

修士学位論文

VERA 搭載用
86GHz 帯セプタム型円偏波ポラライザーの開発

2013 年度
(平成 25 年度)

茨城大学大学院理工学研究科

物理専攻

12NM167Y

Soon Kang Lou

概要

86GHz 帯セブタム型（階段形状をした薄い金属板）円偏波ポーラライザーの開発を行った。このポーラライザーの開発目的は、VERA（VLBI Exploration of Radio Astrometry；VLBI 技術による電波位置天文学の探究）水沢アンテナ局に搭載し、KVN（Korean VLBI Network；韓国 VLBI ネットワーク）と共同して連続波を用いた AGN（active galactic nuclei；活動銀河核）、および、SiO メーザー放射を用いた晩期型星の VLBI（very long baseline interferometry；超長基線干渉計）観測を行うことである。

セブタム型円偏波ポーラライザーの設計は 3 次元電磁界解析ソフト HFSS（High Frequency Structure Simulator）で行った。設計目標帯域の 85GHz から 95GHz にわたって、ポーラライザーの反射損失と交差偏波レベルを -30dB （電力の比で 0.1%）以下にした。特に交差偏波レベルはポーラライザーの性能を示す重要なパラメータであり、ポーラライザーの主偏波と交差偏波の干渉具合を表す。交差偏波レベルが低いと、受信したい主偏波に対して交差偏波が雑音として混入して受信されてしまうため、ポーラライザーの受信感度が悪くなる。

製作された 86GHz 帯セブタム型円偏波ポーラライザーを実験室で性能評価した。その結果。セブタム部の製作誤差（ $\pm 10\mu\text{m}$ ）による性能劣化が見られ、交差偏波分離度と反射損失は設計値の -30dB には達していなかったが、 -20dB （電力の比で 1%）以下になっている。電波天文に用いられる装置は一般に -20dB 以下であることが要求される。設計段階において $\pm 10\mu\text{m}$ の製作誤差を予想し、ポーラライザーの性能が -20dB 以上劣化しない余裕を与えたため、今回の開発は成功したといえる。今後は水沢アンテナの受信機を整備し、ポーラライザーを搭載する予定である。

目次

第 1 章	イントロダクション	1
1.1	AGN からの 86GHz 帯連続波	1
1.2	86GHz SiO メーザー	2
1.3	VERA と KVN との VLBI 観測	3
1.4	本研究目的	3
第 2 章	86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの開発	5
2.1	円偏波の受信方法	5
2.2	セプタム型円偏波ポーラライザーの構造	6
2.2.1	前段方形導波管	
2.2.2	セプタム部	
2.2.3	ベンド導波管	
2.2.4	インピーダンス変換器	
2.2.5	後段矩形導波管	
2.3	設計方針	9
2.4	セプタム型円偏波ポーラライザーの設計	10
2.4.1	前段方形導波管	
2.4.2	セプタム部	
2.4.3	ベンド導波管	
2.4.4	インピーダンス変換器	
第 3 章	86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーのシミュレーション	19
3.1	1 体シミュレーション	20
3.1.1	入力ポート反射損失	
3.1.2	出力ポート反射損失	
3.1.3	入力損失	
3.1.4	アイソレーション	
3.1.5	位相差	
3.2	2 体シミュレーション	27
3.2.1	ポート反射損失	
3.2.2	入力損失	
3.2.3	交差偏波レベル	
3.2.4	アイソレーション	
3.3	誤差解析	

3.3.1 セプタム部の各ステップの加工誤差

3.3.2 セプタム部で隙間が生じる場合

第 4 章 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザーの性能評価 41

4.1 測定系の制限 43

4.2 測定結果 43

第 5 章 まとめ 49

付録

A 導波管内の電磁波 50

B S パラメータ 58

参考文献 60

第 1 章

イントロダクション

本章では、本論文で開発を行ったセプタム型円偏波ポーラライザーの使用周波数である 86GHz 帯の主要観測対象とその観測意義を述べる。またそれに続き、東アジア地域での VLBI 観測装置の状況にも簡単に触れる。これらを踏まえ、本研究の目標を提示する。

1.1 AGN からの 86GHz 帯連続波

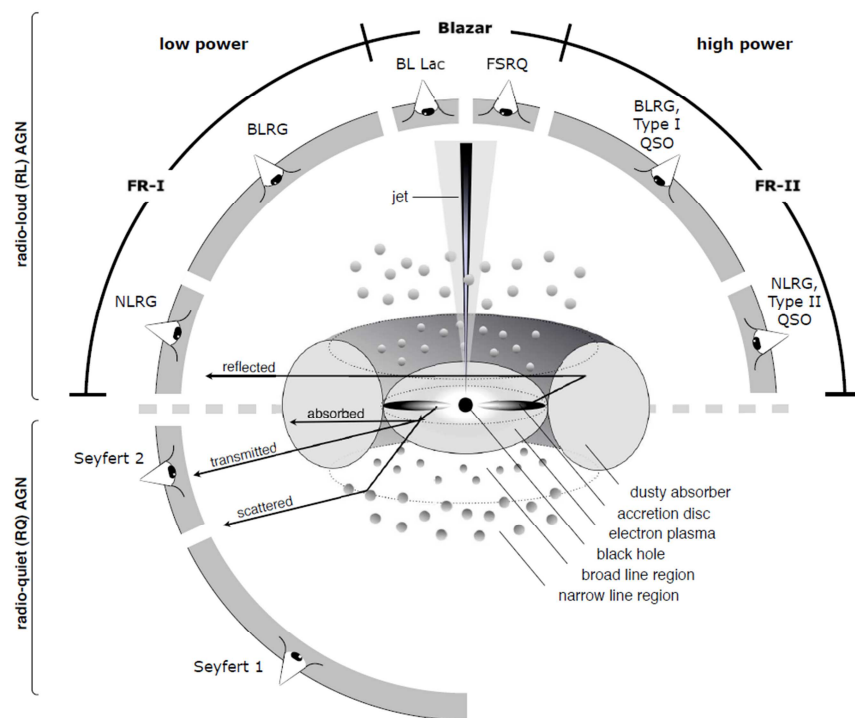


図 1.1 AGN 近傍の模式図[1]

活動銀河 (active galaxy) は恒星、星間塵、星間ガスなどの通常の銀河の構成要素とは違い、銀河の中心に活動銀河核 (active galactic nuclei; AGN) と呼ばれるコンパクトな領域から膨大なエネルギーが放出される特殊な銀河である。AGN の構造は図 1.1 に示す。降着円盤がブラックホールの周りを回転しながらブラックホールに向かって落下すると、重力エネルギーから放射エネルギーが生まれると考えられている。放射されたエネルギーは AGN によって、電波からγ線までにわたって観測されている。AGN の中でも降着円盤の垂直双方向に細く絞られた相対論的速度を持つプラズマ流が噴出されている天体がある。このプラズマ流は活動銀河ジェットと呼ばれ、ブラックホールに向かってガスが落下すること (中心エンジン) によっ

て発生すると考えられる。ジェットに関しては未解明なところが多く、特にジェットの加速機構と収束問題（如何にしてジェットが細く長い構造になるのか）が課題になる。

ジェットの構造を研究するために多周波数 VLBI 観測（multi-frequency VLBI observation）が行われてきた。[2]では、ジェットのコアシフト現象（図 1.2）を述べている。コアシフト現象とは、電波領域において高周波数で観測される電波コアほど位置が中心エンジン近くにずれる現象である。中心エンジンからコアまでの距離 r_c と周波数 ν には、

$$r_c \propto \nu^{-1}$$

という関係がある。即ち、高周波数ほど中心ジェットの近傍まで観測できると考えられる。またジェットの磁場構造を解明するため偏波の観測が必要になる。

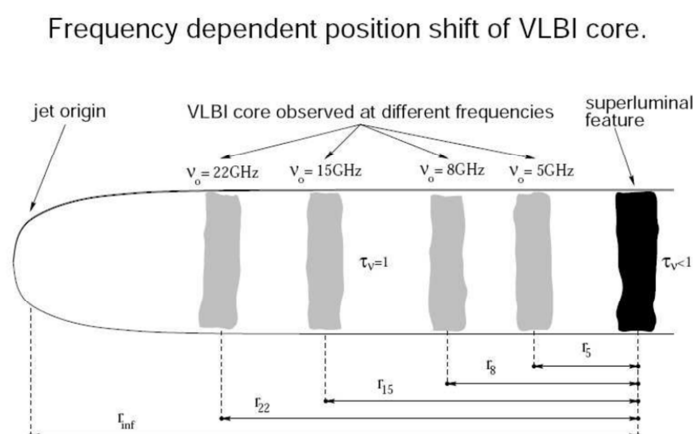


図 1.2 VLBI コアシフト[3]

1.2 86GHz SiO メーザー

主系列星から進化した AGB（漸近巨星分枝；asymptotic giant branch）星が質量放出によって形成されるシェル状の星周物質（星周エンベロープ）から OH、H₂O や SiO メーザー（maser；microwave amplification of stimulated emission of radiation）が放射される。VLBI ではこのような晩期型星を取り巻く星周エンベロープから放射されるメーザーを観測し、固有運動を測定して質量放出を直接調べる。

SiO は OH、H₂O と異なり、恒星の膨張風の中で存在することができない[4]が、観測事実から中心星に近い高温領域（星半径の数倍程度の場所）から放射されていることがわかる（図 1.3）。つまり、SiO メーザーにはほかのメーザーより星近傍をトレースするという利点があり、星の位置を高精度で測定できるだけでなく、星近傍の固有運動を調査することにより質量放出の仕組みの解明に繋がる。

銀河中心では星間物質による散乱角度は波長の 2 乗に依存することが知られている[5][6][7]。銀河中心の運動を調べるとき OH メーザー（1612MHz）による観測だと散乱角度が大きく像がぼやけるため位置特定が困難になる。従って、より高い周波数である H₂O メーザー（22GHz）や SiO メーザー（43GHz、86GHz）で観測することが望ましい。

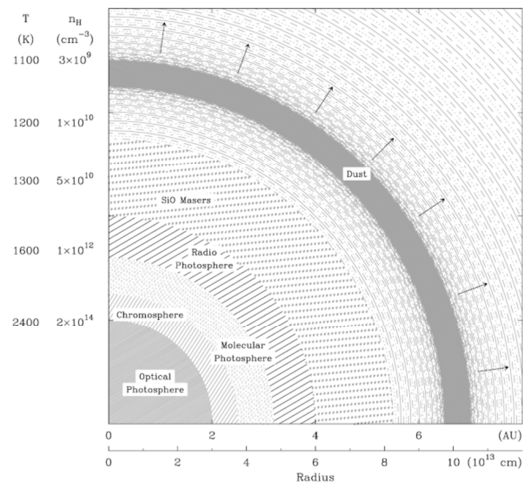


図 1.3 ミラ型変光星の星周ガスやダストの概観図[8]

1.3 VERA と KVN との VLBI 観測

VERA (VLBI Exploration of Radio Astrometry ; VLBI 技術による電波位置天文学の探究) と KVN (Korean VLBI Network ; 韓国 VLBI ネットワーク) は 22GHz 帯と 43GHz 帯の VLBI (very long baseline interferometry ; 超長基線干渉計) の共同観測を行っている。表 1.1 に VERA と KVN に搭載している受信機の現状をまとめた。

表 1.1 VERA と KVN の受信機現状

周波数帯[GHz]	6.7	22	43	86	129
VERA	●	●	●	準備中	—
KVN	準備中	●	●	●	●

VERA は、岩手県にある水沢局に 86GHz 帯両円偏波受信機の搭載を検討している。KVN は比較的短い基線 (約 300km-480km) で VLBI 観測を行っている。VERA 水沢局が 86GHz 帯 VLBI 観測へ加わることで、長基線 (最長で約 1400km) が得られる。それにより、86GHz において空間分解能が約 0.5mas (ミリ秒角) が得られ、KVN の現状での最高空間分解能 1.5mas より 3 倍良くなる。

1.4 本研究の目的

SiO メーザーは星の近傍に非常に細かい分布をしていることと、遠方にある AGN は非常にコンパクトであることは、高い角度分解能で観測することが要求される。86GHz 帯の SiO メーザーと AGN の VLBI 観測を可能にするため、VERA 搭載用の 86GHz 帯両円偏波受信機が開発されている。その後受信機を水沢局に搭載して、KVN の 3 局と 86GHz 帯 VLBI 観測を行う予定である。KVN の 3 局で構成される短基線に VERA 水沢局が加わることによって長基線が得られ、更なる高分解能 VLBI 観測が可能になるため、SiO メーザーと AGN

の観測に向いている。本研究は、86GHz 帯両円偏波受信機に使われる 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーを設計し、開発を行った。

