

修士学位論文

茨城 32 m 電波望遠鏡搭載用
6.5–23 GHz 帯受信機の
給電部デザイン検討

2020 年度
(令和 2 年度)

茨城大学 大学院理工学研究科

理学専攻 宇宙物理学コース

19NM154A

川上泰輝

概要

茨城 32 m 電波望遠鏡に搭載する超広帯域 (6.5–23 GHz) 受信機の開発を目指し、その一部である給電部の設計を行なった。超広帯域受信機の開発の目的は、現在使用している 6.5–8.8 GHz 帯受信機と 22 GHz 帯受信機がそれぞれ受信可能な周波数帯域を一台の 6.5–23 GHz 受信機でカバーすることで、より安定した柔軟性のある観測システムを構築することである。

広帯域化ができていない原因は、受信機内の給電部の対応周波数帯域が狭いことにある。そこで、リッジ構造によって対応周波数帯域を広げた Quadruple-Ridged Antenna (QRA) を給電部として使用することで広帯域化を実現する。QRA の設計は大阪府立大学の長谷川豊氏が中心となって行なっているが、構造の複雑さから一体としての設計が難しいためホーン部分と導波同軸変換部に分割し別々に設計することとなった。本研究では導波同軸変換部の設計を行なった。

設計を行なうにあたり全帯域 (6.5–23 GHz) で一律の要求仕様を設定した。要求仕様は挿入損失 -0.2 dB 以上、反射損失 -20 dB 以下、アイソレーション -20 dB 以下である。設計には 3 次元電磁界解析ソフト (High Frequency Structure Simulator, HFSS) を使用し、反射損失より導出した比帯域をモデルの評価に使用した。設計は解析時間を考慮し、効率的に行なうために次のような方法を実行した。まず導波同軸変換部の構造パラメータから 2–4 個程度のまとまりを作り、それらを小構造としてパラメータ最適化を小構造ごとに行なう。次に最適化された小構造を組み合わせ、導波同軸変換部全体の最適化を行なう。最後にモデルのスケールを変換することによって対応周波数を調整する。

結果、初期モデルに比べて反射損失を低周波側で 1.30 dB、高周波側で 5.70 dB 程度抑えることに成功した。しかし、設定した要求仕様を挿入損失は一部の周波数 (12.6 ± 0.1 GHz) で達成できておらず、 -0.51 dB 程度であった。また、反射損失も 6.50–7.84 GHz、22.33–23.00 GHz で達成できておらず -16.87 dB 以下程度であった。これらの周波数帯ではメタノールメーザーの観測 (6.668 GHz) と連続波観測 (6.5–7.1 GHz、22–23 GHz) を行なっているため改善が望まれる。さらに製造誤差やシミュレーション誤差による試作段階での劣化も考えられるため反射損失をさらに向上させる改良が必要である。試作を見据えたモデル構造の変更が生じたため再度、新モデルで導波同軸変換部の最適化を行なった後、QRA 全体モデルでの調整と評価を今後行なう予定である。

Abstract

In order to develop an ultra-wideband (6.5–23 GHz) receiver for the Ibaraki 32 m radio telescopes, we adopted Quadruple-Ridged Antenna (QRA) as a feeder for the receiver and designed a waveguide coaxial converter, which is a part of the feeder. I used three-dimensional electromagnetic field analysis software (High Frequency Structure Simulator, HFSS) for the design and the specific bandwidth derived from the return loss for the model evaluation. As a result, I succeeded in reducing the return loss by about 1.30 dB at the low frequency side and 5.70 dB at the high frequency side compared to the initial model, but the required return loss was not achieved at 6.50–7.84 GHz and 22.33–23.00 GHz. In those frequency bands, the methanol maser (6.668 GHz) and continuum emission (6.5–7.1 GHz, 22–23 GHz) will be observed, so improvement of return loss will be desired.

目次

第 1 章	電波天文学	4
1.1	電波天文学	4
1.2	茨城 32 m電波望遠鏡	4
1.3	研究の目的・意義	5
第 2 章	広帯域受信機を実現するための諸課題	6
2.1	導波管による制限	6
2.2	Quadruple-Ridged Antenna (QRA)	8
2.3	3 次元電磁界解析ソフト (High Frequency Structure Simulator, HFSS)	8
2.4	要求仕様	8
第 3 章	設計	12
3.1	導波同軸変換部の設計	12
3.2	設計手順	14
3.3	導波同軸変換部の設計結果	17
第 4 章	まとめ	27
4.1	成果・議論	27
4.2	今後の課題	27
参考文献		29
付録 A	モデル詳細	30
付録 B	小構造最適化詳細	32
B.1	リッジ後部	32
B.2	芯線直交部	33
B.3	バックキャビティ	35

第 1 章

電波天文学

1.1 電波天文学

宇宙からは様々な波長の電磁波が地球に降り注いでいる。そのうち地上に到達するのは電波と赤外線それぞれ一部と可視光である。他の波長帯の電磁波は地球大気に吸収され地上まで届かないためである。電波天文学は宇宙から伝搬してくる電磁波のうち電波を観測し、その強度や周波数を分析することで発信源である天体の物理状態を推定する学問である。電波は地上で観測することができる波長帯の一つであり、大型の観測装置の建設が可能である。これにより微弱な信号であっても精度の高い観測を行なうことができる。また、電波は他波長にはない三つの特徴を持っている。第一に、電氣的に干渉技術が容易であることである。電波では、この特徴を利用した観測手法である VLBI 観測によって高い空間分解能を実現できる。第二に、他波長では見えないものを見ることができることである。それは極低温分子ガス、シンクロトン放射、中性水素原子などである。これらは星の形成過程を解明するための重要な要素である。第三に、波長が長いためダストによる吸収を受けないことである。これにより星形成過程初期の高密度領域や銀河の奥深いところまで見通すことができる。

1.2 茨城 32 m電波望遠鏡

茨城 32 m 電波望遠鏡は日立 32 m 電波望遠鏡と高萩 32 m 電波望遠鏡の総称である。元々 KDDI の衛星通信用のアンテナであったが国立天文台に譲渡され、茨城大学で天文観測用の電波望遠鏡として観測運用や整備を行なっている。観測周波数は 6.5–7.1 GHz、8.0–8.8 GHz、20–23 GHz 帯である。主な観測対象は 6.668 GHz のメタノールメーザー、6、8、22 GHz 帯の連続波、22.235 GHz の水メーザーが挙げられる。

1.2.1 構成

茨城 32 m 電波望遠鏡は大きく分けてアンテナ、受信機、検波器、分光器、計算機によって構成される。

アンテナ

アンテナは天体から地上に届いた電波を集める装置である。アンテナには指向性があり、観測対象以外からの信号の混入を抑えることができる。また、アンテナの向きを変えることで観測対象を変えることができる。集めた信号はフィードホーンと呼ばれる先細りの伝搬路を通じて受信機へと送られる。

受信機 (フロントエンド)

受信機は受信した信号の強度変換、周波数変換を行なう装置である。受信された微弱な信号を後段の処理、伝送によって混入するノイズから守るために初段で低雑音、高倍率な増幅を行なう。また同様の理由から初段の増幅器、伝送路からの熱雑音を減らすためにこれらはデュワーと呼ばれる容器の中で冷却されている。電磁波の中でも茨城 32 m 電波望遠鏡の観測帯域であるセンチ波は比較的低周波であるが電気信号としては扱いにくいいため、より低周波へと周波数変換器によって変換される。受信機は望遠鏡装置の中で最初に位置するためフロントエンドと呼ばれる。

検波器、分光器 (バックエンド)

受信機によって増幅、周波数変換された信号を検波器はパワーとして出力する。検波器は連続波観測に用いられる。分光器は信号を周波数ごとに細かく分解し周波数ごとの強度を出力する。受信機の後段に位置する検波器、分光器はバックエンドと呼ばれる。

1.3 研究の目的・意義

現在、茨城 32 m 電波望遠鏡では 6.5–8.8 GHz 帯と 22 GHz 帯のそれぞれに対応した 2 種類の受信機を使用している。普段は 6.5–8.8 GHz 帯受信機を搭載しメタノールメーザーの単一鏡モニター観測を行なっているが、東アジア VLBI (EAVN)、国内 VLBI (JVN) 観測のために 22 GHz 帯受信機に載せ替え、VLBI 観測局としても貢献している。しかし、受信機を搭載している場所は図 1.1 のように梁に囲まれているため狭く、受信機の重量も大きいので載せ替えには人手が必要である。また、載せ替えにかかる時間に加え、取付後のデュワー内の減圧と冷却 (取り外す場合はその逆) にも多くの時間がかかる。これらによって載せ替え時の受信機本体へのダメージ、モニター頻度の低下などのロスが生じている。2 つの観測帯域をカバーできるような超広帯域な受信機が開発されれば、ロスが少なく、自由度の高い望遠鏡運用が可能となる。本論文では超広帯域 (6.5–23 GHz) 受信機の開発に向け、3 次元電磁界解析ソフトを用いて受信機の一部である給電部の設計を行なった。

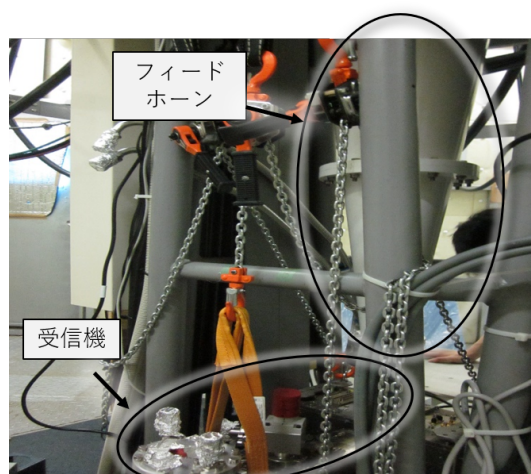


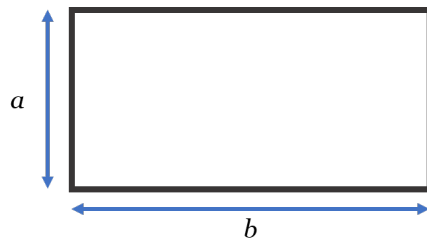
図 1.1 載せ替え時の様子

第 2 章

広帯域受信機を実現するための諸課題

2.1 導波管による制限

新しい広帯域な受信機を開発する上で、その帯域幅を制約する最も大きな障壁は何だろうか？ それは受信機内で使用される導波管にある。導波管を扱う場合、信号は内部をモード (TE_{mn} ただし、 $m = 0, 1, 2, \dots, n = 0, 1, 2, \dots$) と呼ばれる形で伝搬する。モードはそれぞれカットオフ周波数 f_c を持ち、カットオフ周波数より低い周波数では信号は減衰し伝搬しない。カットオフ周波数は導波管の形状によってモードごとに決まる。図 2.1 のような断面の矩形導波管内部を伝搬する場合、カットオフ周波数は光速を c として式 2.1 のように計算できる。



$$f_c = c \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2} \quad (2.1)$$

図 2.1 矩形導波管断面

同時に複数のモードを扱う場合は全てのモードの振る舞いを追いかける必要があり設計が難しいため、一般的にはカットオフ周波数が 1 番小さいものを使用する。2 番目以降のモードが含まれる周波数は使用しない。この場合、帯域幅は 1 番目のカットオフ周波数と 2 番目のカットオフ周波数によって決まる。矩形導波管の場合は 1 次モードで扱う周波数を広くするために導波管断面の長辺と短辺の長さを 2 対 1 にすることが多い。このとき、低次モードのカットオフ周波数は $b = 2a$ として

$$f_c(\text{TE}_{01}) = \sqrt{\left(\frac{1}{2 \times 2a}\right)^2} = \frac{c}{4a} \quad (2.2)$$

$$f_c(\text{TE}_{10}) = \sqrt{\left(\frac{1}{2a}\right)^2} = \frac{c}{2a} \quad (2.3)$$

$$f_c(\text{TE}_{11}) = \sqrt{\left(\frac{1}{2a}\right)^2 + \left(\frac{1}{2 \times 2a}\right)^2} = \frac{\sqrt{5}c}{4a} \quad (2.4)$$

$$f_c(\text{TE}_{02}) = \sqrt{\left(\frac{2}{2 \times 2a}\right)^2} = \frac{c}{2a} \quad (2.5)$$

$$f_c(\text{TE}_{20}) = \sqrt{\left(\frac{2}{2a}\right)^2} = \frac{c}{a} \quad (2.6)$$

