

修 士 論 文

茨城 32 m 電波望遠鏡搭載用 6–9 GHz 帯広帯域受信機用ポーライザーの開発

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
学籍番号 19NM153H 上地 康仁

論文要旨

茨城大学では茨城 32 m 電波望遠鏡を用いて、6.7 GHz メタノールメーザー、6.6–7.1 GHz 連続波、8 GHz 帯連続波を観測している。本研究の目的は、新たに 7.6 GHz、7.8 GHz メタノールメーザーを観測するための、6–9 GHz 全帯域で観測可能な 90° Phase Shifter (PS) +OMT 型ポーライザーを開発することである。

PS+OMT 型ポーライザーは、円偏波を直線偏波に変換する 90° Phase Shifter (PS)、二つの直交する直線偏波を分離して出力する Ortho-mode Transducer (OMT)、PS と OMT の結合部に用いられる円角導波変換から構成されるポーライザーである。このタイプのポーライザーは広帯域であるが、長さ方向のサイズが大きいというデメリットがある。茨城 32 m 電波望遠鏡において、ポーライザーは受信機 Dewar 内に設置されており、Dewar 内部はスペースが限られているため、長さに 160 mm 以下という制限がある。私は先行研究 (Masui et al. 2020) で開発されている 70–118 GHz 用 PS (比帯域 51 %) と 19–30 GHz 用 OMT を 6–9 GHz 用へ最適化するとともにコンパクト化を行った。比帯域は、周波数幅/中心周波数で定義され、使用できる周波数範囲の広さの指標である。

設計には 3 次元電磁界解析ソフト HFSS (High Frequency Structure Simulator) を用いた。まず、先行研究で設計された PS と OMT を 6–9 GHz 用にスケーリングをした。PS のスケーリングの結果、位相差、反射損失、挿入損失、比帯域の性能は保持されていたが、長さが 214.60 mm と非常に大きくなった。OMT も同様に、性能は保持されていたが、長さが 191.53 mm となった。

次に 6–9 GHz 用にスケーリングした PS のコンパクト化を行った。PS の性能は、位相差、反射損失、挿入損失、比帯域で決まる。目標性能値はそれぞれ、 $90\pm5^\circ$ 、 -20 dB、 -0.2 dB 以上、40 % である。結果として、54.55 mm (214.60 mm から 160.05 mm) のコンパクト化に成功した。位相差は 6.03–8.93 GHz (比帯域 38.6 %) で目標値である $90\pm5^\circ$ を満たし、目標をほぼ達成できた。反射損失は、目標値である -20 dB 以下を達成できた。挿入損失は性能を保つように設計ができた。

PS と OMT を結合した、ポーライザーとしての性能を解析した結果は、V 方向の偏波の反射損失が目標の -20 dB を 2 dB 程超過した。原因としては PS の V 方向偏波の反射損失が -20 dB に近かったため、結合によって損失が生じたことが考えられる。改善策としては、PS の反射損失を下げる、結合時に PS、円角導波変換、OMT の長さをより最適な長さにすることなどが必要であると考えられる。PS、円角導波変換、OMT を合わせた長さは 370.50 mm となり、目標値の 160 mm を 210.50 mm 超過した。現設計ではこれ以上の大きなコンパクト化が期待できないので、異なる設計の PS や OMT を設計することを検討している。また、回路のコンパクト化ではなく、大きな Dewar を使用することも検討している。

Abstract

In Ibaraki University, we observe 6.7 GHz methanol maser emission, 6.6–7.1 GHz continuum emission and 8 GHz continuum emission using Ibaraki 32 m radio telescopes. I study about “90° Phase Shifter (PS) + Ortho-mode transducer (OMT) circular polarizer” which can be used to observe all over the frequency range of 6–9 GHz, including newly detected 7.6 GHz and 7.8 GHz methanol maser emission.

PS+OMT circular polarizer is composed of PS, OMT, and Rectangular to Circular Waveguide. Because a polarizer is installed in a dewar and there is not much extra space in it, the length of a polarizer is limited to 160 mm. I considered the PS design by using HFSS (High Frequency Structure Simulator). PS used in 70–118 GHz and OMT used in 19–30 GHz were developed at Osaka Prefecture University (Masui et al. 2020), so I adapted these components for use in 6–9 GHz.

First, I scaled up these components used in other frequency to be used in 6–9 GHz. Second, I reduced the length of PS for adaptation to Ibaraki 32 m radio telescope. Third, I analysed the characteristics of adapted PS+OMT circular polarizer.

The result was that I succeeded in reducing the length of PS from 214.60 mm to 160.05 mm, but the total length of PS+OMT circular polarizer was 370.50 mm. It is too long because the limit of the polarizer length is 160 mm, so it can't be used for Ibaraki 32 m radio telescopes. We have to consider to develop other PS and OMT or design the larger dewar.

目次

1	序論	4
1.1	茨城 32 m 電波望遠鏡受信システム	4
1.2	メタノールレーザー	6
1.3	本研究の目的	7
2	広帯域円偏波ポーラライザーの開発	8
2.1	円偏波と直線偏波	8
2.2	円偏波の受信方法	11
2.3	90° 位相遅延器 (90° Phase Shifter : PS)	12
2.4	直線偏波分離器 (OMT)	14
2.5	円角導波変換	15
3	6–9 GHz 帯 PS+OMT 型ポーラライザーの開発	17
3.1	設計方針	17
3.2	モデルのスケーリング	19
3.3	PS のコンパクト化	22
3.4	6–9 GHz PS+OMT 型ポーラライザーの性能	30
4	まとめ	34

1 序論

1.1 茨城 32 m 電波望遠鏡受信システム

茨城大学では口径 32 m の電波望遠鏡（茨城 32 m 鏡）2 台を運用している。これらは茨城県の高萩市、日立市に 1 台ずつ設置されており、これらの電波望遠鏡を用いて主に 6.7 GHz メタノールメーザー、6.6–7.1 GHz 連続波、8.2–8.7 GHz 連続波の観測が行われている。茨城 32 m 電波望遠鏡の伝送系の概略図を図 1 に示す。主鏡でとらえた電波は副鏡と 4 つのミラーで反射し、フィードへと送られ、Dewar 内の導波管へ送られる。

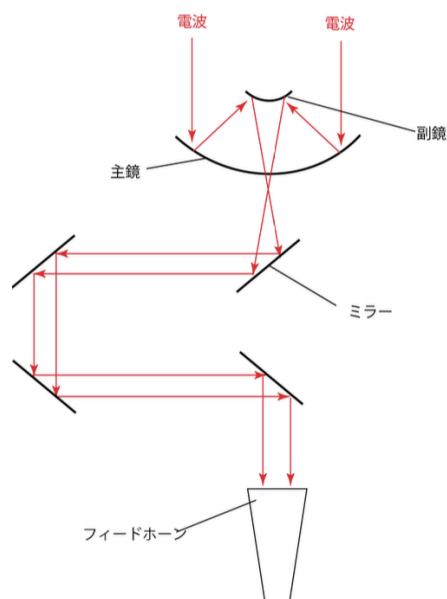


図 1 茨城 32 m 電波望遠鏡の伝送系の概略図 [1]。

フィードから入った左右円偏波はポーライザーで直交する二つの直線偏波に変換され、その直線偏波が分離されて IF 系へ入力される。図 2 は茨城 32 m 鏡で使用している Dewar の模式図、図 3 は Dewar 内の写真である。図 4 は現在茨城 32 m 鏡で使用しているセプタム型ポーライザーの性能で、青線がシミュレーション値、赤線が実測値である。7.5 GHz 付近でインサーションロス（挿入損失）が非常に大きくなっていることがわかる（図 4a）。また、7.5 GHz 付近で位相差がポーライザーとしての適正な性能値である 90° から大きくずれていることがわかる（図 4d）。これはセプタム型ポーライザーの特性で、ある周波数で共振してしまう。ポーライザーの典型的な比帯域は 20 % 程であるため、6.0–9.0 GHz をカバーすることはできない。現状のポーライザーは 6.3–7.1 GHz、8.0–8.8 GHz での使用を目的として設計されたため、7.5 GHz 付近で共振させることで擬似的に広帯域化し、目的の周波数帯での性能を確保するという仕様になっている。

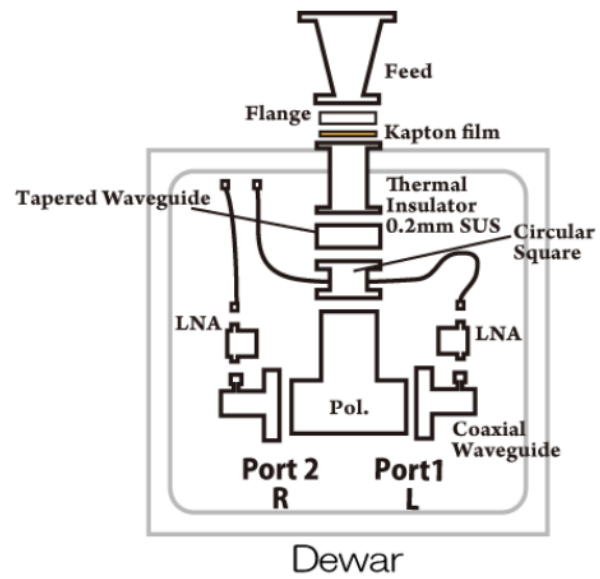


図2 茨城 32 m 鏡で使われている Dewar の模式図 [1]。Pol. と書かれているものがポーライザーである。

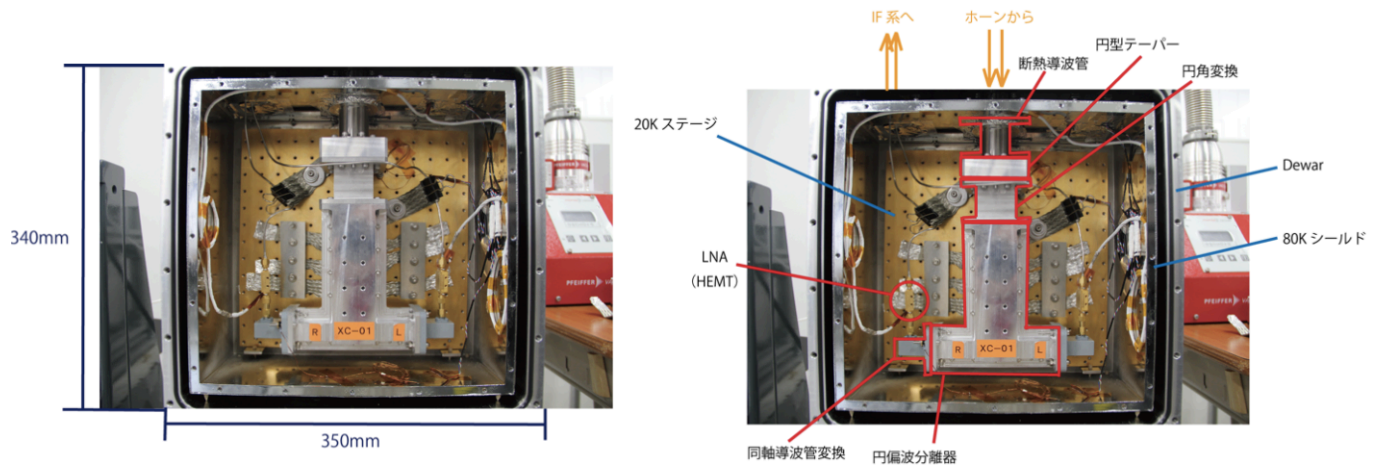
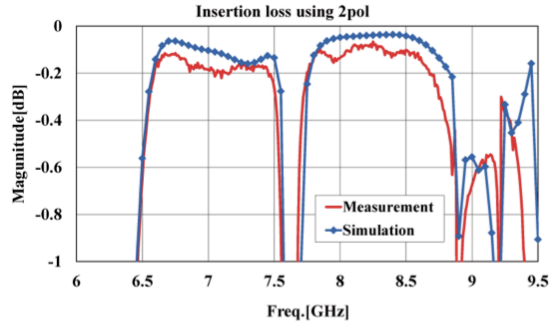
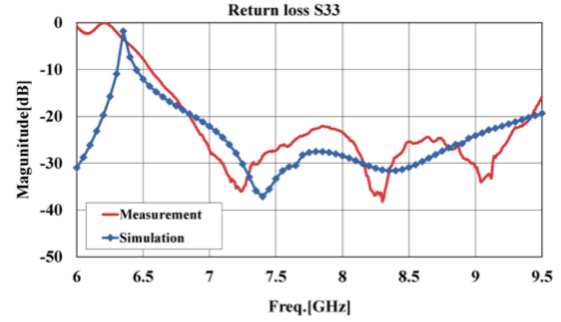


図3 茨城 32 m 鏡で使われている Dewar 内の写真 [1]。

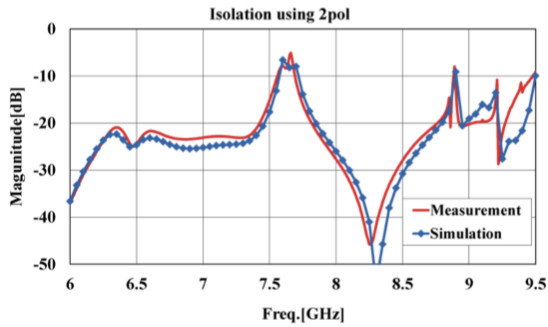
(a) インサージョンロス



(b) リターンロス



(c) アイソレーション



(d) 位相差

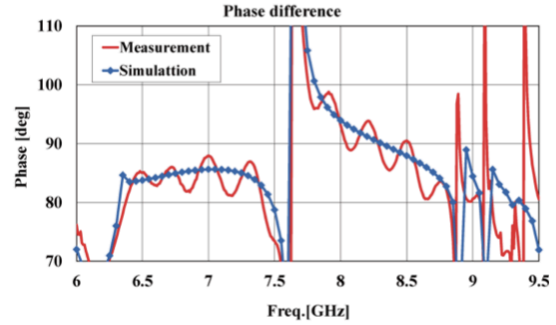


図4 セプタム型ポーライザーの性能 [1]。

1.2 メタノールメーザー

メタノールメーザーは観測結果に基づいて class I、class II に分けられる [2,3]。class I と class II はポンピングメカニズムの違いとメーザー源の位置で分けられている。class I メーザーは OH メーザーやコンパクト HII 領域から離れたところに位置しており、class II は超コンパクト HII 領域と同じ方向に位置している。class I、class II メタノールメーザーを以下の表 1 にまとめる。