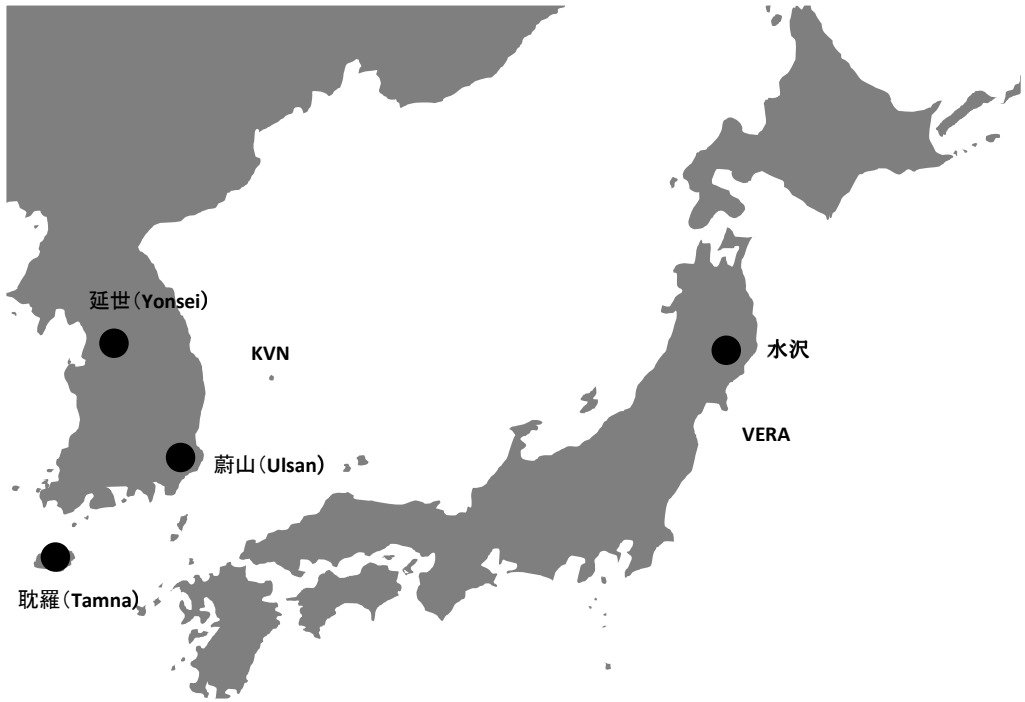


図 1.4 VERA と KVN それぞれのアンテナ位置

表 1.1 VERA と KVN のアンテナ基線長

KVN アンテナ局の基線長は KVN のホームページより転載。「()」がついている基線長は Google Earth から見積もった。

アンテナ局	水沢	延世	蔚山	耽羅
水沢	-	(1200)	(1100)	(1400)
延世	(1200)	-	305.2	477.7
蔚山	(1100)	305.2	-	358.5
耽羅	(1400)	477.7	358.5	-

第 2 章

86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザー の開発

2.1 円偏波の受信方法

円偏波は、位相が 90° ずれた 2 つの直交電場成分に分解することができる。この直交電場成分は水平偏波 (horizontal polarization; H 偏波) と垂直偏波 (vertical polarization; V 偏波) で表される。右円偏波 (right-handed circular polarization; RHCP) は、H 偏波に対して V 偏波の位相は 90° 進んでいる。左円偏波 (left-handed circular polarization; LHCP) は、H 偏波に対して V 偏波の位相は 90° 遅れている。受信装置として使用するとき、円偏波ポーラライザーは円偏波の H 偏波と V 偏波の位相差をなくし、2 つのポートにそれぞれ RHCP と LHCP に対応した直線偏波を出力させる。

表 2.1 円偏波受信方法とその利点と欠点

電波領域で、センチ波は $1\text{cm} < \lambda < 10\text{cm}$ 、ミリ波は $1\text{mm} < \lambda < 10\text{mm}$ 、サブミリ波は $\lambda < 1\text{mm}$ の帯域の波長を指します。 λ は波長である。

円偏波受信方法	利点	欠点
90°移相器+OMT 結合型 円偏波ポーラライザー	- 帯域が広い (<40%) - OMT のみで直線偏波の送受信が可能になり、汎用性が高い	- センチ波帯では OMT が大型化 1/4 波長板による反射と吸収損失が大きい
セプタム型 円偏波ポーラライザー	- センチ波帯でも比較的小型 - 光学系がシンプル 1/4 波長板による損失がない	- 帯域が広くない (15%程度) - ミリ波やサブミリ波帯で加工精度により性能劣化が著しい

90°移相器 (90° phase shifter) と直線偏波分離器 (ortho-mode transducer ; OMT) でできた円偏波ポーラライザーがある。90°移相器とは、直交電場成分の片成分の位相のみを 90° 遅延させる装置である。1/4 波長板は90°移相器の 1 種である。OMT とは直交した直線偏波 (H 偏波と V 偏波) を送受信することができる直線偏波ポーラライザーである。OMT で受信した直線偏波を受信機のバックエンドで円偏波に合成すれば、円偏波を受信することになるが、バックエンドシステムの構築と偏波の処理時間を必要とする。円偏波の受信が主目的の場合、OMT の手前に90°移相器を接続すると物理的な円偏波ポーラライザーとして使うことができ、後処理の必要性もなくなる。OMT と 1/4 波長板の周波数比帯域は 40%程度で非常に広く、広帯域送受信が可能である。しかし、1/4 波長板では誘電体の損失がある上、センチ波帯では OMT の小型化が困難

なため、大きな受信機スペースが必要になる。1/4 波長板の代わりに、損失の少ない溝型導波管移相器 (grooved waveguide phase shifter) [9][10]やコルゲート導波管移相器 (corrugated waveguide phase shifter) [11] があるが、センチ波帯では大型になりがちで、ミリ波帯やサブミリ波帯になると加工精度による性能劣化が大きいという欠点がある。

前述した OMT と 90°移相器の結合円偏波ポーラライザーのほかに、セプタム（薄い金属板）を用いた導波管で円偏波を直線偏波に変換するセプタム型円偏波ポーラライザーがある。セプタム型円偏波ポーラライザーは円偏波を直接、独立した直線偏波に変換する。90°移相器を使わない分、光学系がシンプルで損失も少ない。セプタムの形状はスロープ状[12][13]のものから階段型のものがあるが、階段型のセプタムは周波数帯域が広いと良く使われる[14]。OMT と違い、セプタム型円偏波ポーラライザーはセンチ波帯でも比較的小型にできる。しかし、ミリ波やサブミリ波帯では、導波管サイズが小さくなるにつれセプタムも小さくなるため、製作に起因する誤差 ($\pm 0.01\text{mm}$) がセプタムの寸法に対して相対的に大きくなる。結果、セプタム型円偏波ポーラライザーの周波数特性が大きくずれる。広帯域な OMT とは違い、セプタム型円偏波ポーラライザーは周波数帯域が 15%程度である。

上で述べた円偏波ポーラライザーの一般な利点と欠点を表 2.1 にまとめた。今回 VERA で 86GHz 帯の両円偏波の受信を可能にするために開発したのは、セプタム型円偏波ポーラライザーである。その理由は、VERA に搭載する 86GHz 帯受信機の周波数帯域を 85GHz–95GHz としているため、セプタム型円偏波ポーラライザーでも十分にカバーできる周波数帯域からである。また、セプタム型円偏波ポーラライザーは 1/4 波長板を必要としないので、誘電体による損失が回避でき、受信機の雑音温度を低減できる利点もある。

2.2 セプタム型円偏波ポーラライザーの構造

セプタム型円偏波ポーラライザーは図 2.1 のように前段方形導波管、セプタム部（セプタム部方形導波管とセプタム部矩形導波管）、バンド導波管、インピーダンス変換器、後段矩形導波管でできている。導波管とは、金属でできている中空の筒状伝送線である。セプタム型円偏波ポーラライザーを受信装置として使うとき、信号は前段方形導波管から入力されて、後段矩形導波管に出力される。

以下では、各部について簡単に説明する。

2.2.1 前段方形導波管

前段方形導波管は、H 偏波と V 偏波が直交して伝わる部分である。今回開発した 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの最小導波管はセプタム部矩形導波管であるが、セプタム部矩形導波管の長辺は前段方形導波管の長辺と一致するため、カットオフ周波数は前段方形導波管によって決まるとの同等である。前段方形導波管の長辺と短辺の長さは同じであるため、H 偏波と V 偏波のカットオフ周波数は同じになる。

2.2.2 セプタム部

セプタム部は、階段の形状をしたセプタム、セプタム部方形導波管とセプタム部矩形導波管でできている。

セプタム部方形導波管は、方形導波管にセプタムを設けてある導波管である。セプタム部方形導波管は

最終的にセプタムによって 2 つの矩形導波管に分けられる。この矩形導波管のことをセプタム部矩形導波管と呼ぶ。ポーラライザーに RHCP が入力されたとき、信号が出力されるポートを RHCP ポートと呼ぶ。同様に、入力の LHCP に対応した信号が出力されるポートを LHCP ポートと呼ぶ。ポートは、コンポーネントの電磁波の出入り口を意味する。

セプタムの仕組みを図 2.2 に示す。図では、RHCP がポーラライザーに入力されたときの様子を示す。H 偏波に対して、セプタムは単純な 2 分配器の働きをし、入力された H 偏波の電力を均等にそれぞれ RHCP ポートと LHCP ポートに導いていく。一方 V 偏波は、セプタムの先端に集まることによって、H 偏波に平行な電界に変換され、均等に RHCP ポートと LHCP ポートに分配して出力される。それだけではなく、V 偏波の位相はセプタムによって 90° 遅れる。結果、ポーラライザーに入力される前では V 偏波は H 偏波より 90° 進んでいたが、ポートに出力されたとき H 偏波との位相差がなくなった。RHCP ポートと LHCP ポートそれぞれの電界を合成すると、LHCP ポートでは同位相の電界が打ち消し合い、RHCP ポートのみに電界が出力される。

