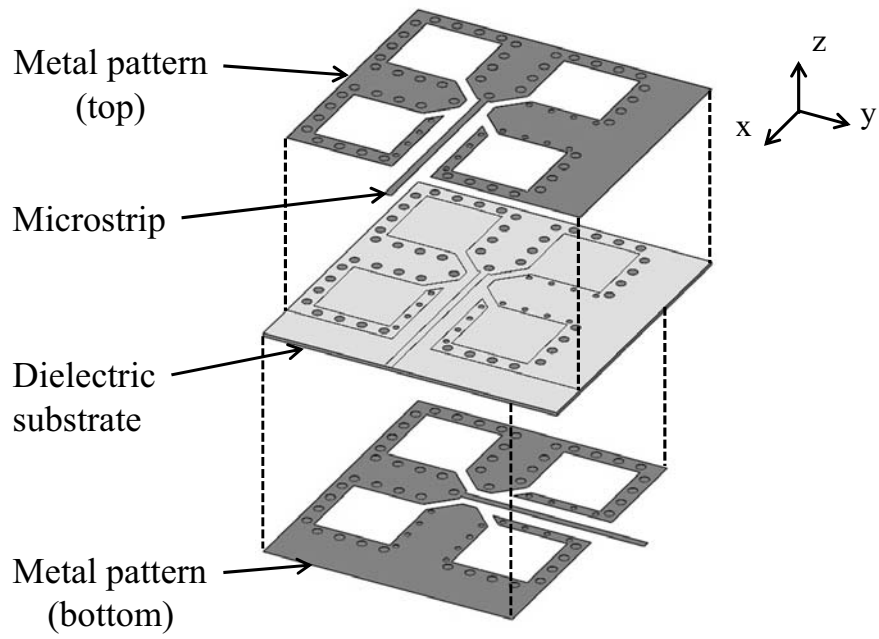
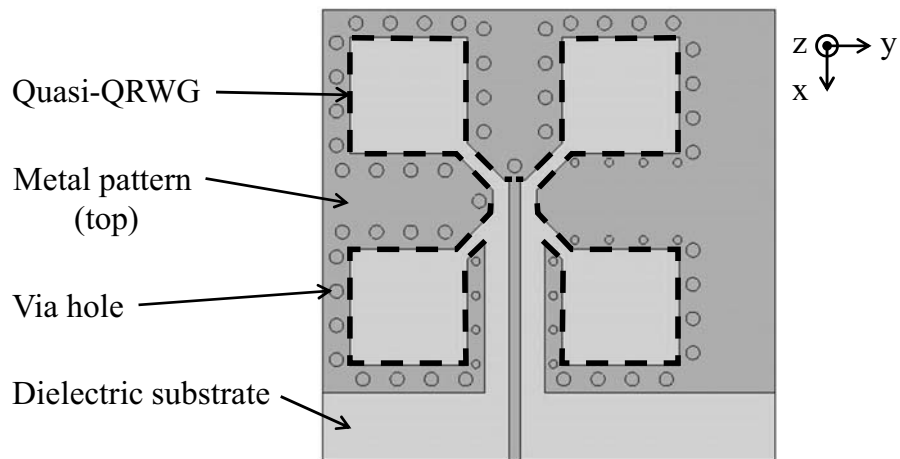


図 4.3 一層基板型 MS-QRW 変換器の構造 ($s = 2.3 \text{ mm}$, $t = 1.6 \text{ mm}$)

接したリッジ間のギャップに集中する [10]. この性質を利用して, 提案の変換器では図 4.5 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 [11]. 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分には, マイクロストリップ線路の信号線が筐体と接触しないように, 図 4.3 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.



(a) overview



(b) top view

図 4.4 誘電体基板の構成

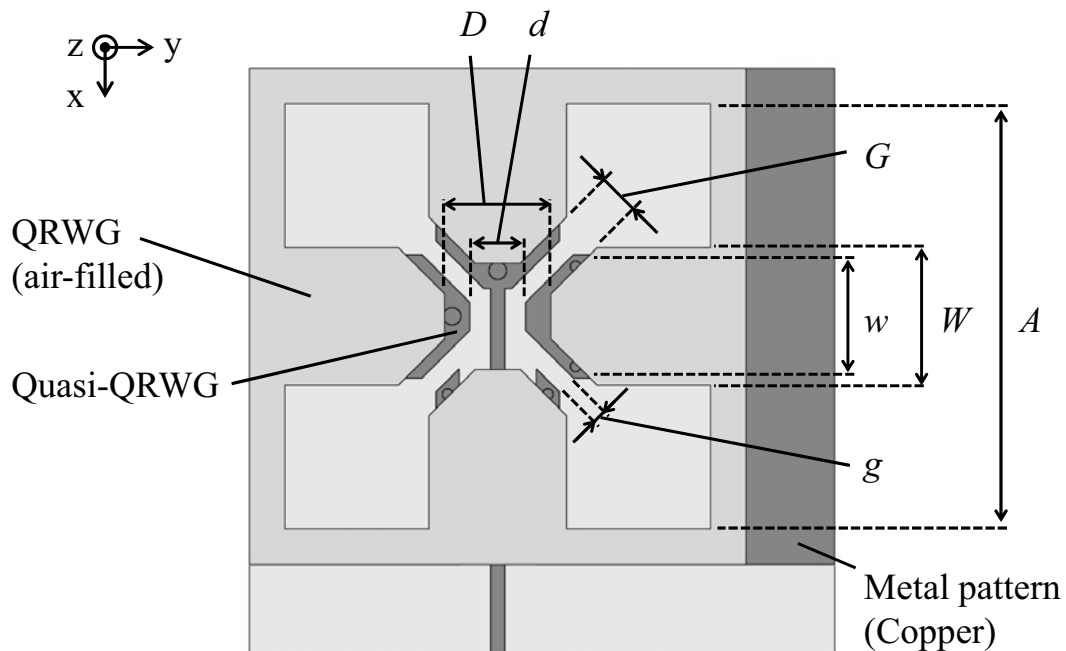


図 4.5 一層基板型 MS-QRWG 変換器の上面図

4.2.2 線路変換部の広帯域設計

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あたり、まず初めに従来の同軸線路・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バックショート導波管の基本構造が第 3 章で設計した断面構造が正方形である各導波管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 $A = 24 \text{ mm}$ 、リッジ間隔 $D = 2.0 \text{ mm}$ 、リッジ幅 $W = 3.9 \text{ mm}$ 、隣接するリッジとのギャップ幅 $G = 0.51 \text{ mm}$ 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 4.6 に示す。なお、図 4.6 の高次

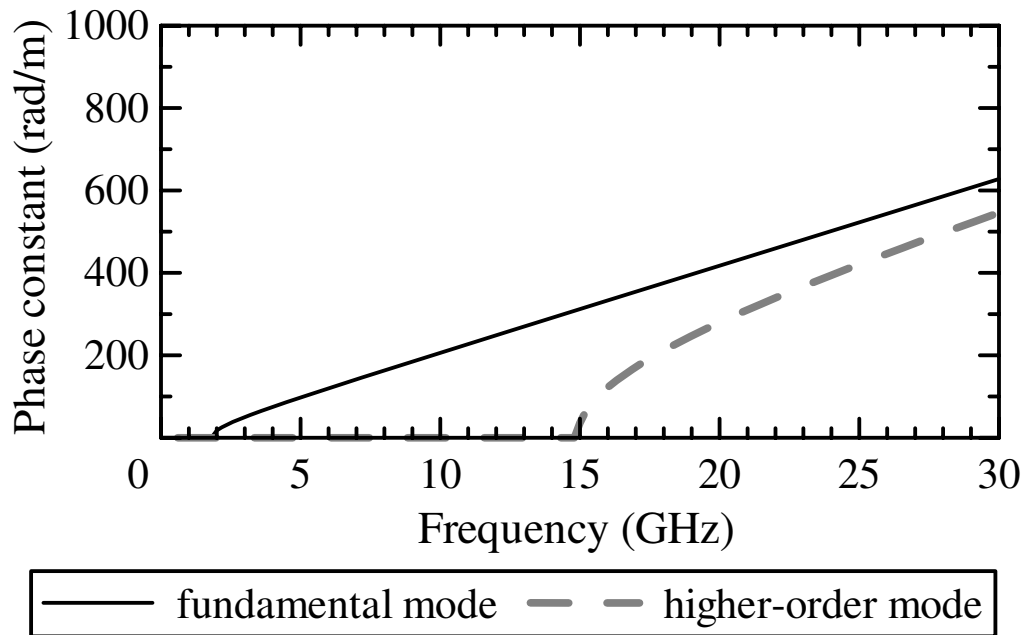


図 4.6 中空のクアッドリッジ導波管における伝搬モードの解析結果

モードは、クアッ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。第 3 章で設計したクアッドリッジ導波管は、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 4.6 より高次モードは 15 GHz から発生し始めることがわかる。また、図 4.7 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 $H = 7.0 \text{ mm}$ のピラミッド型のキャビティに高さ $S = 6.6 \text{ mm}$ 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 [9]。

次に、図 4.5 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 4.3 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、中空のクアッ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 4.5 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

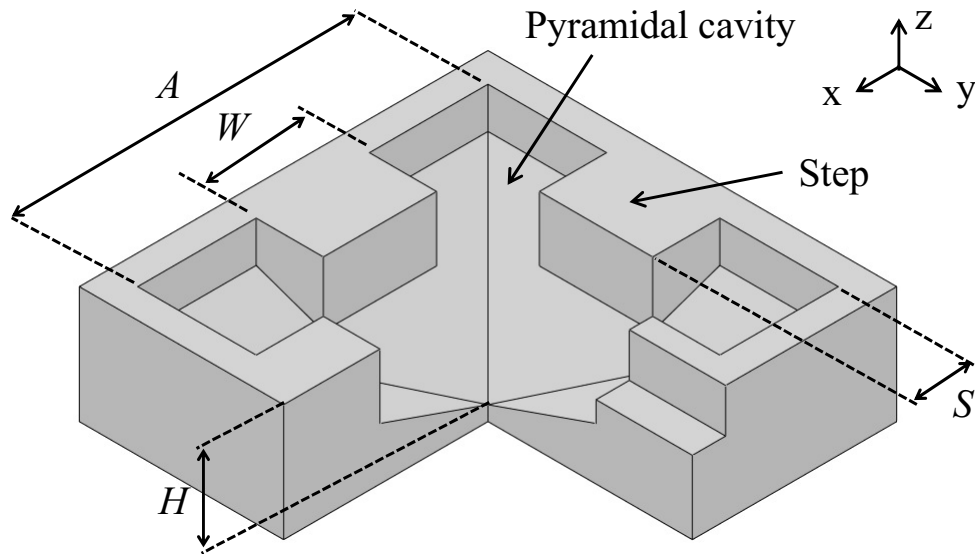


図 4.7 バックショート導波管の構造

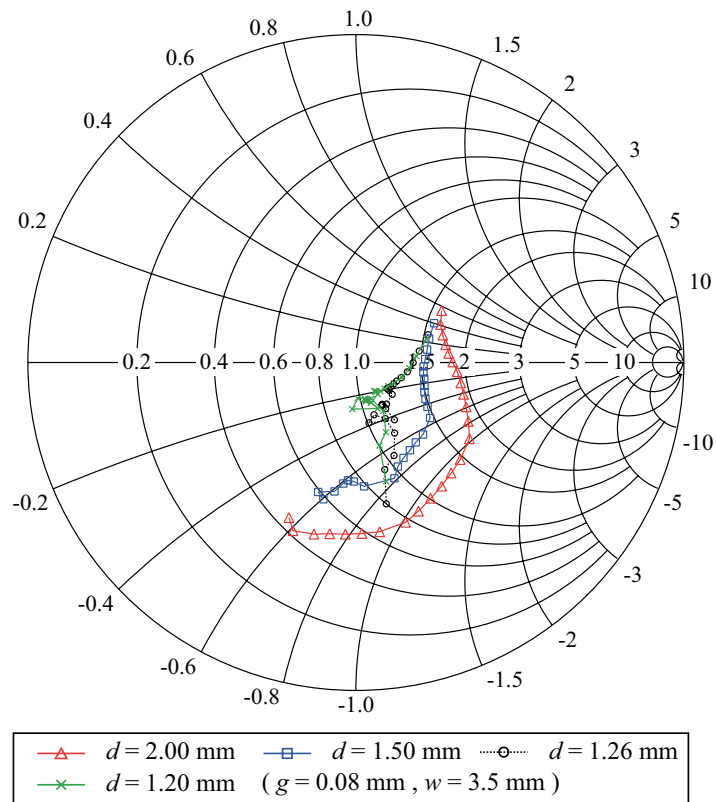
で、提案の変換器では図 4.5 に示すように、銅箔パターンで構成したリッジ部の中央にマイクロストリップ線路の信号線を配線している。これにより細くなってしまった銅箔パターンのリッジ部にビアホールを形成するためには、基板の製造条件上、ある程度のランド幅を要するため、三つのパラメータのうちリッジ幅 w は設計自由度が低い。したがって、主にリッジの間隔 d とギャップ幅 g を調整して、提案の新構造を設計する。

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 4.8(a)、図 4.9(a) 及び図 4.10(a) に、ポート 1 における反射特性を図 4.8(b)、図 4.9(b) 及び図 4.10(b) に示す。まず、図 4.8(a)、図 4.9(a) 及び図 4.10(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。次に、図 4.8 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、 d の値を小さくするほど入力インピーダンスが 50Ω に近づいているが、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 の設計値は 1.26 mm とする。また、図 4.9 より、ギャップ幅 g を小さくすることでもリアクタンスが調整でき、反射量を低下させていることがわかる。ただし、ギャップ幅 g を 0.08 mm より小さくした場合に、

周波数帯域の高域においてリアクタンス成分が大きくなり、反射量が増加していることが確認できる。そこで、反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅が最大となり、かつ、製造限界である $g = 0.08$ mm をギャップ幅 g の設計値とする。さらに、図 4.9 から、リッジ幅 w を小さくすることでも、リアクタンスの調整ができ、反射量を低下させていることがわかる。リッジ幅 w についてもリッジの間隔 d の場合と同様に、 w の値を小さくするほど入力インピーダンスが 50Ω に近づいているが、上記のランド幅の制限により、 $w = 3.5$ mm をリッジ幅 w の設計値とする。

以上のように、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り、かつ製造可能な寸法範囲内で最適化した結果、リッジの間隔 $d = 1.26$ 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 4.11 に示す。図 4.11 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。

新構造を導入した図 4.5 の疑似導波管中央部において、信号線と直交するリッジとの間隔が狭まることで、信号線とリッジ間の電磁結合が強まると推測できる。これにより、ポート 1 とポート 2 におけるアイソレーションがどのように変化するか検証する。リッジの間隔 d を変化させたときの各ポート間におけるアイソレーションの計算結果を図 4.12 に示す。図 4.12 より、リッジの間隔 d を小さくするにつれて、各ポート間のアイソレーションが大きくなっていることがわかる。これは、信号線と直交するリッジとの間隔を狭めることで、誘電体基板に水平な方向に電界が生じやすくなるため、各ポート間のアイソレーションが大きくなると考えられる。誘電体基板に水平な方向の電界を確認するために、新構造有無の場合の疑似導波管中央部における電界の絶対値分布を図 4.13 に示す。なお、図 4.13 は誘電体基板の表面（ポート 1 の信号線側）における電界分布で、ポート 1 から 1 W を給電した場合の結果である。図 4.13 より、新構造を導入することで銅箔パターンとビアホールで構成される疑似的なリッジのギャップに電界が集中していることがわかる。したがって、提案の新構造により、広帯域な整合が実現できるだけでなく、クアドリッジ導波管の基本モードを励振しやすくなり、効率の良い線路変換が実現できるようになると考えられる。



(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4-28 GHz)