となる。よって、それぞれのモードが伝搬できる帯域は図 2.2 のようになる。

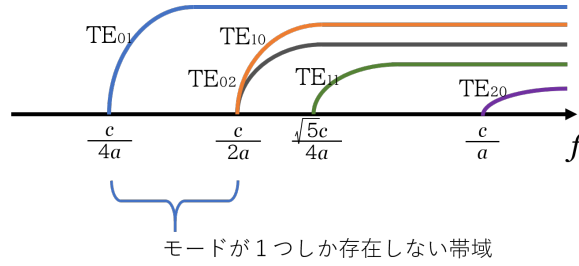


図 2.2 モードおよび伝搬できる帯域

モードが 1 つしか存在しない帯域を比帯域で表すと、

$$\begin{aligned} \text{比帯域} &\equiv \frac{\text{帯域幅}}{\text{中心周波数}} \\ &= \frac{\frac{c}{2a} - \frac{c}{4a}}{\left(\frac{c}{4a} + \frac{c}{2a}\right)/2} \\ &= \frac{2}{3}, \end{aligned} \quad (2.7)$$

つまり、66.67% となる。しかし、ここまでの話は伝搬させるモードが 1 つの場合で、両偏波を受信する場合は偏波分離前の導波路ではモードを 2 つ扱う必要がある。この場合、比帯域はさらに制限される。茨城 32m 電波望遠鏡では右旋偏波と左旋偏波の両方を扱っているため、2 つのモードを使用している。偏波分離前の導波管断面を正方形 ($a = b$) にし、最低次のモード 2 つ (TE_{10} 、 TE_{01}) を同じカットオフ周波数 ($f_c = \frac{c}{2a}$) に設定している。この場合、3 次のモード (TE_{11} 、 $f_c = \frac{\sqrt{2}c}{2a}$) の干渉を抑えるために比帯域は 34.31% 程度となる。よって、茨城 32m 電波望遠鏡の受信機を広帯域化する方法としては (1) 扱うモードを 1 つにし比帯域を 30% ほど広くする、(2) 特殊なモードが伝搬することのできる導波管を使用する、といった方法が挙げられる。

2.2 Quadruple-Ridged Antenna (QRA)

QRA は 4 リッジ導波管のリッジ間隔を徐々に広げることで開口アンテナ化したものである。リッジ導波管とは導波管壁面に板状の構造 (リッジ) を設置した導波管である。4 枚のリッジが設置された導波管は 4 リッジ導波管と呼ばれる。図 2.3 に QRA の解析モデルを示す (大阪府立大学の長谷川豊氏 提供)。リッジ導波管の特性であるカットオフ周波数を下げる効果を利用し、通常の導波管よりも広帯域で利用することができる。それに伴って通常とは異なり特殊な伝搬モードを扱うことになる。対面する 2 枚のリッジ 2 組を直交させることにより、直交偏波を高い分離度で受信できる。また受信した直交偏波をそれぞれ別の同軸出力から取り出すことができる。しかし、構造が複雑で反射による信号の損失を抑えた設計が難しい。

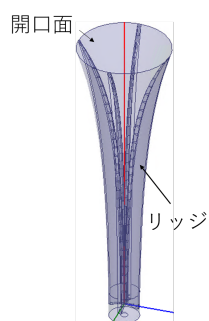


図 2.3 QRA の解析モデル

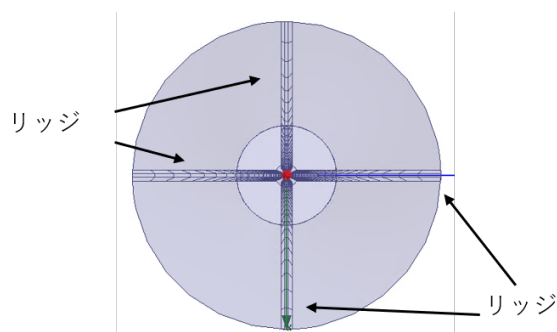


図 2.4 QRA の解析モデル (開口面から見た図)

2.3 3次元電磁界解析ソフト (High Frequency Structure Simulator, HFSS)

導波管回路の設計には 3 次元電磁界解析ソフトが用いられる。ここでは本研究で使用した Ansys 社の HFSS を例に説明する。HFSS は有限要素法 (Finite Elements Method) を用いた解析ソフトで、モデルや与えた周波数によって適切な要素を自動的に生成することができる。要素の最適化は、要素数を一定の割合ずつ増やし、設定した許容誤差以内に解析結果が収束するまで要素数を増やすというものである。HFSS では最適化した要素の各点でマクスウェル方程式を解くことで電磁界のシミュレーションを行なうことができる。要素の最適化は与えた周波数でしか行なわれないが、HFSS では生成された要素をそのまま使用して他の周波数においてもシミュレーションを行なうことができる。これにより要素の最適化にかかる時間を大幅に減らすことができる。しかし、要素生成時に与えた周波数から離れるにつれ解析結果の誤差は大きくなる恐れがある。この影響を抑えるためには誤差を小さくしたい周波数を要素生成時に与えたり、周波数帯を分割してそれぞれで要素の最適化を行なったりするのが効果的である。シミュレーション結果は S パラメータで確認する。

2.4 要求仕様

設計に移る前に設計の要求仕様の確認を行なう。本研究の目的は、茨城 32 m 電波望遠鏡が現在、受信機 2 台を用いて観測している帯域を 1 台でカバーできる受信機を設計することである。茨城 32 m 電波望遠鏡の観測対象と帯域は以下の通りである (表 2.1)。

表 2.1 茨城 32 m 電波望遠鏡の観測帯域

受信機	主な観測対象	周波数 (GHz)	備考
6.5–8.8 GHz 受信機	メタノールメーザー	6.668	茨城大学のサイエンステーマ 国内 VLBI、東アジア VLBI
	連続波	6.6–7.1	東アジア VLBI
		8.0–8.8	国内 VLBI
22 GHz 帯受信機	水メーザー	22.235	東アジア VLBI
	連続波	22–23 など	東アジア VLBI

運用している 2 つの受信機内部の偏波分離部 (QRA にほぼ対応する) の性能を確認する。それぞれの偏波分離部の性能は先行研究 [2]、[3] より以下の通りである。

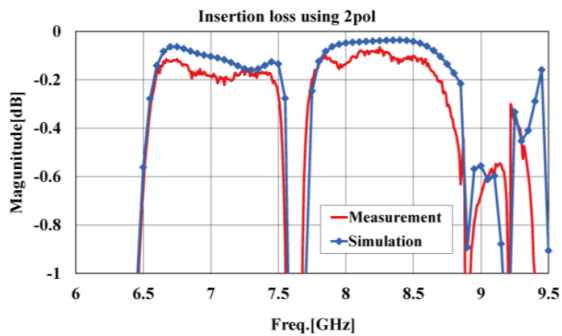


図 2.5 6.5–8.8 GHz 受信機偏波分離部の挿入損失 [2]

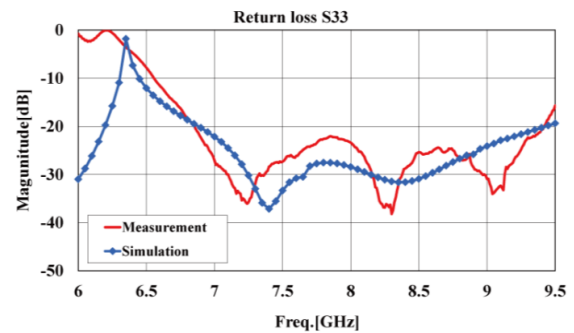


図 2.6 6.5–8.8 GHz 受信機偏波分離部の反射損失 [2]

図 2.5–2.6 は 6.5–8.8 GHz 受信機偏波分離部の性能を示している [2]。赤線は実測値、青線はシミュレーション結果である。図 2.5 は挿入損失を示している。挿入損失は入力信号に対する出力信号の強度の割合を表している。損失は 0 dB に近いほうが小さく性能が良い。図 2.6 は反射損失を示している。反射損失は入力された信号が導波管内で反射し、入力ポートから出力される信号の割合を表している。反射された信号は損失やノイズの増加に繋がるため、小さいほど良い。

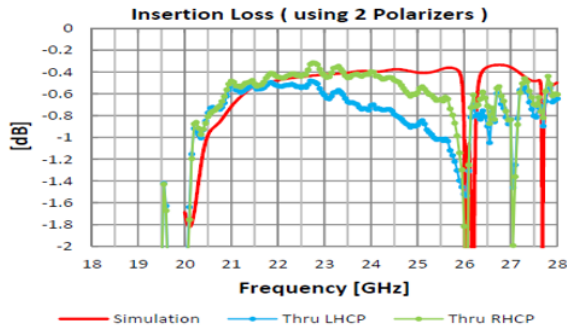


図 2.7 22 GHz 受信機偏波分離部の挿入損失 [3]

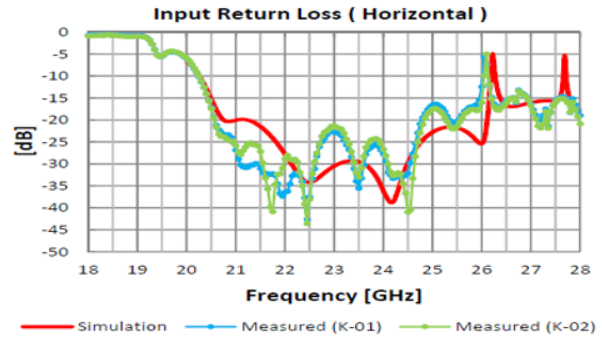


図 2.8 22 GHz 受信機偏波分離部の水平偏波反射損失 [3]

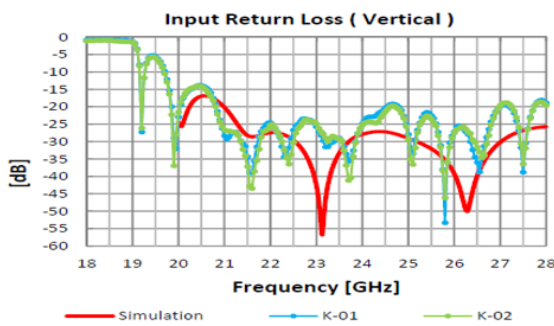


図 2.9 22 GHz 受信機偏波分離部の垂直偏波反射損失 [3]

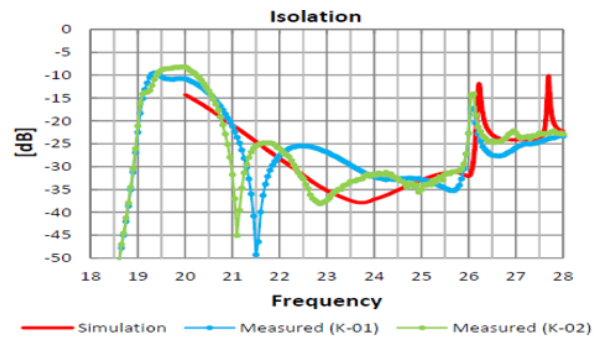


図 2.10 22 GHz 受信機偏波分離部のアイソレーション [3]

図 2.7-2.10 は 22 GHz 帯受信機の偏波分離部の性能を示している。赤線は共通してシミュレーション結果である。図 2.7 は挿入損失を示している。青線と緑線は左旋偏波と右旋偏波に対応した挿入損失の実測値である。図 2.8、2.9 は水平、垂直偏波入力に対する反射損失を示している。青線と緑線は作成された 2 つの 22 GHz 帯偏波分離部それぞれの反射損失の実測値である。図 2.10 はアイソレーションを示している。アイソレーションは出力ポート 1 から入射した信号に対する出力ポート 2 に出力される信号強度の割合を表している。後段のコンポーネントで反射され、出力ポートから入力された信号はアイソレーションの割合で逆偏波出力へと入力されてしまう。よってアイソレーションも少ないほど良い。青線と緑線は作成された 2 つの 22 GHz 帯偏波分離部それぞれのアイソレーションの実測値である。