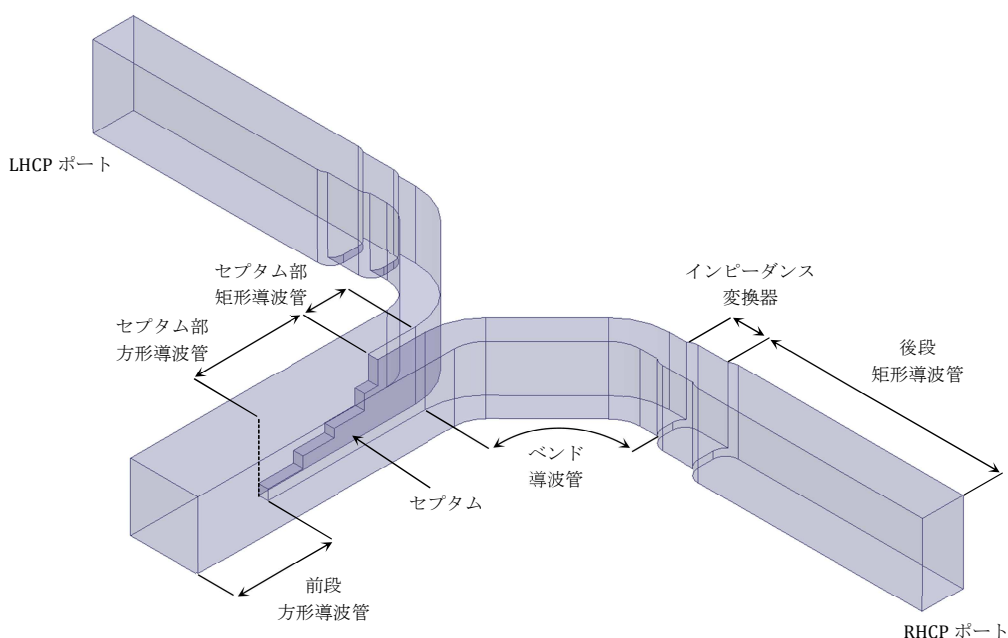


図 2.1 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの HFSS モデル

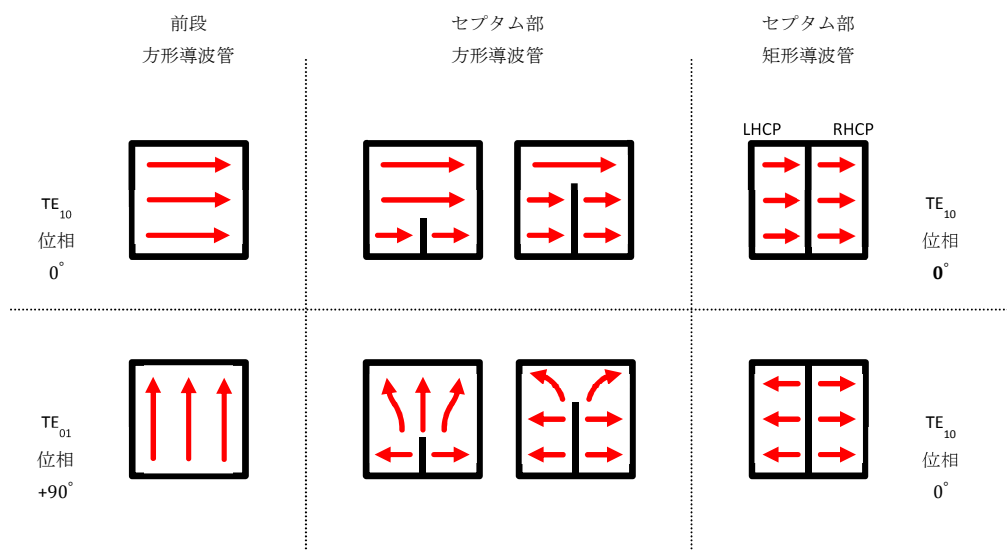
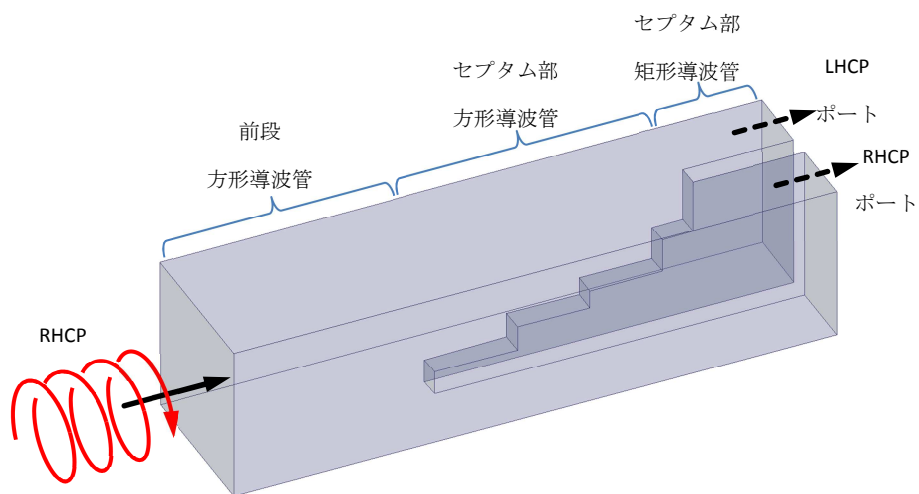
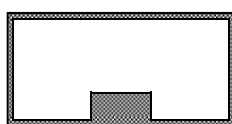


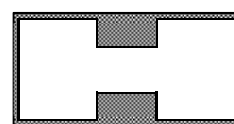
図 2.2 セブタムの働き
導波管内の電界の様子を示している。



(a) 矩形導波管



(b) シングルリッジ導波管



(c) ダブルリッジ導波管

図 2.3 矩形導波管の種類とその断面

セブタム部方形導波管は、V 偏波にとってシングルリッジ導波管 (ridged waveguide) である。リッジ導

波管（図 2.3）とは、導波管の中央の内側に電磁波の進行方向にくぼみをつけた導波管である。リッジ導波管の特徴として、同じ長辺と短辺を持つ矩形導波管に比べ、特性インピーダンスが低く、カットオフ周波数が低くなる[15]。従って、リッジ導波管内の電磁波の管内波長（付録(A2.6)参照）は長くなる。この性質を利用して、リッジ導波管を 5 つ接続してセプタムを作ることで、V 偏波の位相を 90°遅延させることができる。

2.2.3 ベンド導波管

ベンド導波管は E 面導波管であり、セプタム部矩形導波管と後段矩形導波管を 90°に繋ぐ。そうすることにより、ポーライザの後段のコンポーネント（アンプなど）が接続しやすくなる。ベンド導波管の断面サイズはセプタム部矩形導波管と同じである。

2.2.4 インピーダンス変換器

セプタム部矩形導波管（またはベンド導波管）は標準導波管サイズにならないことがある。ポーライザをそのまま標準導波管の後段コンポーネントに接続すると、反射による損失が大きい。インピーダンス変換器で断面の異なった導波管を接続することによって、損失を低減することができる。

2.2.5 後段矩形導波管

ポーライザの後段に使用するコンポーネントと同様な導波管断面サイズを持つ導波管である。86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザでは後段に接続する LNA（低雑音増幅器；low noise amplifier）は WR-10 導波管規格（2.54mm × 1.27mm）なので、後段矩形導波管は WR-10 規格になっている。

2.3 設計方針

86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザのシミュレーションは Ansys 3 次元電磁界シミュレーター HFSS（High Frequency Structure Simulator）で行った。HFSS は有限要素法（finite element method）を用いた数値解析で、全ての電磁波の振る舞いを記述するマクスウェル方程式を計算するソフトである。シミュレーション結果と第 3 章で述べるポーライザの実測結果は、S パラメータ（散乱行列；scattering parameter）（付録 B 参照）で確認する。

86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザは LNA より前に設置するため、ポーライザの損失は受信機全体の雑音温度への寄与が大きい。ポーライザを含め、受信機を冷却することで雑音温度は低減できるが、常温受信機への適用を考慮すると損失はできる限り小さくしなければならない。今回開発した 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザの主な目標設計値は表 2.2 に示す。反射損失はポーライザの入出力ポートの反射率を示し、反射損失が大きいと入力電力に対して反射電力の割合が大きくなり、出力信号は反射された電力分小さくなってしまう。交差偏波レベルは主偏波と交差偏波の干渉具合を表し、交差偏波レベルが低いと、受信したい主偏波に対して交差偏波が雑音として混入して受信されてしまうため、ポーライザの受信感度が悪くなる。反射損失と交差偏波レベルはセプタム型円偏波ポーライザの性能を示す重要なパラメータである。

表 2.2 86GHz 帯セプタム型円偏波ポラライザーの主な目標性能

性能	目標	備考
周波数帯域	85GHz - 95GHz	86GHz 帯 SiO メーザーの輝線観測 86GHz 帯 AGN の連続波観測 - KVN 86GHz 帯受信機の帯域と同様
反射損失	<-30dB	ポラライザーより前段のミラーや後段の増幅器との定在波を低減
交差偏波レベル	<-30dB	- 円偏波ポラライザーの基本性能 - 交差偏波の混入を低減

セプタム型円偏波ポラライザーの比帯域は 15%程度である。今回開発した 86GHz 帯セプタム型円偏波ポラライザーは、中心周波数は 90GHz、周波数帯域 85GHz - 95GHz で、周波数帯域幅は 10GHz である。比帯域 BW は周波数帯域幅 B と中心周波数 f_c の比を表しており、設計したポラライザーの比帯域は、

$$BW = \frac{B}{f_c} = \frac{10}{90} \approx 0.11 \quad (2.1)$$

で、約 11%である。一般的に電波天文観測用のコンポーネントに要求されるスペックは反射損失と交差偏波レベルが-20dB 以下である。86GHz 帯セプタム型円偏波ポラライザーのようなミリ波帯コンポーネントは、製作時に $\pm 0.01\text{mm}$ 程度の誤差が生じ、これによって周波数特性がずれると見込まれる。従って、設計段階においてポラライザーの反射損失と交差偏波レベルが-30dB 以下にしておく、加工誤差で周波数特性がずれてもこれらの性能が-20dB 以上劣化しない余裕を与える。

2.4 セプタム型円偏波ポラライザーの設計

86GHz 帯セプタム型円偏波ポラライザーの設計は、次の手順で行った。

1. 目標周波数帯域において導波管内の基本モード (TE_{10} モード) が伝搬できるように方形導波管のサイズを決定する。
2. セプタム部の厚さを決めてから、セプタムの各ステップの寸法を最適化する。これによって帯域内の周波数特性の大半が決まる。
3. セプタム部矩形導波管サイズに合わせてバンド導波管を設計する。
4. バンド導波管サイズと後段矩形導波管サイズに合わせてインピーダンス変換器を設計する。

以下では、セプタム型円偏波ポラライザーの各部についてより詳しい設計方針を記述する。

2.4.1 前段方形導波管

前段方形導波管は長辺と短辺の長さは同じなので、 TE_{10} モード (H 偏波) と TE_{01} モード (V 偏波) のカットオフ周波数 (付録(A.30)参照) は縮退している。H 偏波と V 偏波は方形導波管内では同様な境界条件を満たしながら伝搬する。工学的観点からは、導波管のカットオフ周波数とは入力に対して出力が半分 (-3dB) 以下になる周波数である。2.11mm $\times$ 2.11mm 方形導波管の TE_{10} モードと TE_{01} モード、およびその次に低い

カットオフ周波数を持つ TE_{11} モードと TM_{11} モードのカットオフ周波数のシミュレーションを図 2.4 に示す。ただし、方形導波管内では TE_{11} モードと TM_{11} モードのカットオフ周波数は縮退している。シミュレーションからわかるように、方形導波管の基本モードである TE_{10} モードと TE_{01} モードしか伝搬できない帯域がある。この帯域を調整し、86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの周波数帯域 (85GHz から 95GHz まで) をカバーするようにした。

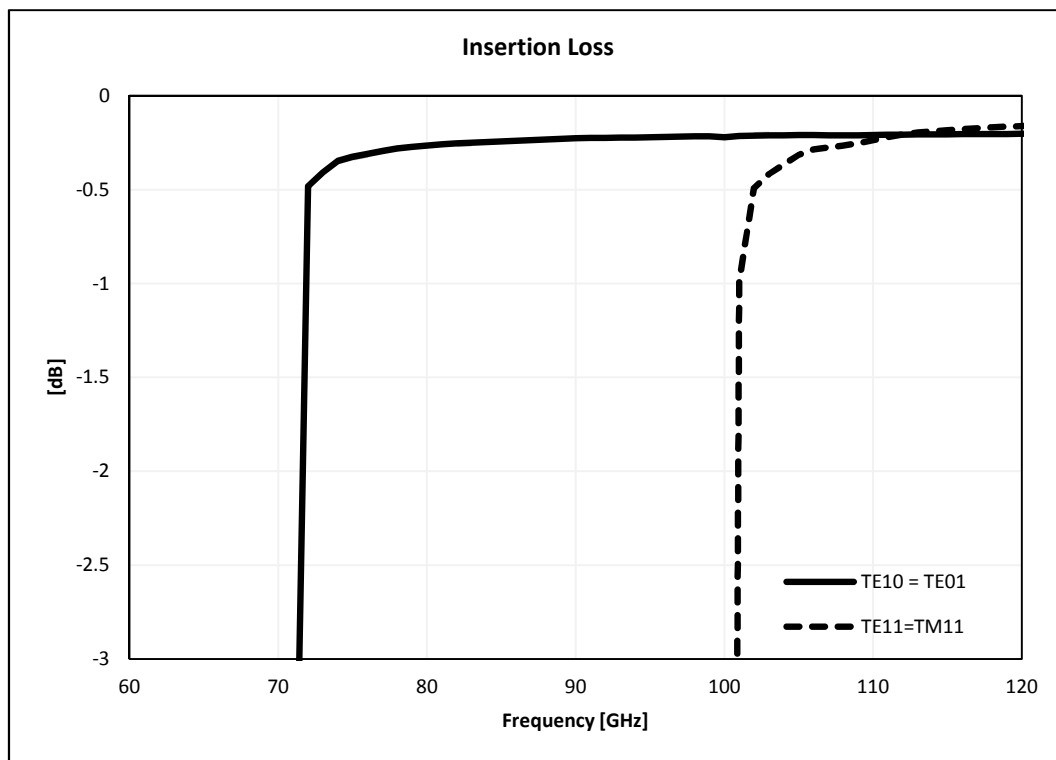
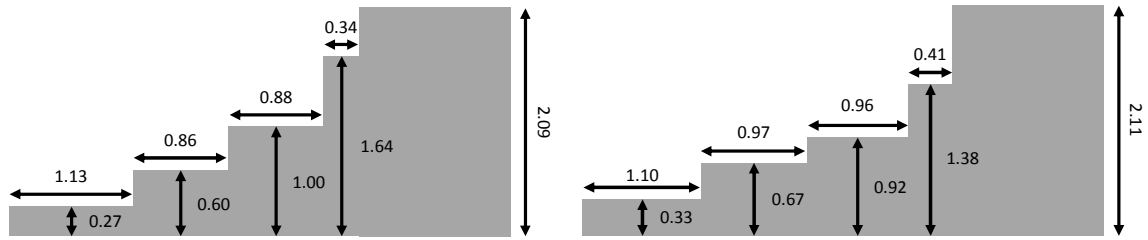