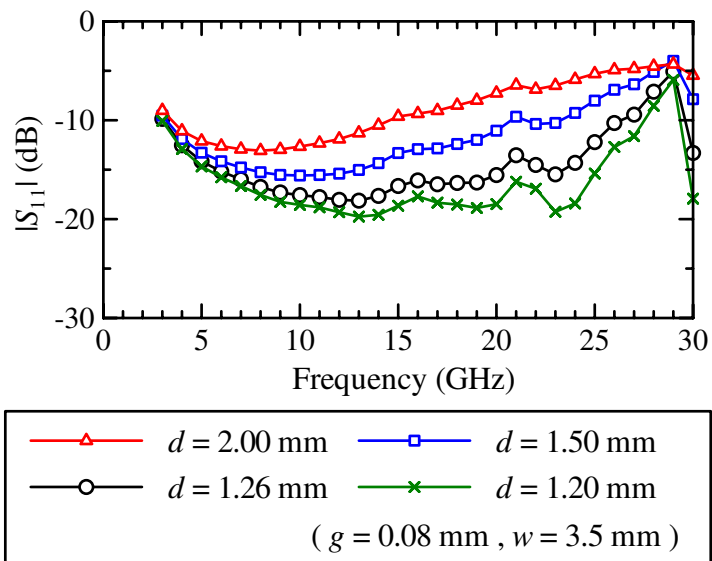
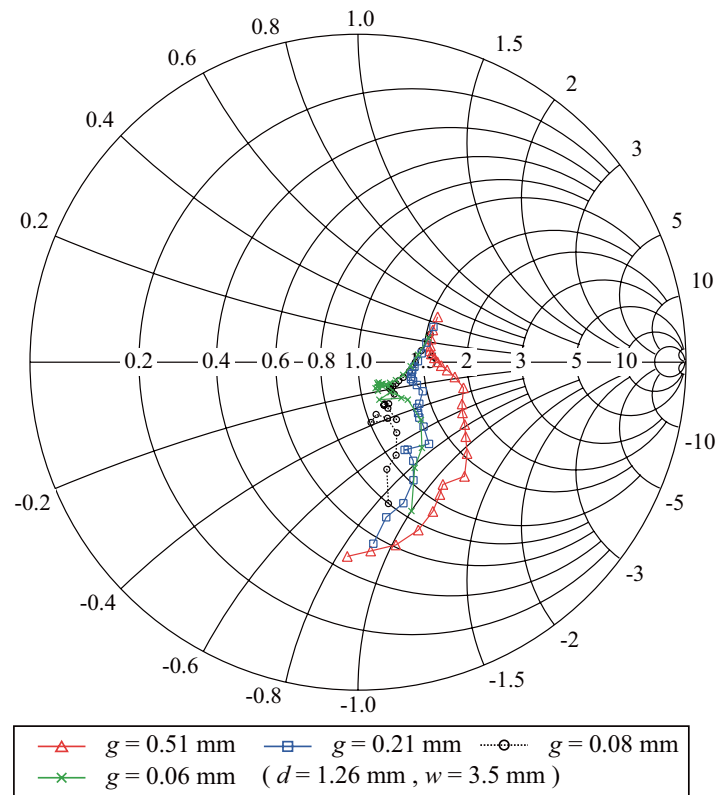
(b) 反射特性 $|S_{11}|$

図 4.8 リッジ間隔 d 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)



(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4-28 GHz)

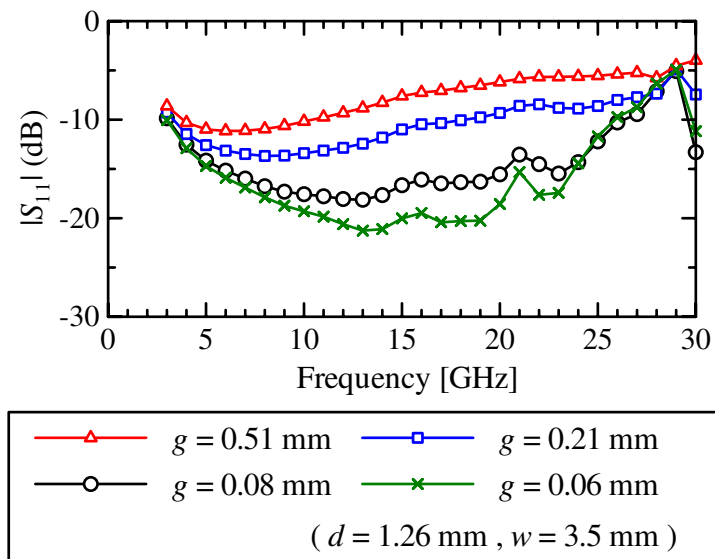
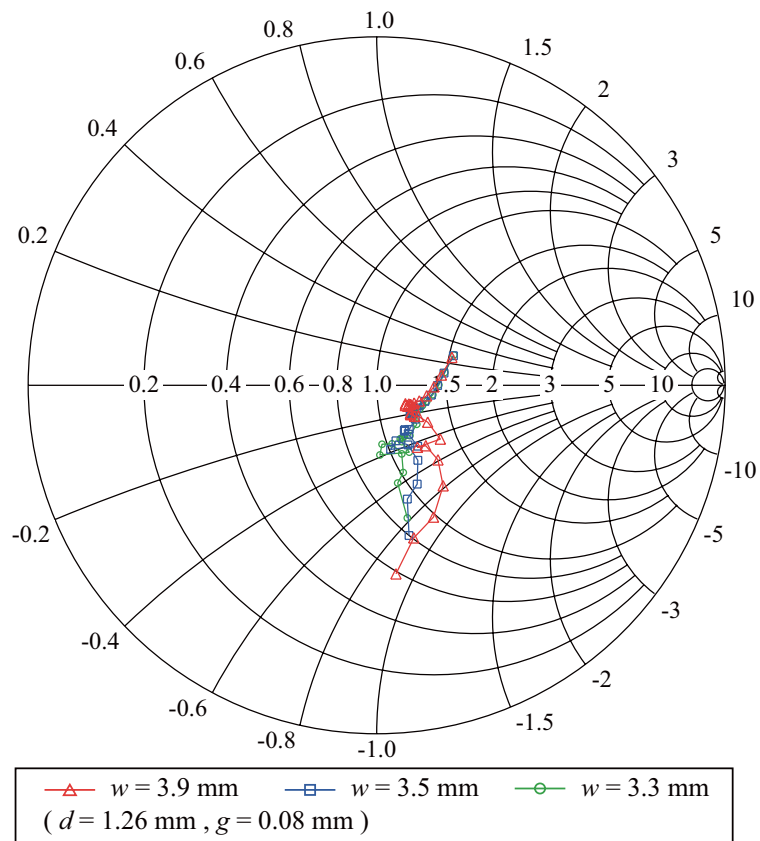
(b) 反射特性 $|S_{11}|$

図 4.9 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)



(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4-28 GHz)

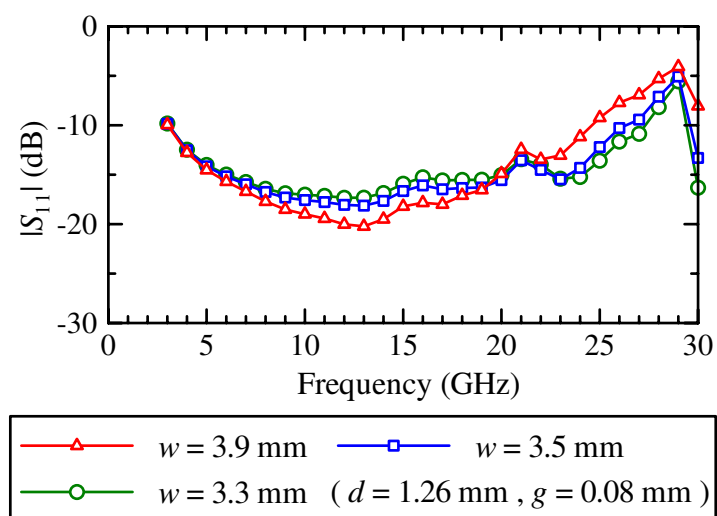
(b) 反射特性 $|S_{11}|$

図 4.10 リッジ幅 w 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)

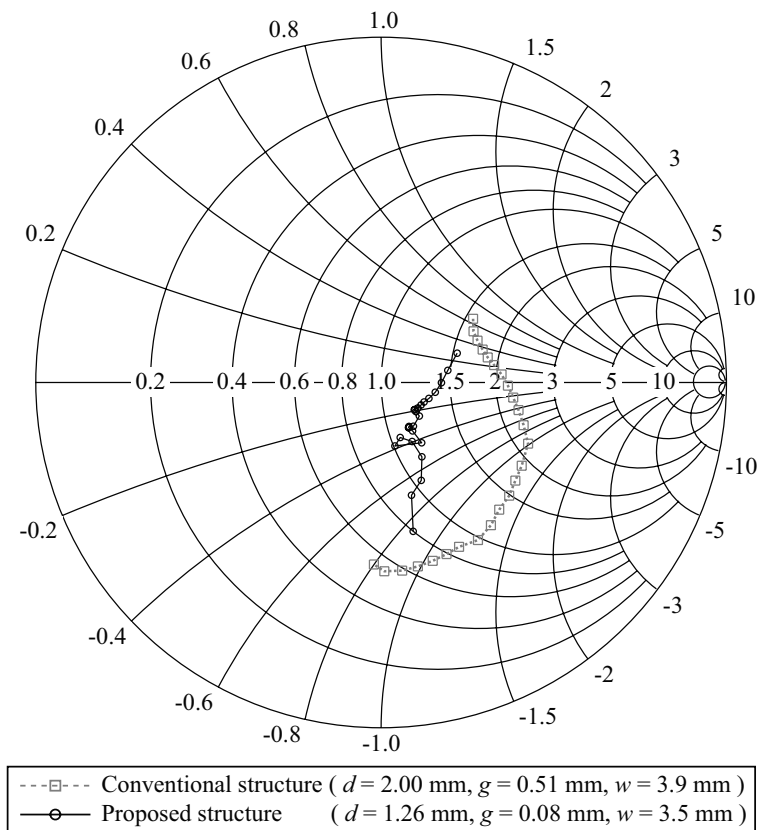


図 4.11 提案の新構造導入前後における入力インピーダンスの計算結果 (4-28 GHz, ポート 1)

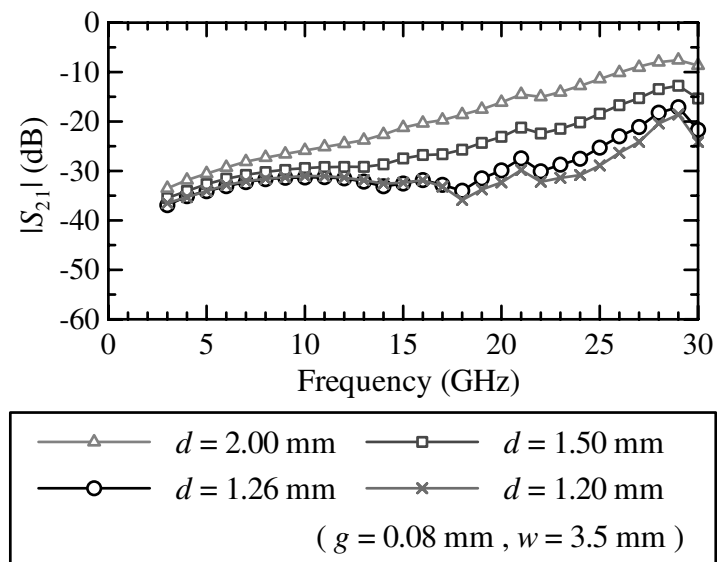
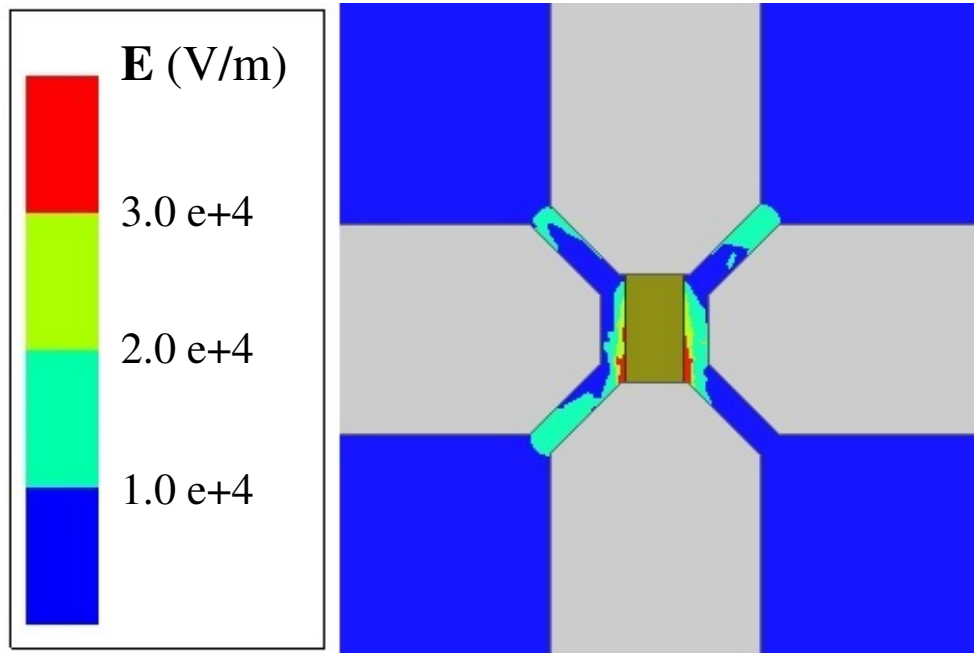
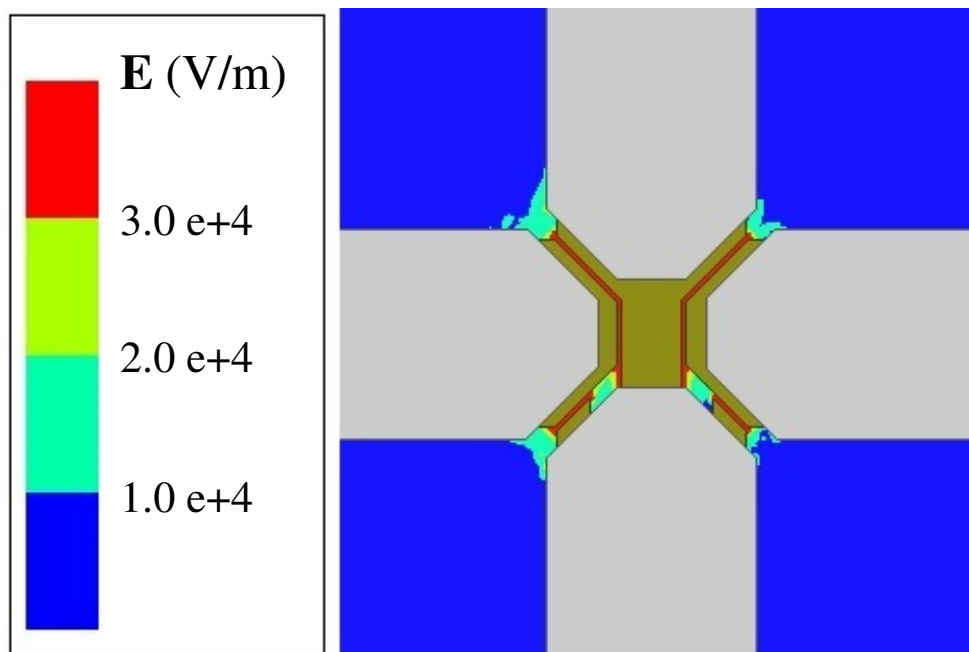


図 4.12 リッジ間隔 d を変化させたときのポート 1 とポート 2 のアイソレーション



(a) 提案の新構造なし



(b) 提案の新構造あり

図 4.13 疑似導波管中央部における電界分布 (25 GHz)