6.5-8.8 GHz 受信機と 22 GHz 帯受信機偏波分離部の設計時における設計目標は以下の通りであった。

6.5-8.8 GHz 受信機偏波分離部の設計目標 [4]

- 周波数帯域：6.7 GHz, 8.0-8.8 GHz (比帯域：27%)
ただし 6.7 GHz 帯では連続波を観測をするため 1 GHz 程度の帯域を確保するのが望ましい
- 挿入損失：-0.2 dB 以上
- 反射損失：-20 dB 以下

22 GHz 帯受信機偏波分離部の設計目標 [3]

- 周波数帯域：22 GHz 帯
- 挿入損失：0 dB に近いほど良い
- 反射損失：−20 dB 以下
- アイソレーション：−20 dB 以下

6.5–8.8 GHz 受信機、22 GHz 帯受信機偏波分離部の設計値、実測値、設計目標を参考に 6.5–23 GHz 受信機搭載用 QRA の要求仕様を以下のように定めた。

6.5–23 GHz 受信機搭載用 QRA の要求仕様

- 周波数帯域：6.5–23.0 GHz (比帯域：111.9%)
- 挿入損失：−0.2 dB 以上
- 反射損失：−20 dB 以下
- アイソレーション：−20 dB 以下

第 3 章

設計

3.1 導波同軸変換部の設計

大阪府立大学の長谷川豊氏が中心となって、茨城 32 m 電波望遠鏡へ搭載する広帯域受信機システム用の QRA の開発をしている。しかし、構造が複雑であるため全体を一体として設計する場合、解析に時間を要する。その解決策として QRA(図 3.1) をホーン部分 (図 3.2) と導波同軸変換部分 (図 3.3) の 2 つに分割し、それぞれで設計を行なう事となった。本研究では、導波同軸変換部の設計を行なった。

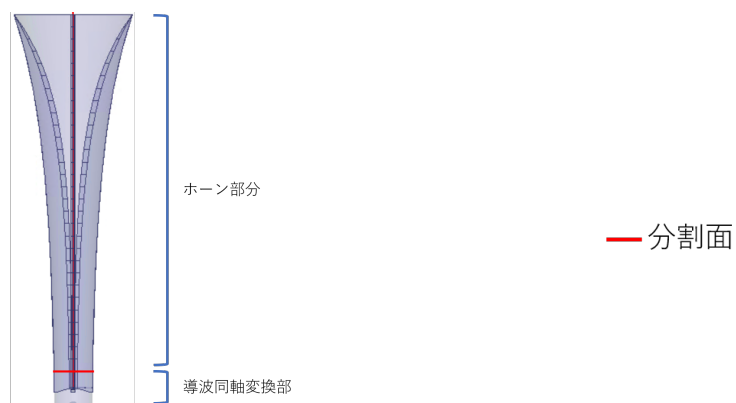


図 3.1 QRA(真横から見た図)

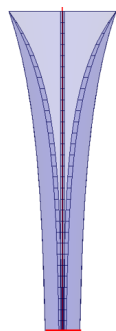


図 3.2 ホーン部分 (真横から見た図)

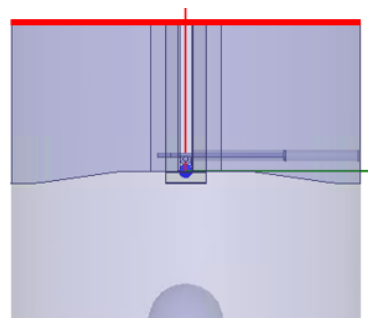


図 3.3 導波同軸変換部 (真横から見た図)

3.1.1 導波同軸変換部の初期モデル

大阪府立大学の長谷川豊氏が茨城 32 m 電波望遠鏡搭載用に設計している QRA の 2019 年 8 月段階でのモデルをもとに今回の要求仕様を満たす導波同軸変換部のモデルの設計を行なった。図 3.4、3.5 が導波同軸変換部の設計初期モデルである。ホーン部分からのリッジが導波同軸変換部中央あたりまで配置されている。4 枚のリッジのうち直交する 2 枚にはそれぞれ別の直交偏波として出力するための中空同軸が埋め込まれている。直交する偏波間の性能の差を少なくするために同軸芯線の位置はできるだけ近づけられており、芯線の直交部分は接触防止のために掘り込み (図 3.6) が入れられている。モデル開口面 (分割面) を前方としたとき、モデル後方にはバックキャビティと呼ばれる空間があり、背面にはプラスフィアと呼ばれる先行研究 [5] によって加えられた半球状の突起が存在する (図 3.5)。この初期モデルの性能は図 3.7–図 3.9 の通りである。

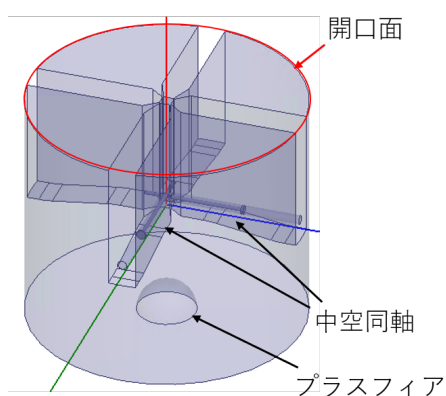


図 3.4 同軸導波変換部 (斜めから見た図)

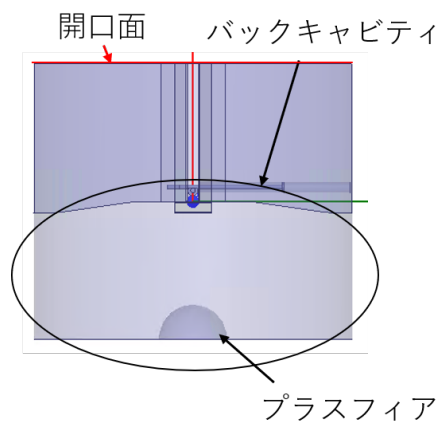


図 3.5 導波同軸変換部 (真横から見た図)

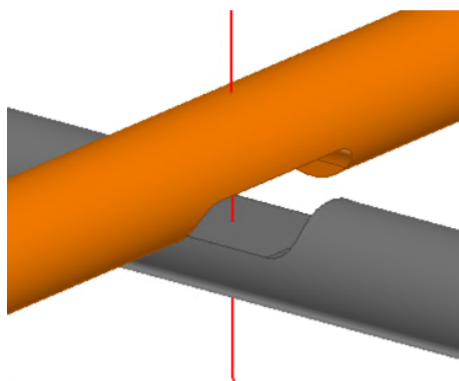


図 3.6 芯線直交部の掘込

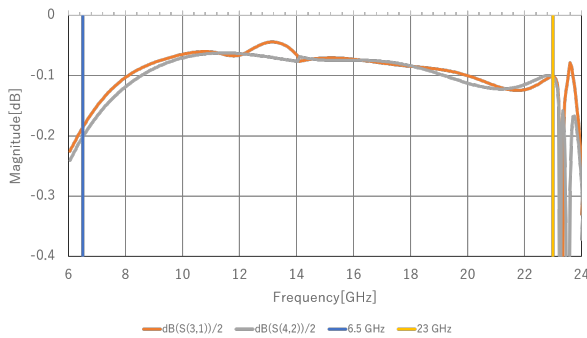


図 3.7 導波同軸変換部の初期モデルの挿入損失

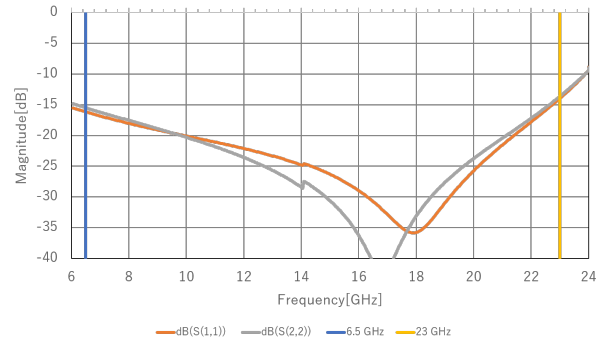


図 3.8 導波同軸変換部の初期モデルの反射損失

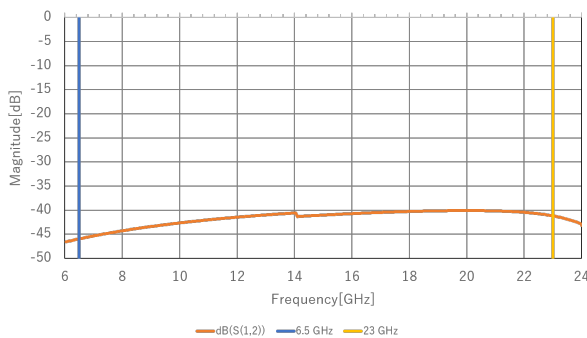


図 3.9 導波同軸変換部の初期モデルのアイソレーション

図 3.7–3.9 共通でオレンジが水平偏波、灰色が垂直偏波の結果を示している。図 3.7 は水平偏波、垂直偏波に対する挿入損失を表している。モデル単体での導出はできないため、2 つのモデルの開口面を接続したモデル (図 3.10) を使用し得られた挿入損失に 1/2 をかけることにより単体での挿入損失を導出している。図 3.8 は垂直、水平偏波に対する反射損失を表している。曲線が 14 GHz 付近でずれているのは要素の最適化の際に与える周波数を変更しているために生じたものである。図 3.9 はアイソレーションを示している。要求仕様と比較すると、挿入損失は 6.5 GHz 付近は辛うじて -0.2 dB 以上であり、全帯域で要求仕様を満たしている。アイソレーションに関しては十分に満たしている。しかし、反射損失は 6.5–9.5 GHz、21–23 GHz で要求仕様である -20 dB 以下を満たせていない。具体的には低周波側 (6.5 GHz) で -15.57 dB、高周波側 (23 GHz) で -13.46 dB である。製造誤差やシミュレーション誤差により実測値はシミュレーション値より悪くなることも考えられ、QRA 全体モデルでの性能は導波同軸変換部単体の性能より悪くなるため、導波同軸変換部のシミュレーション段階では要求仕様を超えて可能な限りよい性能を目指したい。

3.2 設計手順

初期モデルをベースに導波同軸変換部を設計する。反射損失を下げ、帯域幅を広げるために各構造パラメータの最適化を行なう。全てが変更可能なパラメータではないが、導波同軸変換部の構造パラメータは 28 個あり、それぞれを独立に変化させ最適値を求めようとすると計算時間が莫大になってしまう。この問題を回避するために本研究では導波同軸変換部からパラメータ数 2–4 個程度のまとまりを作る。そのまとまりを小構造として各形状を最適化する。これにより変化させるパラメータ数を各構造において 2–4 つに絞ることができ、計算時間を大幅に短縮することができる。まとまりを作ることのできなかったパラメータは小構造の最適化後