図 2.4 2.11mm × 2.11mm サイズの方形導波管の入力損失

2.4.2 セプタム部

セプタム部方形導波管は 5 つのリッジ導波管（正確には 4 つのリッジ導波管で、5 つ目のリッジ部分はセプタム部方形導波管を 2 つの矩形導波管に分割する）を繋げたものである。セプタムは TE_{01} モードを TE_{10} モードに変換する際、高次モードが励起されるため、その設計は高次モードを考慮しなければならない。[16]では、セプタム型円偏波ポーラライザーを高次モードまで考慮したモード整合法（mode-matching method）[17]で設計した。セプタム部方形導波管には、[18]で開発された広帯域を図るためのテーパ型方形導波管があるが、86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの場合、導波管が小さいためテーパ型の製作が困難である。従って、セプタム部方形導波管は直線方形導波管にした。

セプタムの各ステップの設計を行う前にセプタムの厚さを決める。[16]には、セプタムの厚さとポーラライザーの性能の関係が示されている。ミリ波帯ではセプタムの厚さが大きくなると反射損失が悪くなるが、薄すぎると製作が困難になる。製作と性能面を考慮し、セプタムの厚さをセプタム方形導波管の長さ 2.11mm に対して 1/10 以上の 0.3mm にした。セプタムの各ステップの寸法は、[14]を参考にして設計した。この結果に基づいて、HFSS でセプタムの各ステップを最適化した（図 2.5）。



(a) [14]に基づいたセプタムの設計

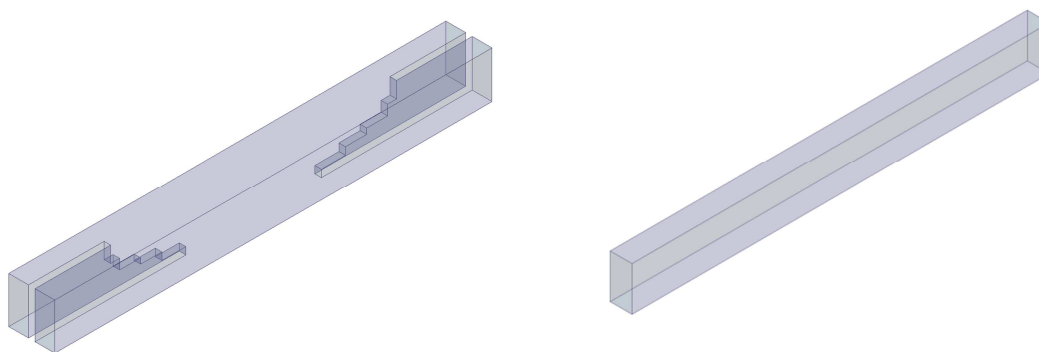
(b) HFSS で最適化したセプタム

セプタム厚さは 0.05mm。方形導波管の長さは 2.09mm。 セプタム厚さは 0.3mm。方形導波管の長さは 2.11mm。

図 2.5 セプタムの寸法

前段方形導波管はセプタム型円偏波ポーラライザの周波数帯域の下限を決めるが、セプタム部は周波数帯域の上限を決める。矩形導波管内 TE_{10} モードのみが伝搬できる比帯域は 40%程度である。それに対して、セプタム型円偏波ポーラライザはリッジ導波管を多段接続して円偏波を直線偏波に変換するため、セプタム部で高次モードの発生によってある周波数で共振が起こる。この共振周波数がポーラライザの上限周波数を決定する。カットオフ周波数と共振周波数を調べるために、図 2.6(a)セプタムを設けた導波管を 2 体直列で接続してシミュレーションを行い、その入力損失 (2.4.2 節参照) を調べる。結果は図 2.7 に示す。比較のため、普通の矩形導波管 (図 2.6(b)) の入力損失に関する同シミュレーション結果も載せた。結果から、セプタムを設けた導波管と矩形導波管のどちらも入力損失が -3dB になる周波数は 71GHz 付近であることがわかる。この周波数が導波管のカットオフ周波数である。周波数が高くなっても、矩形導波管では TE_{10} モードは -0.5dB (0dB にならないのは導波管表面のジュール熱と反射による損失) より悪化しないのに対し、セプタムを設けた導波管では 97GHz 付近で入力損失が急に悪くなる。

TE_{01} モードが前段方形導波管からセプタムを通過する際、高次モードである TE_{11} モードと TM_{11} モードが励起される。普通の一辺 a の方形導波管では TE_{01} モードのカットオフ波長は $2a$ で、 TE_{11} モードと TM_{11} モードは $2a/\sqrt{2}$ である。リッジ導波管を多段に接続してできた方形導波管は高次モードのカットオフ周波数を低くすることができる [19]。言い換えると、セプタムを設けた導波管は高次モードを励起しやすくする。このポーラライザでは、 TE_{11} モードが励起される周波数は 97GHz あたりで、この周波数において TE_{11} モードは TE_{01} モードと並んでセプタムを設けた導波管の主モードとして伝搬する。しかし、インピーダンス不整合で TE_{11} モードはセプタム部矩形導波管で反射され、伝搬してきた経路 (セプタム) を逆戻りする際、 TE_{11} モードは TE_{01} モードに戻ってしまう。結果、 TE_{11} モードの反射によって生じる TE_{01} モードは本来ポーラライザ内を伝搬していく TE_{01} モードとぶつかり、突発的な入力損失の悪化原因になる。



(a) セプタムを設けた導波管

(b) 普通の矩形導波管

図 2.6 導波管の入力損失を調べるためのシミュレーションモデル

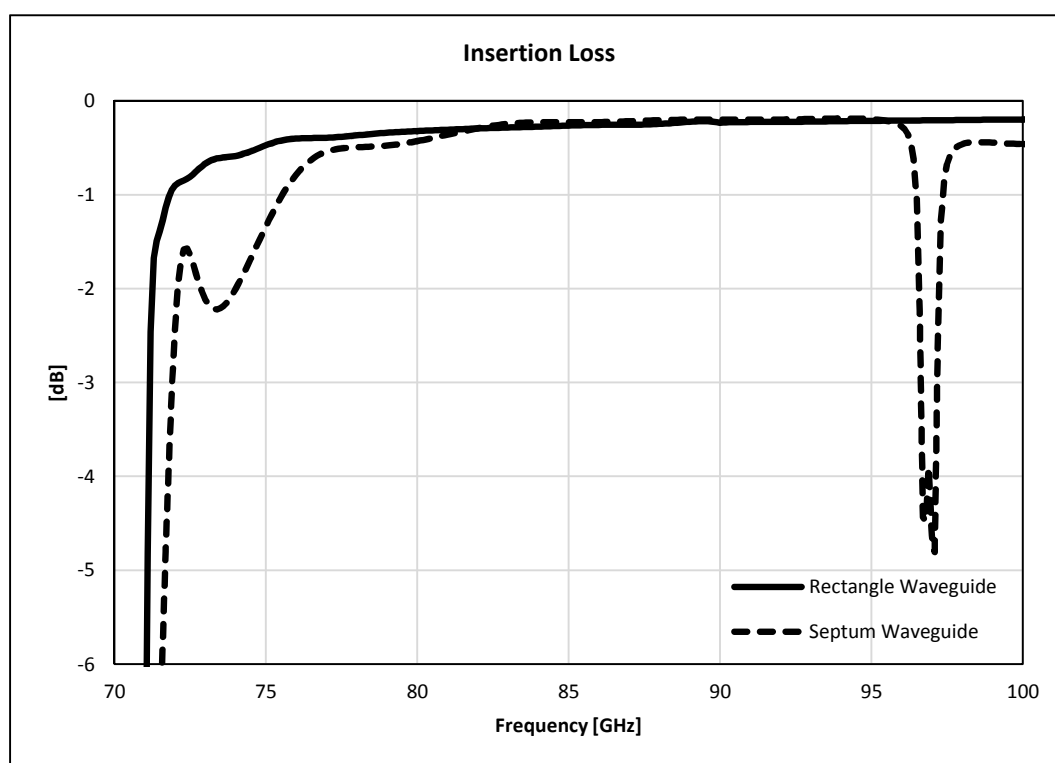


図 2.7 セプタムを設けた方形導波管と矩形導波管の入力損失の比較

2.4.3 ベンド導波管

受信機に搭載するとき、ポーライザの RHCP ポートと LHCP ポートに LNA を接続して信号の増幅を行う。ただし、特に工夫を施さないと、セプタム部矩形導波管 RHCP ポートと LHCP ポートの LNA 同士が干渉するため接続不可能である。LNA 同士が干渉しないためには、RHCP ポートと LHCP ポートはポーライザのセプタム部矩形導波管に対して 90° 方向に設置するのが一番良い。そのため 90° ベンドを導入して、セプタム部矩形導波管と後段矩形導波管を接続する。

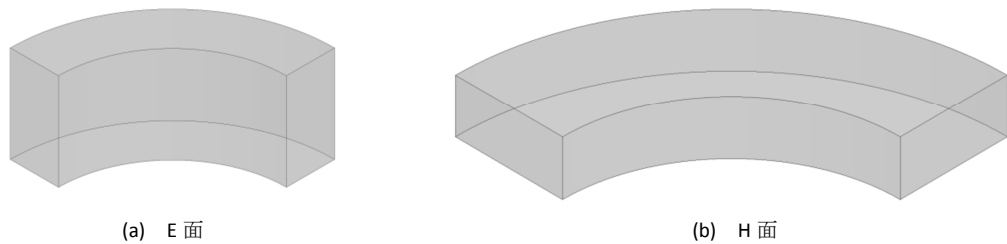


図 2.8 ベンド導波管

ベンド導波管はカーブやコーナー構造を持つ導波管である。ベンド導波管はE面導波管とH面導波管（図 2.8）があり、それらの違いは矩形導波管の長辺と短辺のどちらが曲げられているかである。H面導波管を採用した場合、図 2.1 に示したポーラライザーの後段矩形導波管はセプタムに対して左右方向ではなく、上下方向に接続することになり、ポーラライザーは2つのパーツ以上に分けて製作しなければならない。従って、ポーラライザーにはE面導波管を設けることにした。

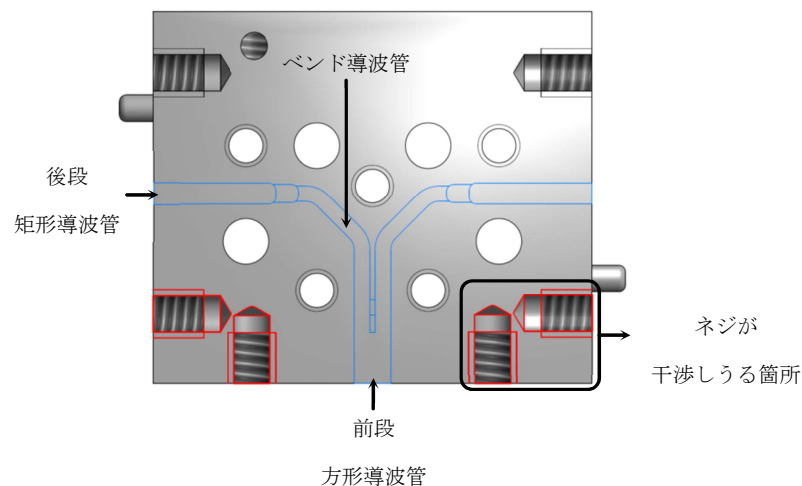
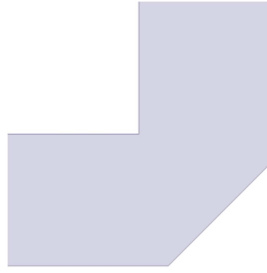
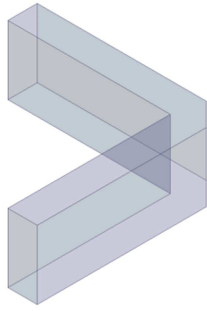


図 2.9 ベンド導波管を工夫してネジの干渉を回避

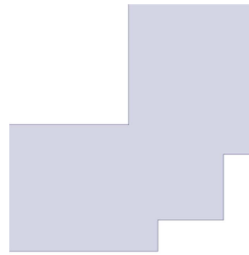
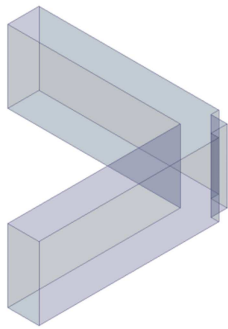
青い輪郭はポーラライザーの導波管部分を示し、赤く描いているネジ穴

ベンド導波管には斜めに継ぎ合わせた形（マイター型）[20]（図 2.9(a)）、ステップ構造をした形[21]（図 2.9(b)）、弧を描くような形がある[22]（図 2.9(c)）。なかでもベンドに金属ポスト（細い柱）を設置し更なる広帯域と低反射を図る設計がある[23]。図 2.10 に E 面導波管それぞれの反射損失のシミュレーション結果を示す。マイター型ベンドは構造が簡単だが、ほかに比べ損失が大きいことがわかる。