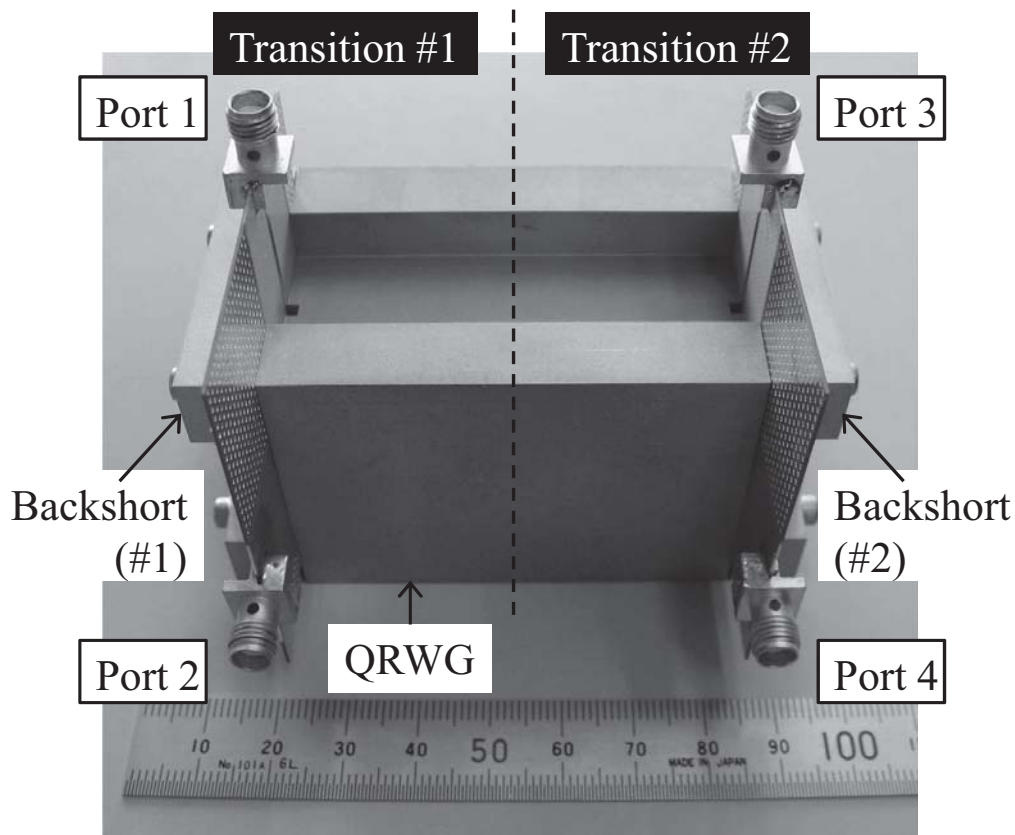


図 4.14 試作した提案構造の変換器（同一の変換器を対向接続）

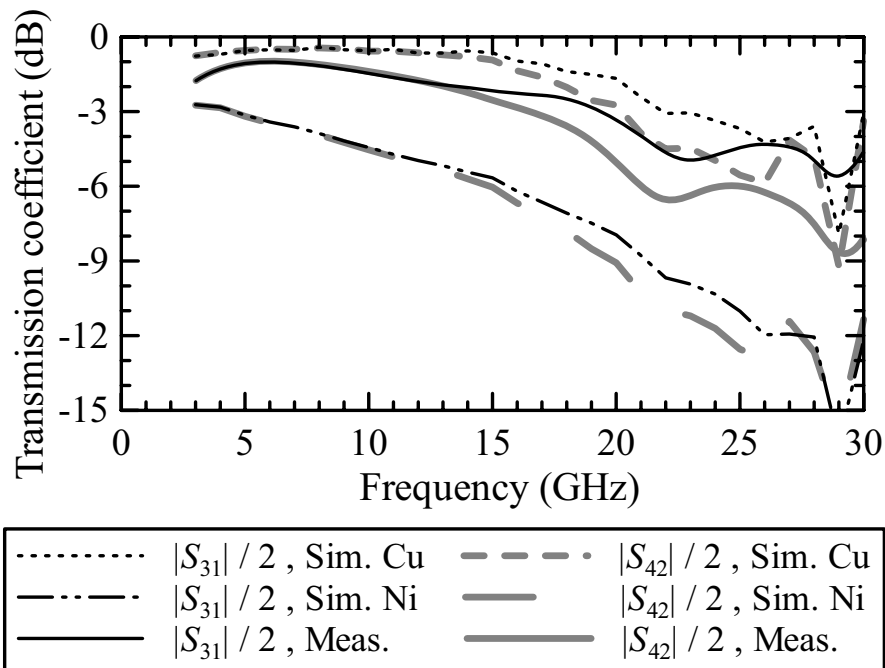
4.2.3 変換器単体の試作特性

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 4.14 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 50Ω の終端器を接続している。

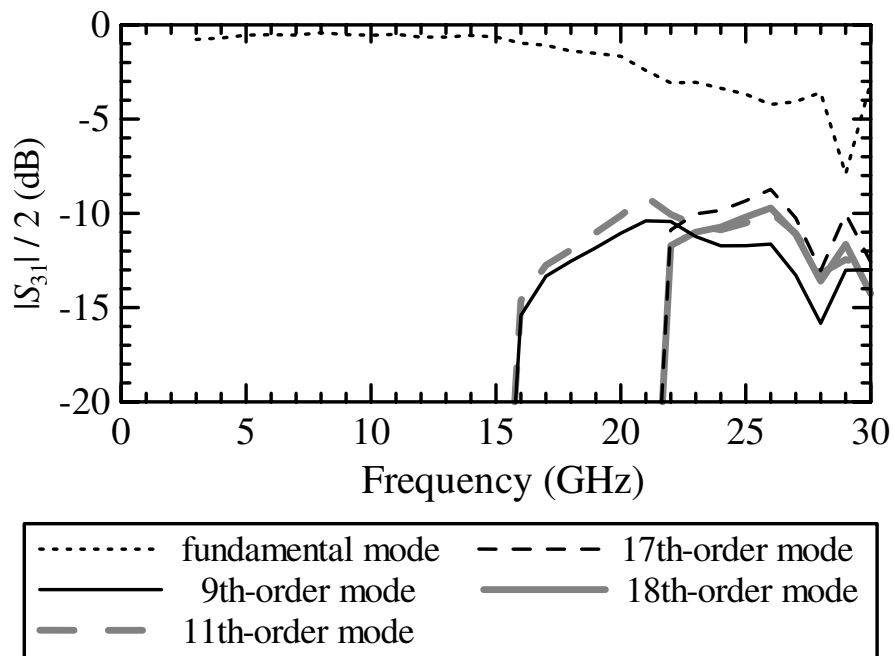
図 4.15 に、提案の MS-QRWG 変換器一つ分の透過特性の評価結果を示す。ここで図中の計算値は、同軸コネクタを含んだ変換器一つ分の構造を電磁界解析した場合の、同軸コネクタとクアドリッジ導波管の断面における各伝搬モードの通過損失を示しており、図 4.15(a) が基本モードの透過特性、図 4.15(b) が各伝搬モードの透過特性となっている。なお、今回試作した誘電体基板上の金属パターンにはフラッシュ金メッキを施しており、基板の銅パターンと金メッキの間に下地のニッケルが付いている。そこで解析モデルでは、基板材質による誘電体損に加えて、金属パターンによる導体損を考慮するために、金属パターンの透磁率 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 4.15(a) の計算結果および実測結果ともに 15 GHz あたりから基本モードの損失量が増加している。これは、図 4.6 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 4.15(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 [3,12]。また図 4.15(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、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解析により確認している。なお、図 4.15(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。

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (\text{m}) \quad (4.1)$$

メッキに用いた金およびニッケル、並びに銅について、式 (4.1) により求めた周波数に対する表皮深さを図 4.16 に示す。図 4.16 より、3 GHz 以上の表皮深さは金と銅が $1.5 \mu\text{m}$ 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 [13]。



(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 4.15 提案の MS-QRWG 変換器一つ分の透過特性

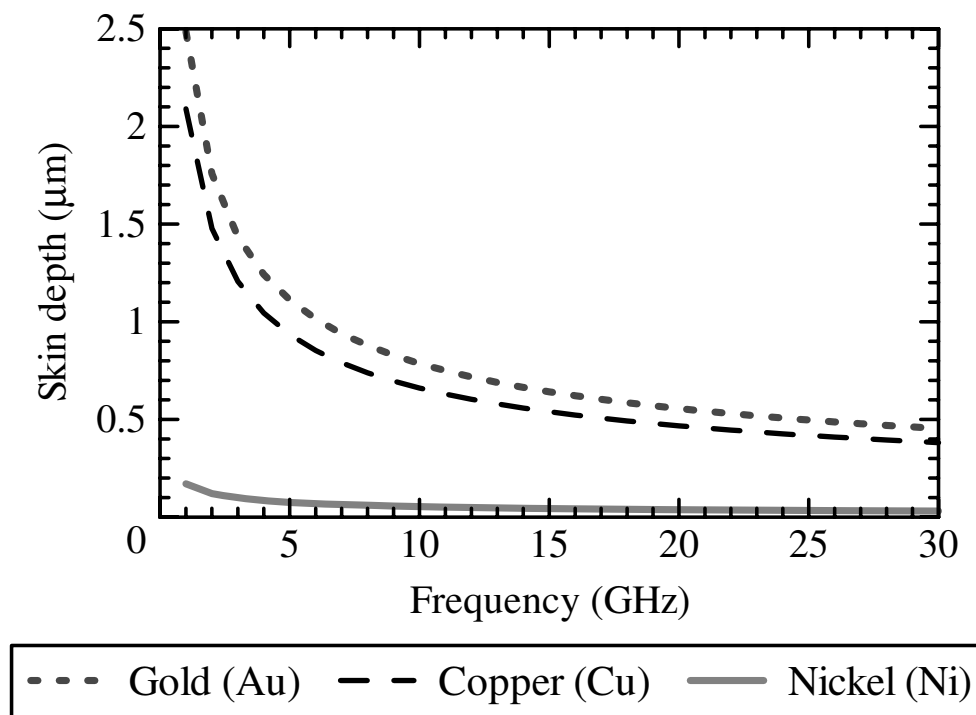


図 4.16 金, 銅, ニッケルの表皮深さ (金: $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, $\sigma = 4.1 \times 10^7$ S/m, 銅: $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m, ニッケル: $\mu = 2.4\pi \times 10^{-4}$ H/m, $\sigma = 1.45 \times 10^7$ S/m)

次に図 4.17 に, 変換器一つ分の反射特性を示す. 反射量が -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 $g = 0.080$ mm に対して, 複数箇所寸法測定した平均値で $g = 0.093$ 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解析により確認している. 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.

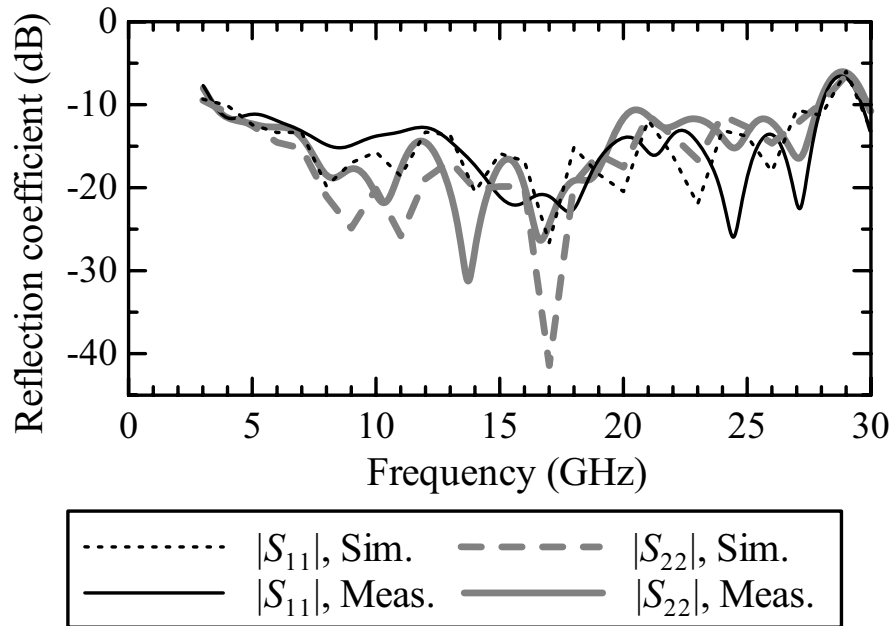


図 4.17 提案の MS-QRWG 変換器一つ分の反射特性

4.3 平面線路給電型クアッドリッジホーンアンテナ

4.3.1 アンテナ構造

給電回路に提案の MS-QRWG 変換器を適用した，平面線路給電型 QRHA を試作した．試作品の写真を図 4.18 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，第 3 章で設計した開口が正方形である同軸線路給電型 QRHA の寸法と同一にし，基板とバックショート導波管については 4.2.3 で評価したものをを使用した．

4.3.2 アンテナの試作特性

平面線路給電型 QRHA 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および測定，ならびに，アンテナ利得の解析結果について，従来の同軸線路給電型 QRHA と比較検証をする．なお，電磁界解析のモデルは測定系と同様に，図 4.18 のように同軸コネクタから給電して評価した．

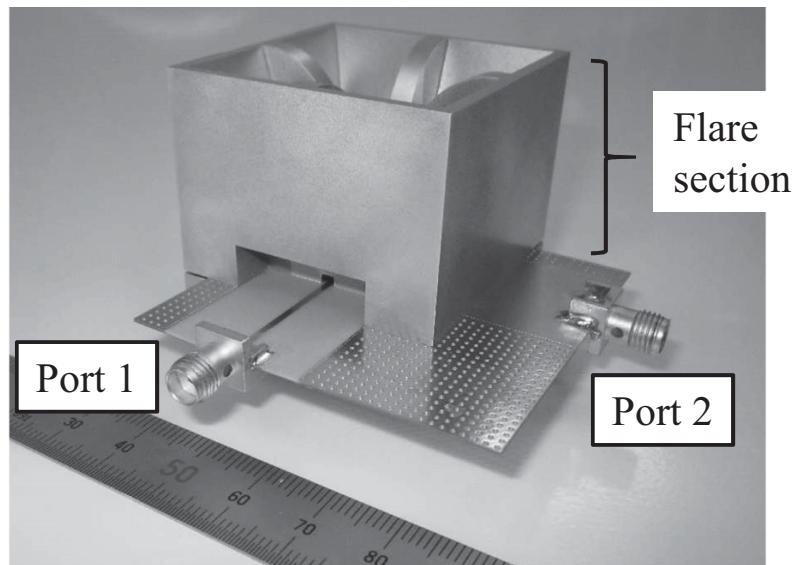


図 4.18 提案の変換器構造を備えた平面線路給電型 QRHA

反射特性の評価結果を図 4.19 に示す．図 4.19 より，反射量が -10 dB 以下の帯域幅は 23.4 GHz (145%) で，図 4.2 の同軸線路給電型 QRHA の場合と比べて 7% 広帯域な特性が確認できる．第 3 章で設計した同軸線路給電型 QRHA 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 4.1 のようにリッジの $-z$ 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，提案の平面線路給電型 QRHA 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解析により確認している．また図 4.19 より，計算値と実測値ともに図 4.2 に示した同軸線路給電型 QRHA の場合と比較して，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の MS-QRWG 変換器を用いたことで，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，平面線路給電型 QRHA の有効性が確認できた．

次に，平面線路給電型 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 4.20 に示す．比較対象として，同軸線路給電型 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．平面線路給電型 QRHA における各ポート間のアイ

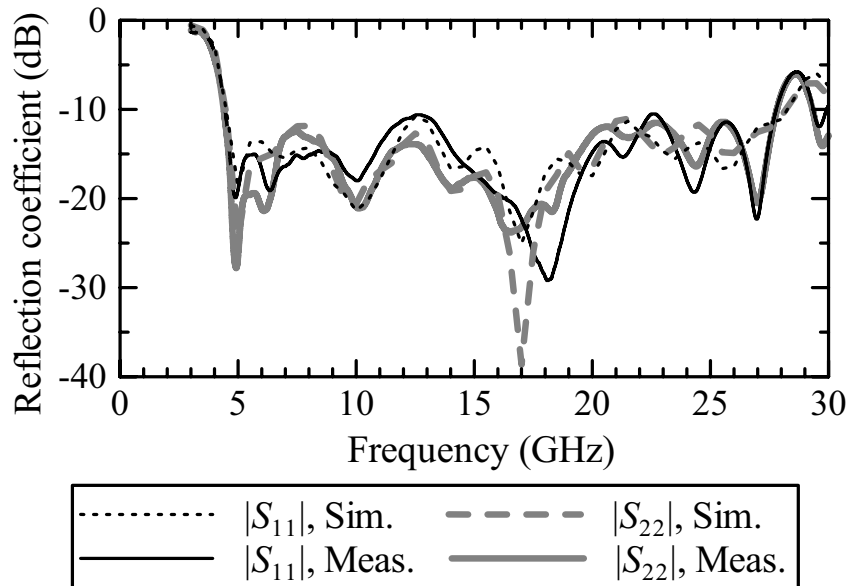


図 4.19 提案の変換器構造を備えた平面線路給電型 QRHA の反射特性

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同軸線路給電型 QRHA と同様に -20 dB 以下であることが確認できる。平面線路給電型 QRHA では各ポートの信号線の前後間隔を基板厚の 0.37 mm と、同軸線路給電型 QRHA 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。

提案の MS-QRWG 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、同軸線路給電型と平面線路給電型の QRHA について、アンテナ利得を比較する。図 4.21 に各アンテナにおける利得の計算結果を示す。ここで、計算した利得結果は、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。ただし平面線路給電型 QRHA 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 4.15 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 4.21 より、両者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、平面線路給電型 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、平面線路給電型 QRHA 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解析により確認している。