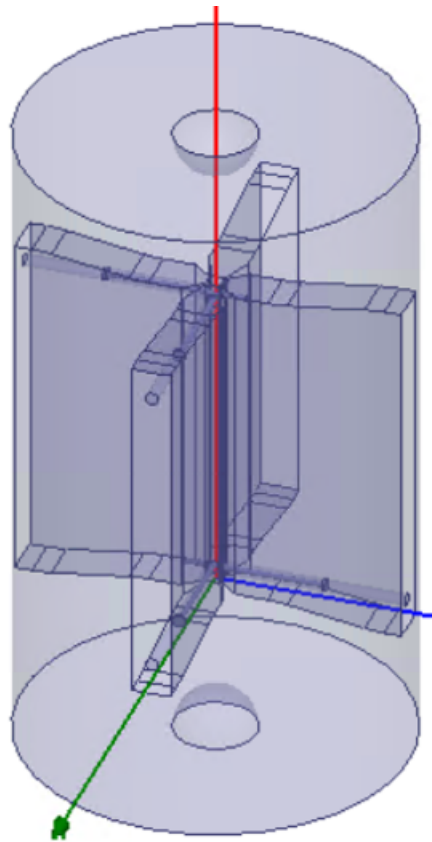


図 3.10 2つのモデルを正対させたモデル

に変化させ最適値を探索する。

3.2.1 小構造の最適化

各構造の最適化の手順は以下の通りである。図 3.11 として構造パラメータが 2 つ (パラメータ A とパラメータ B) の場合を示す。

0. パラメータの基準値として初期モデルの値を用いる。
1. パラメータごとに独立に変化させる。変化させる量は他の構造との干渉を加味したうえで結果が十分に变化し、適度な細かさを持つ量を適宜選択する。変化させるパラメータ以外は基準値にする (変化量 $\pm\Delta A$, $\pm\Delta B$)。
2. 導波同軸変換部の反射損失を計算する。このとき、着目している小構造以外のパラメータは初期値を用いる。導波同軸変換部には出力が 2 つあり (垂直、水平偏波に対応)、それぞれに対する反射損失を計算する。
3. パラメータごとに性能評価を行ない、それらの比較を行なう。性能評価の指標として反射損失 -20 dB 以下を満たす帯域の比帯域を用いる。ただし、垂直、水平偏波のそれぞれに対して比帯域が得られるため平均値を求める。
4. 比帯域最大値が得られたパラメータセットを新たな基準とする。

5. 1-4 の作業を比帯域最大値が変化しなくなるまで行なう。

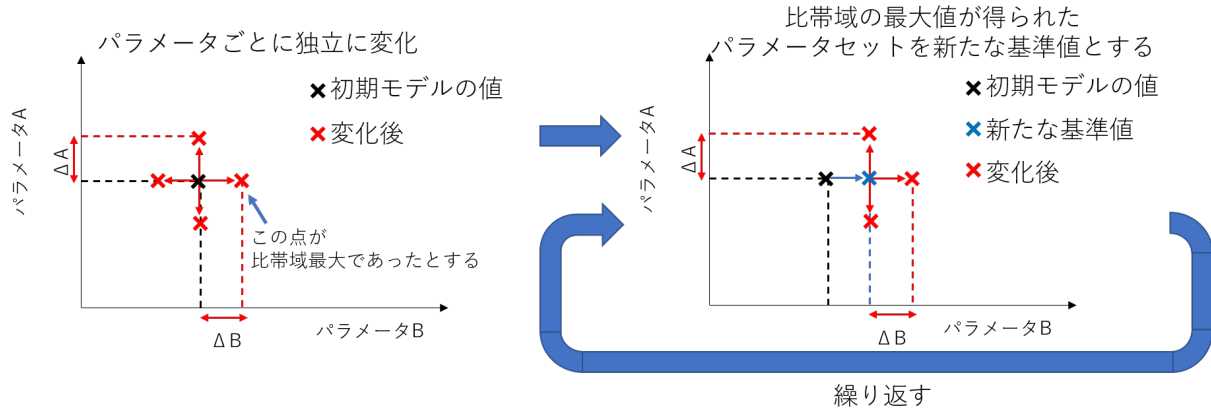


図 3.11 パラメータが 2 つの場合の小構造の最適化手順

3.2.2 最適化された小構造の組み合わせ、およびその他のパラメータの調整

小構造が 4 つある場合、表 3.12 のように各構造についてそれぞれを最適値と初期値の 2 通りで組み合わせた 16 ($= 2^4$) 通りの導波同軸変換部のモデルを作る。各モデルの比帯域を比較することで最適なモデルを選ぶ。

組み合わせ No	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
小構造1																
小構造2																
小構造3																
小構造4																

初期値
 最適値

図 3.12 導波同軸変換部の最適化のための小構造の組み合わせ方法

組み合わせによって得た最良のモデルに初期値が含まれる場合は最良のモデルを基準モデルとし、初期値が採用された小構造の最適化を再度行ない、比帯域の向上がないか確認する。その後、まとまりを作ることができなかったパラメータについて他の構造と干渉しない範囲でパラメータの値を変化させ、比帯域の向上がないか確認する。

3.2.3 周波数調整

上記の方法で得たモデルを使用し周波数を調整する。全体をスケール変更することにより比帯域を保ったまま周波数を変更することができる。しかし、同軸半径 (CRout)、芯線半径 (CRin)、モデル中心から開口面までの長さ (WLa) は変えることができない。それは後段に接続が予定されている同軸コネクタのサイズが決められており、QRA のホーン部分との接続面のフランジと同軸コネクタの干渉を避けるためである。そのため周波数調整は同軸半径、芯線半径、開口面までの長さは変えずに全体をスケール変更する。

3.3 導波同軸変換部の設計結果

構造パラメータに対して、表 3.1 のようにまとまりを作り、小構造ごと名前をつけた。また、構造としてまとまりを見つけられなかったもの、あらかじめ設定されており変化させられないものに関してはその他とした。備考としてそのパラメータの表す量を記載した (説明が難しいものについては付録 A のモデル詳細を参照)。**[固定]** は最適化を行わず、周波数調整の際にスケール変更しない。**[スケールのみ]** は最適化を行わず、スケール変更は行なうパラメータを表している。

表 3.1 構造パラメータ一覧

小構造名	パラメータ	備考
リッジ断面	R1Ta	出力 1 の同軸導波管が埋め込まれるリッジの厚み
	R1Wb	付録参照 A 参照
	R2Ta	出力 2 の同軸導波管が埋め込まれるリッジの厚み
	R2Wb	付録参照 A 参照
リッジ後部	RBD	リッジ後部の傾斜の高さ
	RBWa	リッジ後部の傾斜の開始点
	RBWb	リッジ後部の傾斜の終点
芯線直交部	CX	芯線同士の接触を避けるため一部を除去した。 X, Y, Z はそれぞれの方向に対する大きさ（入力 Z 軸正の方向）
	CY	
	CZ	
バックキャビティ	WLb	バックキャビティの深さ
	PR	プラスフィアの半径
その他	R1Tb	付録参照 A 参照
	R1Wa	出力 1 の同軸導波管が埋め込まれるリッジの幅
	R2Tb	付録参照 A 参照
	R2Wa	出力 2 の同軸導波管が埋め込まれるリッジの幅
	RF	リッジ後部フィレット
	RW	付録参照 A 参照
	CRin	[固定] 同軸芯線の半径
	CRout	[固定] 同軸内壁の半径
	CH1	出力 1 の同軸の高さ
	CH2	出力 2 の同軸の高さ
	CI	芯線の埋め込み量
	CF	芯線直交部の掘り込みのフィレット
	Coff	[スケールのみ] 同軸突き抜け防止
	WLa	[固定] 導波管上部の長さ
	WR	導波管の半径
	LL	[スケールのみ] 同軸導波管内に設置された蓋の厚み
	Loff	[スケールのみ] 同軸導波管内に設置された蓋の位置

初期モデルで設計に着手したが途中でリッジを補助するための構造を追加する必要性が生じた。本研究では補助構造なしのモデル（初期モデル）で小構造ごとに最適化を行ない、最適な小構造のパラメータを求めた。その後、得られたパラメータを補助構造を追加したモデルに適用して小構造の組み合わせ、およびその他パラメータの調整、周波数調整を行なった（図 3.13 参照）。

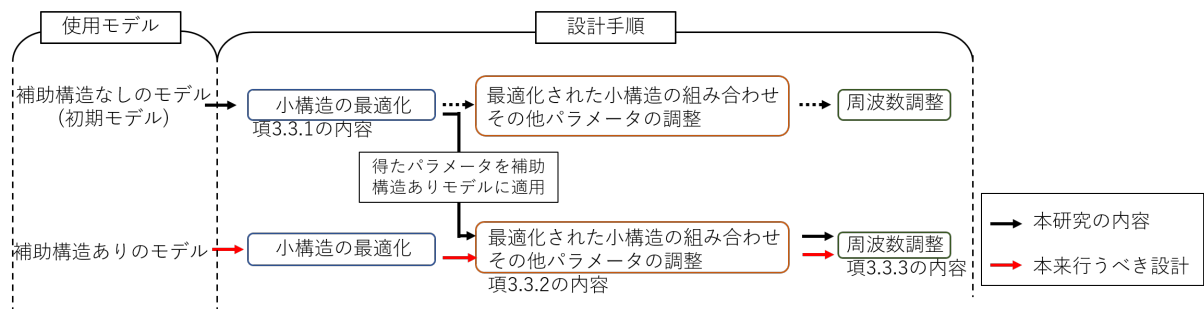


図 3.13 モデル変更に伴う本研究の手順の説明

今回の手順で得られたパラメータ及び比帯域は最初から補助構造ありのモデル (変更後のモデル) で設計を行なった場合と異なる可能性がある。本来は最初からやり直すべきであるが、時間的な問題によりできていない。

3.3.1 小構造の最適化

初期モデルのパラメータを基準値としてリッジ断面に関するパラメータ 4 つの最適化を行なった結果を表 3.2、図 3.14 に示す。変化量は ± 0.5 mm とした。リッジ断面の形状は図 3.15 から図 3.16 のように変化した。リッジ後部、芯線直交部、バックキャビティの最適化詳細は付録 B 参照。

表 3.2 リッジ断面の最適化

パラメータ名		初期値 (mm)	結果 1	結果 2	結果 3	結果 4(最終)
R1Ta		1.40	1.40	1.35	1.35	1.35
R1Wb		5.60	5.60	5.60	5.60	5.60
R2Ta		1.60	1.60	1.60	1.60	1.55
R2Wb		6.00	6.20	6.20	6.25	6.25
Port1	帯域 (GHz)	9.27–21.21	6.64–19.75	6.84–20.04	6.33–19.25	6.58–19.65
	比帯域 (%)	78.35	99.36	98.21	101.02	99.66
Port2	帯域 (GHz)	9.80–21.41	7.33–19.20	7.37–19.72	7.09–18.59	7.14–19.47
	比帯域 (%)	74.40	89.48	91.19	89.56	92.67
比帯域の平均値 (%)		76.38	94.42	94.70	95.29	96.17