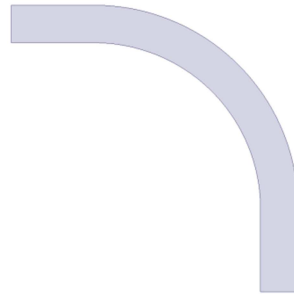
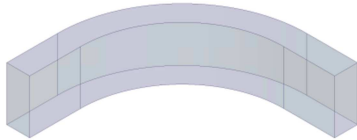
ポーラライザーの方形導波管と後段矩形導波管にコンポーネントをネジで止める。セプタム部矩形導波管からベンド導波管までの距離、及びベンド導波管から後段矩形導波管の距離が短すぎるとネジが干渉する可能性がある（図 2.9）。干渉を防ぐ手段として、セプタム部矩形導波管を伸ばしたり、90°円弧型ベンド導波管で接続する場合は円弧の半径を大きくしたりすることが考えられる。しかし、セプタム部矩形導波



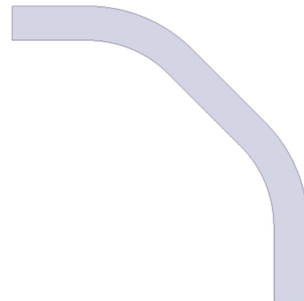
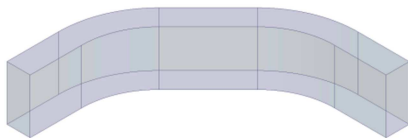
(a) マイター型



(b) 階段型



(c) 90°円弧型



(d) 円弧直線混合型

図 2.9 E 面導波管

管を伸ばすことはセプタムを伸ばすことでもあるため、薄いセプタムを伸ばすような設計をすると製作時に歪むだけでなく、後述するセプタムに隙間が生じた場合、その影響でポーライザーの性能が大きく劣化する。

今回考案したバンド導波管の形は図 2.9(d)に示す。このバンド導波管は直線矩形導波管で 45°円弧導波管を 2 つ接続するような形でできている。この形状であれば、セプタム部矩形導波管を短くでき、ポーライザー全体の奥行と幅を直線矩形導波管で調整できる。また、この形状はほかのバンドより電磁波の進む経路は比較的に短いため、導波管表面でのジュール熱による損失が小さい。

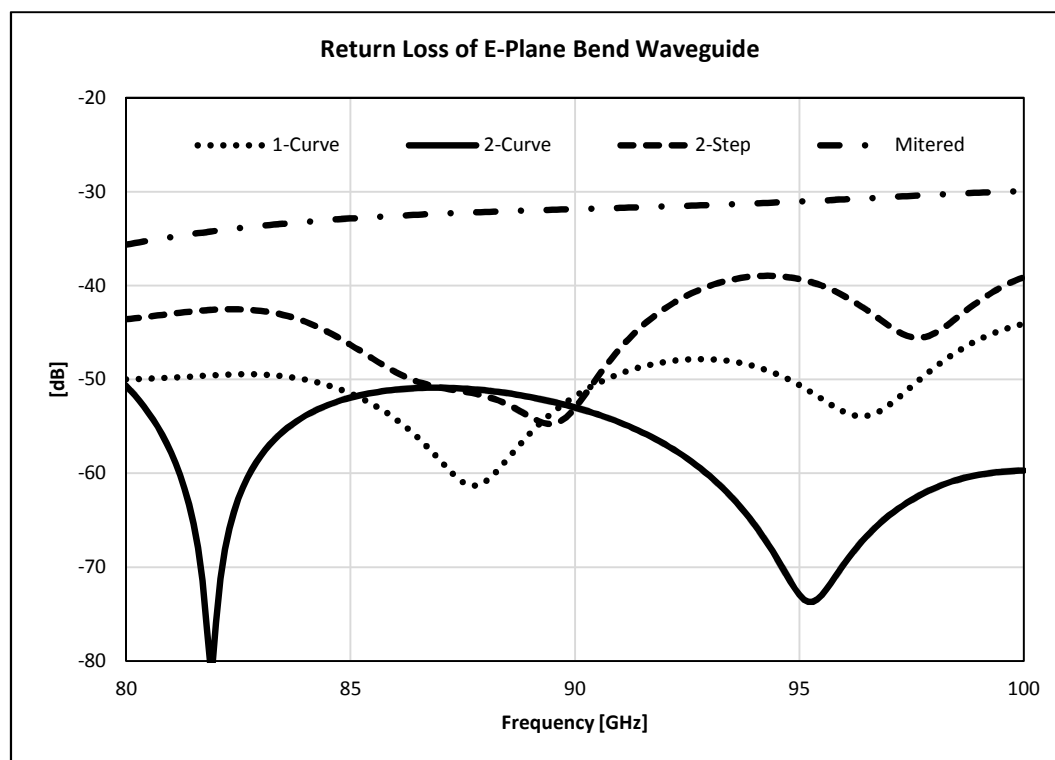


図 2.10 E 面導波管の反射損失

1-Curve は90°円弧型、2-Curve は円弧直線混合型、2-Step は階段型、Mitered はマイター型の E 面導波管の結果を示す

2.4.4 インピーダンス変換器

2.2.4 節に述べたように、セプタム型円偏波ポーライザーのセプタム部矩形導波管は標準導波管サイズではないことが多い。86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザーの場合、セプタム部方形導波管の断面サイズは2.11mm×2.11mmで、セプタムの厚さは 0.3mm である。セプタム部方形導波管はセプタムによって 2 つの矩形導波管に分割され、その 1 つの大きさは2.11mm×0.905mmになる。一方、ポーライザーの後段に使用する LNA は WR-10 導波管規格を用いており、2.54mm×1.27mmになっている。ポーライザーと LNA を接続して反射損失を少なくするにはセプタム部矩形導波管を LNA と同じ標準導波管に変換する必要がある。矩形導波管内の TE₁₀ モードのインピーダンスは定義によって違うが（付録 A 参照）、異なった断面

サイズの矩形導波管間の特性インピーダンス整合を取るとき Z_{pV} 、 Z_{pI} 、 Z_{vI} の共通部分 Z 、

$$Z = \left(\frac{b}{a}\right) Z_{TE10} = \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.2)$$

を用いて計算すれば良い。 λ_0 は自由空間における波長、 λ_g は導波管内の波長、 ϵ は誘電率、 μ は透磁率である。また、導波管内が真空の場合、

$$Z = 120\pi \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0}\right) \quad (2.3)$$

になる。管内波長 λ_g は付録(A.26)で定義され、TE₁₀モードの場合は、

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}} \quad (2.4)$$

となり、矩形導波管の長辺 a によって管内波長が変わる。

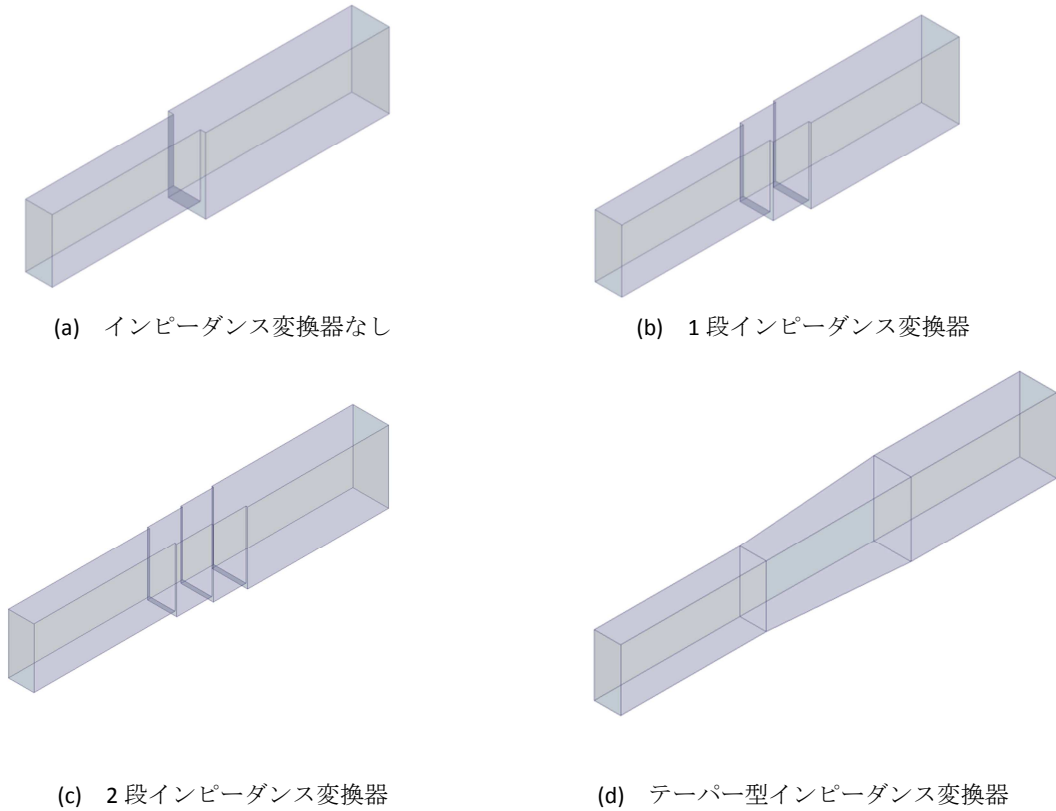


図 2.11 インピーダンス変換機

特性インピーダンス Z_{in} と Z_{out} の矩形導波管を n 段インピーダンス変換器で多段整合する場合、そのインピーダンス変換器の k 段目の矩形導波管の特性インピーダンス Z_k を次のように整合を取る。

$$Z_k = \exp \left[2^{-n} {}_nC_{k-1} \ln \left(\frac{Z_{out}}{Z_{in}} \right) \right] Z_{k-1} \quad (2.5)$$

(2.2)と(2.3)を用いて、セプタム部矩形導波管の特性インピーダンス Z_{septum} は 264Ω 、LNA の標準導波管の特性インピーダンス Z_{amp} は 250Ω である。セプタム部矩形導波管と LNA の標準導波管の特性インピーダンス差は小さく、このポーラライザーは 1 段編成のインピーダンス変換器を採用する。従って、 Z_{septum} と Z_{amp} を整合させるため、インピーダンス変換器の特性インピーダンス $Z_{\text{transformer}}$ は(2.5)より、

$$Z_{\text{transformer}} = \sqrt{Z_{\text{septum}}Z_{\text{amp}}} = 257\Omega \quad (2.6)$$

とすれば良い。

インピーダンス変換器のシミュレーション結果を図 2.12 に示す。インピーダンス変換器なしでポーラライザーを直接 LNA に繋ぐと反射損失は-20dB にも及ぶことがわかる。テーパー型インピーダンス変換器はほかと違い、矩形導波管の特性インピーダンスを徐々に変えていくため、性能が良い。しかし、ミリ波帯のポーラライザーに応用するのは切削が難しいため現実的ではない。シミュレーション結果から、1 段と 2 段編成のインピーダンス変換器はポーラライザーの周波数帯域内では反射損失は-30dB 以下に達している。ポーラライザーは 1 段インピーダンス変換器を採用した。

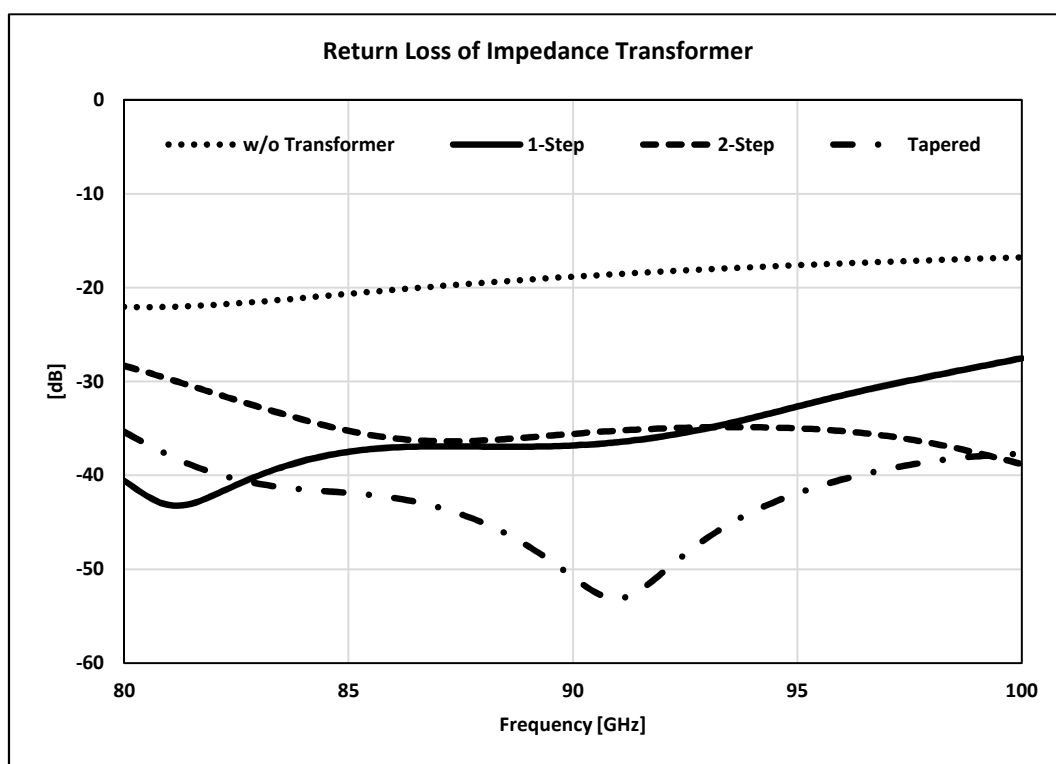


図 2.12 インピーダンス変換機の反射損失

w/o Transformer はインピーダンス変換機なし、1-Step は 1 段、2-Step は 2 段、Tapered はテーパー型インピーダンス変換機の結果を示す。