表1 メタノールメーザーの class 分類 [4,5]。

	周波数 [GHz]
class I	0.834、5.00、24.9、25.0、25.1、25.2、25.5、25.8、26.8、27.4、28.1、28.9、29.0、29.6、30.3、36、44、48.3、84.5、95.2、96.7、96.8、104、133、147、229
class II	6.7、9.94、12.2、20.0、23.1、29.0、37.7、38.3、86.6、86.9、107、109、156、157

2019 年に 6 つの新たな class II のメタノールメーザー (6.18、7.68、7.83、20.9、44.9、45.8 GHz) が初めて検出された。これらのメーザーは、6.7 GHz のメタノールメーザーの突発的なフレアが起きた G358.931-0.030 で検出された。そしてこれらのメーザーの観測によって、class II メタノールメーザーのポンピングの裏付けや、モデリングの改善につながると考えられている [6]。

1.3 本研究の目的

1.1 節で述べたように、現在の茨城 32 m 鏡用の受信機ではポーライザーが原因で、新たに検出された 7.6、7.8 GHz メタノールメーザーを観測することができない。そこで、本研究は、6–9 GHz 全帯域で使用可能なポーライザーを開発することを目的とする。

2 広帯域円偏波ポーライザーの開発

2.1 円偏波と直線偏波

茨城 32 m 鏡では円偏波観測をしている。以下では、電磁波の平面波解を求めて円偏波と直線偏波について議論する。電場 $\mathbf{E}$ 、磁束密度 $\mathbf{B}$ 、電流密度 $\mathbf{j}$ 、電荷密度 ρ 、真空の誘電率 ε_0 、真空の透磁率 μ_0 とすると、マクスウェル方程式は以下のように表される。

$$\begin{aligned}\operatorname{div} \mathbf{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon_0} \\ \operatorname{div} \mathbf{B} &= 0 \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \mathbf{B} &= \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \mu_0 \mathbf{j}\end{aligned}$$

真空中なので $\rho = 0$ 、 $\mathbf{j} = 0$ より、マクスウェル方程式は以下のように書き換えられる。

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = 0 \quad (1)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad (2)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{B} = \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (4)$$

平面波の進行方向を z 軸方向と定めると、電場と磁束密度は以下のように表される。

$$\begin{aligned}\mathbf{E}(z, t) &= (E_x(z, t), E_y(z, t), E_z(z, t)) \\ \mathbf{B}(z, t) &= (B_x(z, t), B_y(z, t), B_z(z, t))\end{aligned}$$

(1) より、

$$\begin{aligned}\frac{\partial E_z}{\partial z} &= 0 \\ \therefore E_z &= C\end{aligned} \quad (5)$$

また、(2) より、

$$\begin{aligned}\frac{\partial B_z}{\partial z} &= 0 \\ \therefore B_z &= C'\end{aligned} \quad (6)$$

(5)、(6) は z 軸方向に一様な電磁場があることを示しており、伝播する電磁波として適正な解ではないので、 $C = 0$ 、 $C' = 0$ とする。このとき

$$E_z = 0 \quad (7)$$

$$B_z = 0 \quad (8)$$

となり、 E_z 、 B_z の値が決まった。(3) より、

$$-\frac{\partial E_y}{\partial z} + \frac{\partial B_x}{\partial t} = 0 \quad (9)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} + \frac{\partial B_y}{\partial t} = 0 \quad (10)$$

$$\frac{\partial B_z}{\partial t} = 0 \quad (11)$$

また、(4) より、

$$-\frac{\partial B_y}{\partial z} - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} = 0 \quad (12)$$

$$\frac{\partial B_x}{\partial z} - \varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} = 0 \quad (13)$$

$$-\varepsilon_0 \mu_0 \frac{\partial E_z}{\partial t} = 0 \quad (14)$$

となる。(9) の両辺を z で微分した式と、(13) の両辺を t で微分した式の辺々を引いて B_x を消去して整理すると、波動方程式 (15) が導出される。 c は光速である。

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} &= \frac{1}{\varepsilon_0 \mu_0} \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} \\ \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} &= c^2 \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} \end{aligned} \quad (15)$$

この波動方程式の平面波解は以下のように書ける。

$$E_y = E_0 \cos(kz - \omega t - \phi) \quad (16)$$

E_0 、 ϕ は定数、 k は波数で分散関係 $\omega = ck$ を満たす。同様に、 $B_x = B_0 \cos(kz - \omega t - \phi)$ とすると (9)、(16) より、

$$\begin{aligned} kE_0 \sin(kz - \omega t - \phi) + \omega B_0 \sin(kz - \omega t - \phi) &= 0 \\ \therefore B_0 &= -\frac{k}{\omega} E_0 \end{aligned}$$

よって、 E_y 、 B_x は以下のように書ける。

$$E_y = E_0 \cos(kz - \omega t - \phi) \quad (17)$$

$$B_x = B_0 \cos(kz - \omega t - \phi) = -\frac{k}{\omega} E_0 \cos(kz - \omega t - \phi) \quad (18)$$

同様に、 E_x 、 B_y は定数 E'_0 、 ϕ' を用いて以下のように書ける。

$$E_x = E'_0 \cos(kz - \omega t - \phi') \quad (19)$$

$$B_y = B'_0 \cos(kz - \omega t - \phi') = \frac{k}{\omega} E'_0 \cos(kz - \omega t - \phi') \quad (20)$$

したがって、 $\mathbf{E}$ 、 $\mathbf{B}$ を成分表示すると以下のように表される。

$$\mathbf{E} = (E'_0 \cos(kz - \omega t - \phi'), E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), 0) \quad (21)$$

$$\mathbf{B} = (-\frac{k}{\omega} E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), \frac{k}{\omega} E'_0 \cos(kz - \omega t - \phi'), 0) \quad (22)$$

ここから、得られた (21) を用いて記述する。 $E'_0 = E_0$ 、 $\phi' = \phi - \frac{\pi}{2}$ とすると (21) は以下のように書ける。

$$\mathbf{E} = (E_0 \sin(kz - \omega t - \phi), E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), 0) \quad (23)$$

これは以下の図 5 の上図の状態を表しており、左旋円偏波（左円偏波）である。 $\phi' = \phi + \frac{\pi}{2}$ の場合は下図のような右旋円偏波（右円偏波）になる。

次に、円偏波の x 偏波の位相 ϕ' を 90° 進めることを考える。まず、左円偏波の場合は $\phi' = (\phi - \frac{\pi}{2}) + \frac{\pi}{2} = \phi$ となるので、(21) は以下のように書きかえられる。

$$\mathbf{E} = (E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), 0) \quad (24)$$

これは図 6 の上図のような状態を表しており、直線偏波である。同様に、右円偏波の x 偏波の位相を 90° 進めると $\phi' = (\phi + \frac{\pi}{2}) + \frac{\pi}{2} = \phi + \pi$ となるので、(21) は

$$\mathbf{E} = (-E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), E_0 \cos(kz - \omega t - \phi), 0) \quad (25)$$

となる。これは図 6 の下図の状態を表しており、これも直線偏波である。このように、円偏波の位相を 90° ずらすことで直線偏波に変換することができる。今回は電場 $\mathbf{E}$ を例に記述したが、磁束密度 $\mathbf{B}$ についても同様の議論ができる [7]。

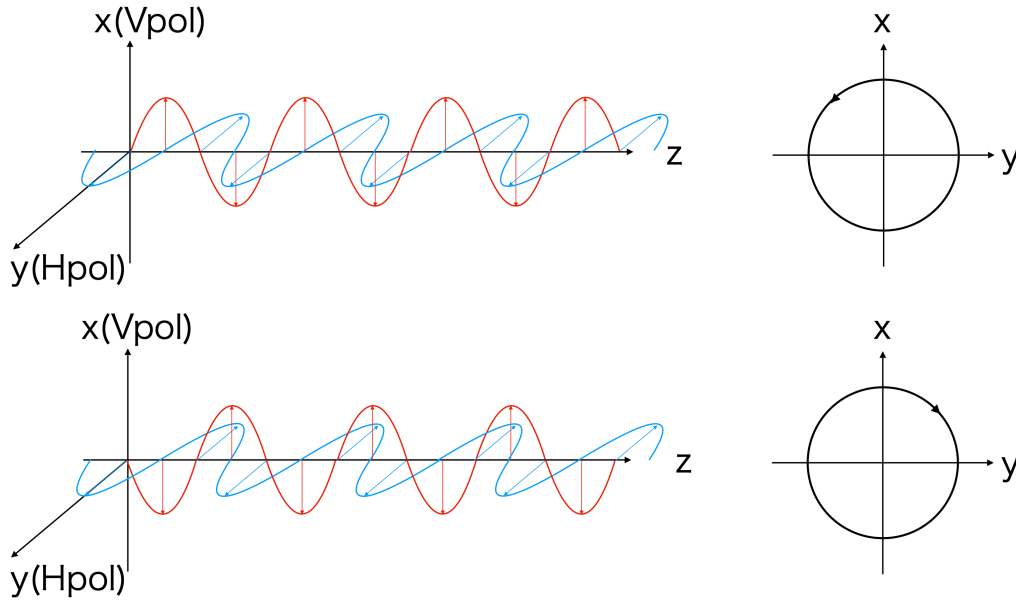


図 5 原点から z 軸方向を見たときの左旋円偏波のイメージ図と偏波面（上側）、右旋円偏波のイメージ図と偏波面（下側）。水平方向の偏波を Hpol、それと垂直な方向の偏波を Vpol とした。

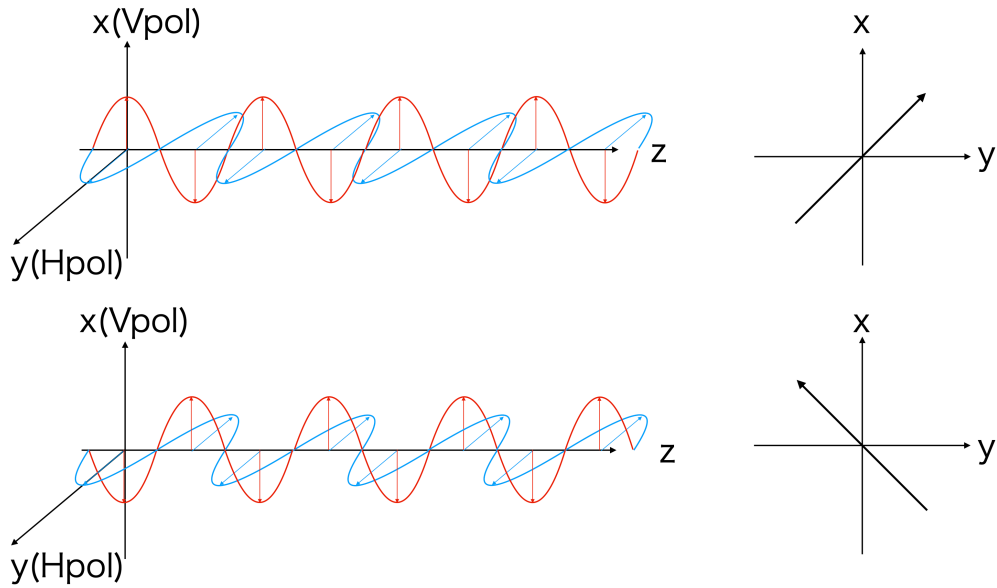


図6 原点から z 軸方向を見たときの左旋円偏波の x 方向の位相を 90° 進めたときの直線偏波のイメージ図と偏波面（上側）、右旋円偏波の x 方向の位相を 90° 進めたときの直線偏波イメージ図と偏波面。水平方向の偏波をHpol、それと垂直な方向の偏波をVpolとした。

2.2 円偏波の受信方法

ほとんどの電波受信機は直線偏波で受信をしており、直交する二つの直線偏波の内の片方にだけ感度を持っている。そのため、円偏波を受信する場合は、位相を 90° ずらし、円偏波を直線偏波に変換した後受信している。位相をずらし、分離して出力する役割を担っている装置がポーラライザーである。いくつかの円偏波の受信方法とメリット、デメリットを表2にまとめる。

表2 円偏波の受信方法とメリット、デメリット

円偏波の受信方法	メリット	デメリット
(a) 1/4 波長板	受信機系がシンプル	片偏波しか受信できない 1/4 波長板による吸収がある
(b) 1/4 波長板 +OMT 型	広帯域、両円偏波受信可能	1/4 波長板による吸収がある
(c) ポーラライザー	低損失、両円偏波受信可能	狭帯域（比帯域～20%）
(d) 90° 位相遅延器 +OMT 型	広帯域、両円偏波受信可能	センチ波帯ではサイズが大きくなってしまふ