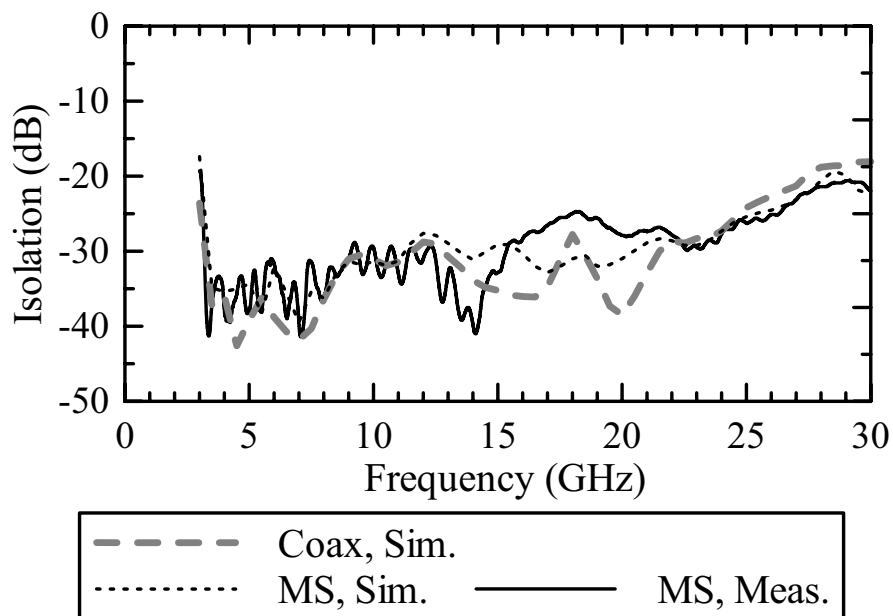


図 4.20 QRHA の各ポート間におけるアイソレーション

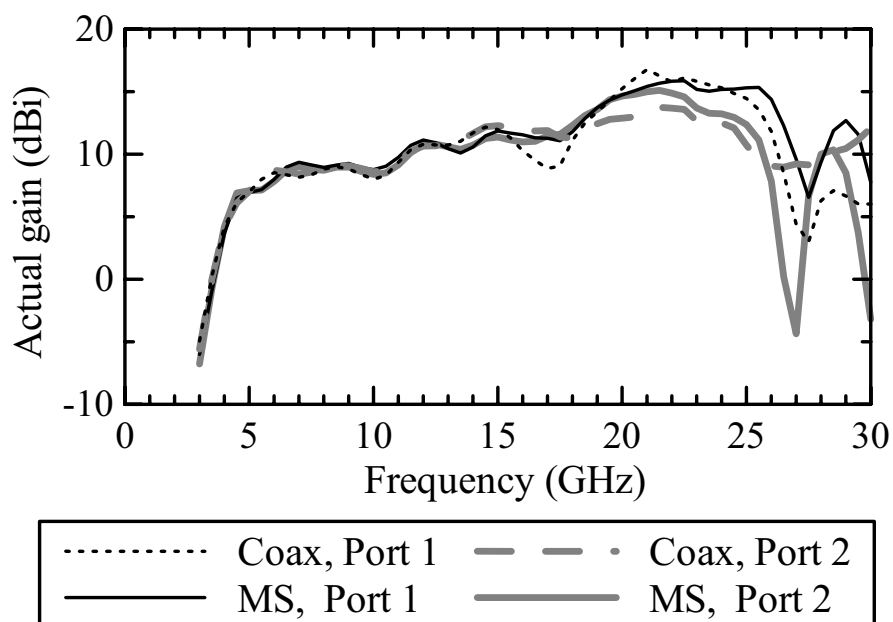


図 4.21 同軸線路給電型と平面線路給電型の QRHA における動作利得の計算結果

4.4 むすび

本章では、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同軸線路・クアドリッジ導波管変換器と比較して、提案の変換器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に接続できる。また、提案の MS-QRWG 変換器は、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有限要素法による計算と実験により示した。提案構造を用いた平面線路給電型 QRHA の反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅は、従来の同軸線路給電型 QRHA と比較して 7% 広帯域となる、 23.4 GHz (145%) であった。また、同軸線路給電型と比べて平面線路給電型の QRHA では各ポートの信号線の間隔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。さらに平面線路給電型 QRHA 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。

今後の課題としては、提案の MS-QRWG 変換器を放射計のアンテナと受信機に適用し、放射計をモジュール化した場合に、従来の同軸構造の場合と比べて放射計の温度分解能をどの程度改善できるのか検証することが挙げられる。また、QRHA の給電構造を簡易にする提案の MS-QRWG 変換器を、 18 GHz 以上の周波数で動作する QRHA の開発に応用することも考えられる。さらに、今回導入した線路変換部分のリアクタンス調整を可能にする新構造は、クアドリッジ導波管に限らず、ダブルリッジ導波管にも適用できる技術だと期待されるため、ダブルリッジホーンアンテナへの応用も含めた検討が必要である。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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 帯域割り当てクアッ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.
- [4] 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, pp.29-35, March 2013.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 山田康太, 榊原久二男, 菊間信良, “一層基板で構成された広帯域マイクロストリップ線路・クアッドリッジ導波管変換器,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.3, March 2015.
- [8] Z. Shen, C. Feng, “A new dual-polarized broadband horn antenna,” IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol.4, no., pp.270-273, Aug. 2005.
- [9] 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.

- [10] W. Sun and C. A. Balanis, "Analysis and design of quadruple-ridged waveguides," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.42, no.12, pp.2201-2207, Dec. 1994.
- [11] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, Chapter 5, P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, London, 1986.
- [12] A. Rojatkari and S. Ananthakrishnan, "Quad-ridge horn antenna analysis and design for Radio Astronomy," *Antenna Week (IAW)*, pp.1-4, Kolkata, India, Dec. 2011.
- [13] 吉富了平, 小林禎夫, 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.

第 5 章 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型クアドリッジホーンアンテナ

5.1 まえがき

本論文では、第 3 章で輝度温度分布推定に適したアンテナを、第 4 章で広帯域な伝送線路変換器を提案した [1-3]。本章ではこれらを組み合わせた、平面線路から給電する直交偏波 2 帯域割り当てクアドリッジホーンアンテナ (QRHA : Quad-Ridged Horn Antenna) について提案する。まず初めに、アンテナ構造と設計手法について説明する。次に、提案の直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA が、第 2 章で示した二周波放射計用アンテナに要求される性能を満たすことを検証するために、提案構造の基本特性、および、遠方界と近傍界における受信範囲について、有限要素法による電磁界解析を用いて定量的に評価した結果を示す。なお、同軸線路から給電した場合の結果と比較することで、平面線路から給電した場合の特長を明らかにする。

5.2 アンテナ構造と基本特性

本章で提案する直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA は、アンテナ開口が長方形の QRHA の給電回路に、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) 変換器を適用した構造である。その構成を図 5.1 に示す。提案の QRHA は、金属中空のフレア部分とバックショート導波管により、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) を挟み込んだ簡易な構成である。提案の QRHA では、図 5.1 のように給電回路を平面線路により実現するため、一般的な同軸線路給電型 QRHA と比べて、各金属部品の製作が容易になる。バックショート導波管のショート面から $1/4$ 波長のとこ

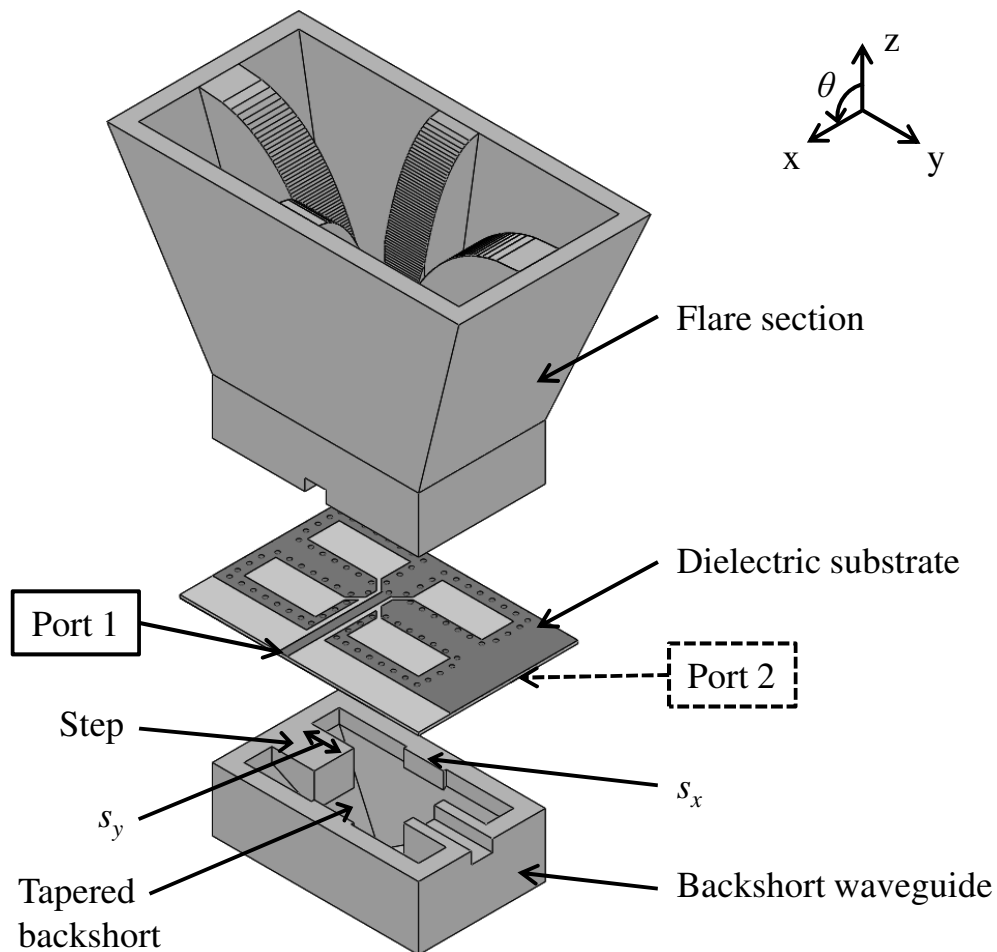


図 5.1 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の構成

ろに，両面に二本の信号線を備えた基板を配置することで，効率の良い線路変換ができる．なお，各信号線からショート面までの距離は波長依存性があるため，広帯域特性となるようにバックショート導波管のショート面は図 5.1 のように給電部に向かってテーパ構造としている．また，バックショート導波管は，ピラミッド型のキャビティに高さ $S_x = 1.6 \text{ mm}$ ， $S_y = 6.6 \text{ mm}$ 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 [4]．

提案の直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA は図 5.2(a) のようにフレア部と MS-QRWG 変換器の大きく二つの部分に分けられる．そこでまず，給電部となる MS-QRWG 変換器から，電磁界シミュレータ HFSS により設計する．なお，第 3 章

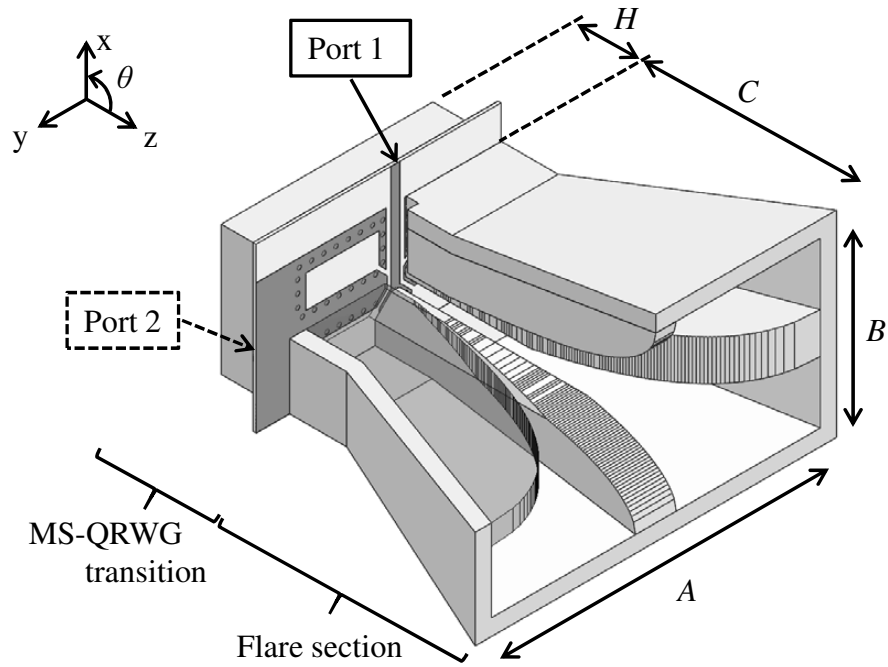
表 5.1 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の各寸法値

Parameters	Values
Length A of aperture longer side	40.4 mm
Length B of aperture shorter side	20.2 mm
Length C of flare section	32.0 mm
Length H of backshort waveguide	7.0 mm
Length a of waveguide longer side	22.0 mm
Length b of waveguide shorter side	12.0 mm
Distance D of ridges	1.6 mm
Width W of ridges	3.9 mm
Dimension G of QRWG gaps	0.51 mm

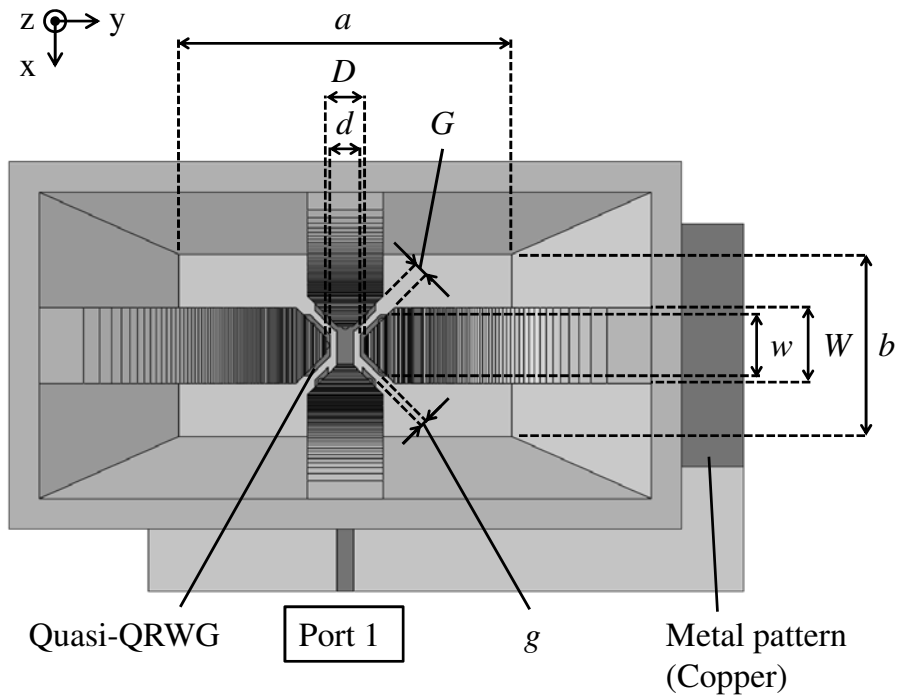
で開発したアンテナ開口が長方形の同軸線路給電型 QRHA と比較するため、フレア部とバックショート導波管の各寸法を表 5.1 のように 3.3 で設計した QRHA と同一とした。ただし、提案の QRHA では、給電部において各信号線の z 方向の間隔を狭められるため、アンテナ開口からバックショート面までの全長が 39 mm と 1 mm 短くなっている。

MS-QRWG 変換器の設計パラメータは、図 5.2(b) 中の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 5.3 のように、基板の両面に配置したマイクロストリップ線路に設けた二つのポートと中空のクアッドリッジ導波管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、三つの設計パラメータを変化させた時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、マイクロストリップ線路とクアッドリッジ導波管の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各ポートは、図 5.3 のクアッドリッジ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、 50Ω で強制給電する Lumped port を使用している。また、クアッドリッジ導波管の断面に設けたポート 3 には、ポート面の特性インピーダンスで給電する Wave port を使用し、HFSS における解析モード数を十分大きい 25 と設定して解析した。

各設計パラメータ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、及び、ポート 1 とポート 2 における反射特性を図 5.4、図 5.5 及び図 5.6 に示す。図 5.4