第3章

86GHz 帯セプトラム型円偏波ポラライザー のシミュレーション

86GHz 帯セプトラム型円偏波ポラライザーの開発から製作までの流れを図 3.1 に示す。ポラライザーの開発にあたり、まずは VERA の要求（2.3 節）に満たすようなスペックを設定してから、第 2 章で述べた設計を行いながら HFSS でポラライザーをモデリングしてシミュレーションを行い、ポラライザーの目標性能を達成するまで HFSS で最適化した。その後、後述誤差解析でポラライザーの性能の劣化具合を確認し、条件をクリアすると製図してポラライザーを発注した。ポラライザーの製作方法および製作時に生じる加工誤差でポラライザーの周波数特性は設計値にならないことが予想される。従って、製作までのプロセスのなかで、HFSS を用いたシミュレーションと誤差解析は、完成品のポラライザーが最低スペックを達成できるかどうかを予測するのに大変重要なプロセスである。

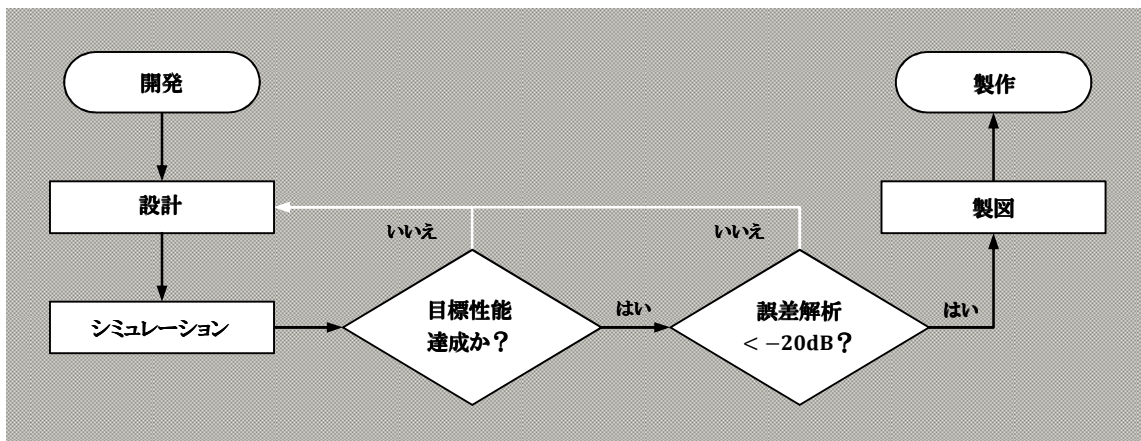


図 3.1 ポラライザーの開発から製作までの流れ

HFSS でシミュレーションする際、解析周波数をポラライザーの中心数周波数 90GHz、ポラライザーの境界を製作金属であるアルミ（A6063）にして解析した。

シミュレーションは 2 通りのモデルで行った。1 つ目はポラライザー 1 体のモデルによるシミュレーション（以後 1 体シミュレーション）、2 つ目はポラライザー 2 体を前段方形導波管で接続したモデルによるシミュレーション（以降 2 体シミュレーション）である。

3.1 1体シミュレーション

1体シミュレーションモデルでは、ポーラライザーは3つの物理ポートを持っている。図3.2に示すように、ポート1（前段方形導波管）からH偏波（TE₁₀モード）とV偏波（TE₀₁モード）を送受信するため、ポーラライザーは電気的には4つのポートがある。ポート2とポート3は基本モードのTE₁₀モードを送受信するポートである。

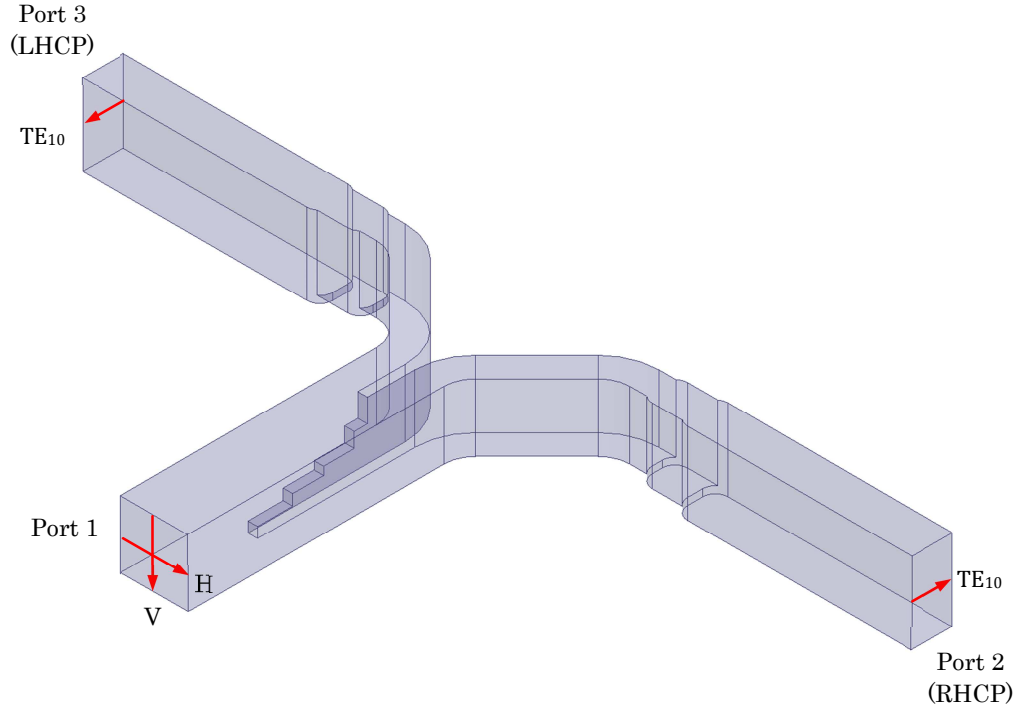


図 3.2 1体シミュレーションモデル

電気的4ポート回路を記述するSパラメータは付録(B.7)で示されている。円偏波ポーラライザーの1体シミュレーションモデルのSパラメータは（ポート番号は図3.2参照）、

$$S_{CP} = \begin{bmatrix} S_{1:1,1:1} & S_{1:1,1:2} & S_{1:1,2:1} & S_{1:1,3:1} \\ S_{1:2,1:1} & S_{1:2,1:2} & S_{1:2,2:1} & S_{1:2,3:1} \\ S_{2:1,1:1} & S_{2:1,1:2} & S_{2:1,2:1} & S_{2:1,3:1} \\ S_{3:1,1:1} & S_{3:1,1:2} & S_{3:1,2:1} & S_{3:1,3:1} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

である。CPはcircular polarizerの略である。 $S_{j:l,i:k}$ は、ポート j の l モードと、ポート i の k モードとの比を意味する。ポートで単一のモード（通常伝送線における基本モード）しかない扱わない場合、モードの表記（ k と l ）を省略して、単に S_{ji} で表記することもある。円偏波ポーラライザーのポート1では2つのモード、H偏波（TE₁₀モード）とV偏波（TE₀₁モード）を扱うため、Sパラメータではそれぞれをモード1とモード2で表される。ポート2とポート3ではTE₁₀モードのみの送受信で、モード1で表される。円偏波ポーラライザーのSパラメータの意味を表3.1に示す。また、円偏波ポーラライザーは可逆回路であるため、 $S_{j:l,i:k} = S_{i:k,j:l}$ である。

表 3.1 1 体シミュレーションモデルの S パラメータ

S パラメータ	意味	説明
$S_{1:1,1:1}$	反射損失	ポート 1 におけるモード 1 の反射率
$S_{1:1,1:2}$	反射損失	ポート 1 で、モード 2 がモード 1 として反射される割合
$S_{1:1,2:1}$	入力損失	ポート 2 のモード 1 とポート 1 のモード 1 との比
$S_{1:1,3:1}$	入力損失	ポート 3 のモード 1 とポート 1 のモード 1 との比
$S_{1:2,1:2}$	反射損失	ポート 1 におけるモード 2 の反射率
$S_{1:2,2:1}$	入力損失	ポート 2 のモード 1 とポート 1 のモード 2 との比
$S_{1:2,3:1}$	入力損失	ポート 3 のモード 1 とポート 1 のモード 2 との比
$S_{2:1,2:1}$	反射損失	ポート 2 におけるモード 1 の反射率
$S_{2:1,3:1}$	アイソレーション	ポート 3 のモード 1 とポート 2 のモード 1 との比
$S_{3:1,3:1}$	反射損失	ポート 3 におけるモード 1 の反射率

理想な円偏波ポーラライザの S パラメータは、

$$S_{CP'} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & e^{j\phi} & e^{j\phi} \\ 0 & 0 & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} \\ e^{j\phi\frac{\pi}{2}} & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} & 0 & 0 \\ e^{j\phi\frac{\pi}{2}} & e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

である。ただし、ここで考える S パラメータは、ポート間の電力の比ではなく、電界の比である。 $e^{j\phi}$ は電界の位相を意味し、電界の大きさは 1 とする。(3.1)と(3.2)を照合すると、理想な円偏波ポーラライザでは反射損失とアイソレーションによる信号の漏れがないことがわかる。(3.2)の右辺に $1/\sqrt{2}$ がついているのは、偏波を H 偏波と V 偏波の 2 つの直交成分に分解したからである。また(3.2)から、

$$S_{2:1,1:1} = S_{3:1,1:1} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\phi} \quad (3.3)$$

$$S_{2:1,1:2} = S_{3:1,1:2} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j(\phi-\frac{\pi}{2})} \quad (3.4)$$

であることがわかる。

(3.3)は、ポート 1 のモード 1 である H 偏波 (TE₁₀ モード) が均等にポート 2 とポート 3 へ伝搬されていくことを意味する。ポート 2 とポート 3 における電界の位相はポート 1 と変わらず、 $e^{j\phi}$ のままである。(3.4)は、ポート 1 のモード 2 である V 偏波 (TE₀₁ モード) が均等にポート 2 とポート 3 へ伝搬されていくことを意味するが、ポート 2 とポート 3 での電界はポート 1 の電界に比べ位相が $\pi/2$ 、つまり 90°遅くなったことも示している。これは 2.2.2 節で述べたセプタム型円偏波ポーラライザのセプタム部の働きである。

実際では円偏波ポーラライザの各ポートで反射が起こり、またポート 2 とポート 3 の間では信号の干渉が生じるので、シミュレーションする際これらの S パラメータを調べる必要がある。ただし、 $S_{1:1,1:2}$ は通常ほかの反射率に比べ無視できるほど非常に小さい (電力の比で約 0.001%、S パラメータで約 -50dB)。

1 体シミュレーションでは、次の 5 つの性能を検証する。

3.1.1 入力ポート反射損失 (Input Return Loss)

S パラメータ : $S_{1:1,1:1}$ と $S_{1:2,1:2}$

H 偏波と V 偏波それぞれが図 3.2 に示したポート 1 においてどの程度反射されるかを表すパラメータである。セプタム型円偏波ポーラライザのセプタムでの反射率を表している。ここで、ポート 1 を入力ポートと呼んでいるが、それはポーラライザを受信機として考えるとき、電磁波はポート 1 から入力されるためである。

シミュレーション結果は図 3.3 に示す。周波数帯域の 85GHz から 95GHz まで、H 偏波と V 偏波とも -30dB を下回っている。97GHz 付近で V 偏波の反射は急激に大きくなることが見える。これは 2.4.2 節で述べたセプタム部で電磁波の高次モードが発生する周波数である。

3.1.2 出力ポート反射損失 (Output Return Loss)