まず、(a) 誘電体でできた1/4波長板を用いたものがある。1/4波長板を挿入することで左右両円偏波の位相を 90° ずらし、二つの直交する直線偏波に変換することができる。しかしこの方法では、伝送に使われる矩形導波管が一つの直線偏波成分しか伝送できないために、片方の円偏波しか受信できない。(b) 両円偏波を受信するためには1/4波長板に直線偏波分離器（Ortho-mode Transducer：OMT）を結合させ、二つの直線偏波を分離して出力する必要がある[8]。次に、(c) セプタム型ポーラライザーなどの円偏波ポーラライザーを

用いた受信方法がある。これは円偏波を通すと二つの直交する直線偏波に変換し、分離して出力する装置である。1/4 波長板を使わないため吸収がなくロスが少ない。また 90° 位相遅延器 (90° Phase Shifter : PS) を必要としないためサイズも小さいが、比帯域が約 20 % と使用可能帯域が狭いというのが特徴である [8]。そして、(d) PS と OMT を組み合わせた受信方法がある。PS は偏波の位相を 90° ずらし円偏波を直線偏波に変換する装置である。OMT は二つの直交する直線偏波をそれぞれ別々に出力する装置である。図 7 は円偏波の主な受信方法のイメージ図である。以下では PS+OMT 型についてより詳しく説明する。

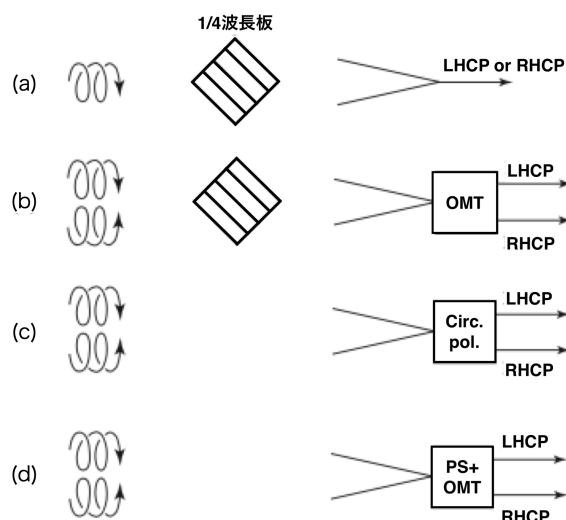


図 7 (a)1/4 波長板を用いた受信方法、(b)1/4 波長板と OMT を用いた受信方法、(c) 円偏波ポーラライザーを用いた受信方法、(d)PS と OMT を用いた受信方法 [8]。

2.3 90° 位相遅延器 (90° Phase Shifter : PS)

大阪府立大学で設計された 70–118 GHz 用の PS を例に説明する (図 8) [9]。この PS は [10] のコルゲート型位相遅延器を改良したものにダブルリッジ型位相遅延器を組み合わせてできている。図 9、10 のように、ダブルリッジ部の右上がりの位相周波数特性とコルゲート部の右下がりの位相周波数特性を合わせて打ち消すことで、より広帯域な PS の設計を達成できている。位相遅延器の性能を図 11–13 に示す。位相差は、鉛直方向 (以下、V 方向) の偏波に対して水平方向 (以下、H 方向) の偏波の位相をどれだけずらしたかを表す。反射損失は入力したパワーが反射したかを表す。PS と OMT を接続する際は、PS の出力の偏波の向きを考慮して 45° 傾け、円角導波変換に接続した後、OMT に接続する。

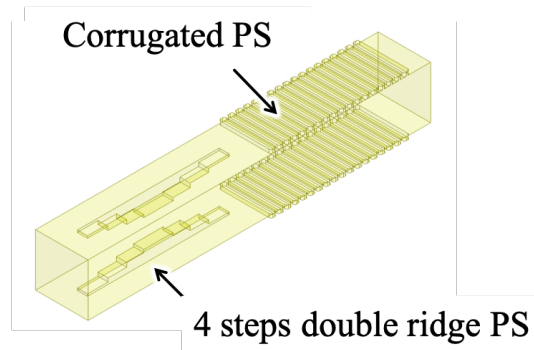


図 8 70–118 GHz PS のモデル図。前半のダブルリッジ型位相遅延器と後半のコルゲート型位相遅延器を組み合わせでできている [9]。

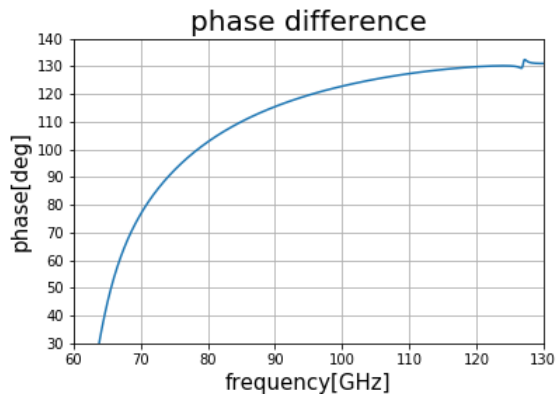


図 9 [9] のダブルリッジ部を使って解析した位相差

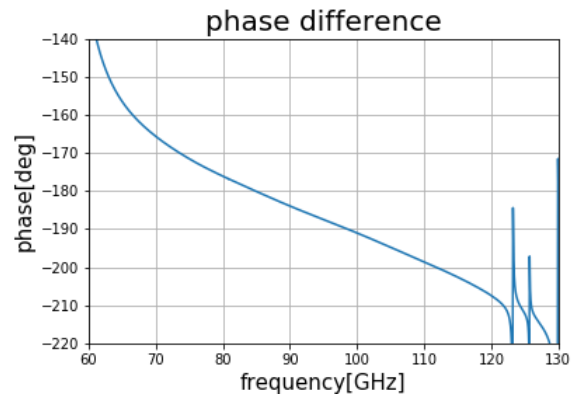


図 10 [9] のコルゲーション部を使って解析した位相差

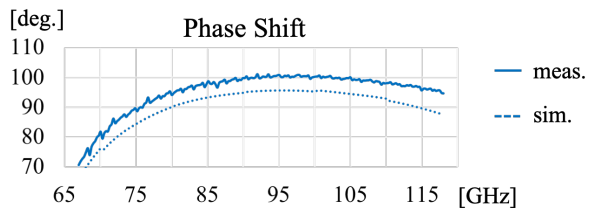


図 11 [9] の PS の位相差。meas は実測値、sim はシミュレーション値を表す。

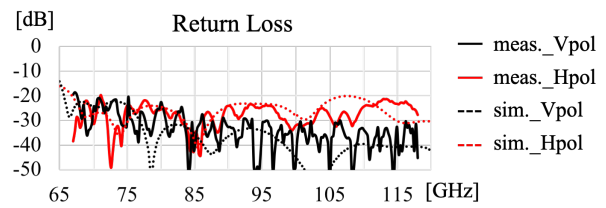


図 12 [9] の PS の反射損失。meas は実測値、sim はシミュレーション値を表す。

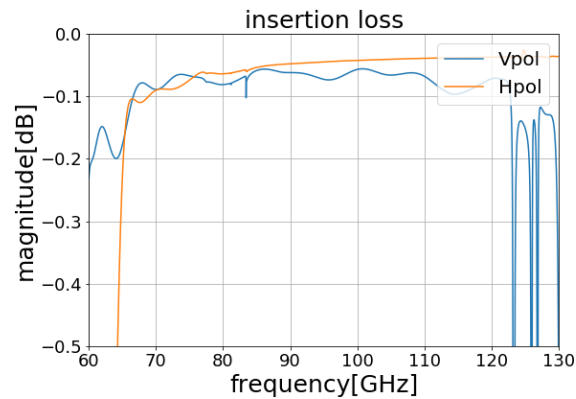


図 13 [9] の PS を使って解析した挿入損失

2.4 直線偏波分離器 (OMT)

OMT は、円形導波管もしくは方形導波管から入力される二つの直交する直線偏波を分離して、二つの矩形導波管に分けて出力する装置である。そのため、OMT は交差偏波が小さいことが要求される。交差偏波とは、V 方向の偏波成分が H 方向の偏波の出力側（または H 方向の偏波成分が V 方向の偏波の出力側）に漏れ込んでしまうもののことである。設計された 19–30 GHz 用の OMT を例に説明する [9]。この OMT の性能を以下の図 14–17 に示す。

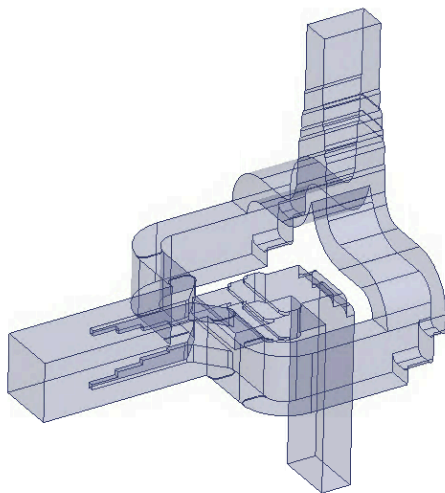


図 14 [9] を使って設計した OMT のモデル図

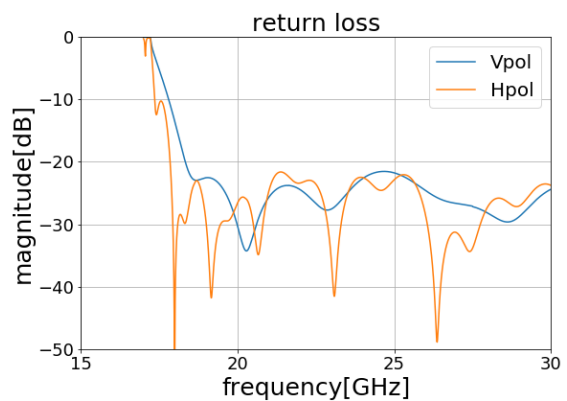


図 15 [9] の OMT を使って解析した反射損失

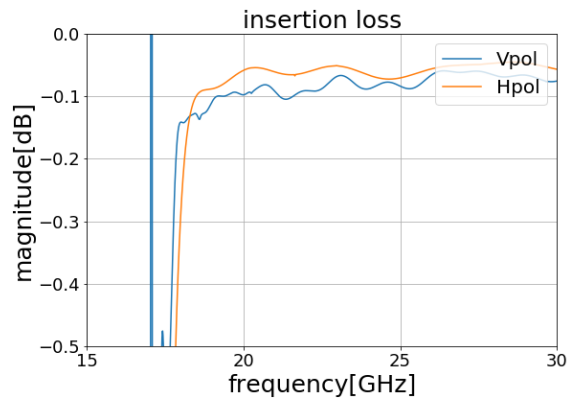


図 16 [9] の OMT を使って解析した挿入損失

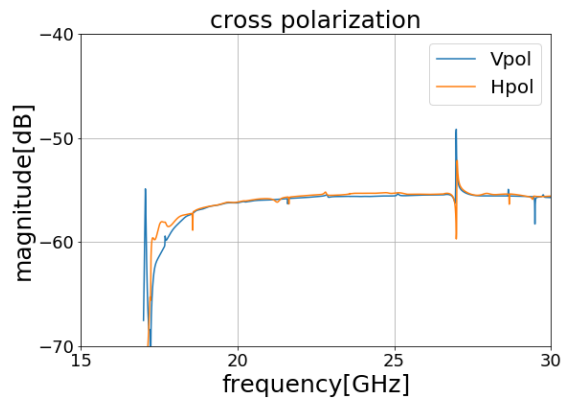


図 17 [9] の OMT を使って解析した交差偏波

2.5 円角導波変換

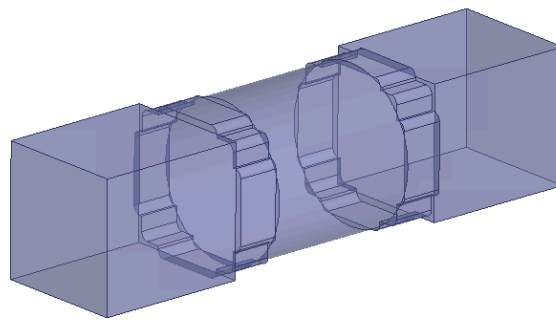


図 18 [9] を使って設計した円角導波変換

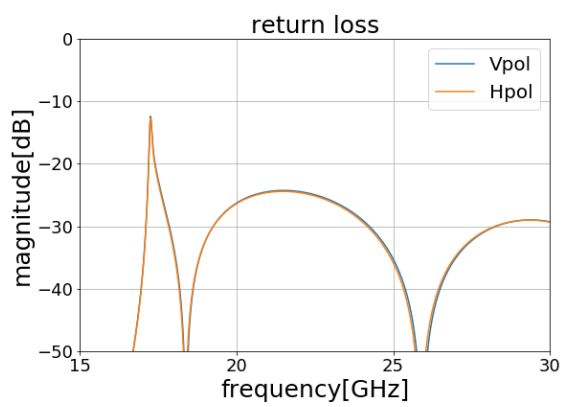


図 19 [9] の円角導波変換を使って解析した反射損失

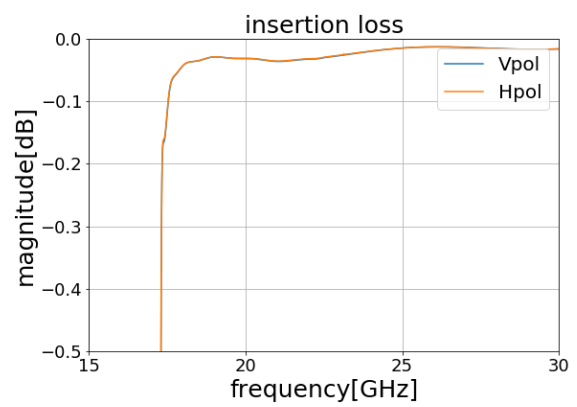


図 20 [9] の円角導波変換を使って解析した挿入損失

円角導波変換は円型導波管と方形導波管の接続部に使用するものである。PS から OMT に接続するときに、PS は OMT に対して 45° 傾けて接続しなければならない [9]。その際に損失を抑えるために円角導波変換が使われる。図 18-20 は円角導波変換のモデルと反射損失、挿入損失である。