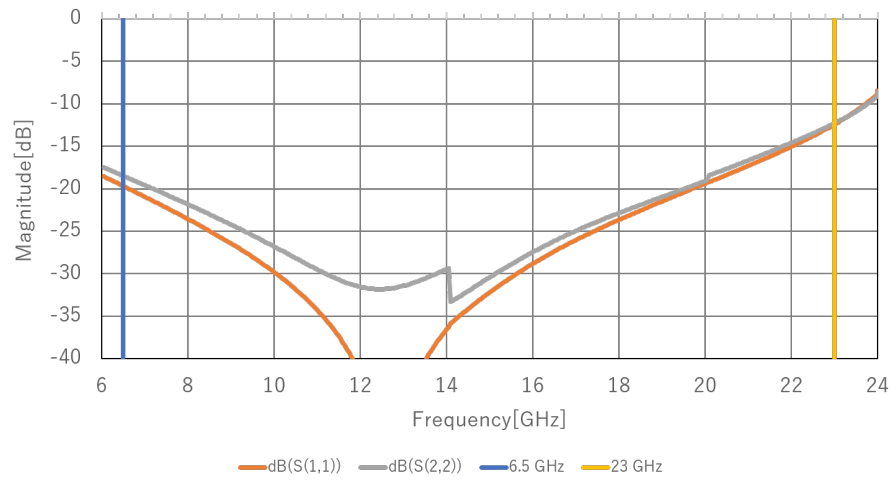


図 3.14 リッジ断面最適化後の反射損失

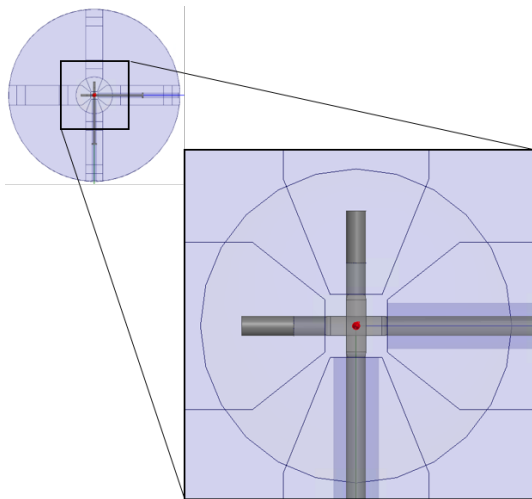


図 3.15 リッジ断面最適化前の形状

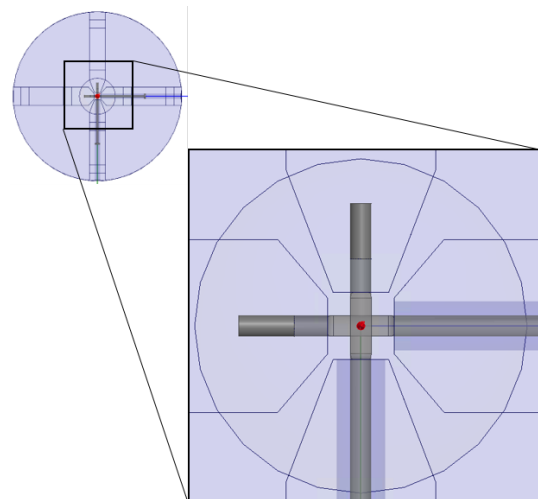


図 3.16 リッジ断面最適化後の形状

4つの小構造をそれぞれ最適化した結果を表 3.3 に示す。

表 3.3 小構造の最適化結果

	比帯域 (%)			帯域 [GHz]	
	出力 1	出力 2	平均値	出力 1	出力 2
初期モデル	78.35	74.40	76.38	9.27–21.21	9.80–21.41
リッジ断面最適化モデル	99.66	92.67	96.17	6.58–19.65	7.14–19.47
リッジ後部最適化モデル	79.99	76.49	78.24	9.01–21.02	9.56–21.40
芯線直交部最適化モデル	88.28	85.75	87.02	8.27–21.34	8.76–21.91
バックキャビティ最適化モデル	80.19	76.43	78.31	9.04–21.14	9.66–21.61

初期モデルに比べ比帯域を広げることができた。リッジ断面の最適化により比帯域の大幅な向上が確認できたが、中心周波数が低くなる結果となった。プラスフィアは先行研究 [5] にて加わった構造であるが今回の最適化によって半径が 1.5 mm から 0.5 mm まで小さくなる結果 (付録 B 参照) となった。

ここで新たにリッジを補助する構造を加えた。それに伴い導波同軸変換部の基準モデルは図 3.17 のようなモデルに変更になった。リッジ後部から導波管壁面に沿ってリッジと同じ厚さ、幅が RW (0.3 mm) の構造が加わるという内容である。初期モデルを使用して小構造ごとに最適化した結果から得たパラメータを補助構造ありのモデルに適用した結果、比帯域と帯域は表 3.4 のようになった。

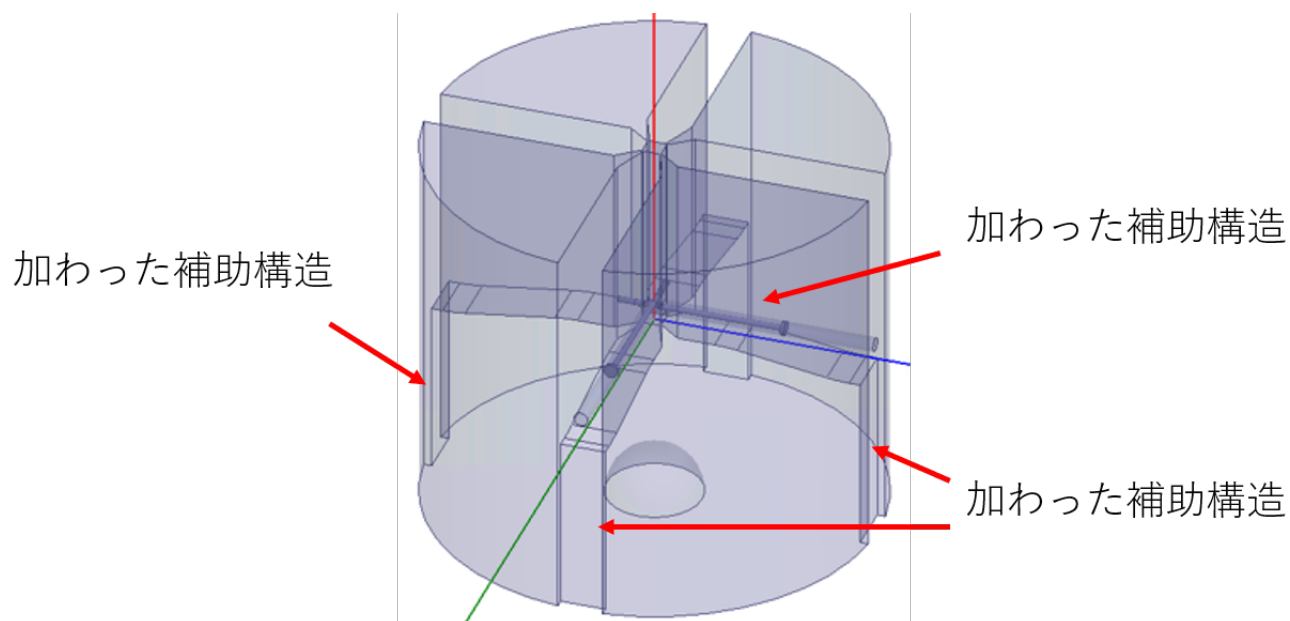


図 3.17 補助構造追加後の導波同軸変換部

表 3.4 補助構造追加による比帯域への影響

	比帯域 (%)			帯域 (GHz)	
	出力 1	出力 2	平均	出力 1	出力 2
補助構造追加後モデル (パラメータは全て初期値)	79.08	76.46	77.77	9.16–21.14	9.67–21.64
同 (リッジ断面最適化モデルのパラメータを使用)	98.33	96.56	97.45	6.53–19.16	6.85–19.64
同 (リッジ後部最適化モデルのパラメータを使用)	82.14	77.12	79.63	8.91–21.33	9.52–21.47
同 (芯線直交部最適化モデルのパラメータを使用)	80.88	77.40	79.14	9.08–21.41	9.67–21.88
同 (バックキャビティ最適化モデルのパラメータを使用)	79.40	76.37	77.89	9.19–21.29	9.77–21.84

補助構造の追加によって初期モデルに対する最適化結果 (表 3.3) と比較すると比帯域が減少した構造もあるが、初期値を補助構造追加後のモデルに対して使用した結果よりは比帯域が向上している。

3.3.2 最適化された小構造の組み合わせ、およびその他パラメータの調整

次に各構造の最適化結果の組み合わせを行った。組み合わせは図 3.18 のようになる。色付きが最適化によって得られたパラメータを、色なしが初期のパラメータを用いた場合を表している。また、その組み合わせの比帯域の大小は図 3.18 の下のようになった。一番良い結果となったのはリッジ断面、芯線直交部、バックキャビティが最適化された組み合わせ No.14 であった。比帯域は出力 1 で 101.86%、出力 2 で 100.18% である。組み合わせ解析の結果からリッジ断面のパラメータは反射損失に大きな影響を与えるため、重要であると考えられる。組み合わせ No.14 のモデル形状を図 3.19、反射損失を図 3.20 に示す。

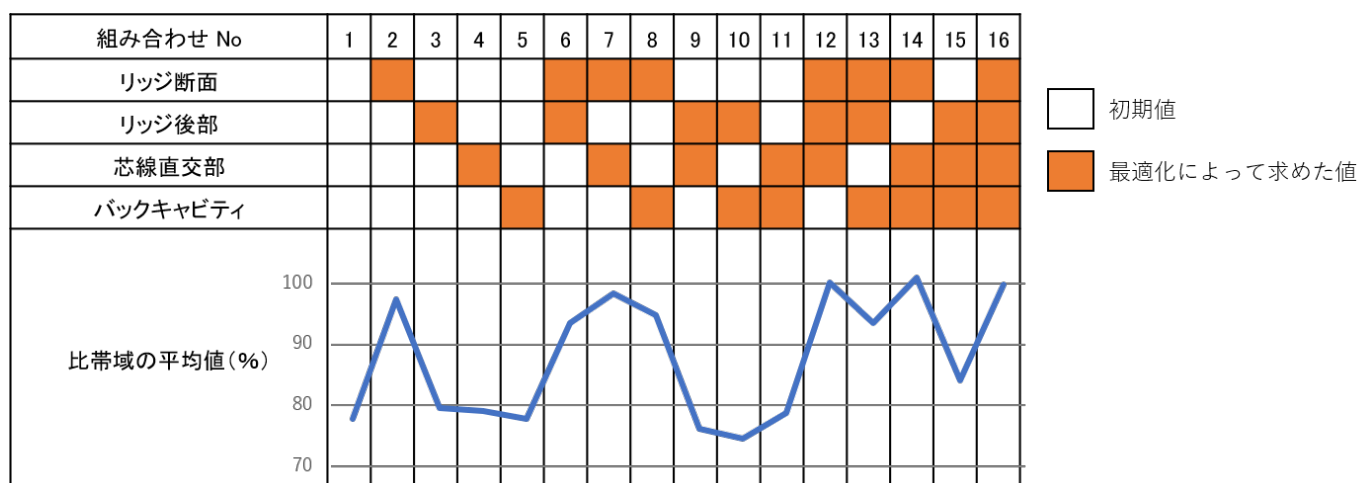


図 3.18 組み合わせ一覧

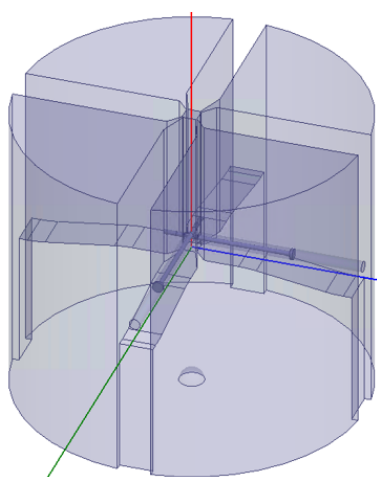


図 3.19 組み合わせ No.14 モデル

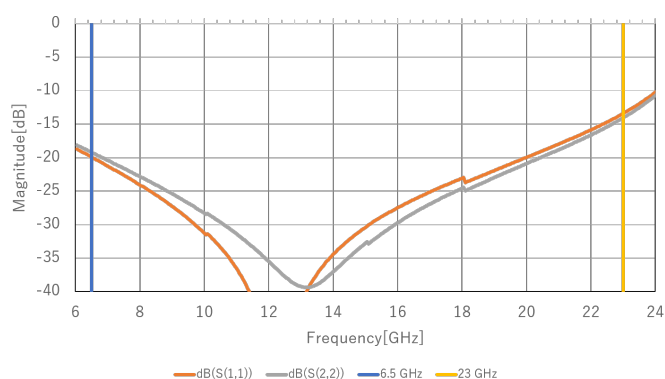


図 3.20 組み合わせ No.14 モデルの反射損失

さらなる比帯域の向上のため一番比帯域の大きい No.14 を基準とし、初期値を用いた場合が最も比帯域が大きかったリッジ後部と、小構造最適化で比帯域向上の効果が小さかったバックキャビティの合わせて 5 つのパラメータの最適化を同時に行なった。再調整の結果、表 3.5 のように値が変化し、モデルは図 3.21、反射損

矢は図 3.22 のようになった。

表 3.5 No. 14 モデルの再調整結果

構造名	パラメータ名	基準値 (mm)	結果 1	結果 2	結果 3	結果 4(最終)
リッジ後部	RBWa	6.00	6.25	5.75	5.75	5.75
	RBWb	2.50	2.50	2.50	2.50	2.50
	RBD	0.50	0.50	0.50	0.25	0.25
バックキャビティ	WLb	6.00	6.00	6.00	6.00	6.00
	PR	0.50	0.25	0.25	0.25	0.125
Port1	帯域 (GHz)	6.48–19.93	6.44–19.83	6.38–19.66	6.35–19.82	6.24–19.82
	比帯域 (%)	101.86	101.94	102.00	102.94	104.22
Port2	帯域 (GHz)	6.78–20.39	6.74–20.51	6.69–20.49	6.62–20.26	6.53–20.39
	比帯域 (%)	100.18	101.06	101.55	101.49	102.97
比帯域の平均 (%)		101.02	101.50	101.78	102.22	103.60