(a) 全体図



(b) 正面図

図 5.2 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA

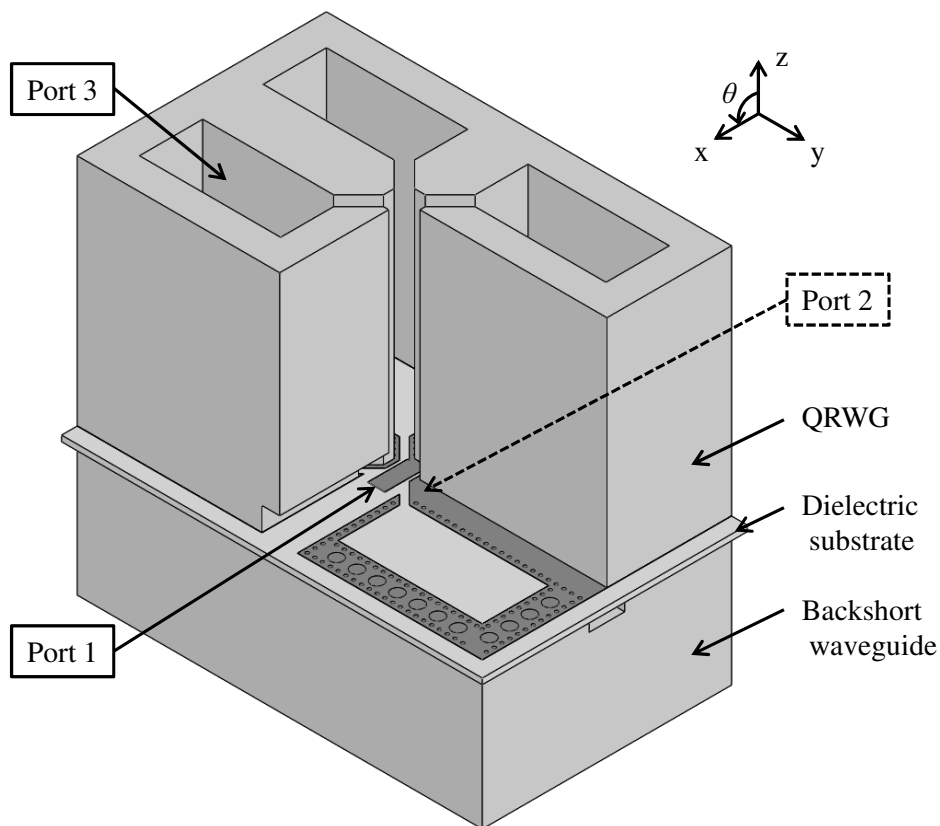
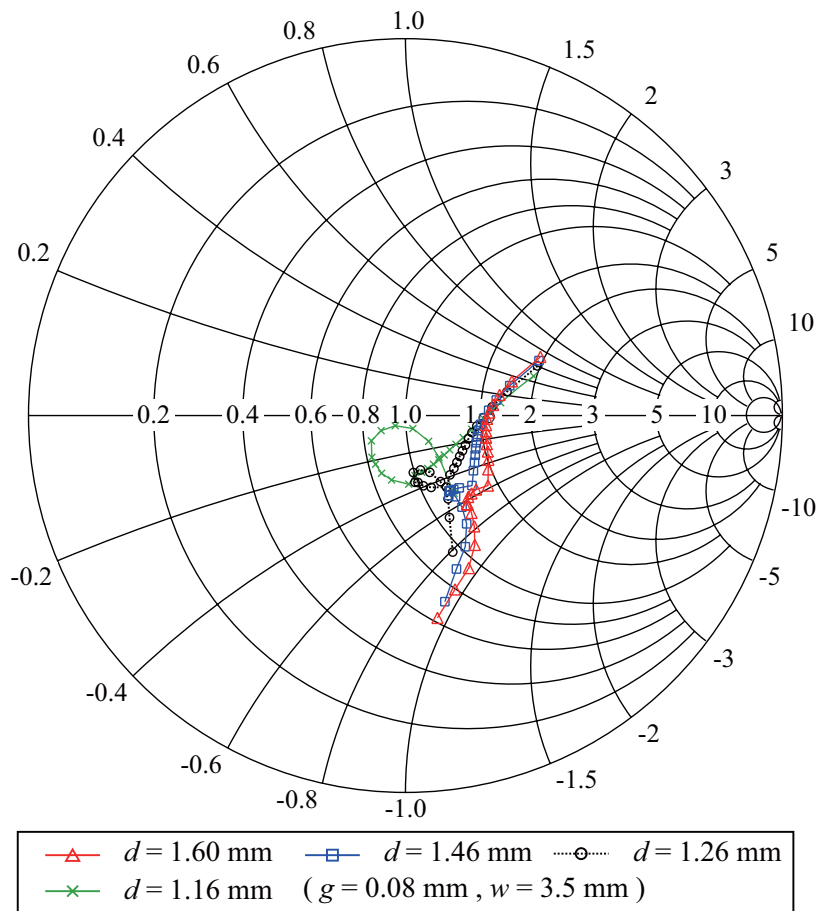
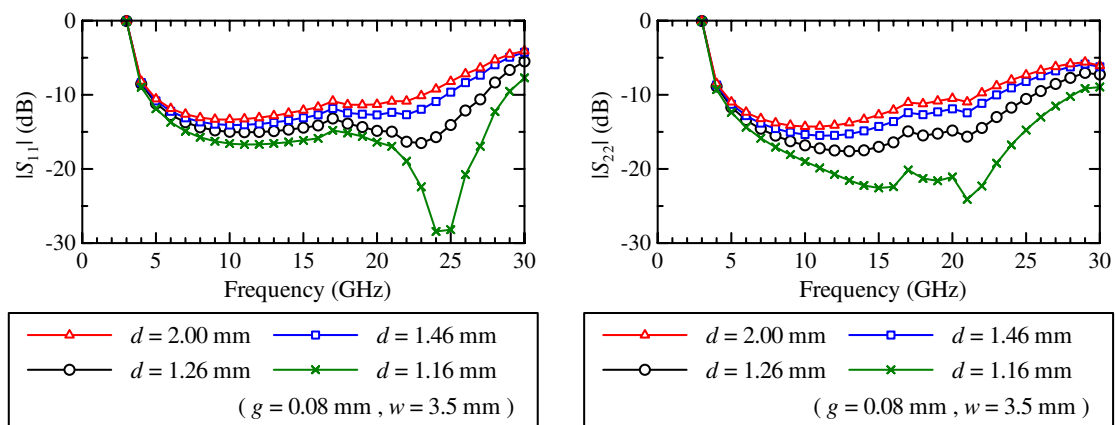


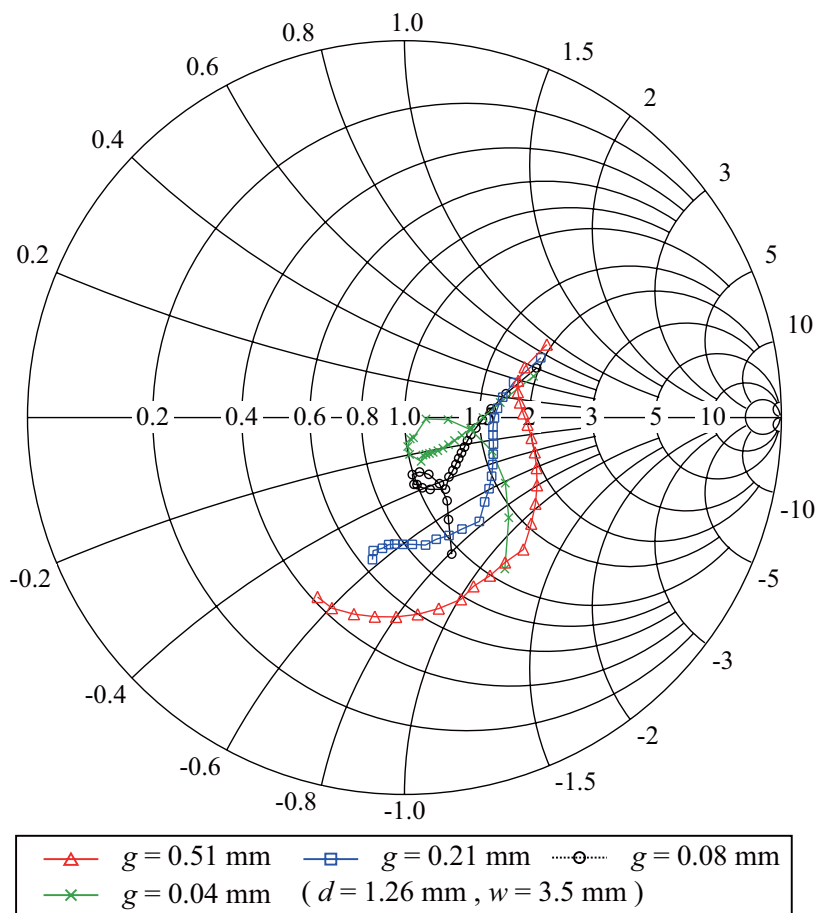
図 5.3 MS-QRWG 変換器設計時の電磁界解析モデル

の入力インピーダンス特性から、リッジ間隔 d を小さくすることで、並列共振による共振キックが現れることが確認できる。これにより、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、各ポートの反射量を低下させていることがわかる。また、図 5.5 および図 5.6 より、ギャップ幅 g とリッジ幅 w を小さくすることでもリアクタンスが調整でき、反射量を低下させていることがわかる。以上のように、MS-QRWG 変換器の三つの設計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り、かつ第 4 章で述べた製造可能な寸法範囲内で最適化した結果、リッジの間隔 $d = 1.26 \text{ mm}$ 、ギャップ幅 $g = 0.08 \text{ mm}$ 、リッジ幅 $w = 3.5 \text{ mm}$ となった。この結果は、第 4 章で設計した MS-QRWG 変換器の場合と同値となっている。したがって、線路変換部におけるインピーダンス整合は、三つの設計パラメータ d 、 g 、 w により定まるクアドリッジ導波管中央部の構造に依存すると考えられる。

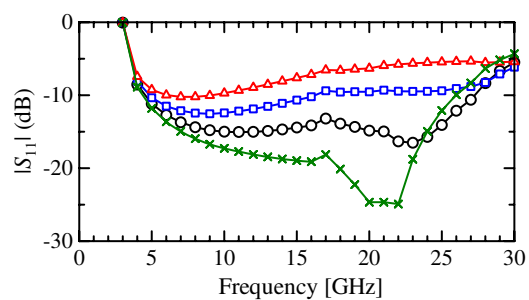
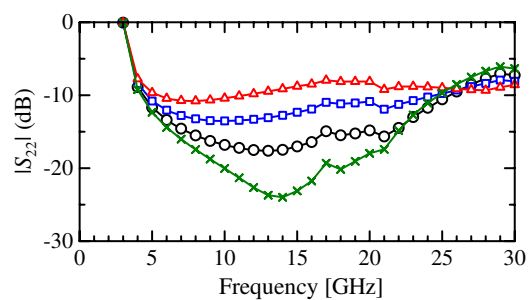


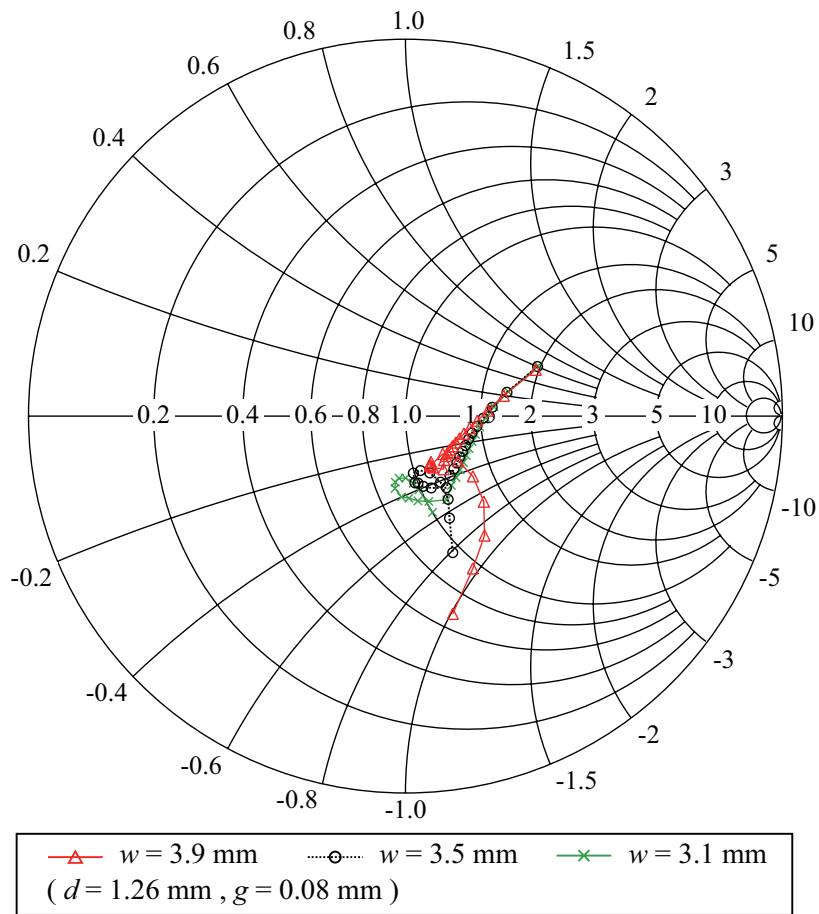
(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4-28 GHz)

(b) 反射特性 $|S_{11}|$ (c) 反射特性 $|S_{22}|$ 図 5.4 リッジ間隔 d を変化させたときの入力インピーダンスと反射特性 (計算値)

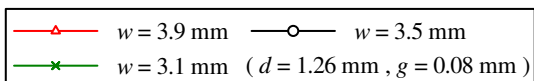
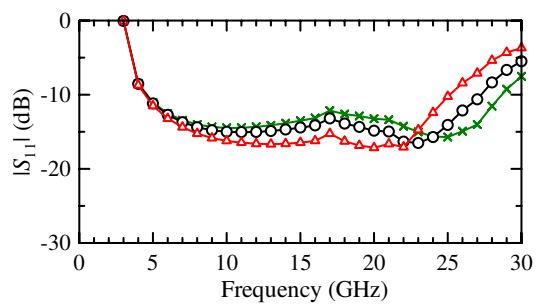
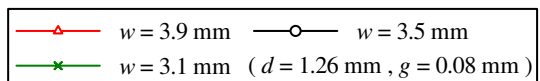
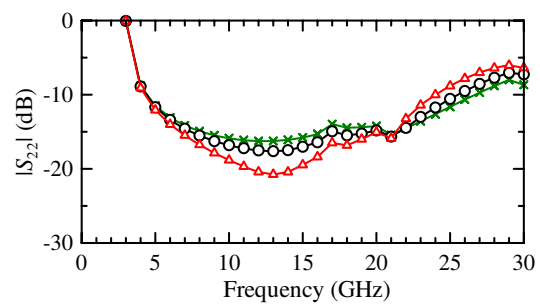


(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4-28 GHz)

(b) 反射特性 $|S_{11}|$ (c) 反射特性 $|S_{22}|$ 図 5.5 ギャップ幅 g を変化させたときの入力インピーダンスと反射特性 (計算値)



(a) ポート 1 の入力インピーダンス (4-28 GHz)

(b) 反射特性 $|S_{11}|$ (c) 反射特性 $|S_{22}|$ 図 5.6 リッジ幅 w を変化させたときの入力インピーダンスと反射特性 (計算値)