3 6–9 GHz 帯 PS+OMT 型ポーラライザーの開発

3.1 設計方針

今回、茨城 32 m 鏡用の 6–9 GHz で使用可能な広帯域なポーラライザーを設計するために、PS+OMT 型ポーラライザーの設計を行った。大阪府立大学の増井氏によって 70–118 GHz で使用可能なポーラライザーが設計されている [9]。今回はこのポーラライザーのモデルを用い、茨城 32 m 電波望遠鏡用に適合させるという方針で設計を行った。シミュレーションには Ansys 社の 3 次元電磁界シミュレーター HFSS (High Frequency Structure Simulator) を用いた。HFSS は有限要素法を用いてモデルを mesh で分割し Maxwell 方程式を計算する解析ソフトで、S パラメータ (Scattering parameter、3.1.1 で述べる) によって位相差、反射損失、交差偏波レベルを評価する。mesh は細かいほどシミュレーション精度は高くなるが解析に時間がかかる。PS の位相差は mesh 数が 30000 のときの解析結果に $+10^\circ$ したものが実測値と同程度になることがわかっている [9]。位相差は出力ポートでの直交する二偏波間の位相差である。挿入損失は入力電力に対する出力電力で、損失が大きいと出力電力が小さくなる。反射損失は入力電力に対する反射電力で、損失が大きいと出力電力が小さくなるとともに、前段のミラーや後段のアンプとの境界で定在波が生じてしまう。交差偏波レベルは V 方向の偏波成分が H 方向の偏波の出力側（または H 方向の偏波成分が V 方向の偏波の出力側）にどれだけ漏れ込んだかを表す。

目標とする性能値とそれに対応する S パラメータを以下の表 3 にまとめる。

茨城 32 m 鏡用の受信機では、電波がポーラライザーを通過した後、LNA で増幅され IF 系へと繋がっていく。このように円偏波ポーラライザーは LNA よりも前に位置する装置であるため、ポーラライザーの損失は受信機全体の雑音温度に大きく影響する。アンプを例に考える。アンプの入力パワーを P_{in} 、アンプの出力パワーを P_{out} 、アンプ自身の雑音パワーを P_{noise} 、ゲインを G とすると、

$$P_{out} = GP_{in} + P_{noise} = G \left(P_{in} + \frac{P_{noise}}{G} \right) \quad (26)$$

この P_{out} をさらに別のアンプに繋げる場合、出力パワー P'_{out} 、雑音パワー P'_{noise} 、ゲインを G' とすると、

$$\begin{aligned} P'_{out} &= G' \left((GP_{in} + P_{noise}) + \frac{P'_{noise}}{G'} \right) \\ &= GG' \left(P_{in} + \frac{P_{noise}}{G} + \frac{P'_{noise}}{GG'} \right) \end{aligned} \quad (27)$$

式 (27) より、初段のアンプのノイズの影響が大きいことがわかる。今回は、ポーラライザーが $G \sim 1$ の初段のアンプ、LNA が $G' \sim 1000$ の二段目アンプに対応するので、 G を 1 に近づけること、すなわち、ポーラライザーを低損失にすることが重要である。

長さの目標値は、Dewar サイズによる制限で、現在茨城 32 m 鏡で使用しているセプタム型ポーラライザーのサイズと同等を目標値とした。比帯域は、中心周波数を 7.5 GHz で、周波数帯域 6–9 GHz とすると

$$\begin{aligned} \text{比帯域} &= \frac{\text{帯域幅 [GHz]}}{\text{中心周波数 [GHz]}} \\ &= \frac{9 - 6 \text{ [GHz]}}{7.5 \text{ [GHz]}} = 40 \% \end{aligned} \quad (28)$$

となる。

表 3 必要な性能と目標値。

性能	目標値
位相差	6–9 GHz (比帯域 40 %) で $90 \pm 5^\circ$
反射損失	≤ -20 dB
挿入損失	≥ -0.2 dB
交差偏波レベル	≤ -25 dB
長さ	≤ 160 mm

3.1.1 S パラメータ

$S(i:k, j:l)$ はポート i のモード k とポート j のモード l の比を意味している。90° PS と円角導波変換は 2 つのポートがあり、V 偏波 (TE_{10})、H 偏波 (TE_{01}) がそれぞれモード 1、モード 2 と表される。OMT は 3 つのポートがあり、ポート 1 ではモード 1、モード 2 で表される。ポート 2、ポート 3 ではモード 1 のみで表される。今回の OMT では、ポート 1 でのモード 1 がポート 3 に出力され、モード 2 がポート 2 に出力される。今回扱った S パラメータとその意味について表 4 にまとめる。また、90° PS、OMT、円角導波変換で設定したポートを以下の図 21–23 に示す。

表 4 評価する性能とそれに対応する S パラメータ。単位は PS の位相差のみ degree。その他は dB。

性能	S パラメータ (PS、円角導波変換)	S パラメータ (OMT)
位相差 (PS のみ)	$[S(2:1,1:1) - S(2:2,1:2)]_{\text{deg}}$	なし
反射損失	$S(1:1,1:1)$ 、 $S(1:2,1:2)$	$S(1:1,1:1)$ 、 $S(1:2,1:2)$
挿入損失	$S(2:1,1:1)$ 、 $S(2:2,1:2)$	$S(2:1,1:2)$ 、 $S(3:1,1:1)$
交差偏波 (OMT のみ)	なし	$S(2:1,1:1)$ 、 $S(3:1,1:2)$

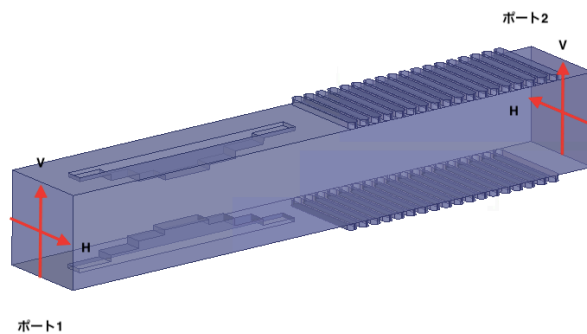


図 21 90° PS のポート

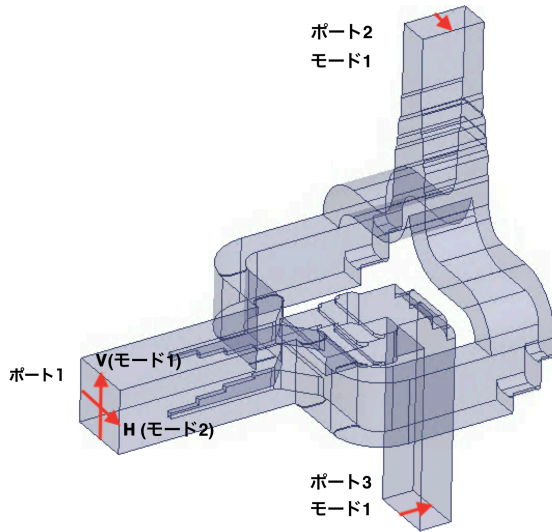


図 22 OMT のポート

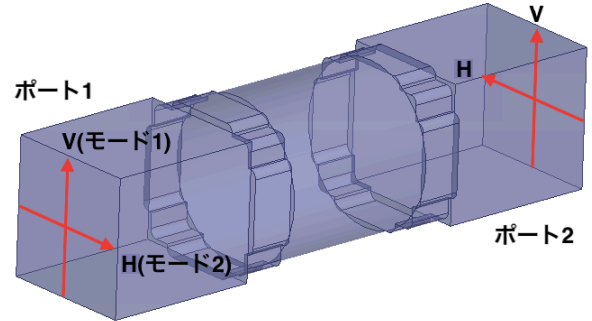


図 23 円角導波変換のポート

3.2 モデルのスケーリング

導波管で設計されたモデルサイズは周波数（または波長）と関係しているので、モデルサイズをスケーリングすることで任意の周波数帯でも同等の性能を持つ。ここでは、もともと 6–9 GHz 以外の周波数用に設計されたモデルを 6–9 GHz 用にスケーリングした結果を記述する。スケーリングは波長をもとにモデルサイズを拡大することで行った。周波数と波長の関係、

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (29)$$

を用いる。 λ は波長、 c は光速、 f は周波数である。スケーリング時にモデルサイズの拡張率をスケーリング係数 a とする。スケーリング前の基準とする波長およびそれに対応する周波数を λ および f 、スケーリング後の基準とする波長およびそれに対応する周波数を λ' および f' とすると、

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

$$\lambda' = \frac{c}{f'}$$

よって、スケーリング係数は

$$a = \frac{\lambda'}{\lambda} = \frac{f}{f'} \quad (30)$$

スケーリング後のモデルサイズは、スケーリング前のモデルサイズにスケーリング係数 a をかけることで求めることができる。

3.2.1 PS のスケーリング

大阪府立大学で 70–118 GHz 用に設計された PS [9] を 6–9 GHz 用にスケーリングをした。位相差が 6–9 GHz の帯域をカバーできるように $a = 12.9$ としてスケーリングし、各パラメーターの小数第二位を四捨五

入した。その結果、導波管の口径は 32.8 mm となった。図 24 はスケーリングしたモデル図である。挿入損失は全帯域で目標の -0.2 dB 以上を満たしている（図 25）。位相差は 6.0–6.5 GHz、8.2–9.0 GHz で目標の $90 \pm 5^\circ$ を満たしており、6.5–8.2 GHz では満たしていない（図 26）。反射損失は全帯域で -20 dB 以下を満たしている（図 27）。

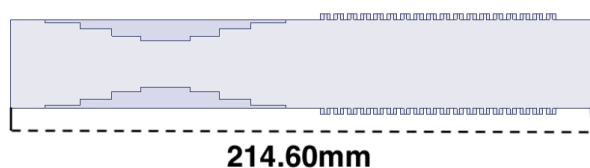


図 24 6–9 GHz 用にスケーリングした PS の側面図

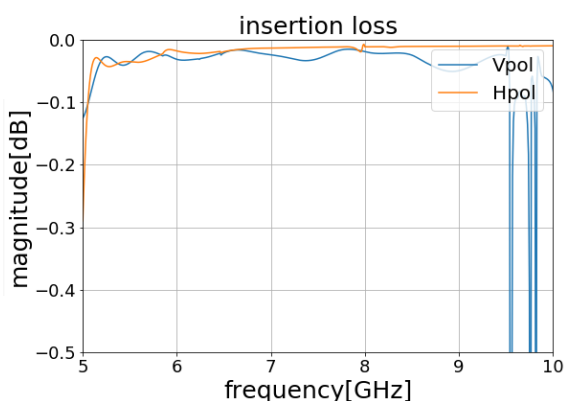


図 25 6–9 GHz 用にスケーリングした PS の挿入損失

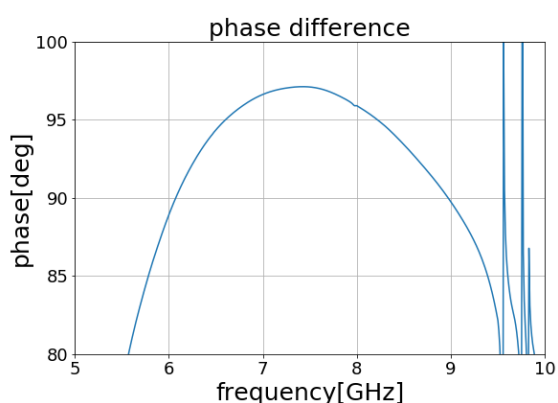


図 26 6–9 GHz 用にスケーリングした PS の位相差

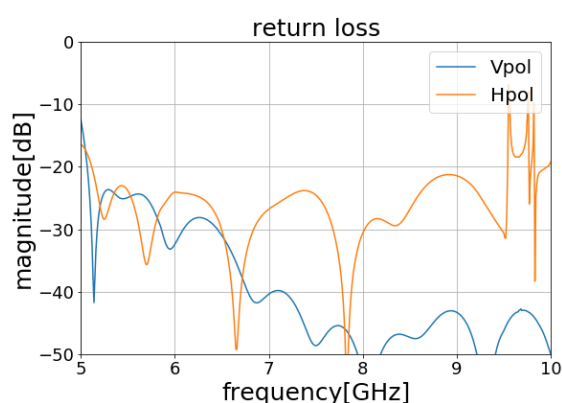


図 27 6–9 GHz 用にスケーリングした PS の反射損失

3.2.2 OMT のスケーリング

大阪府立大学で 19–30 GHz 用に設計された OMT を 6–9 GHz 用にスケーリングを行った。3.2.1 節の PS の導波管口径 32.8 mm に合わせるために、スケーリング定数 $a = 3.64$ にし、各パラメーターの小数第三位を四捨五入した。図 28 はスケーリングしたモデル図である。挿入損失は全帯域で目標の -0.2 dB 以上を満たしている（図 29）。反射損失は全帯域で目標の -20 dB 以下を満たしている（図 30）。交差偏波レベルは全帯域で目標の -25 dB 以下を満たしている（図 31）。