S パラメータ : $S_{2:1,2:1}$ または $S_{3:1,3:1}$

ポート 2 (RHCP ポート) とポート 3 (LHCP ポート) の反射損失を表し、セプタム部とインピーダンス変換器の反射率を反映する。特にインピーダンス整合が取れていればインピーダンス変換器の反射損失は小さくなる。ポート 2 とポート 3 はポーラライザを受信する場合、信号はこれらのポートから出力されるため出力ポートと呼ぶ。

シミュレーション結果は図 3.4 に示す。周波数帯域内 -30dB 以下になっている。3.2.1 節で述べるポート反射損失とは少し異なり、詳しくはその節で説明する。

3.1.3 入力損失 (Insertion Loss)

S パラメータ : $S_{2:1,1:1}$ または $S_{3:1,1:1}$ 、と $S_{2:1,1:2}$ または $S_{3:1,1:2}$

入力に対して出力の割合を表している。1 体シミュレーションモデルで見る入力損失は、入力ポートでの反射と導波管表面でのジュール熱による損失が原因であるが、 $S_{1:1,1:1}$ と $S_{1:2,1:2}$ は -30dB 以下あるので入力損失はジュール熱による損失と考えて良い。セプタム型円偏波ポーラライザは H 偏波と V 偏波を均等に分配して出力ポートに伝搬するため、理想ではそれぞれのポートに元の信号に対して半分 (-3dB) の出力信号が検出される。

シミュレーション結果は図 3.5 に示す。H 偏波と V 偏波とも周波数帯域において -3.3dB 以上になっている。入力損失の詳しい説明は 3.2.3 節の 2 体シミュレーションで得られる入力損失に参照。

3.1.4 アイソレーション (Isolation)

S パラメータ : $S_{3:1,2:1}$ または $S_{2:1,3:1}$

ポート 2 とポート 3 の干渉具合を示している。アイソレーションが悪いと、ポート 2 とポート 3 で発生した反射信号は干渉し合い、信号雑音比が落ちてしまう。場合によってはアイソレーターを付けなければならない。

シミュレーション結果は図 3.6 に示す。周波数帯域内 -40dB 以下になっている。3.2.4 節で述べる 2 体シミュレーションによるアイソレーションとは少し異なり、詳しくは 3.2.1 節で説明する。

3.1.5 位相差 (Phase Difference)

S パラメータ : $\text{cang}(S_{2:1,1:1}) - \text{cang}(S_{2:1,1:2})$ または $\text{cang}(S_{3:1,1:1}) - \text{cang}(S_{3:1,1:2})$

cang は cumulative angle の略で、累積位相を意味する。セブタムは V 偏波と H 偏波を 2 分割して出力するが、V 偏波のみ位相を 90° 遅延させる。同位相（位相差が 0° ）の H 偏波と V 偏波に位相をポート 1 からポート 2（またはポート 3）まで追跡して、ポート 2（またはポート 3）でこれらの偏波の位相差を調べることによってポーラライザーはどの程度で円偏波を直線偏波に変換できるかがわかる。理想の位相差は 90° である。

シミュレーション結果は図 3.7 に示す。周波数帯域内 $\pm 2^\circ$ になっている。3.2.3 節の 2 体シミュレーションで求められる交差偏波レベルと相関を示す。