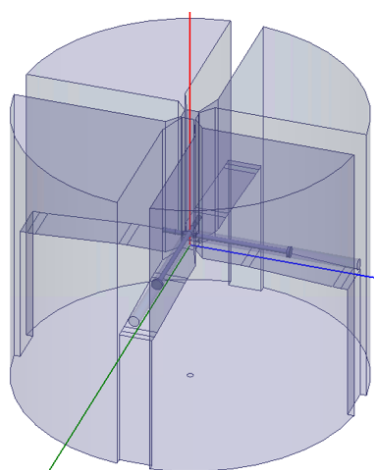


図 3.21 No. 14 再調整後モデル

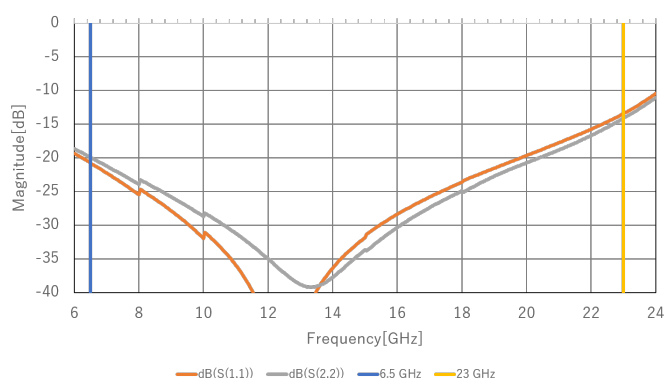


図 3.22 No. 14 再調整後の反射損失

組み合わせ後の結果 (図 3.18) で一番比帯域の大きかったモデル No.14 よりも比帯域を広げることができた。

4つの小構造の最適化を終了し、今まで変更させてこなかった、分類がその他のパラメータ (表 3.1 参照) を変化させた。ただし、後続のコンポーネントとの接続箇所に関連する芯線半径 (CRin) と同軸半径 (CRout)、同軸の延長量を決める (Coff)、導波同軸変換部中心から開口部までの距離 (WLa)、シミュレーションをするために仮に設置された同軸内の蓋の厚み (LL) と位置 (Loff) は含めない (表 3.6)。変化させる際、他のパラメータは固定し変化量は $\pm 10\%$ とした。得られた反射損失から比帯域の向上があるか確認した。その結果、比帯域の向上は見られなかった。

表 3.6 その他パラメータと変化量

パラメータ	初期値 (mm)	−10%	+10%
R1Tb	0.50	0.45	0.55
R1Wa	6.70	6.03	7.37
R2Tb	0.50	0.45	0.55
R2Wa	6.70	6.03	7.37
RF	5.00	4.50	5.50
RW	3.0	2.70	3.30
CRin	0.095	固定	
CRout	0.220	固定	
CH1	0.62	0.558	0.682

パラメータ	初期値 (mm)	−10%	+10%
CH2	0.48	0.432	0.528
CI	0.60	0.54	0.66
CF	0.05	0.045	0.055
Coff	0.10	固定	
WLa	6.00	固定	
WR	7.00	6.30	7.70
LL	0.10	固定	
Loff	4.00	固定	

3.3.3 周波数調整

周波数の調整方法は同軸半径 (CRout)、芯線半径 (CRin)、導波管中心から開口面までの距離 (WLa) 以外のパラメータに定数をかけ、全体のスケールを変換することによって行なう。スケールの変換倍率による周波数の変化は以下の式で計算される。

$$\text{変換倍率} = \frac{\text{変更後のモデルスケール}}{\text{変更前のモデルスケール}} \quad (3.1)$$

$$= \frac{\text{変更後の波長}}{\text{変更前の波長}} \quad (3.2)$$

$$= \frac{\text{変更前の周波数}}{\text{変更後の周波数}} \quad (3.3)$$

No.14 再調整後のモデルの比帯域は、出力 1 で 104.22 %、出力 2 で 102.97 % と、要求仕様である 6.5–23 GHz (比帯域 111.9 %) に比べてともに小さい値となった。スケール変換による周波数変換を行なったとしても、比帯域は変化しないため (実際には、スケール変換を行なわないパラメータが 3 つあることにより、周波数調整によって比帯域は多少変化するが)、6.5–23 GHz の全帯域で要求仕様を満たすことはできない。そこで、No.14 再調整後のモデルの出力 1 では 6.24–19.82 GHz、出力 2 では 6.53–20.39 GHz と、ともに低周波側に偏っていた帯域を、周波数調整により帯域内の高周波側にシフトさせることを目指した。具体的には、23 GHz における反射損失が −20 dB 程度になることを目指した。まず、出力 1 の最高周波数 (19.82 GHz) を 23.00 GHz にシフトさせるように変換倍率を 0.862 に決定した。スケール変換した結果、モデルは図 3.23 のようになった。反射損失、挿入損失、アイソレーションは図 3.24、3.25、3.26 のようになった。比帯域と帯域は表 3.7 のようになった。23 GHz における反射損失は出力 1 で −19.16 dB、出力 2 で −19.85 dB と、およそ −20 dB 程度となったため、この結果を最終設計とした。

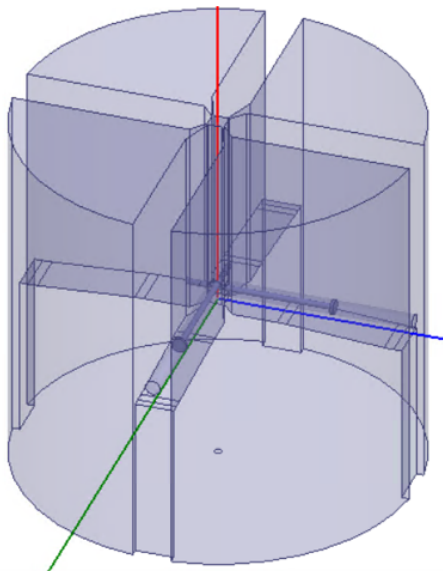


図 3.23 スケール変更後の導波同軸変換部

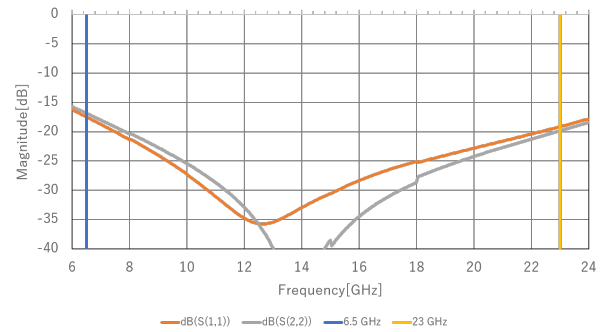


図 3.24 反射損失

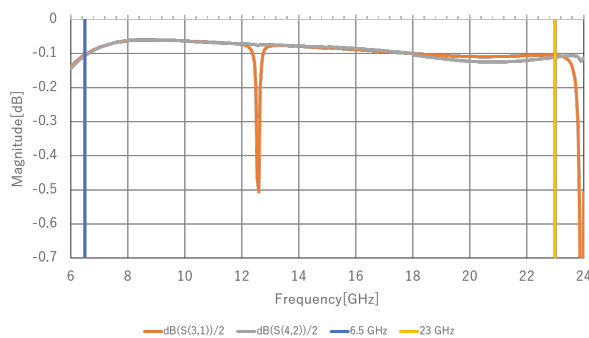


図 3.25 挿入損失

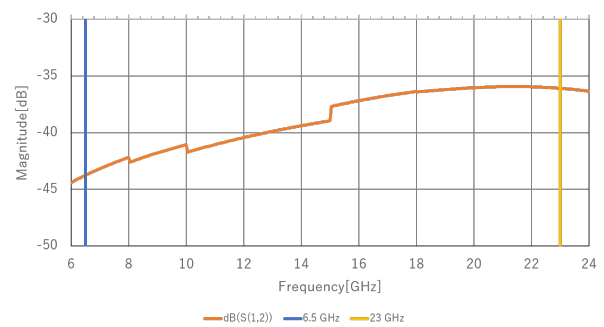


図 3.26 アイソレーション

表 3.7 周波数調整結果

	比帯域 (%)			帯域 (GHz)	
	出力 1	出力 2	平均値	出力 1	出力 2
周波数調整前	104.22	102.97	103.60	6.24–19.82	6.53–20.39
周波数調整後	99.53	97.95	98.74	7.49–22.33	7.84–22.89

要求仕様と最終的な設計結果をまとめたものを表 3.8 に示す。挿入損失は 12.6 ± 0.1 GHz で局所的に出力 1 の値が悪くなっている (-0.51 dB 程度) が、その他の周波数では要求仕様を満たしている。反射損失は $7.84\text{--}22.33$ GHz では要求仕様を満たしているが、その他周波帯では満たせていない。これらの周波数帯ではメタノールメーザーの観測 (6.668 GHz) と連続波観測 ($6.5\text{--}7.1$ GHz、 $22\text{--}23$ GHz) を行なっているため改善が望まれる。なお、全帯域では -16.87 dB 以下に抑えることができた。また、初期モデルに比べて反射損失

を低周波側で 1.30 dB、高周波側で 5.70 dB 程度抑えることに成功した。製造誤差やシミュレーション誤差による試作段階での劣化も考えられるため反射損失をさらに向上させる改良が必要である。アイソレーションは全帯域で要求仕様を満たしている。

表 3.8 要求仕様と性能の比較

	周波数	挿入損失		反射損失		アイソレーション
		出力 1	出力 2	出力 1	出力 2	
要求仕様	6.5–23 GHz	≥ -0.20 dB	≥ -0.20 dB	≤ -20.00 dB	≤ -20.00 dB	≤ -20.00 dB
設計値	6.5–23 GHz	≥ -0.51 dB	≥ -0.13 dB	≤ -17.47 dB	≤ -16.87 dB	≤ -36.85 dB
	6.668 GHz	-0.10 dB	-0.10 dB	-17.91 dB	-17.27 dB	-43.45 dB
	6.5–7.1 GHz	≥ -0.10 dB	≥ -0.11 dB	≤ -17.47 dB	≤ -16.87 dB	≤ -43.04 dB
	8.0–8.8 GHz	≥ -0.06 dB	≥ -0.06 dB	≤ -21.32 dB	≤ -20.35 dB	≤ -42.29 dB
	22.235 GHz	-0.11 dB	-0.12 dB	-20.10 dB	-20.91 dB	-37.58 dB
	22–23 GHz	≥ -0.11 dB	≥ -0.12 dB	≤ -19.16 dB	≤ -19.85 dB	≤ -37.58 dB

第 4 章

まとめ

4.1 成果・議論

茨城 32 m 電波望遠鏡に搭載する 6.5–23 GHz Quadruple-Ridged Antenna を給電部として使用した受信機開発のため導波同軸変換部の設計を行なった。設計した導波同軸変換部の性能を挿入損失、反射損失、アイソレーションで確認し要求仕様と比較した。その結果、出力 1 の挿入損失が 12.6 ± 0.1 GHz で局所的に悪くなっていたが、その他の周波数では挿入損失は出力 1、出力 2 ともに要求仕様を満たしていた。反射損失は初期モデルに対して低周波側で 1.30 dB、高周波側で 5.70 dB 程度抑えることができ、全帯域では -13.46 dB 以下程度であったのに対して -16.87 dB 以下にまで抑えることができた。アイソレーションは全帯域で要求仕様を満たしている。このように、現段階で要求仕様の完全な達成はできていない。なお、小構造最適化後にモデル変更を行なったため、変更後のモデルでは小構造が最適化されていない可能性がある。

4.2 今後の課題

補助構造ありのモデルで小構造の最適化から設計手順をやり直す。このとき、固定パラメータ WLa の値を 6.0 mm ではなく (WLa+CH1) の値が 8.0 mm となる値を用いる。これは実際に製作、使用することを考慮してモデルの再検討を行なった結果、固定パラメータである WLa の値を変更しなければならないことが明らかになったためである。再設計の結果が要求仕様を満たせていない場合は、より細かい変化量を使用してモデルの最適化を行なう。その後、QRA 全体モデルで性能評価を行なう。