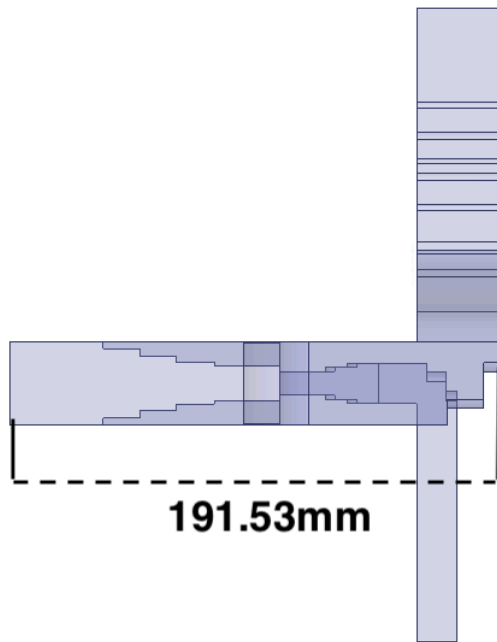


図 28 6-9 GHz 用にスケーリングした OMT の側面図

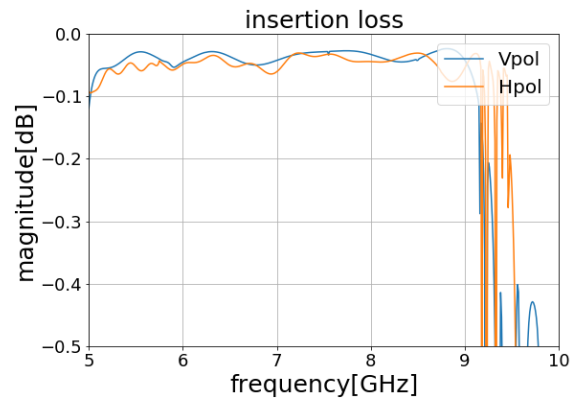


図 29 6-9 GHz 用にスケーリングした OMT の挿入損失

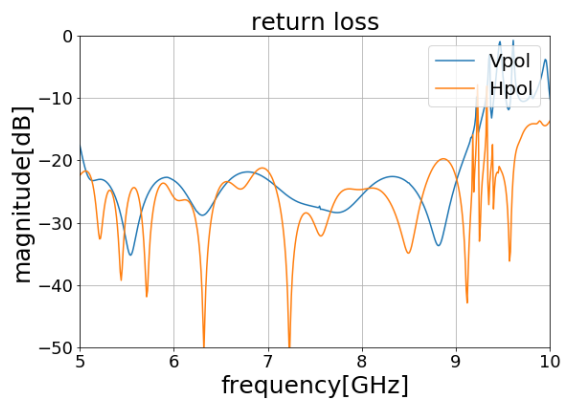


図 30 6-9 GHz 用にスケーリングした OMT の反射損失

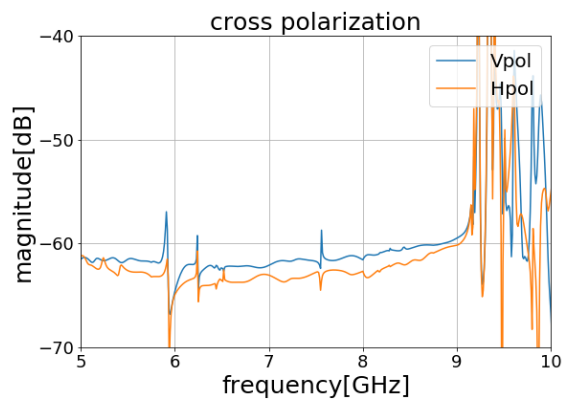


図 31 6-9 GHz 用にスケーリングした OMT の交差偏波

3.2.3 円角導波変換のスケーリング

大阪府立大学で 19-30 GHz 用に設計された円角導波変換を 6-9 GHz 用にスケーリングを行った。図 32 はスケーリングしたモデル図である。反射損失は全帯域で -20 dB で目標を達成している (図 33)。挿入損失は全帯域で目標の -0.2 dB 以上を達成している (図 34)。

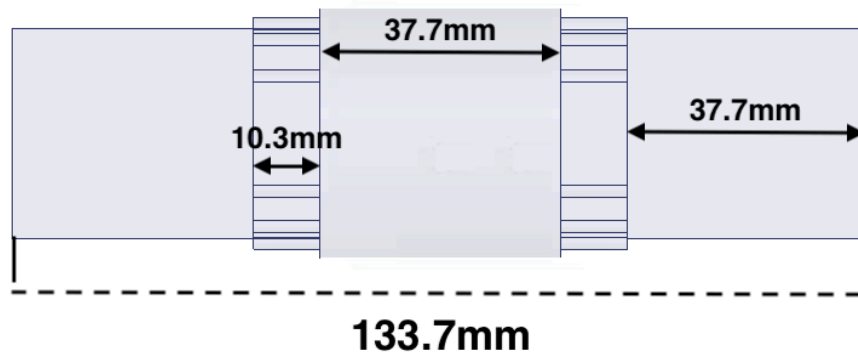


図 32 6-9 GHz 用にスケーリングした円角導波変換の側面図

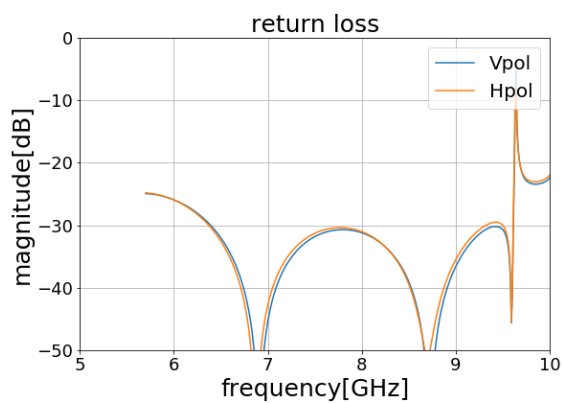


図 33 6-9 GHz 用にスケーリングした円角導波変換の反射損失

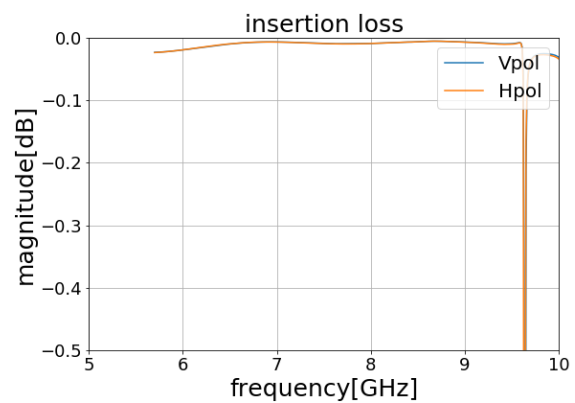


図 34 6-9 GHz 用にスケーリングした円角導波変換の挿入損失

3.3 PS のコンパクト化

大阪府立大学から頂いた PS のモデルを 6-9 GHz 用にスケーリングしたモデルはサイズが大きいため、茨城 32 m 鏡用の Dewar に収まらない。そのため、モデルのコンパクト化を行う必要がある。コンパクト化は位相差や反射損失の性能をできるだけ落とさないように行う。ここでは、大阪府立大学からいただいた PS のモデルを 6-9 GHz 用にスケーリングしたものをコンパクト化した結果について記述する。この PS はダブルリッジ部とコルゲート部からできているので、それぞれでコンパクトを行った。

PS のコンパクト化は以下のような手順で行った。

- (1) ダブルリッジ部の最高段のリッジを取り除き、その分導波管の長さを縮小
- (2) ダブルリッジ部のリッジ高さ・幅の調整
- (3) コルゲート部の溝の本数を減らし、その分導波管の長さを縮小
- (4) コルゲート部の溝の高さを最適化

(1) PS の長さを縮小するためにリッジ数を減らし導波管を縮小すると位相差と反射損失の性能が悪化する。これを改善するために (2) リッジの高さの調整を行った。同様に、(3) コルゲートの溝の本数を 18 本から 12 本に減らし導波管の長さを縮小すると、位相差と反射損失が悪化した。これを改善するために (4) コルゲートの溝の高さ調整を行った。

3.3.1 ダブルリッジ部

四段あったリッジの一つを取り除き、その分導波管の長さを縮小した。さらにリッジ高さ、幅を独立に変化させたときの位相差、反射損失の変化の傾向と解析結果を以下に記述する。

リッジは三段あり (図 35)、一段目、二段目、三段目の高さをそれぞれ $Z1$ 、 $Z2$ 、 $Z3$ と置く (図 36)。まず、一段目のリッジ高さ $Z1$ を 1.5–3.0 mm で 0.5 mm おきに变化させた。リッジが高くなるほど位相差は小さくなり (図 37)、V 方向の偏波の反射損失は全帯域で 2.0 mm で極小値をとった後、増加傾向になった (図 38)。H 方向の偏波の反射損失は 6.0–7.4 GHz では減少傾向があり、7.4–9.0 GHz では増加傾向があった (図 39)。次に、二段目のリッジ高さ $Z2$ を 4.0–5.5 mm で 0.5 mm おきに变化させた。リッジが高くなるほど位相差は小さくなり (図 40)、V 方向の偏波の反射損失は 6.2–8.3 GHz では減少傾向があった (図 41)。H 方向の偏波の反射損失は減少傾向があった (図 42)。さらに三段目のリッジ高さ $Z3$ を 6.0–8.0 mm で 0.5 mm おきに变化させた。リッジが高くなるほど位相差は小さくなり (図 43)、V 方向の偏波の反射損失は 6.5–8.0 GHz では増加傾向があった (図 44)。H 方向の偏波の反射損失は 6.0–6.6 GHz では増加傾向があり、6.6–9.0 GHz では傾向は見られないが、7.0–9.0 GHz で -30 dB 以下になった (図 45)。またリッジ幅 $X1$ を 5.0–9.0 mm で 1 mm おきに变化させたとき、リッジ幅が広くなるほど位相差は小さくなり (図 46)、V 方向の偏波の反射損失は 6.0–8.8 GHz では増加傾向があった (図 47)。H 方向の偏波の反射損失は全帯域で増加傾向があった (図 48)。

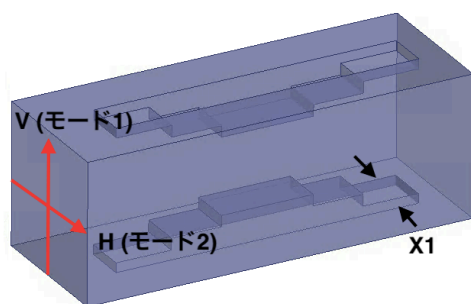


図 35 コンパクト化したリッジ部のモデル図

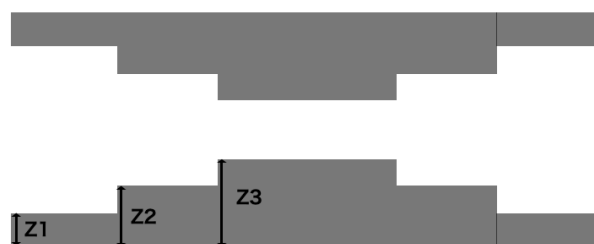


図 36 リッジのパラメーター。一段目のリッジ高さを $Z1$ 、二段目のリッジ高さを $Z2$ 、三段目のリッジ高さを $Z3$ 、リッジ幅を $X1$ とした。