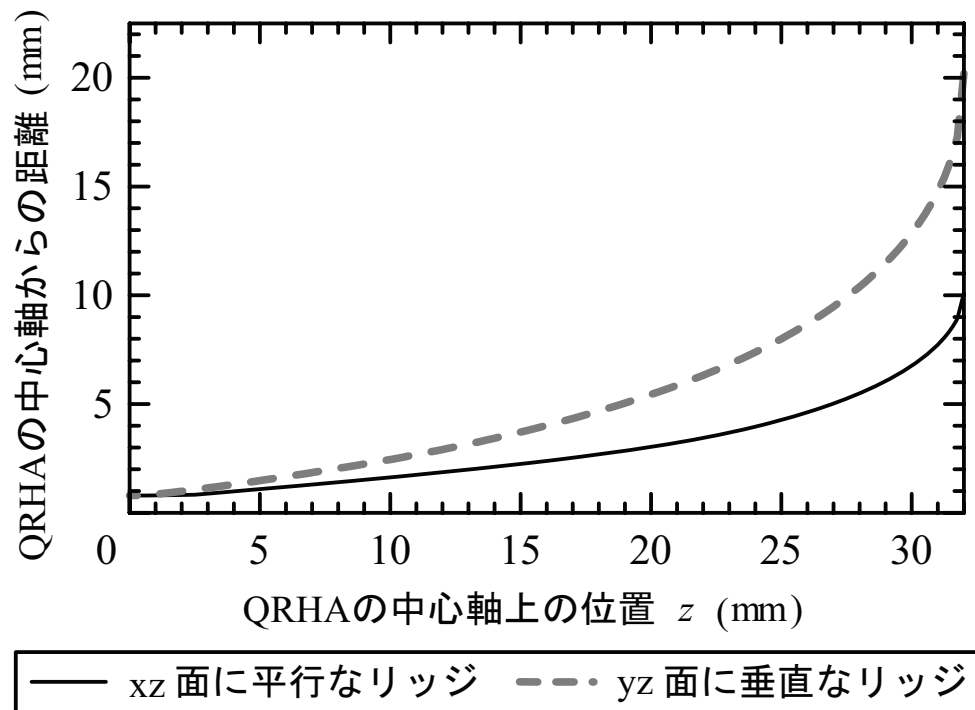


図 5.7 クアッドリッジホーンアンテナのリッジ曲線

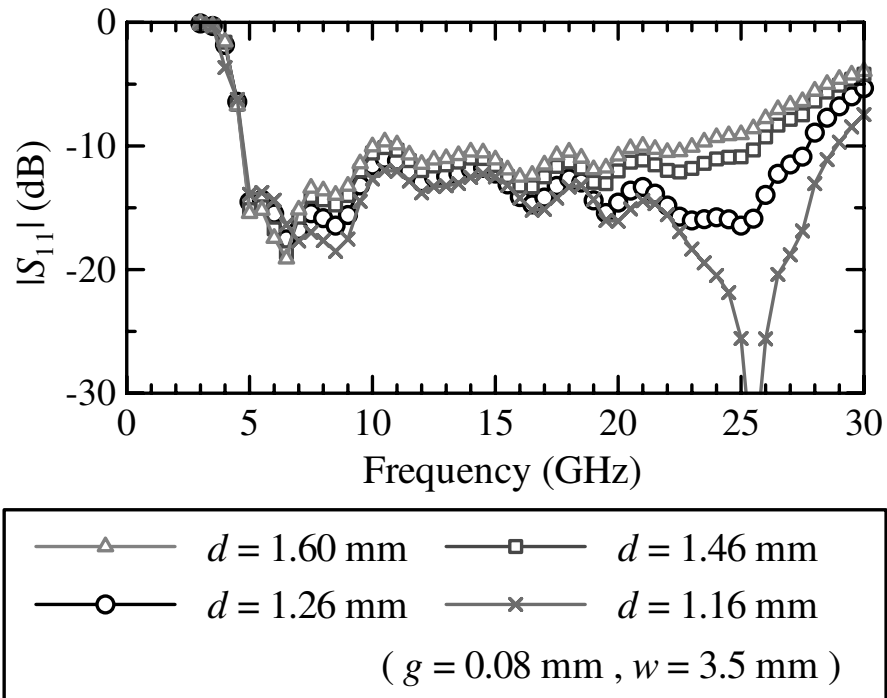
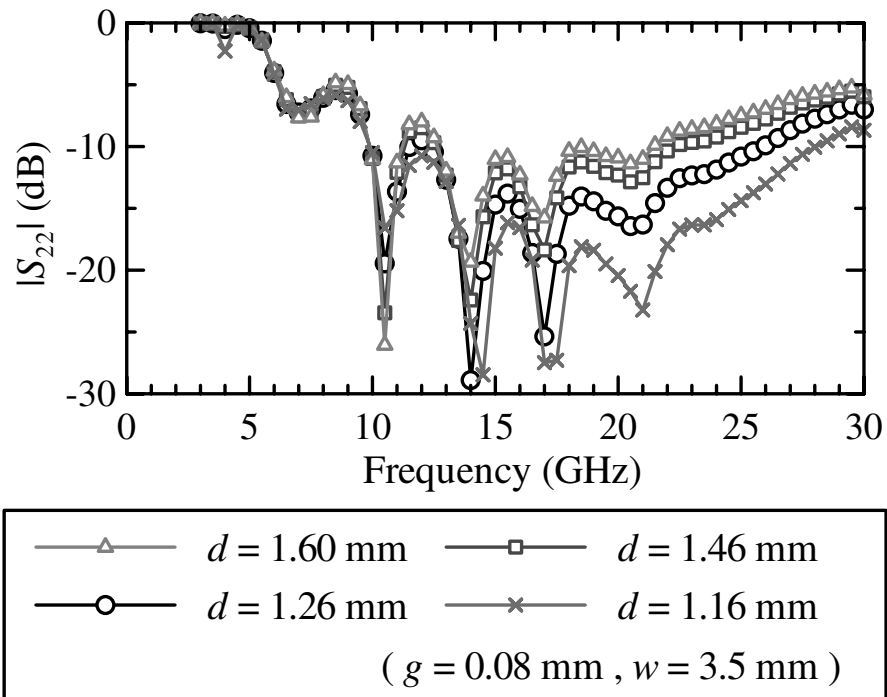
次に、フレア部における二対のリッジの曲線を HFSS により設計する。解析モデルは、表 5.1 の各寸法値と最適化した MS-QRWG 変換器の設計値を使用して、図 5.2(a) のように作成した。リッジの設計方法については 3.3 の QRHA と同様に、図 5.2(a) のアンテナ開口とフレア部の基板接触面との間を 4 等分する制御点を 3 点定め、4 次のベジェ関数 [4] を使用して、各ポートでの反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅が最大となるように最適化した。最適化した二対のリッジ曲線を図 5.7 に示す。なお、図 5.7 では、フレア部の基板との接触面を $z = 0$ mm としている。

最適化設計した二対のリッジを図 5.2(a) の解析モデルに適用し、MS-QRWG 変換器の設計パラメータを再度変化させたときのポート 1 とポート 2 における反射特性を図 5.8, 図 5.9 及び図 5.10 に示す。これらの結果を、MS-QRWG 変換器のみで解析した図 5.4, 図 5.5 及び図 5.6 の結果と比較してみると、ポート 2 の反射特性において、アンテナ開口を長方形としたことにより動作帯域の下限周波数がポート 1 より高くなっている点を除いて、三つの設計パラメータを変化させた時の傾向はほぼ等しくなっている。したがって、最適化した二対のリッジにより、クアッドリッジ導波管と自由空間との

インピーダンス整合がとれていることがわかる。また、既存の同軸線路給電型 QRHA への MS-QRWG 変換器の適用時など、あらかじめリッジ形状が設計されている場合には、どちらの解析モデルを使用しても MS-QRWG 変換器の設計が可能になった。ここで、図 5.3 に示した MS-QRWG 変換器のみのモデルと、図 5.2(a) のようにフレア部も含めたモデルの解析時間を比較したところ、解析時間の差は収束回数とメッシュ数によっても変化するが、すべてのパラメータにおいて後者の方が短時間で計算できた。これは前者のモデルにおいて、ポート 3 の解析モード数を 25 と設定したため、計算に時間を要したと考えられる。したがって、解析モード数の設定に影響がない範囲内で減らすか、先にリッジ形状から設計することで、設計時間を短縮できると考えられる。

上記のように設計した、提案の直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の反射特性、アイソレーションおよび利得の計算結果を図 5.11、図 5.12 および図 5.13 にそれぞれ示す。図 5.11 より反射量が -10 dB 以下となるのは、ポート 1 が 4.8-28.9 GHz (143%)、ポート 2 が 9.7-27.2 GHz (95%) で所望帯域である 5-15 GHz (低域) と 15-25 GHz (高域) を満足している。また、図 5.12 より、所望帯域内においてアイソレーションは -20 dB 以下となっていることがわかる。3.3 で開発したアンテナ開口が長方形の同軸線路給電型 QRHA では、19 GHz 以上の周波数でポート 1 の反射量が増加し、19 GHz において利得が急峻に低下する傾向が見られた。これは 4.2 でも述べたように、同軸線路給電型 QRHA では、直交するリッジの後端位置が 1.6 mm ずれるため、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ることが原因であった。しかし、提案の QRHA では二対のリッジ後端位置を統一しているため、この電磁結合を抑制でき、4.3 で開発した平面線路給電型 QRHA と同様に、ポート 1 の反射量は 19 GHz 以上でも反射量が増加することなく、かつ、図 5.13 のように利得の急峻な低下も見られないことが確認できる。

次に提案アンテナの指向性パターンについて検証する。検証方法は 3.3 と同様に、11 GHz と 20 GHz の指向性パターンを比較する。電磁界解析により求めた提案アンテナの指向性パターンを図 5.14 に示す。なお、11 GHz は低域としてポート 1 から、20 GHz は高域としてポート 2 からそれぞれ給電した。まず xz 面では、20 GHz のビーム幅が広がったことで、11 GHz と 20 GHz における半値幅の差が 6.9° となった。一方、yz 面では各周波数における半値幅の差が 6.5° となった。3.3 で述べたように、開口が正方形である同軸線路給電型 QRHA では各周波数における半値幅の差が xz 面では 31.1° 、yz 面では 12.8° であった。したがって、提案の平面線路給電型 QRHA の方

(a) 反射特性 $|S_{11}|$ (b) 反射特性 $|S_{22}|$ 図 5.8 平面線路給電型 QRHA のリッジ間隔 d を変化させたときの反射特性 (計算値)

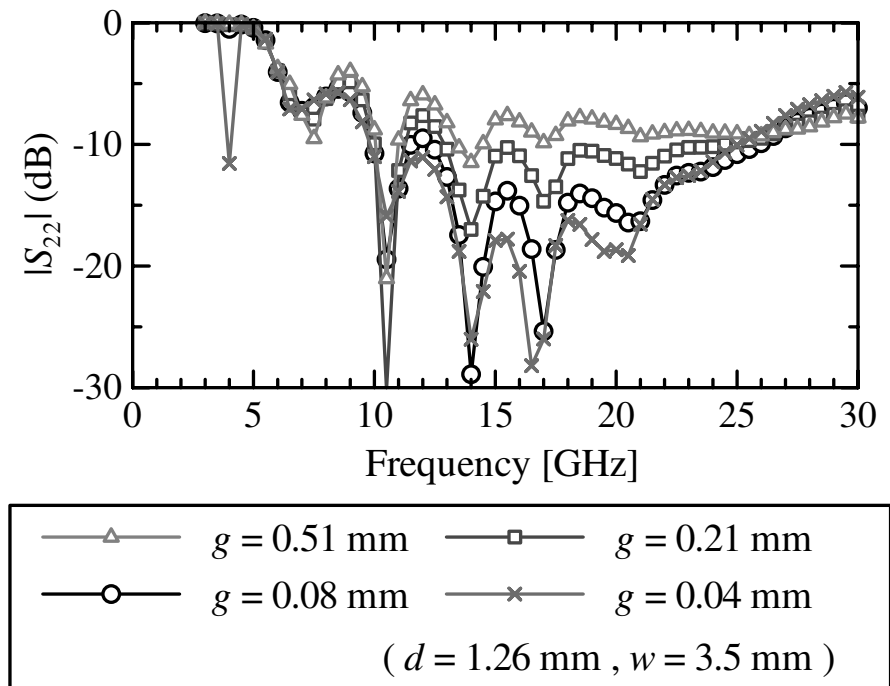
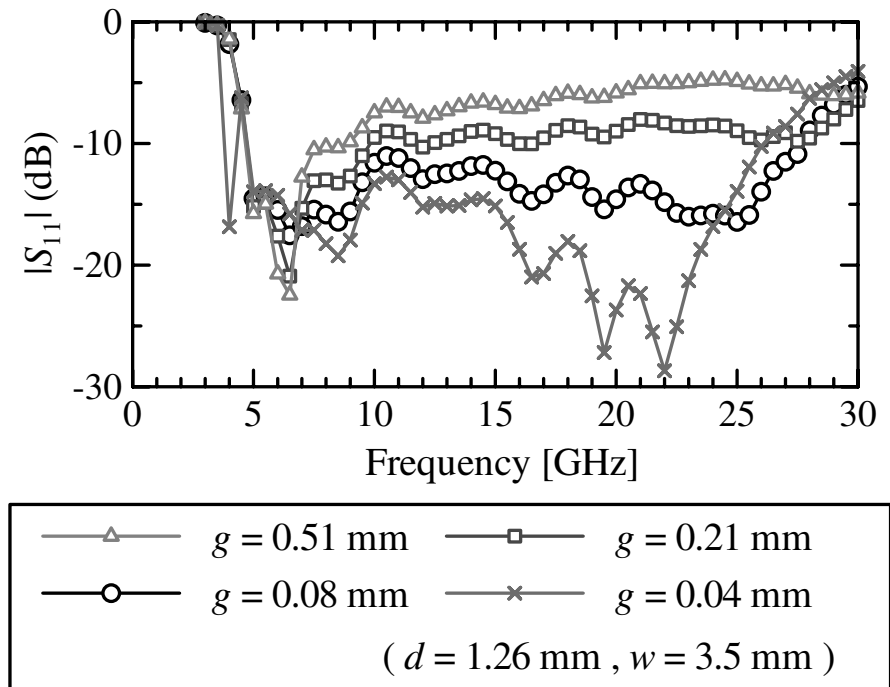
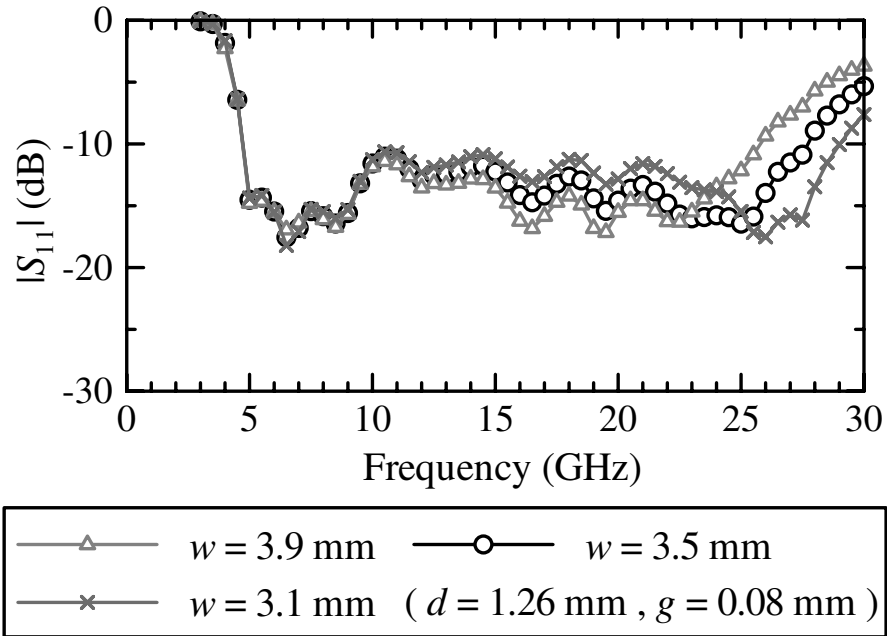
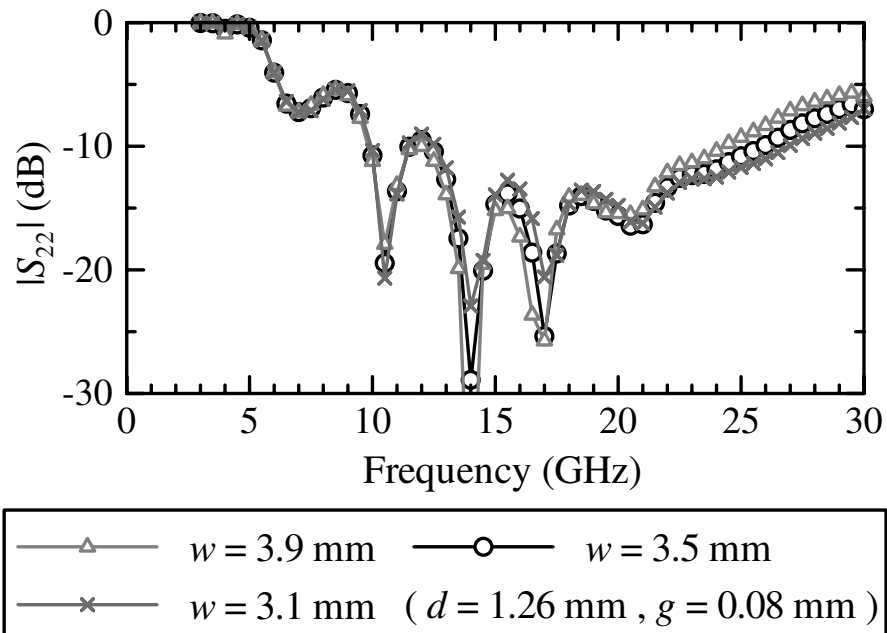