謝辞

本研究の遂行に当たり、ご指導を頂きました主指導教官の米倉教授に感謝いたします。論文添削時には私の未熟な文章を細かく指摘して頂きました。また、論文提出直前にもかかわらず、大幅な変更が必要になった際には時間を割いて論文の構成を御一緒に考えて頂きました。副指導教官の百瀬教授には進捗報告会や発表練習で多くのアドバイスを頂きました。心より感謝申し上げます。

大阪府立大学の長谷川様には修士論文提出の直前にもかかわらず資料をまとめて共有していただきました。同じく大阪府立大学の増井様には HFSS の使い方から導波管の話まで研究の基礎を丁寧に教えて頂きました。深く感謝申し上げます。

研究室の皆様には、大学院生活を通して大変お世話になりました。時にはふざけ合いながらも真摯に相談に乗ってくれる皆様のおかげで作業が大幅にはかどりました。研究員の田辺様には主に PC 関係のご指導を頂きました。修士論文締め切り間近でトラブルがありましたが、何とか間に合ったのはご指導があったおかげだと思っております。元研究員の Soon 様には学部 4 年の頃から気さくに接していただきました。率先してご用意頂いたメーザーゼミや有限要素法の参考書など研究の基礎となりました。元研究員の齋藤様には観測の運用を通して多くのご迷惑をおかけしました。そのたびに齋藤様の優しさに助けられました。研究員の皆様に厚くお礼申し上げます。M1、B4 の皆様は学年が違うにも関わらず私の相談には真摯に対応していただきました。私は頼りない先輩でしたが共に研究できて光栄でした。ありがとうございます。

学部時代の同期である佐藤氏、前田氏、松田氏、寺内氏、阿部氏、伊東氏、橋本氏、杉浦氏とは入学時より同じ物理学を勉強しながらも、多くの思い出を作りました。大学生活を満喫できたのは同期の皆様のおかげです。感謝申し上げます。

M2 の皆様は誰よりも多くの時間をともに過ごし、お互いに鼓舞し忙しい時期を乗り越えた仲間でした。私と同じ開発系の研究をする上地氏は共に大阪府立大学に遠征し、HFSS の使い方を学びました。研究にあたってわからないことを気軽に相談できる良い友でした。私が研究を進められたのは上地氏のおかげです。研究室の席が近かった渡辺氏は大学院入学時からの付き合いでしたが、研究室で談笑をし、時には競い合うような私にとって良いライバルのような存在でした。ここぞというときに私が腐らなかったのは渡辺氏の存在のおかげです。印象が大学生活を通して一番変わったのが平原氏でした。私がいまいちわからないことや勉強不足ゆえに聞きにくいことなんかも数々の相談に応じてくれました。平原氏の優しさと勤勉さによって私の研究基礎知識を支えていただきました。他研究室の吉田氏は宇宙系の研究をしていないのにも関わらず遅くまで研究や発表練習に付き合ってくださいました。ストレートに意見を言ってくれる優しさに何度助けられていたかわかりません。ありがとう。

最後に、これまで私を伸び伸びと育ててくれた家族に深く感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 中井 直正, 坪井 昌人, 福井 康雄. シリーズ現代の天文学 16 宇宙の観測Ⅱ —電波天文学.
- [2] 滝沢 美里. 茨城 32m 電波望遠鏡用 6.5–8.8GHz 帯低雑音広帯域受信機システムの開発. 茨城大学 大学院理工学研究科, 2012.
- [3] 森 智彦. 茨城局 32m 電波望遠鏡搭載用 22GHz 帯冷却受信機の開発. 茨城大学 大学院理工学研究科, 2014.
- [4] 松本 浩平. 超長基線電波干渉計に用いる 6.7GHz 帯受信機の広帯域化に関する研究開発. 大阪府立大学 大学院理学系研究科, 2011.
- [5] 堀内 洸介. 電波望遠鏡搭載 広帯域受信機の開発. 大阪府立大学 大学院理学系研究科, 2015.
- [6] 田中 智明. 茨城 32m 電波望遠鏡の単一鏡分光観測システム開発. 茨城大学 大学院理工学研究科, 2012.
- [7] Soon Kang Lou. VERA 搭載用 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザーの開発. 茨城大学 大学院理工学研究科, 2014.

付録 A

モデル詳細

設計した導波同軸変換部分の各構造パラメータ名とモデルの詳細を示す。各パラメータの値として初期値を用いた時のモデルを示している。

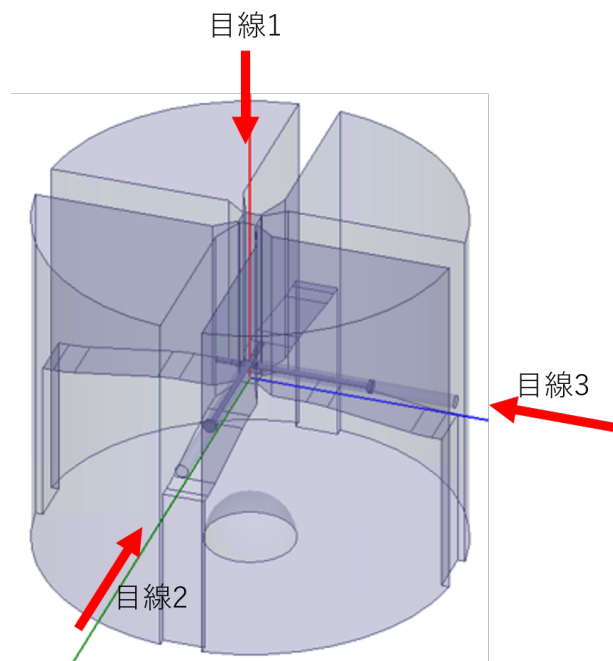


図 A.1 モデル詳細

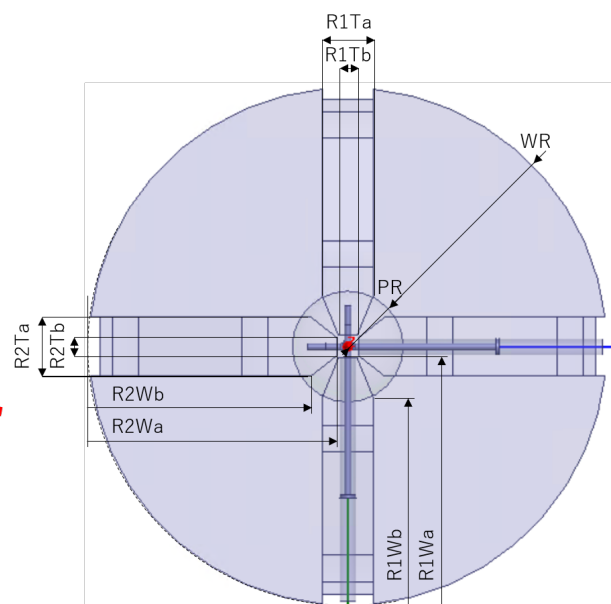
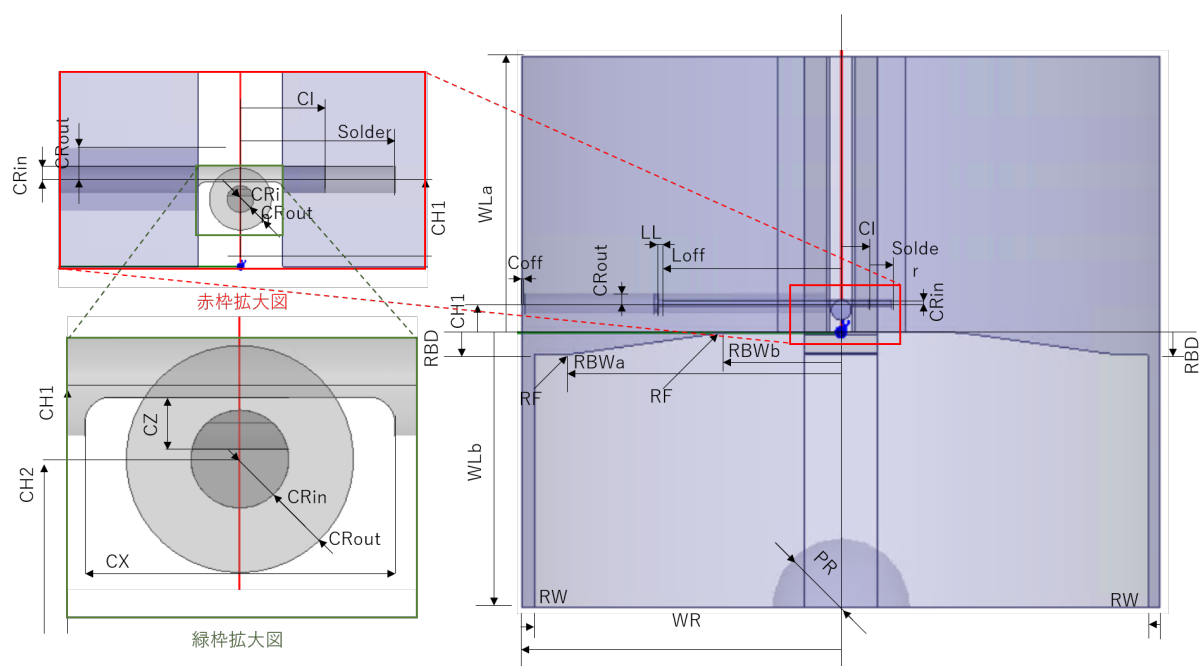
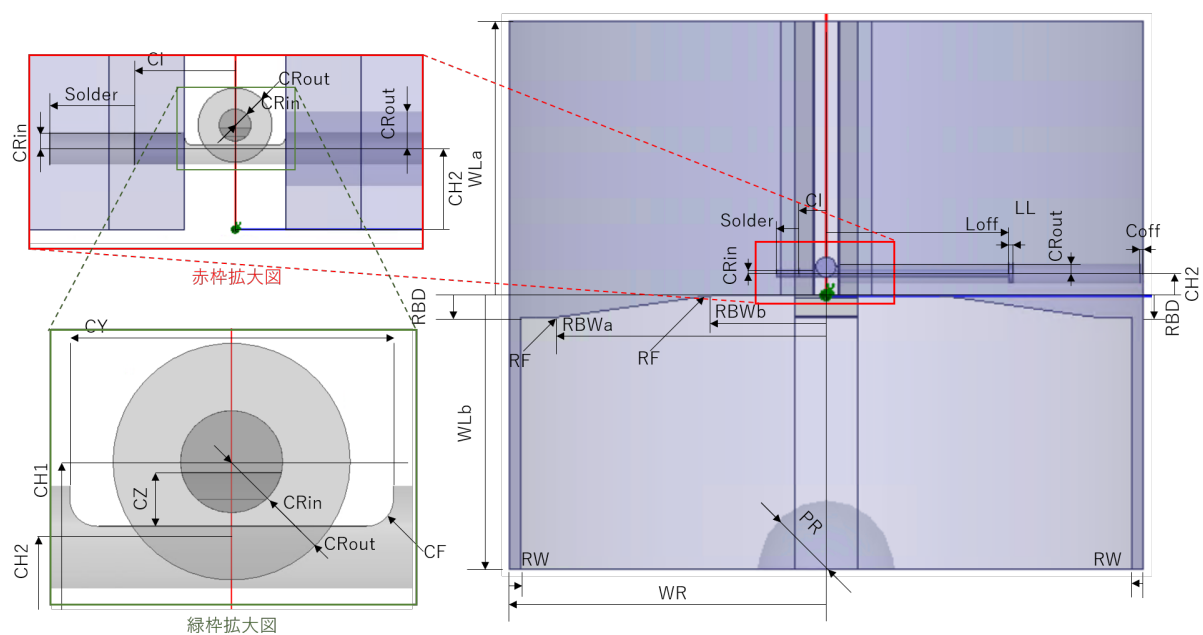