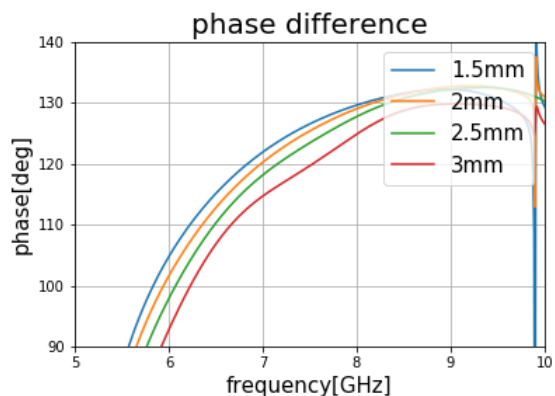


図 37 一段目のリッジ高さを 1.5–3.0 mm で変化させたときの位相差

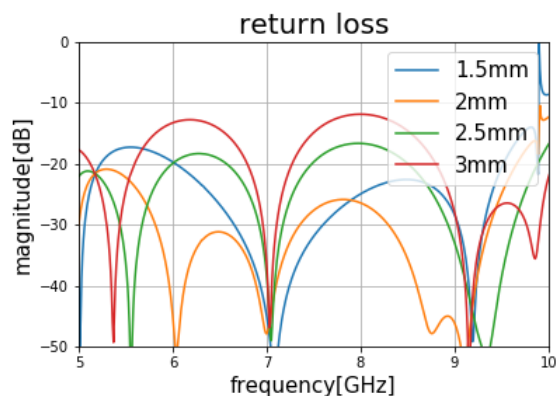


図 38 一段目のリッジ高さを 1.5–3.0 mm で変化させたときの V 方向の偏波の反射損失

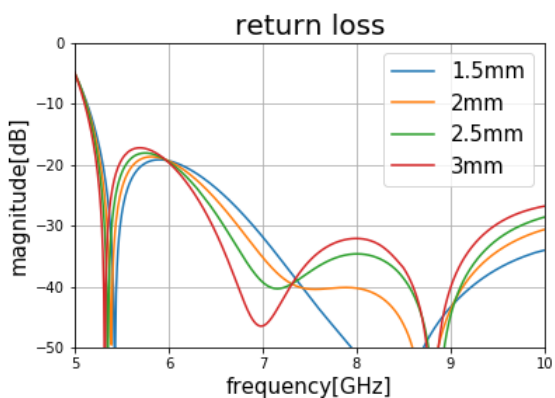


図 39 一段目のリッジ高さを 1.5–3.0 mm で変化させたときの H 方向の偏波の反射損失

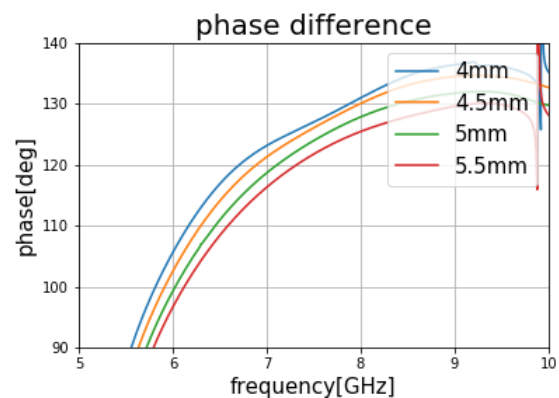


図 40 二段目のリッジ高さを 4.0–5.5 mm で変化させたときの位相差

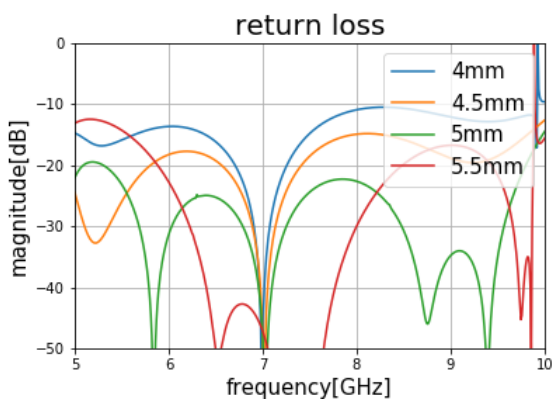


図 41 二段目のリッジ高さを 4.0–5.5 mm で変化させたときの V 方向の偏波の反射損失

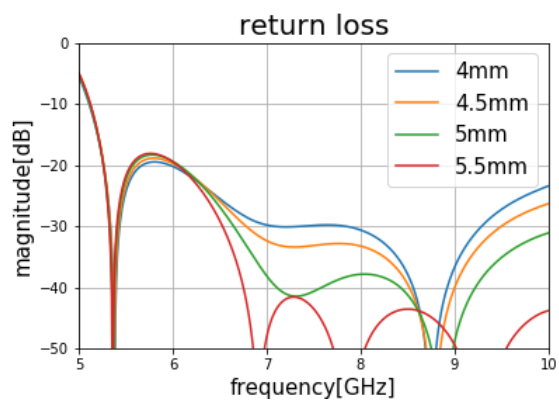


図 42 二段目のリッジ高さを 4.0–5.5 mm で変化させたときの H 方向の偏波の反射損失

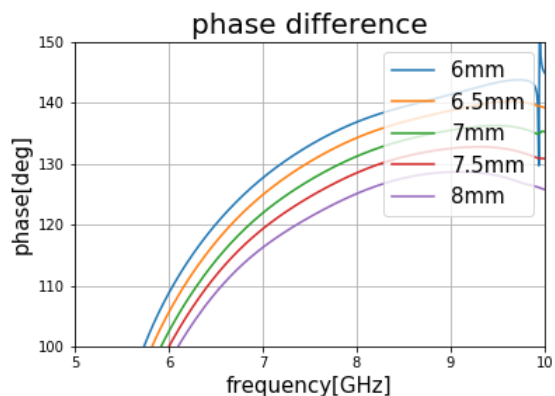


図 43 三段目のリッジ高さを 6.0–8.0 mm で変化させたときの位相差

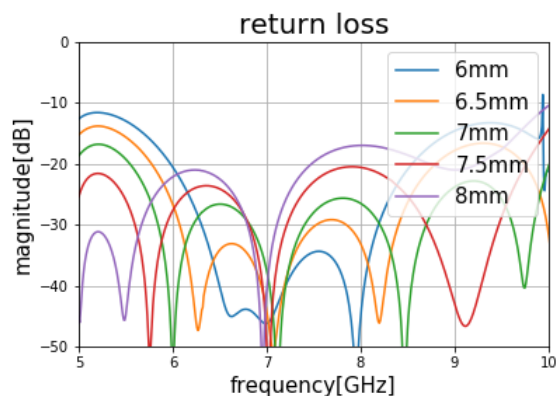


図 44 三段目のリッジ高さを 6.0–8.0 mm で変化させたときの V 方向の偏波の反射損失

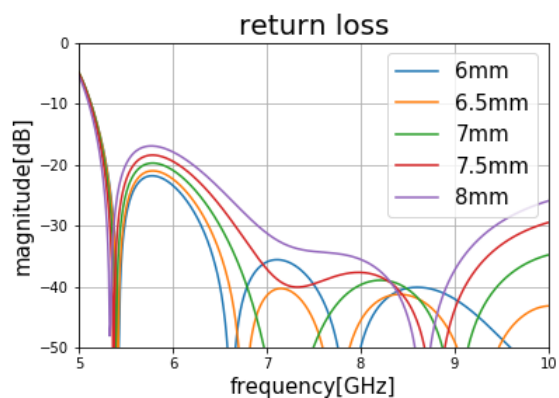


図 45 三段目のリッジ高さを 6.0–8.0 mm で変化させたときの H 方向の偏波の反射損失

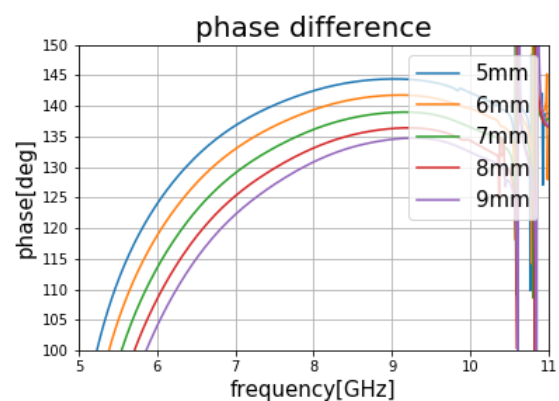


図 46 リッジ幅を 5.0–9.0 mm で変化させたときの位相差

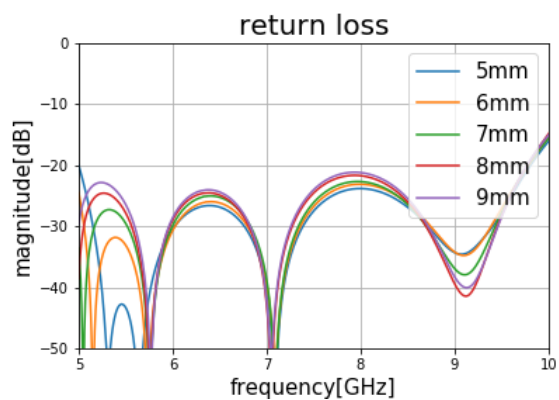


図 47 リッジ幅を 5.0–9.0 mm で変化させたときの V 方向の偏波の反射損失

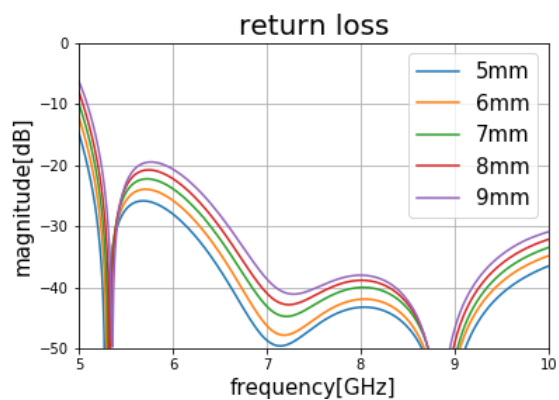


図 48 リッジ幅を 5.0–9.0 mm で変化させたときの H 方向の偏波の反射損失

3.3.2 コルゲート部

コルゲートの溝の本数を 18 本から 12 本に減らし、その分導波管の長さを縮小した。コルゲートの溝の高さを変化させたときの位相差、反射損失の変化の傾向と解析結果を以下に記述する。

コルゲートの溝は 12 本あり (図 49)、左から 1 本目と 7 本目の高さを Z_{c1} 、その他の溝の高さを Z_{c2} とする (図 50)。まず、コルゲートの溝の高さをすべて同じ高さで 2.5–3.3 mm で 0.2 mm おきに变化させた。溝が高くなるほど位相差は小さくなり (図 51)、反射損失は大きくなった (図 52、53)。次に、12 本ある溝のうち左から 1 本目と 7 本目の溝の高さのみを 2.3–3.1 mm で 0.2 mm おきに变化させた。その他の溝の高さは $Z_{c2} = 2.9$ mm で固定した。1、7 本目の溝が高いほど位相差は小さくなったが、あまり大きな差はなかった (図 54)。V 方向の偏波の反射損失は溝が高くなるほど 6.5–8.0 GHz で増加傾向があった (図 55)。H 方向の偏波の反射損失はあまり変化はなかった (図 56)。

図 51、図 52 より、12 本すべての溝の高さを変化させることで V 方向の偏波の反射損失を調整できるが、位相差も大きく変化してしまうことがわかった。一方、図 54、図 55 より、1 本目と 7 本目の溝の高さを変化させることで位相差をあまり変化させることなく V 方向の偏波の反射損失を調整できることがわかった。したがって、1 本目と 7 本目の溝の高さを変化させることは V 方向の偏波の反射損失を調整することに対して有効であることがわかった。