図 5.9 平面線路給電型 QRHA のギャップ幅 g を変化させたときの反射特性 (計算値)

(a) 反射特性 $|S_{11}|$ (b) 反射特性 $|S_{22}|$ 図 5.10 平面線路給電型 QRHA のリッジ幅 w を変化させたときの反射特性 (計算値)

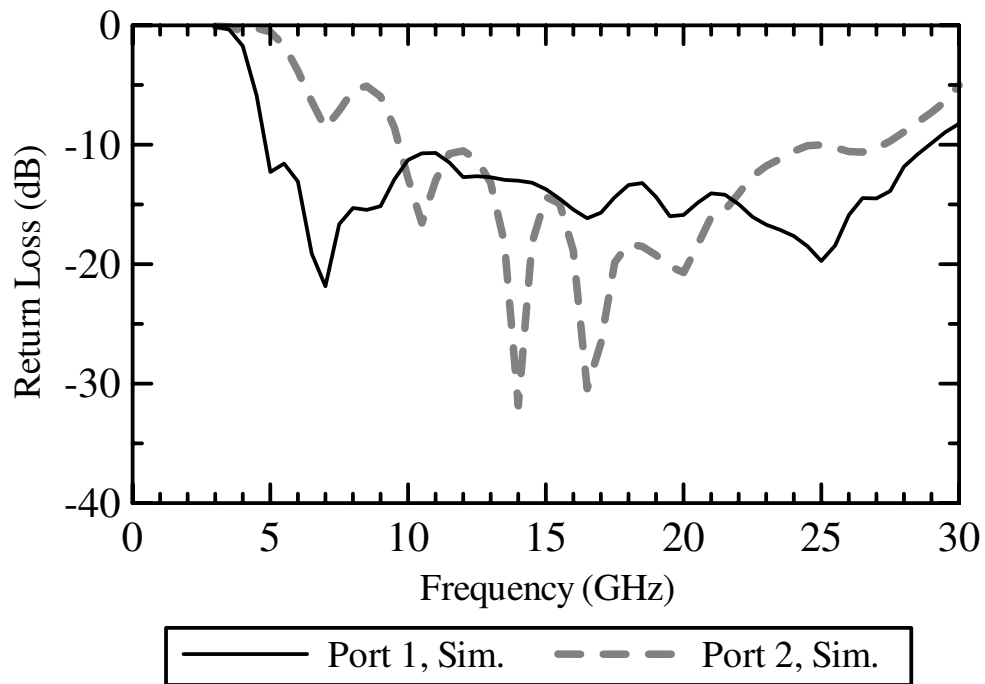


図 5.11 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の反射特性

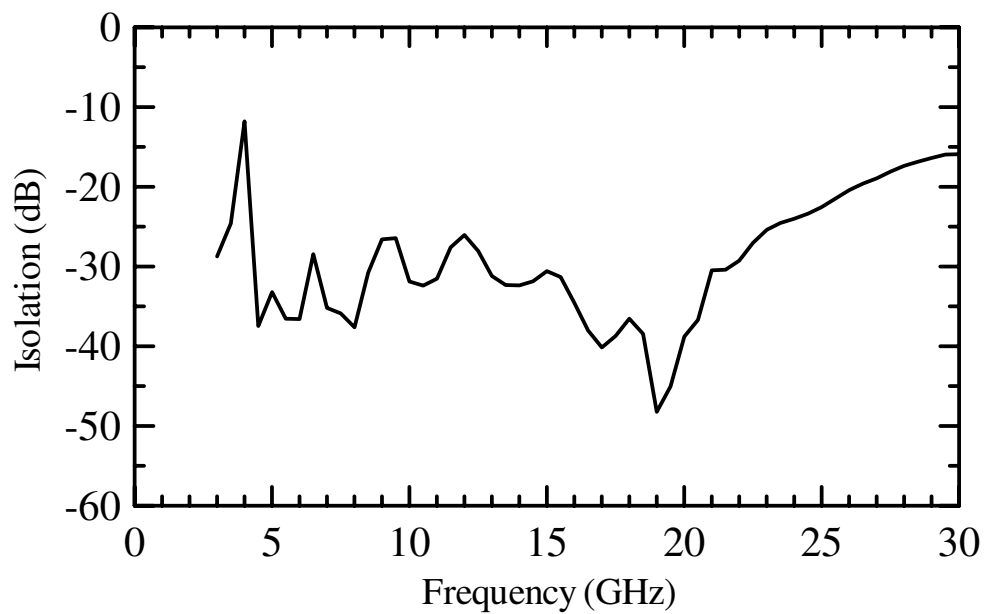


図 5.12 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA のアイソレーション

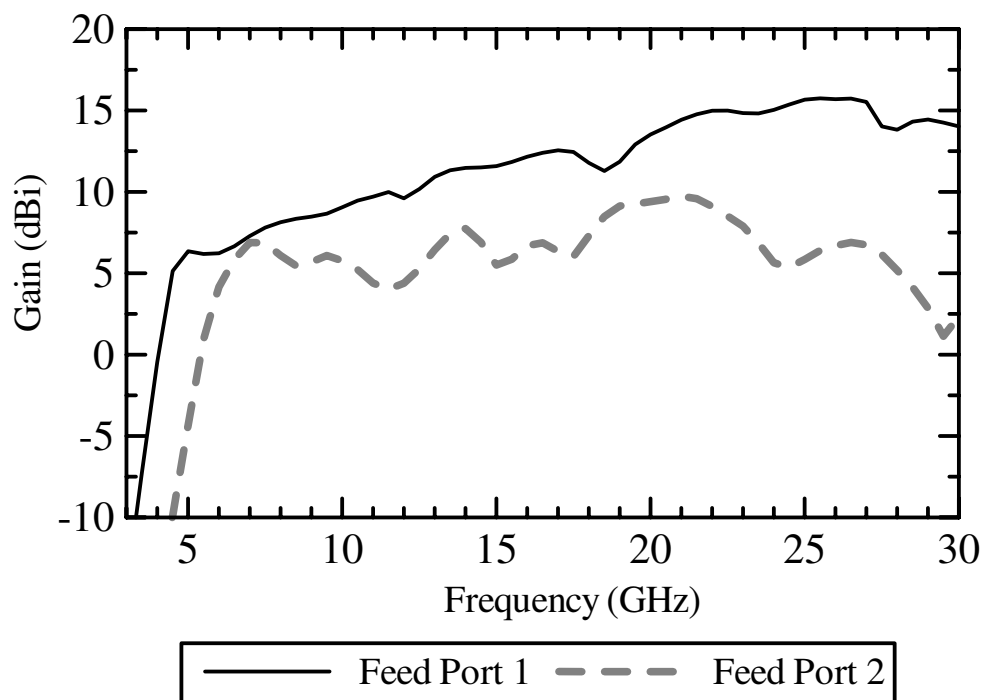
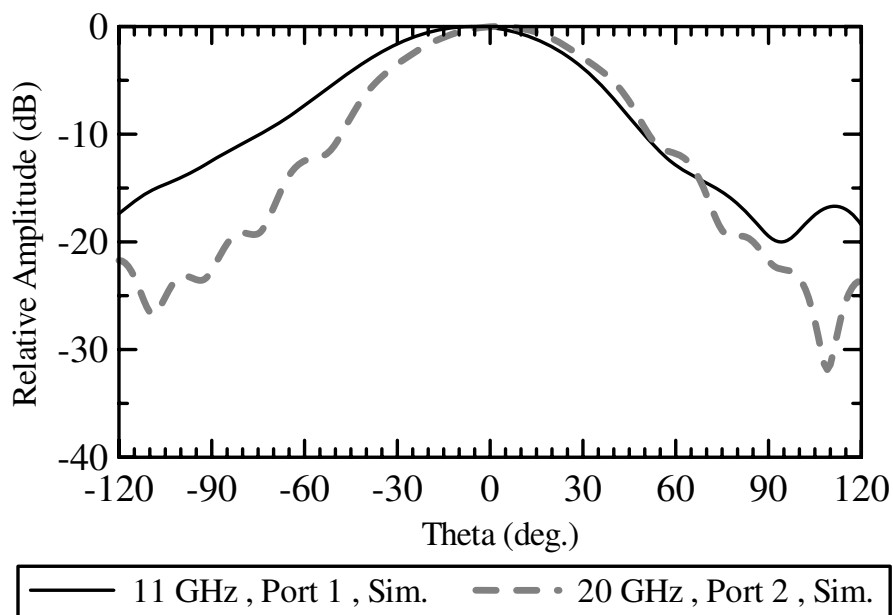
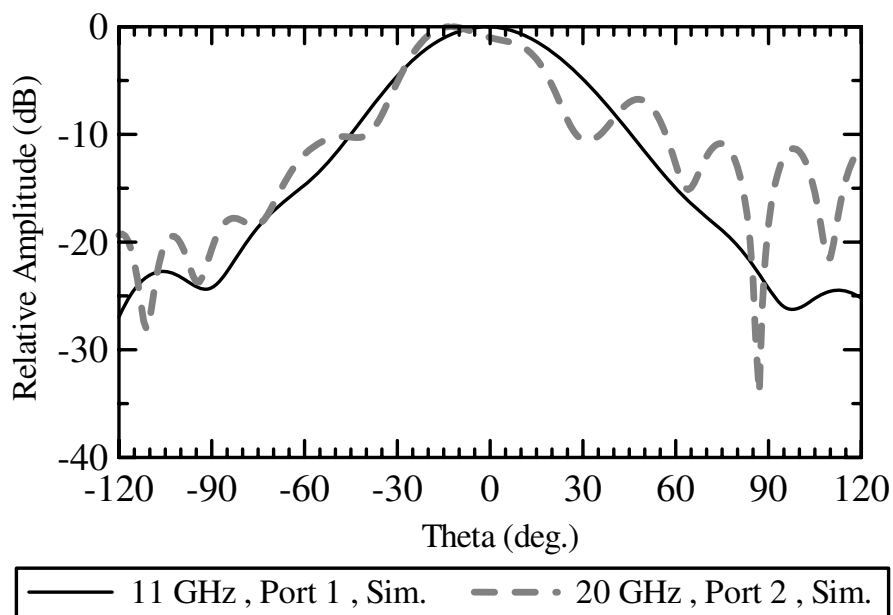


図 5.13 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の利得

が、xz 面と yz 面の両面で各周波数における半値幅の差が小さくなることがわかる。本章で提案する直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の z 方向における半値幅について、周波数をパラメータとして計算した結果を図 5.15 に示す。図 5.15 より、提案の QRHA では、3.3 の同軸線路給電型 QRHA と同様に、アンテナ開口を長方形としたことにより特に yz 面において、動作帯域の低域と高域における半値幅が等しくなっていることが確認できる。また、低域と高域における半値幅の平均値は、xz 面の低域が 75.8° 、高域が 58.8° で、yz 面の低域が 53.4° 、高域が 46.7° となった。したがって、開口を長方形とした同軸線路給電型 QRHA の場合と同様に、平面線路から給電した提案アンテナにおいても、xz 面と yz 面の両面で各帯域における半値幅の差が小さくなることがわかる。

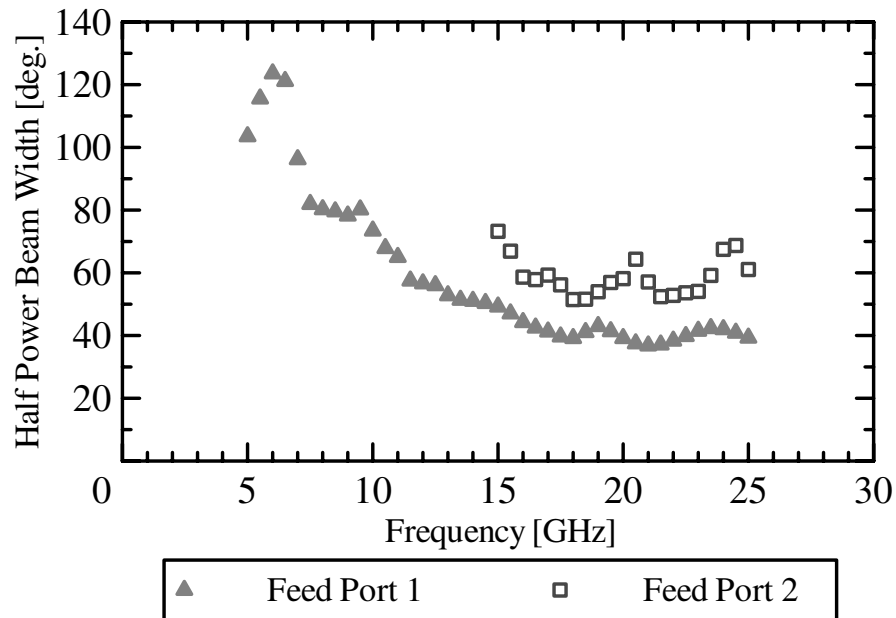


(a) xz 面

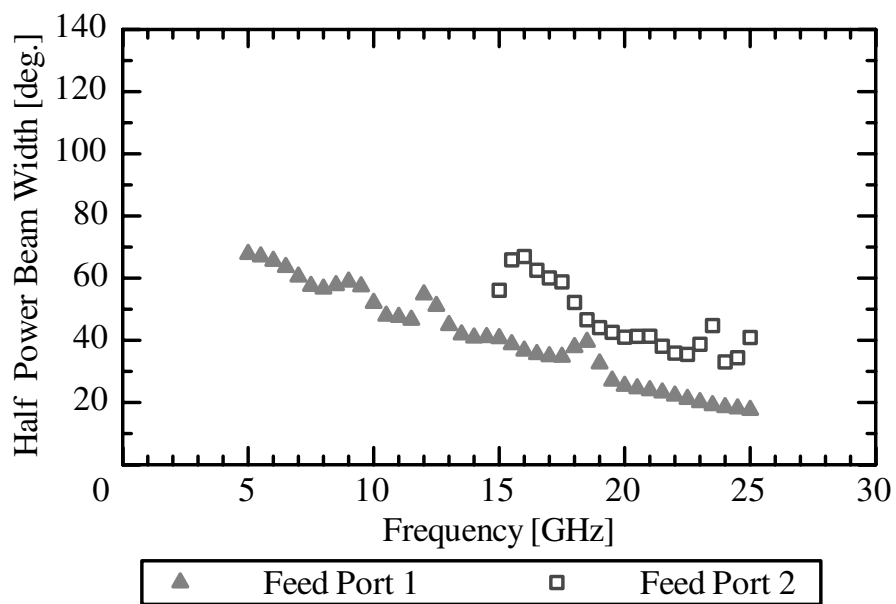


(b) yz 面

図 5.14 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA の指向性パターン



(a) xz 面



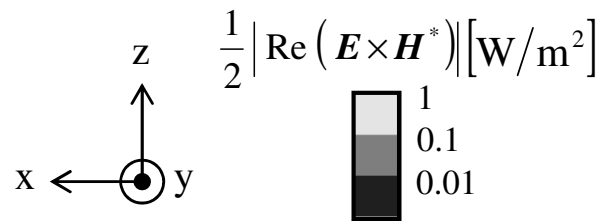
(b) yz 面

図 5.15 直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA における半値幅の周波数特性

5.3 近傍界における受信範囲の評価結果

提案の直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA について、近傍界における受信範囲を評価する。解析モデルは 3.4 で使用したものと同一で、QRHA の 10 mm 前方に配置した水の中における 11 GHz と 20 GHz の電力分布について電磁界解析した。同軸線路給電型および平面線路給電型の直交偏波 2 帯域割り当て QRHA について、電磁界解析により求めた xz 面と yz 面の電力分布を図 5.16 と図 5.17 に示す。なお、アンテナへの給電は、11 GHz がポート 1 から、20 GHz ではポート 2 から行った。図 5.16 と図 5.17 より、xz 面と yz 面ともに給電線路の違いによる大きな変化は見られず、どちらの給電方法においても低域と高域の受信範囲が、横方向にほぼ等しく、深さ方向に異なっていることが確認できる。