図 A.2 モデル詳細目線 1



付録 B

小構造最適化詳細

4つの構造のうち、3.3.1に示したリッジ断面以外の最適化の詳細を示す。

B.1 リッジ後部

リッジ後部に関するパラメータ3つの最適化を変化量 0.25 mm で行なった詳細を表 B.1 に示す。最適化後の反射損失を図 B.1 に示す。リッジ後部の形状は図 B.2 から図 B.3 のように変化した。

表 B.1 リッジ後部の最適化

パラメータ名		初期値 (mm)	結果 1	結果 2	結果 3	結果 4(最終)
RBD		0.50	0.50	0.50	0.75	0.75
RBWa		6.00	6.00	5.75	5.75	5.75
RBWb		2.50	2.75	2.75	2.75	2.50
Port1	帯域 (GHz)	9.27–21.21	9.03–20.82	9.19–21.26	9.08–21.08	9.01–21.02
	比帯域 (%)	78.35	78.99	79.28	79.58	79.99
Port2	帯域 (GHz)	9.80–21.41	9.80–21.54	9.76–21.59	9.69–21.51	9.56–21.40
	比帯域 (%)	74.40	74.92	75.47	75.77	76.49
比帯域の平均値 (%)		76.38	76.955	77.38	77.68	78.24

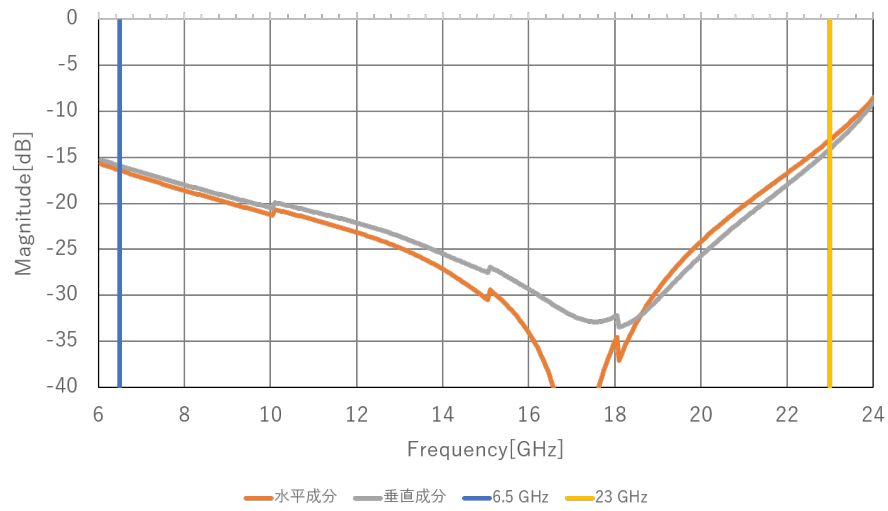


図 B.1 リッジ後部最適化後の反射損失

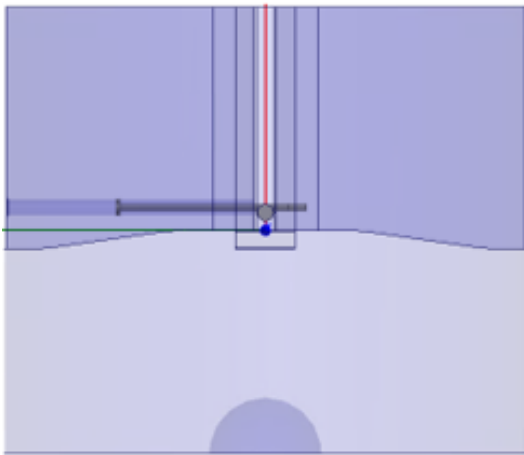


図 B.2 リッジ後部最適化前の形状

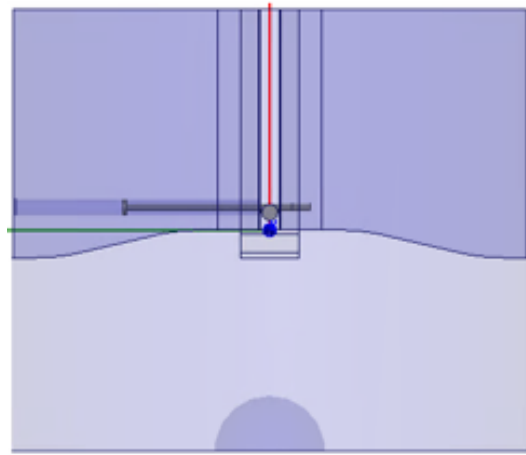


図 B.3 リッジ後部最適化後の形状

B.2 芯線直交部

芯線直交部に関するパラメータ 3 つの最適化を変化量 0.05 mm で行なった詳細を表 B.2 に示す。最適化後の反射損失を図 B.4 に示す。芯線直交部の形状は図 B.5 から図 B.6 のように変化した。

表 B.2 芯線直交部の最適化

パラメータ名		初期値 (mm)	結果 1	結果 2	結果 3(最終)
CX		0.60	0.55	0.55	0.40
CY		0.60	0.60	0.60	0.60
CZ		0.10	0.10	0.05	0.05
Port1	帯域 (GHz)	9.27–21.21	9.21–21.15	8.74–21.39	8.27–21.43
	比帯域 (%)	78.35	78.70	83.97	88.28
Port2	帯域 (GHz)	9.80–21.41	9.63–21.48	9.21–21.87	8.76–21.91
	比帯域 (%)	74.40	76.20	81.47	85.75
比帯域の平均値 (%)		76.38	77.45	82.72	87.02

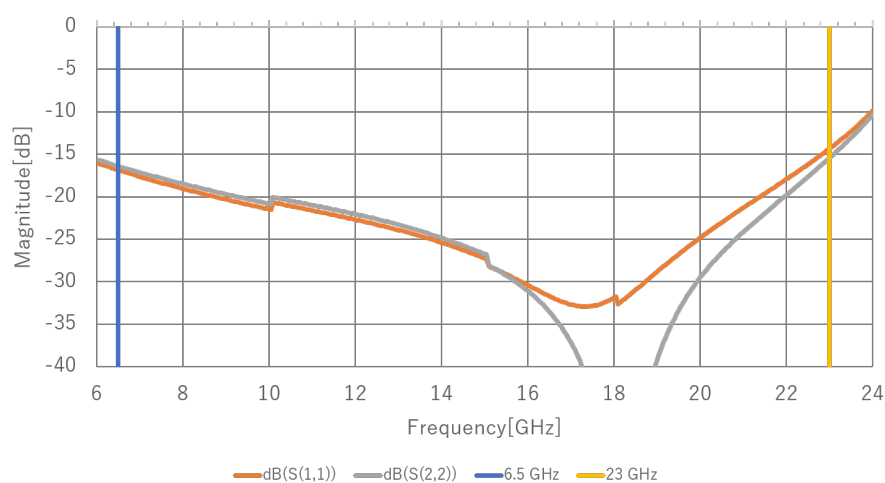


図 B.4 芯線直交部最適化後の反射損失

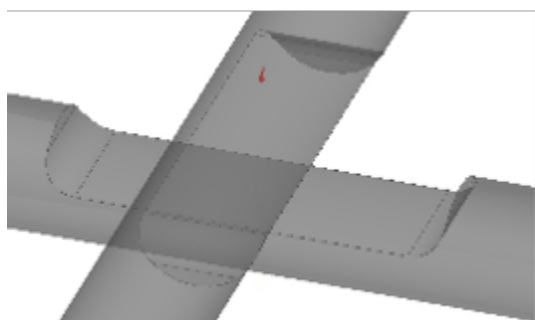


図 B.5 芯線直交部最適化前の形状

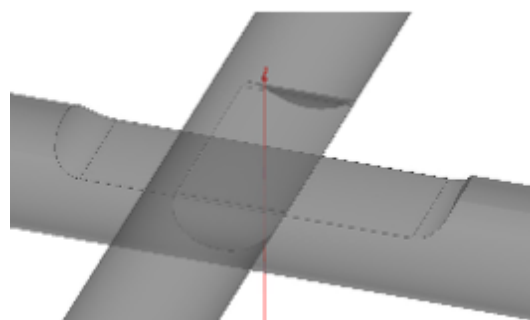


図 B.6 芯線直交部最適化後の形状

B.3 バックキャビティ

バックキャビティに関するパラメータ 2 つの最適化を変化量 0.25 mm で行なった詳細を表 B.3 に示す。最適化後の反射損失を図 B.7 に示す。バックキャビティの形状は図 B.8 から図 B.9 のように変化した。

表 B.3 バックキャビティの最適化

パラメータ名		初期値 (mm)	結果 1(最終)
WLb		6.00	6.00
PR		1.50	0.50
Port1	帯域 (GHz)	9.27–21.21	9.04–21.14
	比帯域 (%)	78.35	80.19
Port2	帯域 (GHz)	9.80–21.41	9.66–21.61
	比帯域 (%)	74.40	76.43
比帯域の平均値 (%)		76.38	78.31

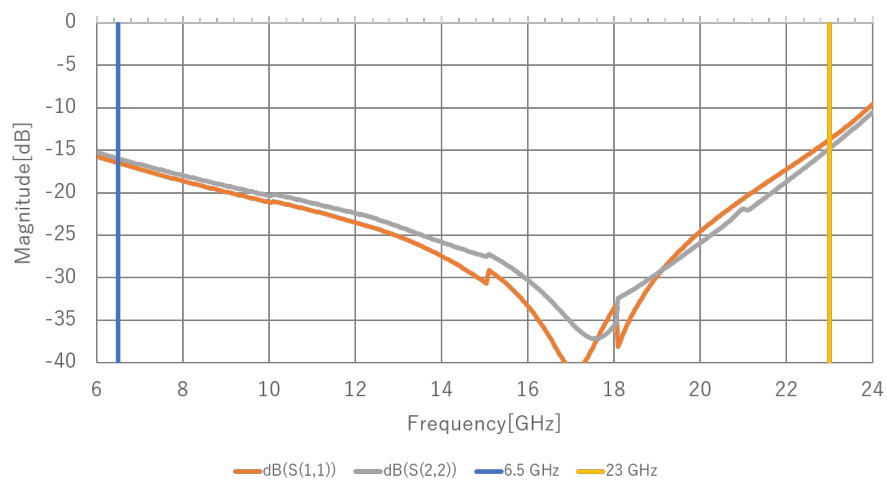


図 B.7 バックキャビティ最適化後の反射損失

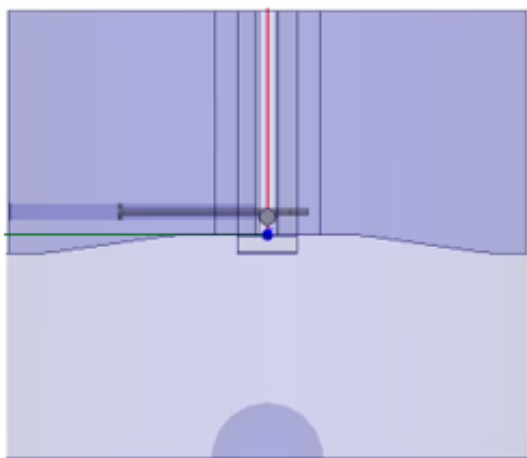


図 B.8 バックキャビティ最適化前の形状

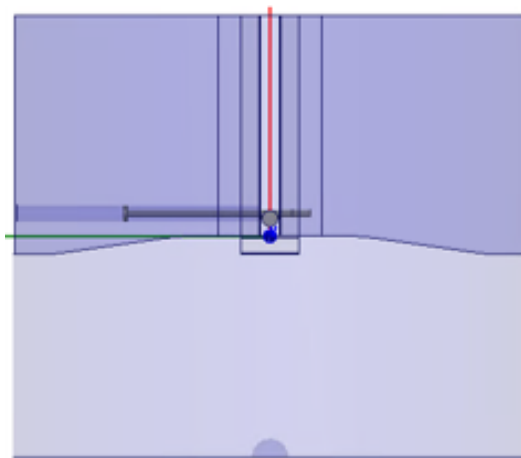


図 B.9 バックキャビティ最適化後の形状