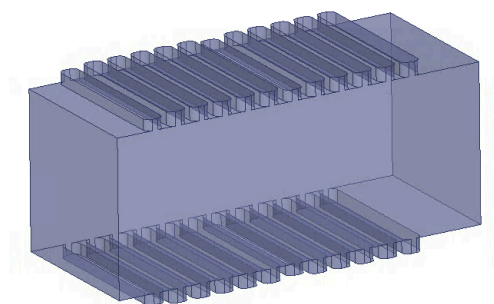


図 49 コンパクト化したコルゲート部のモデル図。
左から 1 本目と 7 本目のコルゲートの高さのみ他の
ものより低くしている。

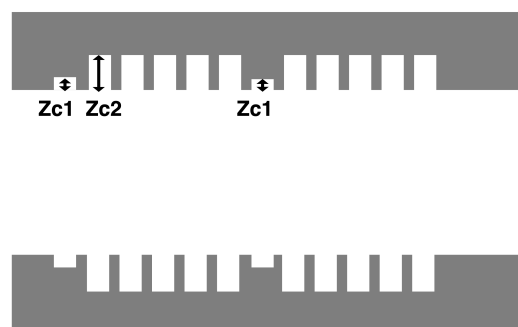


図 50 コルゲート部のパラメーター。左から 1 本目、
7 本目の高さを Z_{c1} 、その他の高さを Z_{c2} とした。

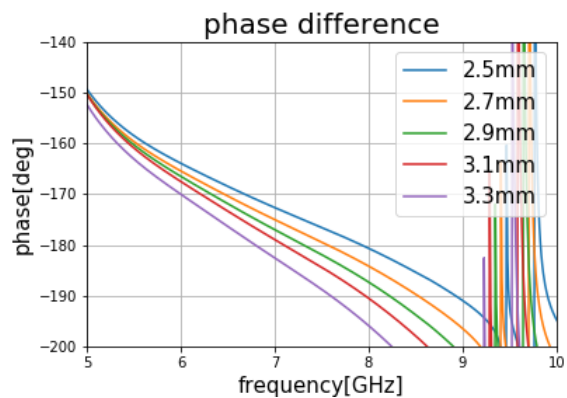


図 51 12本の溝の高さを2.5–3.3 mmですべて同じ高さで変化させたときの位相差

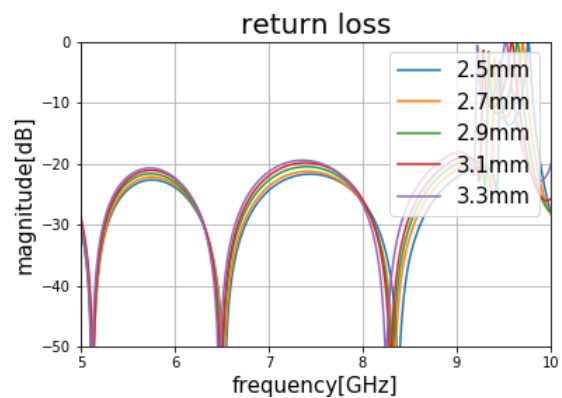


図 52 12本の溝の高さを2.5–3.3 mmですべて同じ高さで変化させたときの V 方向の偏波の反射損失

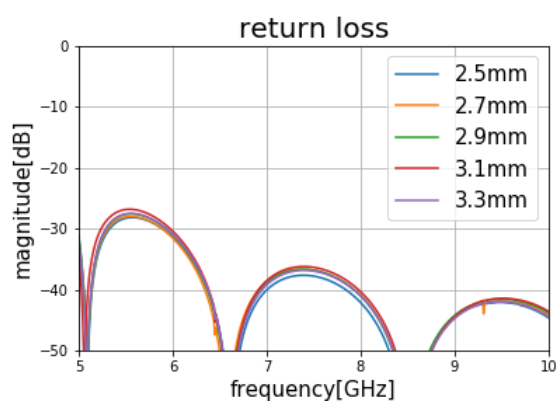


図 53 12本の溝の高さを2.5–3.3 mmですべて同じ高さで変化させたときの H 方向の偏波の反射損失

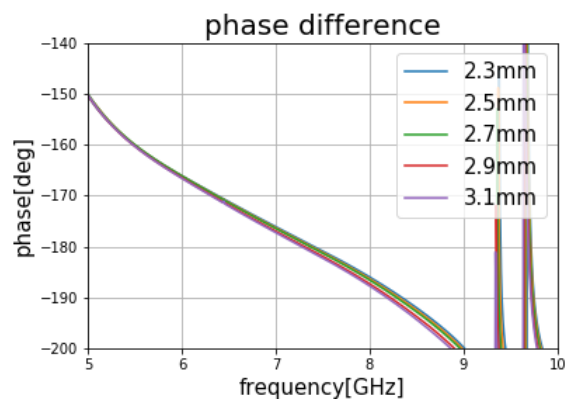


図 54 1、7本目の溝の高さを2.3–3.1 mmで変化させたときの位相差。他の溝の高さは2.9 mmで固定した。

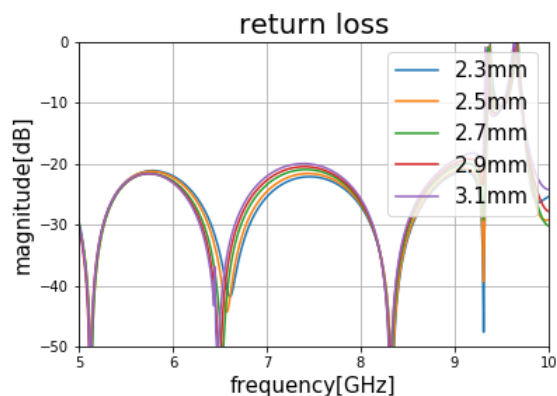


図 55 1、7 本目の溝の高さを 2.3–3.1 mm で変化させたときの V 方向の偏波の反射損失。他の溝の高さは 2.9 mm で固定した。

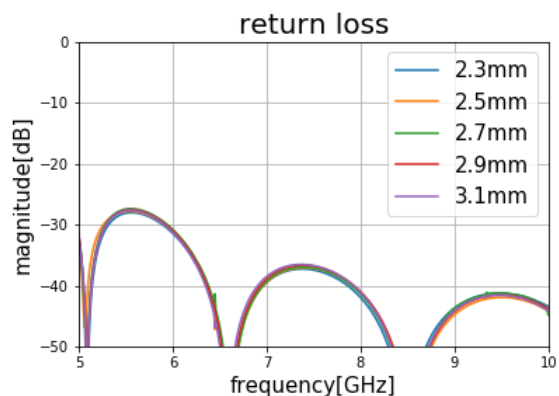


図 56 1、7 本目の溝の高さを 2.3–3.1 mm で変化させたときの H 方向の偏波の反射損失。他の溝の高さは 2.9 mm で固定した。

3.3.3 6–9 GHz 帯 PS 最適化モデル

3.3.1、3.3.2 節で得られたダブルリッジ部、コルゲート部のパラメーターによる位相差と反射損失の変化傾向を考慮して、PS 全体の性能が良くなるパラメーターの組み合わせを探した。ここでは、小数第三位を四捨五入した。図 58–60 は最適化した PS のモデル図と各部のパラメーターである。長さは 214.60 mm から 160.05 mm へと 54.55 mm 縮小できた。位相差は 6.03–8.91 GHz（比帯域＝38.6 %）のほぼ全帯域において目標値の $90 \pm 5^\circ$ を満たしている（図 61）。反射損失は全帯域で目標値の -20 dB を満たしているが、V 方向の偏波の反射損失は、7.3 GHz で最大値 -20.05 dB、8.2GHz で最大値 -20.26 dB とギリギリの値となっている（図 62）。

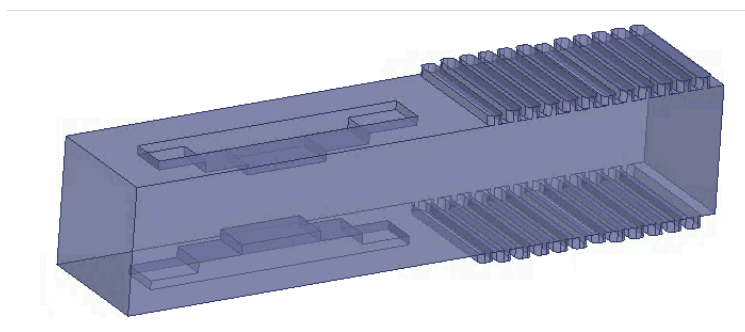


図 57 最適化した 6–9 GHz 用 PS の立体図

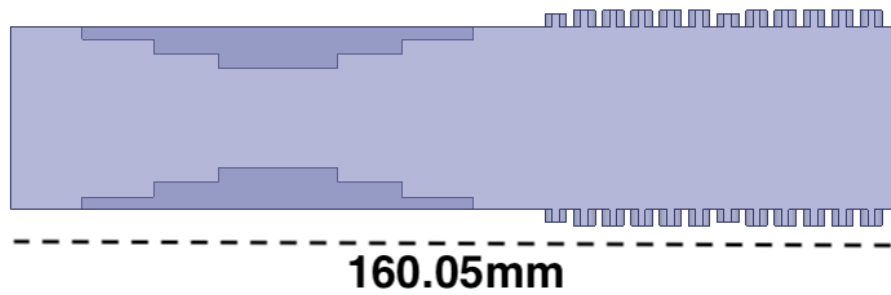


図 58 最適化した 6-9 GHz 用 PS の側面図

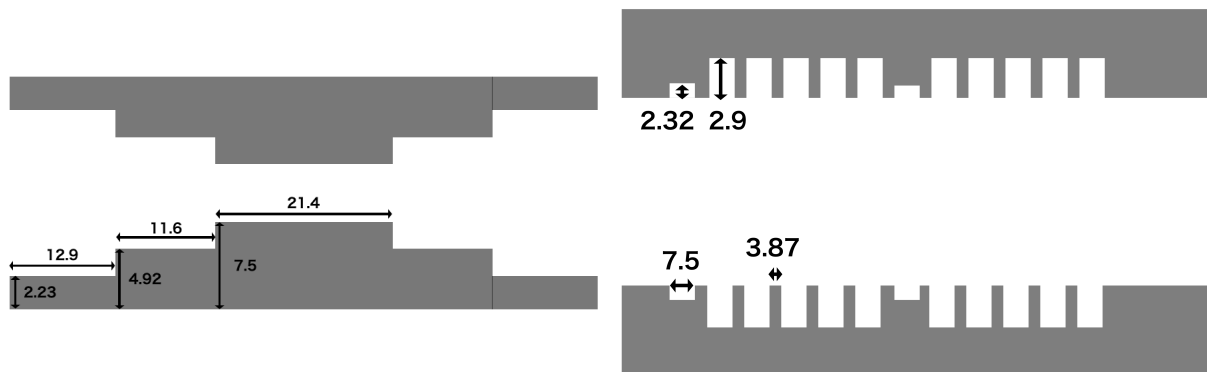


図 59 リッジ部のパラメーター。単位は mm。

図 60 コルゲート部のパラメーター。単位は mm。

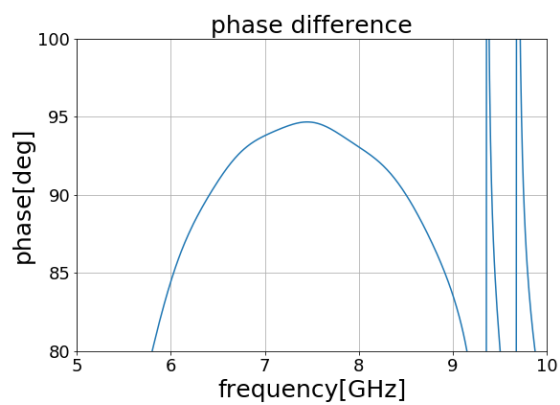


図 61 最適化した 6-9 GHz 用 PS の位相差

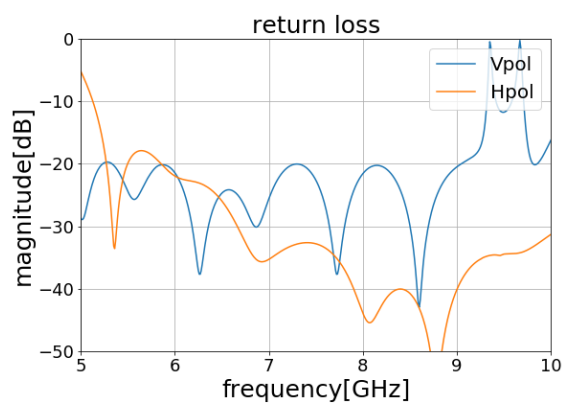


図 62 最適化した 6-9 GHz 用 PS の反射損失

3.4 6–9 GHz PS+OMT 型ポーラライザーの性能

3.3.3 節の PS と 3.2.2 節の OMT、3.2.3 節の円角導波変換を結合して、ポーラライザーとしての性能を調べた。PS、円角導波変換、OMT を結合したときのモデルを図 63、64 に示す。また、結合部の各所の長さを図 65 に示す。ソフトの仕様上、円偏波を入力して解析することができないため、反射損失の解析結果のみを図 66 に示す。

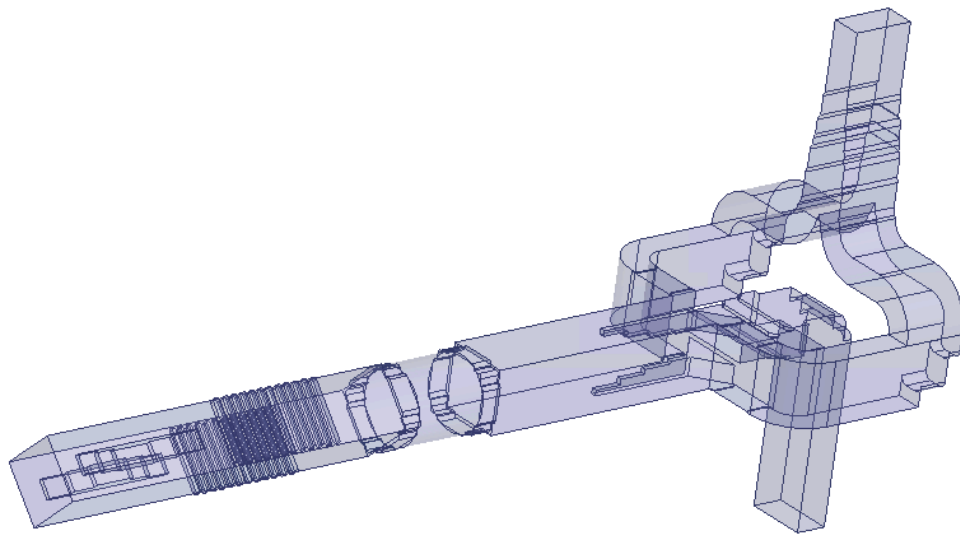


図 63 PS、円角導波変換、OMT を結合したモデルの立体図

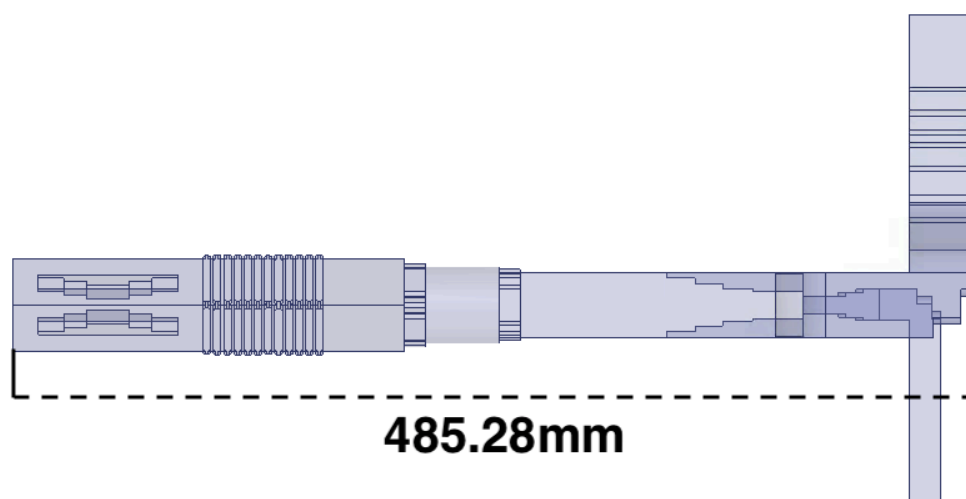


図 64 PS、円角導波変換、OMT を結合したモデルの側面図

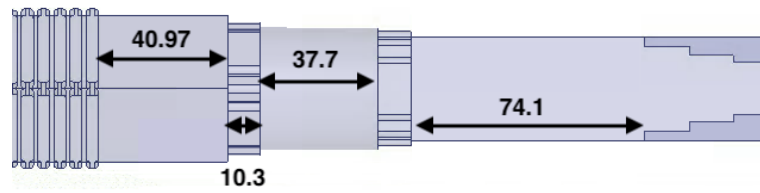


図 65 PS、円角導波変換、OMT の結合部の長さ。単位は mm。

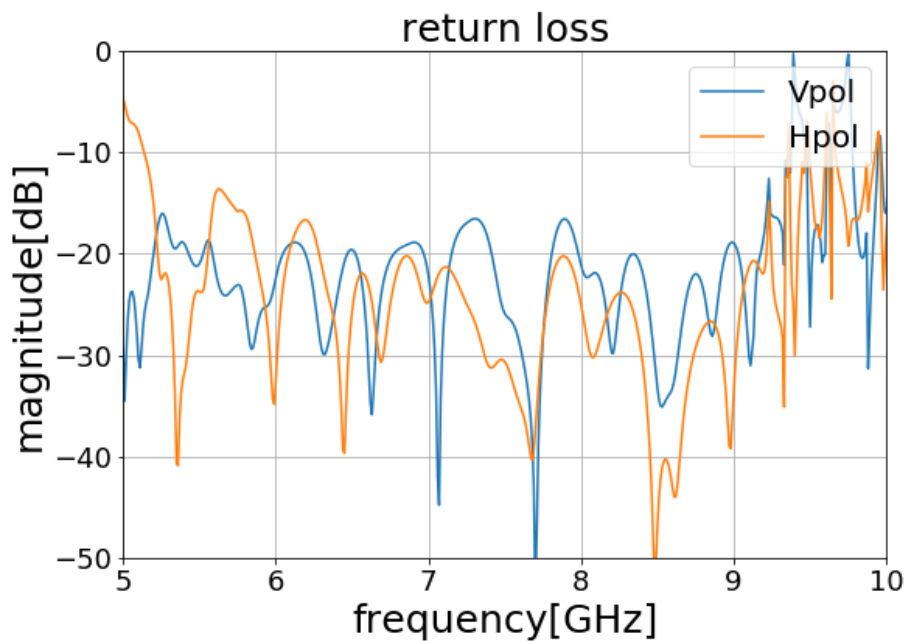


図 66 PS、円角導波変換、OMT を結合したときの反射損失

V 方向の偏波の反射損失が 7.4 GHz、7.9 GHz で目標値の -20 dB を 3 dB 程超過している（図 66）。原因としては、PS の V 方向の偏波の 7.3 GHz、8.2 GHz での反射損失が -20 dB に近い値である（図 62）ので、結合することで損失が大きくなり、 -20 dB を上回ってしまったのではないかと考えられる。また、H 方向の偏波の反射損失が 6.2 GHz で -20 dB を 3 dB 程超過している（図 66）。