次に、アンテナ開口が正方形の同軸線路給電型 QRHA、ならびに、アンテナ開口が長方形の同軸線路給電型 QRHA および平面線路給電型 QRHA の近傍界における受信範囲について比較検証する。3.4 で使用した解析モデルにより、所望の周波数帯域 5-25 GHz にわたって 0.5 GHz 刻みで電磁界解析し、各 QRHA の低域と高域における受信範囲の平均値を求めた。なお、3.4 と同様に、各周波数における受信範囲の定義は、解析により得られた水中の電力分布の xz 面と yz 面のそれぞれについて、電力最大値から 10 dB 低下する x 方向及び y 方向の幅とした。低域と高域の中心周波数を 10 GHz 及び 20 GHz とし、各帯域の周波数帯域幅を 10 GHz 及び 4 GHz としたときの受信範囲を表 5.2 と表 5.3 にそれぞれ示す。表 5.2 と表 5.3 の結果より、アンテナ開口を長方形とした QRHA は、正方形の QRHA と比べて xz 面と yz 面の両面で低域と高域における受信範囲の差が小さいことがわかる。また、平面線路から給電した場合においても、同様の傾向となることが確認できる。以上より、直交偏波 2 帯域割り当て平面線路給電型 QRHA は近傍界においても、動作周波数帯域の低域と高域における受信範囲幅の差が小さくなることが明らかになった。



(a) proposed QRHA fed from coaxial line, 11 GHz, Port 1 feed



(b) proposed QRHA fed from coaxial line, 20 GHz, Port 2 feed



(c) proposed QRHA fed from microstrip line, 11 GHz, Port 1 feed



(d) proposed QRHA fed from microstrip line, 20 GHz, Port 2 feed

図 5.16 xz 面における電力分布解析結果

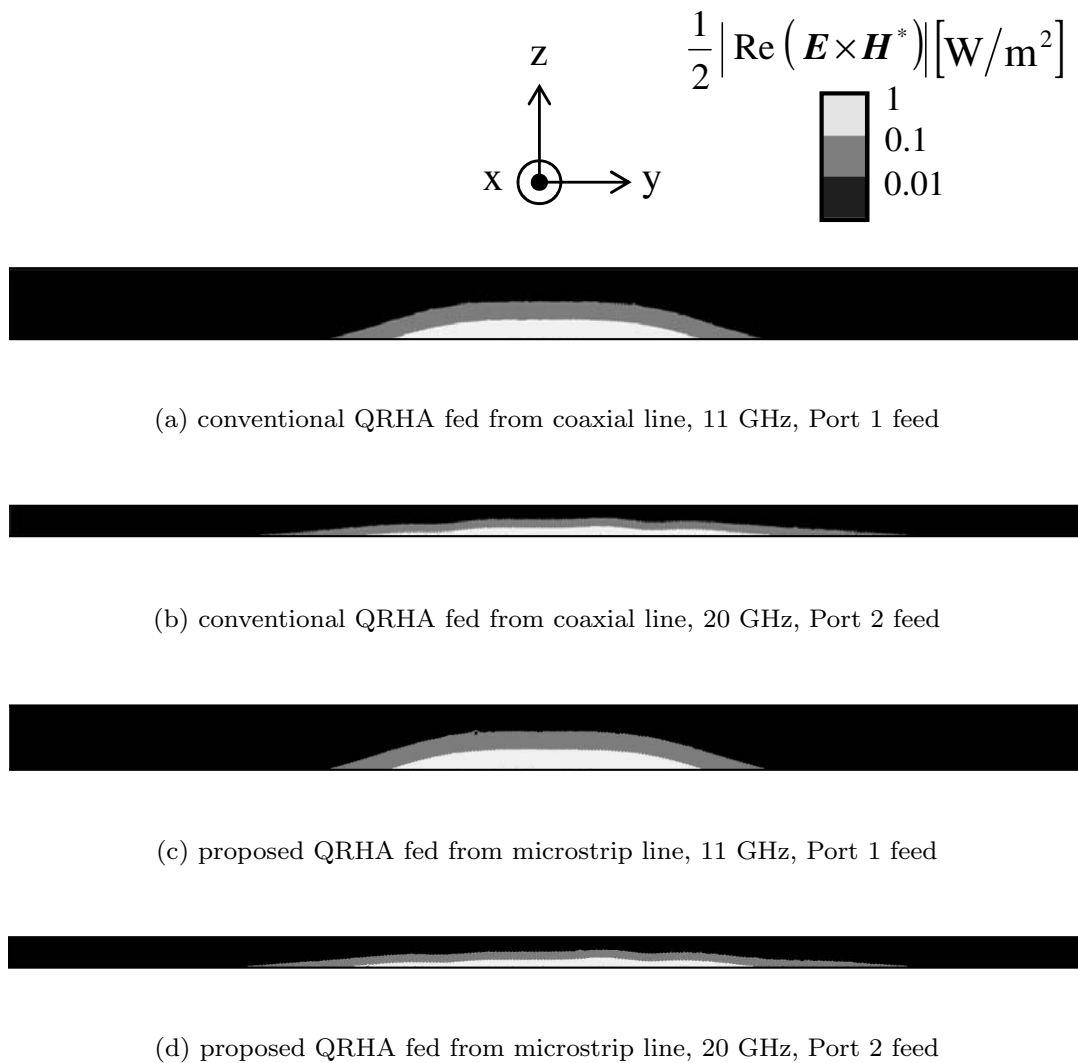


図 5.17 yz 面における電力分布解析結果

表 5.2 各 QRHA の低域と高域における受信範囲の比較 (単位 : mm)
低域と高域の周波数帯域幅 : 10 GHz

給電線路	同軸				平面	
	正方形		長方形		長方形	
アンテナ開口						
選択面	xz 面	yz 面	xz 面	yz 面	xz 面	yz 面
低域 : 5-15 GHz	62.9	43.3	43.6	43.6	44.6	43.0
高域 : 15-25 GHz	47.3	48.6	31.3	47.3	34.9	43.5
差	15.6	5.3	12.3	3.7	9.7	0.5

表 5.3 各 QRHA の低域と高域における受信範囲の比較 (単位 : mm)
低域と高域の周波数帯域幅 : 4 GHz

給電線路	同軸				平面	
	正方形		長方形		長方形	
アンテナ開口						
選択面	xz 面	yz 面	xz 面	yz 面	xz 面	yz 面
低域 : 8-12 GHz	63.2	44.1	44.5	43.0	45.8	42.7
高域 : 18-22 GHz	38.6	46.3	37.0	44.2	42.3	43.9
差	24.6	2.2	7.5	1.2	3.5	1.2

5.4 むすび

本章では、第3章で提案した QRHA と、第4章で提案した MS-QRWG 変換器を備えた、直交偏波2帯域割り当て平面線路給電型 QRHA を提案した。まず、提案のアンテナ構造について述べた上で、アンテナを構成する MS-QRWG 変換器とフレア部のそれぞれについて設計手法を示した。また、最適化設計した MS-QRWG 変換器において、導波管形状を長方形としたにも関わらず、誘電体基板からなる疑似的なクアドリッジ導波管中央部の構造寸法が第4章で設計した寸法と同値となったことから、線路変換部におけるインピーダンス整合が本研究にて導入した導波管中央部の新構造に依存することを明らかにした。次に、最適化設計した提案アンテナの基本特性および、遠方界と近傍界における受信範囲について電磁界シミュレーションにより定量的に評価した結果を示した。その結果、平面線路から給電した提案の QRHA が、第3章の同軸線路から給電した場合と同様に、二周波放射計用アンテナに要求される性能を満足し、輝度温度分布推定に適したアンテナであることを明らかにした。

参考文献

- [1] K. Yamada, K. Sakakibara, N. Kikuma, T. Arakawa, T. Sakamoto, and M. Takeda, “A quad-ridged horn antenna for estimating distribution of brightness temperature,” Vietnam-Japan Int. Symposium on Antennas and Propagation, pp.299-303, Jan. 2014.
- [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] 山田康太, 榊原久二男, 菊間信良, “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,” 信学論 (B), vol.J98-B, no.3, March 2015.
- [4] 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.

第6章 結論

本論文では、ヒトが感じる温度の計測を背景として、非接触かつ非侵襲に物体内部の輝度温度分布を推定する、マイクロ波放射計について取り上げた。マイクロ波放射計に要求される「小型化」、「高感度化」、「輝度温度分布の推定精度向上」という三つの課題を解決する要素技術として、輝度温度分布の推定に適したアンテナを提案した。また、マイクロ波およびミリ波などの高周波を利用したシステムにおいて、アンテナや給電回路・高周波回路を相互接続する広帯域な伝送線路変換器を提案した。なお、提案の伝送線路変換器により、放射計のアンテナと受信機の一体化が可能になるため、マイクロ波放射計の「小型化」と「高感度化」を図ることができる。それぞれの提案構造について、有限要素法による電磁界シミュレーションと実験による定量的な評価をすることで、その有効性を明らかにした。

まず、第2章ではマイクロ波放射計の概要とヒトの温度の感じ方に加えて、体感温度を推定した場合の応用分野について述べた。そして、透過性の高いマイクロ波帯を使用することで、衣服などの遮蔽物越しに体感温度を推定できる本研究の必要性について述べた。次に、遮蔽物の厚さによって変化する、体感温度の推定に適した周波数について、人体を模擬した4層の平行平板モデルにより検討した結果、10 GHz帯と20 GHz帯の熱雑音を同時に受信することで、遮蔽物の厚さが薄い場合と厚い場合の両方に対応できることを示した。その上で、二周波マイクロ波放射計の初段に位置するアンテナの課題と要求される性能を明らかにした。なお、体感温度の推定に適した周波数は、遮蔽物がない場合は40 GHz付近、遮蔽物の厚さが1 mm程度と薄い場合は20 GHz付近、厚さが5 mm程度と厚くなった場合は10 GHz付近となった。

第3章では、輝度温度分布推定に適した2ポートの広帯域受信アンテナとして、一般的な同軸線路給電型のクアッドリッジホーンアンテナ(QRHA: Quad-Ridged Horn Antenna)を改良し、動作周波数帯域の低域と高域に直交する偏波を振り分けた「直交偏波2帯域割り当てQRHA」について提案した。

まず、開口が正方形である従来のQRHAについて実際に設計し、アンテナ特性を評

価した。その結果、広帯域特性を有する従来の QRHA により、第 2 章で示した所望の動作周波数帯域（低域：5-15 GHz，高域：15-25 GHz）を満足できることを確認した。その一方で、低域と高域においてビーム幅が異なる課題も確認した。アンテナから見て物体の横方向に各帯域の受信範囲が異なることは、深さ方向の輝度温度分布の推定精度を劣化させる要因となる。そこで、熱雑音があらゆる偏波で物体から放射される性質を利用して、提案の直交偏波 2 帯域割り当て QRHA では、アンテナ開口のアスペクト比を 2 : 1 とすることで各ポートの動作周波数帯域をずらすように設計した。これにより、提案の QRHA は従来構造の半分の体積に小型化できるにもかかわらず、反射量が -10 dB 以下の帯域幅は各ポートを併用することで 20.4 GHz (137%) となり、従来構造 (138%) とほぼ同等の動作周波数帯域幅を維持できることを示した。また、各アンテナの低域と高域における受信範囲幅の差異について、遠方界と近傍界の両方で検証した結果を示すことで、各周波数帯域の受信範囲がアンテナから見て計測する物体の横方向に均一で、深さ方向にのみ変化する提案アンテナの有用性を明らかにした。

第 4 章では、アンテナと給電回路・高周波回路の相互接続を可能にする伝送線路変換器の一つとして、「一層基板で構成された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」について提案した。

まず、提案の変換器構成を示し、使用する部品の形状が複雑であった同軸線路・クアドリッジ導波管変換器と比べて、部品自体の構造を簡易にできることを述べた。また、提案の MS-QRWG 変換器は、誘電体基板上的金属パターンの変更のみでリアクタンス調整を可能にする新構造を線路変換部分に施すことにより、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明らかにした。最適化設計した提案の変換器について単体評価した結果、反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅は、24.4 GHz (156%) と非常に広帯域な特性を実現できた。次に、給電回路として提案の変換器を備えた平面線路給電型 QRHA を設計して評価した結果、反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅は、同軸線路給電型 QRHA と比べて 7% 広帯域となる、23.4 GHz (145%) であった。また、平面線路給電型 QRHA では各ポートの信号線の間隔を基板厚まで近接させたことにより、同軸線路給電型 QRHA と比べて、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。なお、平面線路給電型 QRHA 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。直交偏波を同時に受信可能な QRHA は電波望遠鏡のフィードへの適用が考えられるものの、給電回路である同軸線路・クアドリッジ導波管変換部の複雑な構

造により、18 GHz 以上で動作する QRHA の開発が困難であった。しかし、構造が簡易な提案の MS-QRWG 変換器を給電回路として QRHA に適用することで、より高い周波数で動作する QRHA の実現が期待できる。

第 5 章では、第 4 章で提案した「MS-QRWG 変換器」を、第 3 章で提案した「直交偏波 2 帯域割り当て同軸線路給電型 QRHA」に適用した、平面線路給電型の QRHA について、その設計手法と電磁界解析により評価した結果を示した。平面線路給電型の QRHA では、給電回路の信号線とリッジ間の電磁結合が抑制可能なため、動作帯域の高域における反射量を小さくできる。その結果、ポート 1 の反射量が -10 dB 以下となる周波数帯域幅が 24.1 GHz (143%) となり、同軸線路給電型の場合と比べて、比帯域で 19% の広帯域化を実現できた。また、平面線路から給電した場合においても、同軸線路の場合と同様に、所望の動作周波数帯域を満足し、かつ、遠方界と近傍界の両方で、低域と高域における受信範囲幅が均一となることを明らかにした。

以上の結果より、第 3 章と第 4 章で提案した技術が二周波マイクロ波放射計に要求される課題を解決し、ヒトの体感温度計測に対する「マイクロ波放射計による輝度温度分布推定技術」の適用において、非常に有効であることが明らかになった。残された課題としては、本研究にて提案した技術による推定精度向上の効果を定量的に評価することが挙げられる。このためには、まず、アンテナと受信機を一体化した二周波マイクロ波放射計を実際に製作する必要がある。そして、製作した二周波マイクロ波放射計とモデル適合法を用いた輝度温度分布推定システムを開発することで、推定精度について定量的な評価ができるようになると考えられる。また、輝度温度分布を実験により評価する場合に必要な、恒温水槽や人体ファントムを用いた評価システムの構築も今後の課題として挙げられる。

マイクロ波放射計による輝度温度の計測技術は、土壤の水分含有率や果実の糖度、海面温度など種々の物理量測定に応用されている。物体内部の輝度温度分布推定技術についても、本研究の提案技術により深さ方向の推定精度を向上させることで、ヒトの体感温度の推定のように、これまでにない新たなニーズへの適用が期待できる。最後に、本研究で提案・検討した新規技術が将来のマイクロ波放射計による輝度温度計測技術の発展に大きく貢献できることを期待する。

謝辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成にあたり，名古屋工業大学教授 榊原久二男博士には，終始懇切丁寧なるご指導・ご鞭撻を賜りました。心より感謝の意を表しますとともに，厚く御礼申し上げます。

また，貴重なお時間を割いて本論文をご審査頂き，数々の有益なご助言を賜りました名古屋工業大学教授 王 建青博士，名古屋工業大学教授 菊間信良博士に深く感謝いたします。

さらに，著者にこのような研究の機会を与えて下さった，マスプロ電気株式会社 端山佳誠代表取締役社長，本研究の遂行にあたり全面的に支援して頂きました同 武田政宗執行役員開発部長，同 開発部 坂本 徹次長，中山安生副部長，熱心なご討論や常に有益なるご助言を頂きました同 開発部 荒川 孝氏に厚く御礼申し上げます。

最後に，貴重な時間を割きながらも論文執筆に協力し，終始温かく見守り支えてくれた妻 聖子をはじめとする家族，友人達に深く感謝いたします。

論文目録

印刷公表の方法および時期

公表（予定）年月日	公表内容	出版物の種類および名称
	全文・要約	
2014年 1月	第3章 要約掲載	“A Quad-ridged Horn Antenna for Estimating Distribution of Brightness Temperature” Proceedings of the Vietnam-Japan International Symposium on Antennas and Propagation, pp.299-303, Jan. 2014. に掲載
2014年 3月	第3章 全文掲載	“直交偏波 2 帯域割り当てクアドリッジホーンアンテナ” 電子情報通信学会和文論文誌, vol.J97-B, no.3, pp.324-332, March 2014. に掲載
2015年 3月	第4章 全文掲載	“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” 電子情報通信学会和文論文誌, vol.J98-B, no.3, March 2015. に掲載予定