次に、反射損失を改善するために結合部の長さを変えて解析を行った。図 67、68 は結合部の各所の長さを変えたときのモデル図、図 69 は結合部の各所の長さである。また、このときの反射損失を図 70 に示す。

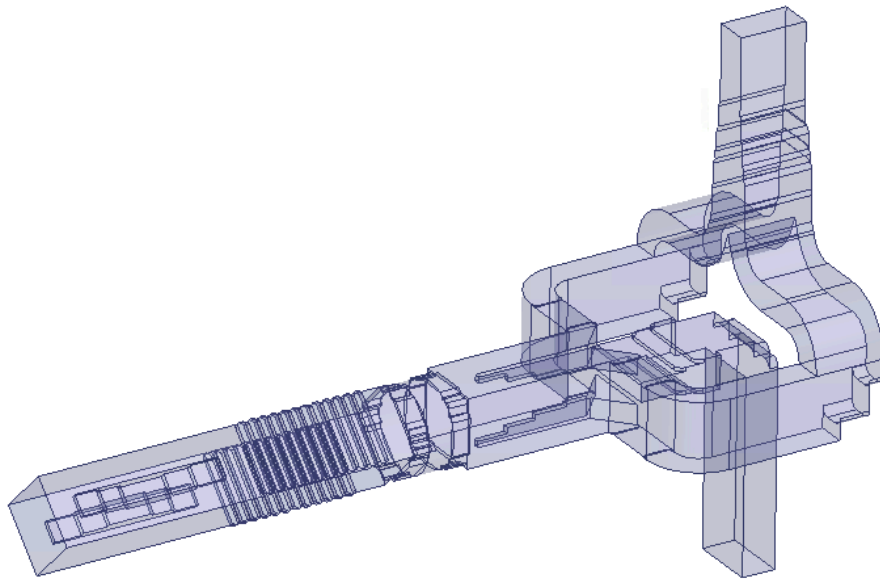


図 67 結合部の長さを調整した後の PS、円角導波変換、OMT を結合したモデルの立体図

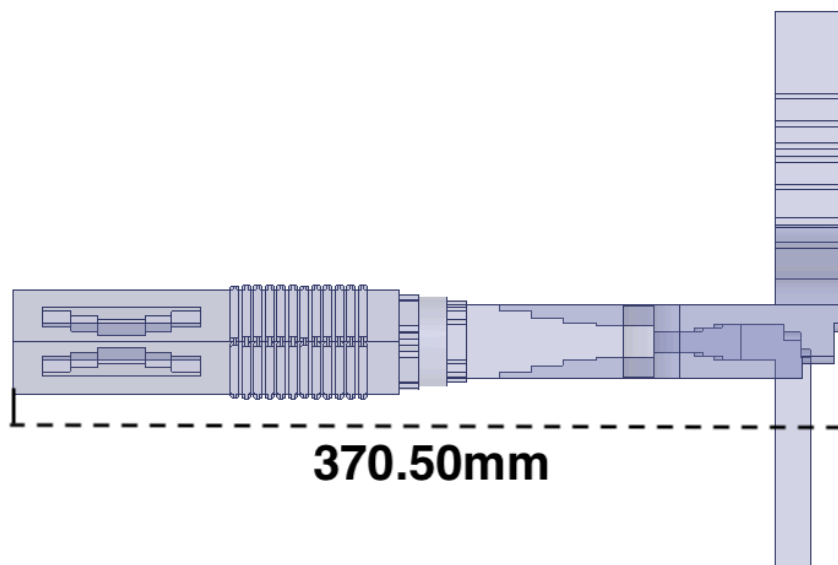


図 68 結合部の長さを調整した後の PS、円角導波変換、OMT を結合したモデルの側面図

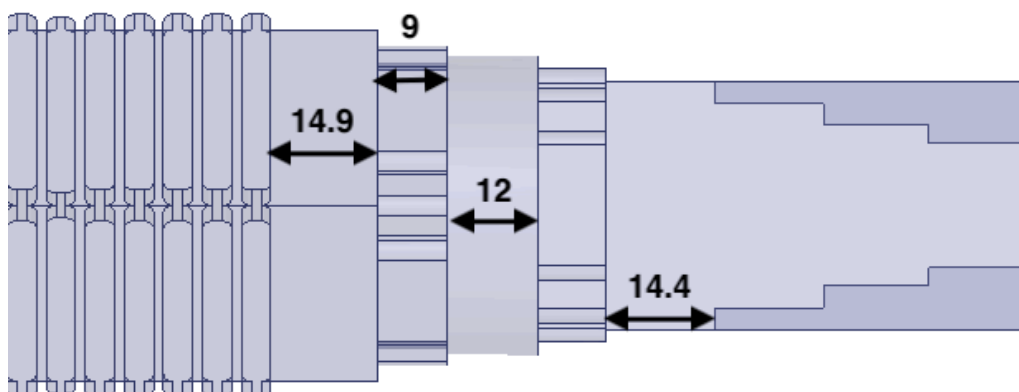


図 69 調整した後の PS、円角導波変換、OMT の結合部の長さ。単位は mm。

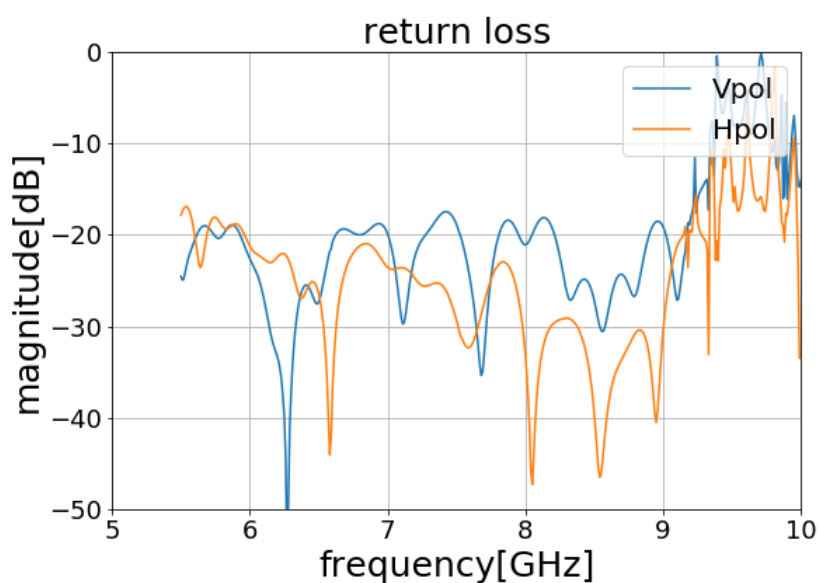


図 70 結合部の長さを調整した後の PS、円角導波変換、OMT を結合したときの反射損失

V 方向の偏波は調整前と比べて 1 dB 程抑えることができたが、目標値を 2 dB 程超過している。H 方向の偏波は調整前と比べて 6.2 GHz で 4 dB 程反射損失を抑えることができたため、6–9 GHz 全帯域で目標値を達成できた（図 66、70）。反射損失の改善には PS の反射損失を下げる、結合時に PS、円角導波変換、OMT の長さをより最適なものにすることなどが必要であると考えられる。

4 まとめ

2019年に初検出された 7.6 GHz、7.8 GHz にあるメタノールメーザー [6] の観測のために、茨城大学 32 m 電波望遠鏡に搭載する 6–9 GHz 帯広帯域ポーラライザーの開発を進めた。広帯域なポーラライザーを開発するために、PS と OMT を組み合わせたポーラライザー [9] に焦点を当て、6–9 GHz での最適化を進めた。従来の設計では、使用を想定している Dewar のサイズに比べて非常に大きいため、6–9 GHz での最適化と同時にコンパクト化も進めた。リッジを一段取り除き、コルゲートの溝の本数を減らすことで 54.55 mm (214.60 mm から 160.05 mm) のコンパクト化ができた。PS と OMT を結合させたときの性能は、反射損失が目標性能を達成できなかった。また PS、OMT、円角導波変換を合わせた長さは 370.50 mm 程度で、目標値の 160 mm に対して 210.50 mm 程度超過した。現状でこれ以上の大きなコンパクト化は期待できないため、異なる設計の PS や OMT モデルを設計することを検討している。また、回路のコンパクト化ではなく、大きな Dewar を使用することも検討している。

参考文献

- [1] 滝沢美里, 茨城大学大学院理工学研究科理学専攻, 2011 年度修士論文, “茨城 32m 電波望遠鏡用 6.5–8.8 GHz 帯 低雑音広帯域受信機システムの開発”
- [2] Batrla, W., et al. 1987, Detection of methanol masers towards galactic H II regions, *Nature*, 326, 49–51
- [3] Menten, K. M., et al. 1992, VLBI Observations of the 6.7 GHz Methanol Masers Toward W3(OH), *ApJL*, 401, L39–L42
- [4] Müller, H. S. P., et al. 2004, Accurate Rest Frequency of Methanol Maser and Dark Cloud Lines, *A&A*, 428, 1019–1026
- [5] Leurini, S., et al. 2004, Methanol as Diagnostic Tool of Interstellar Clouds, *A&A* 422, 573–585
- [6] Breen, S.L., et al. 2019, Discovery of six new class II methanol maser transitions, including the unambiguous detection of three torsionally excited lines toward G 358.931–0.030, *ApJL*, 876, L25
- [7] 小形正男 (1999), 裳華房テキストシリーズ 物理学『振動・波動』, 裳華房
- [8] 松本浩平, 大阪府立大学大学院理学系研究科物理科学専攻, 2010 年度修士論文, “超長基線電波干渉計に用いる 6.7 GHz 帯受信機の広帯域化に関する研究開発”
- [9] Masui, S., et al. 2020, Development of Circular Polarizer in 70–118 GHz Band, *Proceedings of 31th International Symposium on Space THz Technology (ISSTT2020)*
- [10] Chung, M., et al. 2010, Simulation of A 90° Differential Phase Shifter for Korean VLBI Network 129 GHz Band Polarizer, *JASS*, 27, 3, 239–244

謝辞

学部4年生のときから約3年間、米倉覚則教授、百瀬宗武教授には大変お世話になりました。ゼミや研究について指導いただき大変勉強になりました。ありがとうございました。また、大阪府立大学の増井翔さんには、ソフトの使い方、研究の方針など様々なことを教えていただいたことを深謝しております。お忙しい中、丁寧に指導して下さったおかげで研究を進めることができました。増井さんがいなければこの論文を完成させることができていなかったことは間違いありません。本当にありがとうございました。そして、共に勉強、研究に励んだ同期の川上泰輝くん、渡辺雅人くん、吉田旭くん、平原慶裕くん、M1の折原龍太くんとは夜遅くまで一緒に作業し、苦楽を共にしてきました。夜中にみんなでモンスターエナジーを飲みながら日をまたいだのが思い出です。みんなのおかげで頑張ることができたと強く思っています。本当にありがとうございました。筑波大学の佐藤景亮くんは毎週のように研究室に遊びに来てくれました。研究テーマは大きく異なってはいたけれども、刺激をもらい、研究に励むことができました。ありがとうございました。研究室の先輩、後輩方にも大変お世話になりました。特に、田辺義浩さんには研究指導だけでなく、日常生活でいろいろなお話を聞くことができ、とても楽しかったのを覚えています。研究室の雰囲気が明るかったのは田辺さんのおかげだと思っています。そして、元研究員のSoon Kang Louさん、とても優しく、気さくなSoonさんのおかげでとても楽しい研究室生活を送ることができたと心から思っております。本当にありがとうございます。同じく元研究員の斎藤悠さんには観測指導などで大変お世話になりました。何度が観測作業を忘れてしまい、申し訳ありませんでした。最後に、学生生活を支えてくれた父、母には感謝しきれません。両親の支えがなければ充実した学生生活、研究生活を送ることはできませんでした。甚謝致します。

茨城大学で出会った皆様のおかげで、とても充実した時間を過ごすことができました。皆様、本当にありがとうございました。