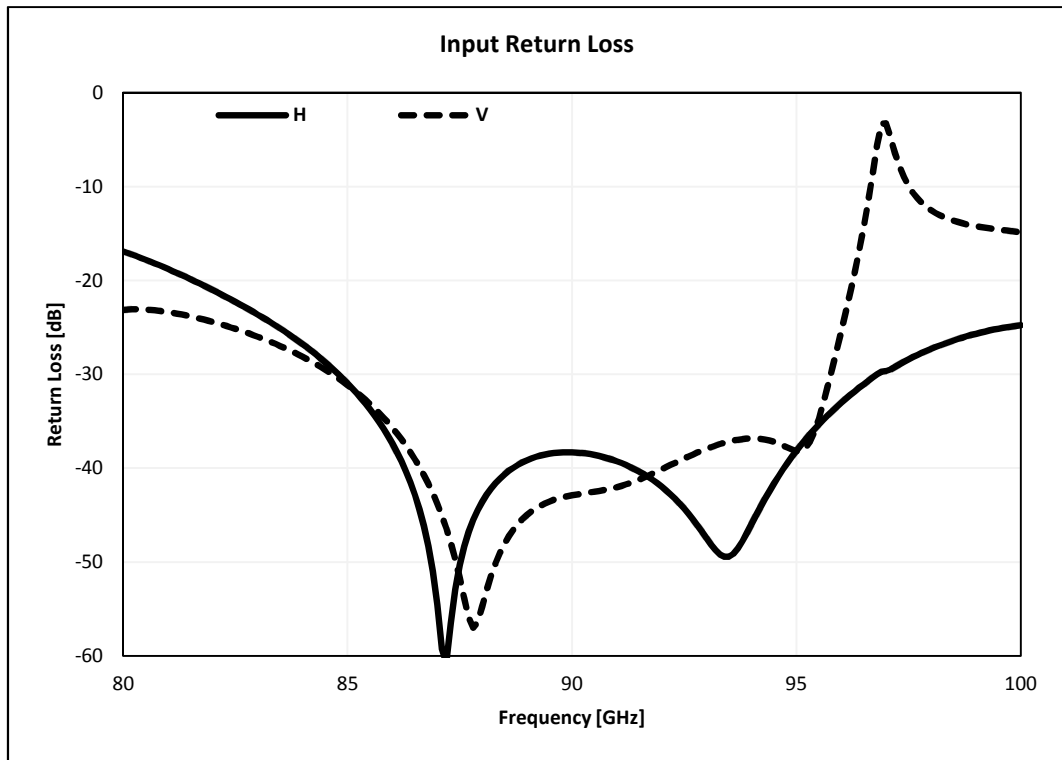


図 3.3 入力ポート反射損失

実線は H 偏波、破線は V 偏波の反射損失を示す。帯域 85GHz - 95GHz 内-30dB を下回っている。

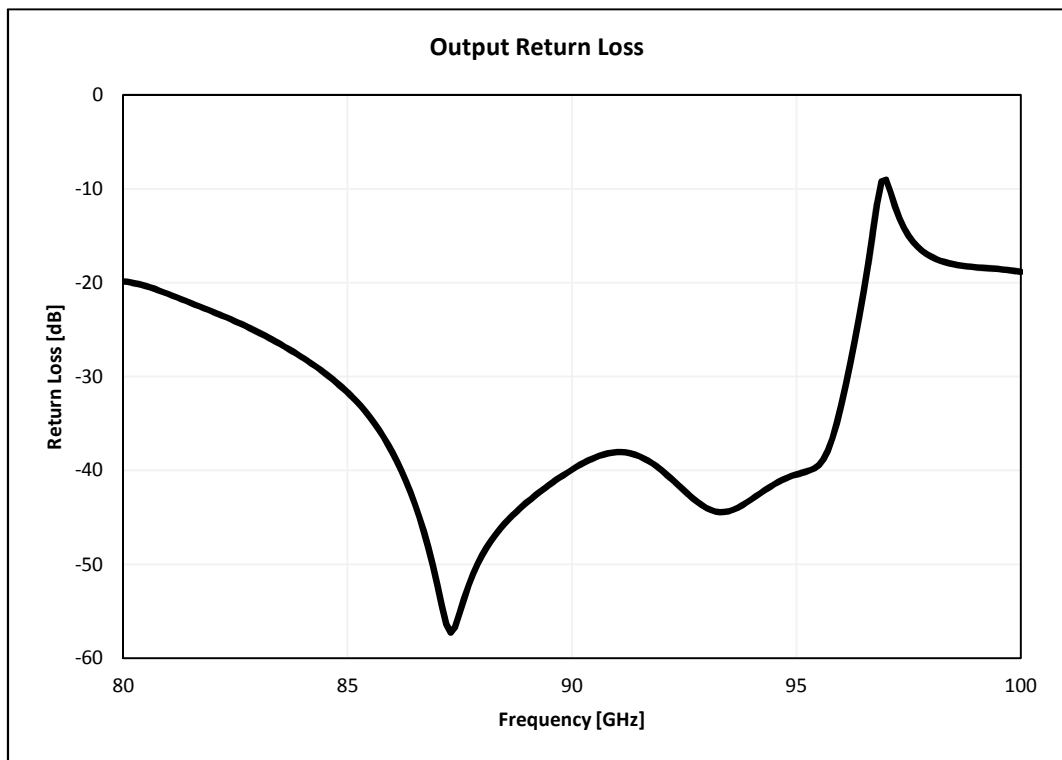


図 3.4 出力ポート反射損失

周波数帯域内-30dB を下回っている。

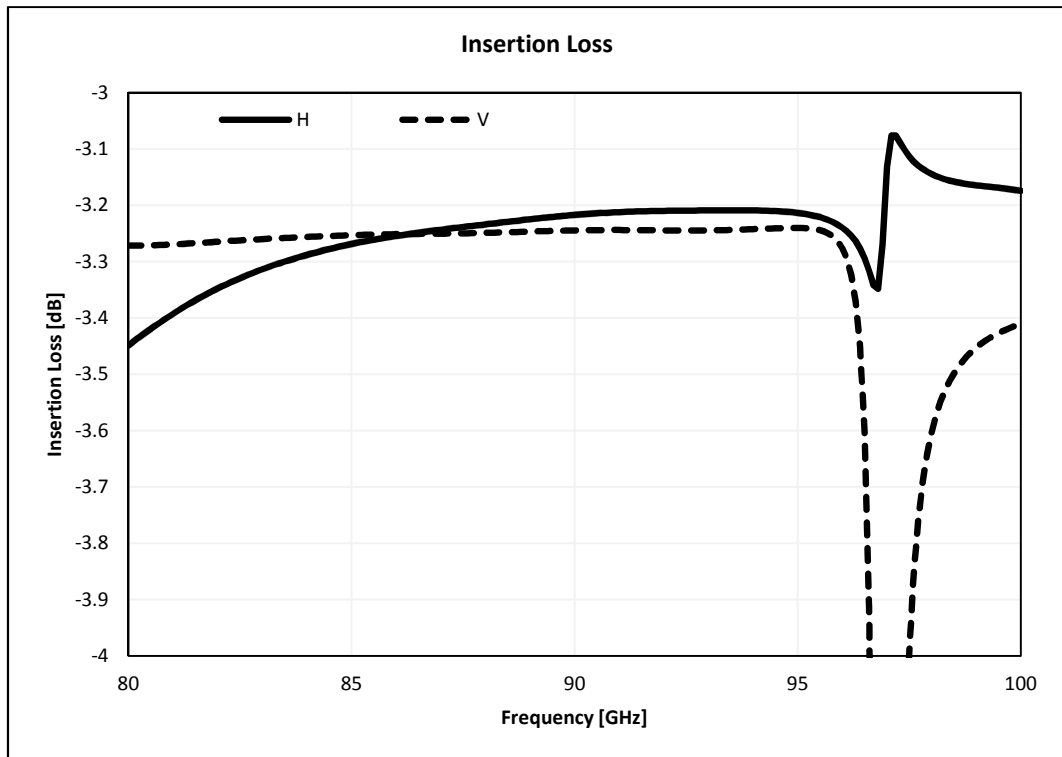


図 3.5 入力損失

実線は H 偏波、破線は V 偏波の入力損失を示す。周波数帯域内約-3.25dB になっている。

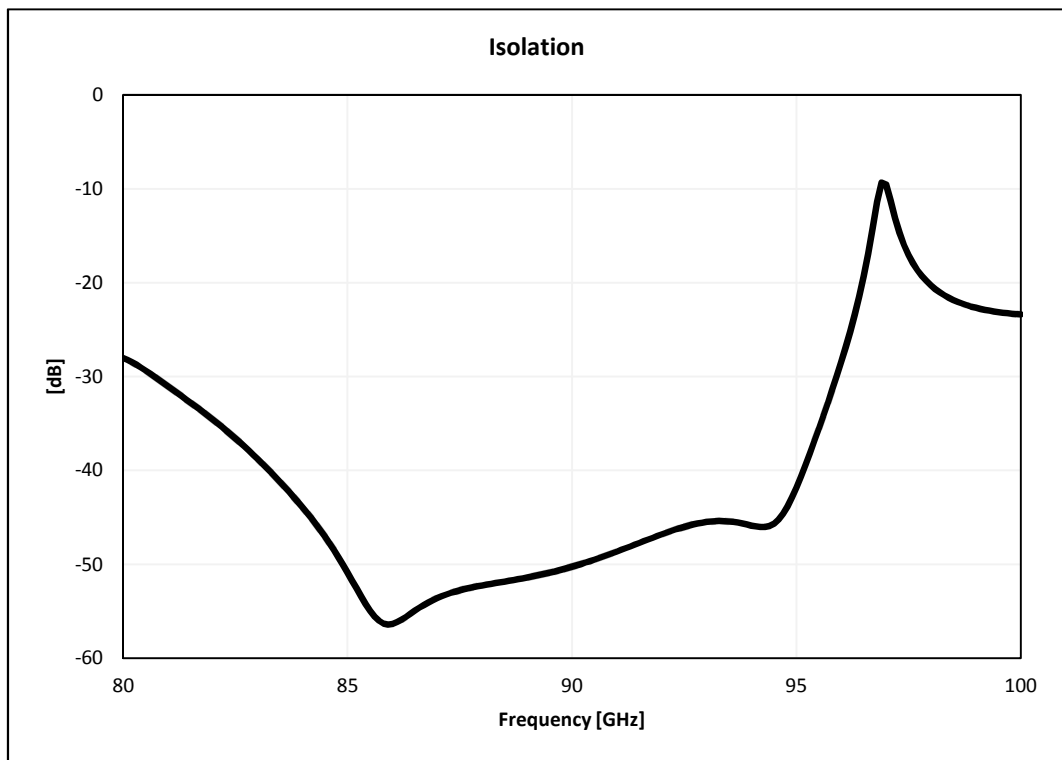


図 3.6 アイソレーション

周波数帯域内-40dB を下回っている。

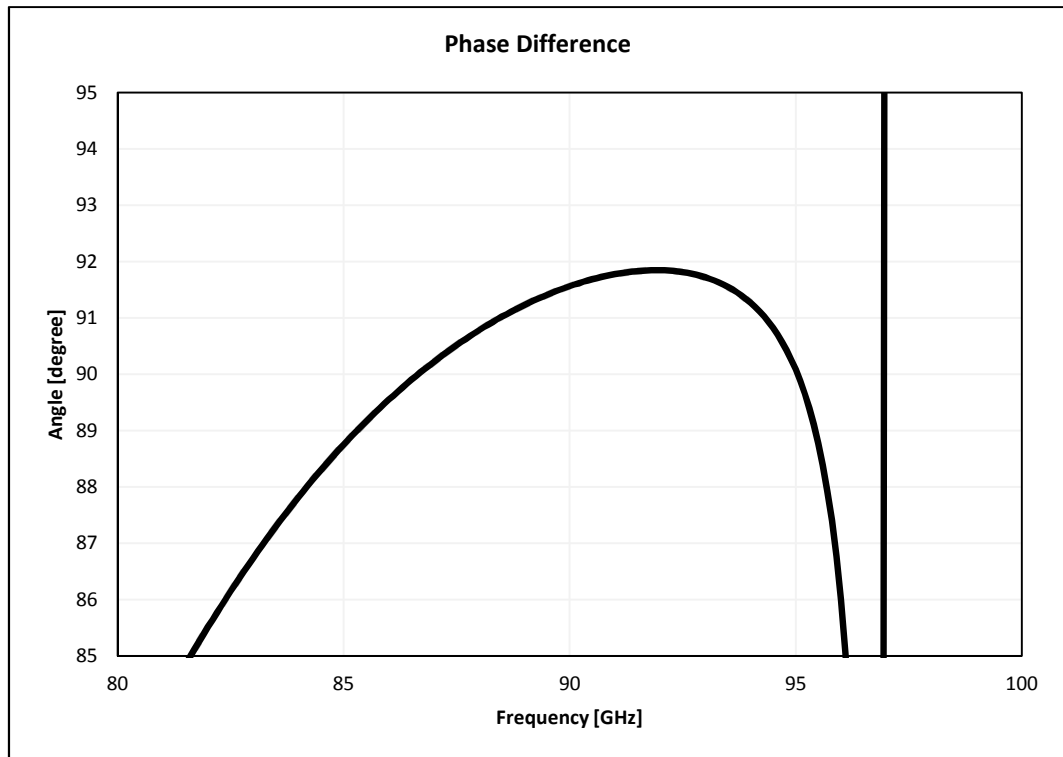


図 3.7 位相差
周波数帯域内 $\pm 2^\circ$ になっている。

3.2 2体シミュレーション

2体シミュレーションモデル（図 3.8）では、このモデルは物理的にも電氣的にも 4 つのポートを持っている。すべてのポートは TE_{10} モードを送受信する。

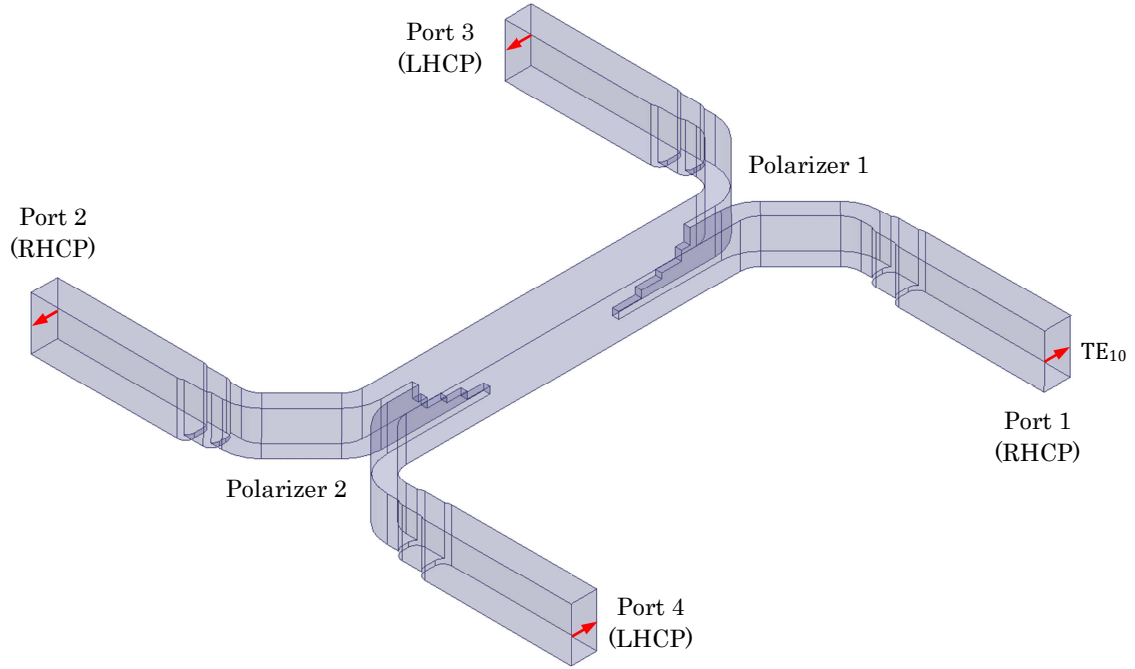


図 3.8 2体シミュレーションモデル

2体シミュレーションモデルの S パラメータは（ポート番号は図 3.8 参照）、

$$S_{2CP} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ただし、各ポートで TE_{10} モードしか送受信しないため、 S パラメータのモード表示を省略した。2体シミュレーションモデルの S パラメータの意味を表 3.2 に示す。また、円偏波ポーラライザーはパッシブ装置（可逆回路）であるため、 $S_{ji} = S_{ij}$ である。

2体シミュレーションモデルの理想な S パラメータは、

$$S_{2CP'} = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi} & 0 & 0 \\ e^{j\phi} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\phi} \\ 0 & 0 & e^{j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

である。つまり各ポートでの反射がなく、かつアイソレーションと交差偏波による信号の漏れが 0 の場合である。

2体シミュレーションでは、次の性能を検証する。

表 3.2 2 体シミュレーションモデルでみる S パラメータ

S パラメータ	意味	説明
S_{11}	反射損失	ポート 1 における TE ₁₀ モードの反射率
S_{12}	入力損失	ポート 2 とポート 1 との入出力の比
S_{13}	アイソレーション	ポート 3 とポート 1 との入出力の比
S_{14}	交差偏波レベル	ポート 4 とポート 1 との入出力の比
S_{22}	反射損失	ポート 2 における TE ₁₀ モードの反射率
S_{23}	交差偏波レベル	ポート 3 とポート 2 との入出力の比
S_{24}	アイソレーション	ポート 4 とポート 2 との入出力の比
S_{33}	反射損失	ポート 3 における TE ₁₀ モードの反射率
S_{34}	入力損失	ポート 4 とポート 3 との入出力の比
S_{44}	反射損失	ポート 4 における TE ₁₀ モードの反射率

3.2.1 ポート反射損失 (Return Loss)

S パラメータ : S_{11} 、 S_{22} 、 S_{33} または S_{44}

測定するポートは 1 体シミュレーションの出力ポートと同様であるが、1 体シミュレーションと 2 体シミュレーションは解析モデルの構造 (device under test ; DUT) 自体異なるため、シミュレーション結果が一致しないことが予想される。

セプト型円偏波ポラライザを受信機に搭載するとき、ポラライザの前段方形導波管にフィードホーンを接続する。フィードホーンはインピーダンス変換器であり、遠い天体からの信号をアンテナ鏡面からポラライザまでインピーダンス整合を取りながら届ける。HFSS 上、ポートとして設定されている面は、その断面形状は無限遠方まで伸びている。即ち、1 体シミュレーションモデルで、入力ポート (ポート 1) には電力が無限遠方から伝わってくる。この点ではポラライザが実際に受信機に搭載するときの様子に似ている。一方、2 体シミュレーションでは、ポラライザを 2 体直列に接続するため、ポラライザ1 からみるとポラライザ2 は負荷 (ロード) である。従って、1 体シミュレーションモデルの出力ポート反射損失の方が、受信機に搭載されたときのポラライザのもっともらしい反射損失を反映すると考えられる。ただし、2 体シミュレーションモデルで求めたポート反射損失は、第 4 章で述べるポラライザの性能評価が正しくできているかを確認の指標として役に立つ。

シミュレーション結果は図 2.17(a)に示す。85GHz 付近では -25dB 程度になっているが、周波数帯域 85GHz-95GHz においての結果は良好である。

3.2.2 入力損失 (Insertion Loss)

S パラメータ : S_{21} または S_{43}

入力に対して出力の割合を表している。2 体シミュレーションモデルで見入入力損失は、ポートでの反射、交差偏波分離度、アイソレーションと導波管表面でのジュール熱と拡散反射による損失、の 5 つに起因する。2 体シミュレーションでポラライザ1 の RHCP ポートから信号を入力する場合を考えると、ポ

ートでの反射損失は S_{11} 、交差偏波による損失は S_{41} 、アイソレーションは S_{31} になる。 S_{11} 、 S_{31} と S_{41} はシミュレーションでは周波数帯域内にわたって-30dB 以下になっており、それぞれ入力信号の電力に対して約0.1%しかないため、入力損失 S_{21} のほとんどは導波管表面でのジュール熱と拡散反射による損失と考えて良い。また、入力損失のシミュレーションはポーラライザーを2体使うので、ポーラライザー1体の入力損失は S_{21} のシミュレーション結果を半分にした値に等しい（詳しくは次の3.2.3節に参照）。

ジュール熱による損失は金属の電気伝導率に依存する。完全導体（導電率 $\sigma = \infty$ ）は存在しないので、金属でできている導波管を伝搬する電磁波はジュール熱の発生によりエネルギーの損失が起きる。一方、拡散反射は、導波管の表面の二乗平均平方根（root mean square ; RMS）粗さに依存する。表面粗さは、表面の凸凹の状態を表す指標である。表皮深さとは、金属に入射した電磁波の振幅が $1/e$ までに減衰したときの金属表面からの距離のことをいう。表皮深さ d は、

$$d = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (3.7)$$

で定義される。ただし、 ω は角周波数、 μ は透磁率、 σ は導電率である。表面粗さはポーラライザーのほかに性能に対する影響を無視できるほど小さい。86GHz 帯セプトラム型円偏波ポーラライザーは A6063（アルミ）で製作され、その導電率は $3.364 \times 10^7 \text{ S/m}$ である。A6063の導電率に基づいて、A6063でできた導波管でポーラライザーの中心周波数90GHz表皮深さは約0.3 μm である。

表面粗さと入力損失のシミュレーション結果を図3.11に示す。黒い線グラフは導波管表面に凹凸がない、完璧な表面の結果を示しており、周波数帯域85GHz-95GHzにおいて約-0.12dBになっていることがわかる。この結果は、導波管表面に発生するジュール熱による損失である。表面粗さが表皮深さ程度になると、入力損失は急激に悪化することがわかっている。これは、シミュレーションの結果で表面粗さが0.2 μm になると損失が急に悪くなることと一致する。設計段階では、ポーラライザーの完成品の表皮深さは1 μm 以下になることが予想される。

3.2.3 交差偏波レベル（Cross Polarization Degree）

Sパラメータ： S_{41} または S_{32}

セプトラム型円偏波ポーラライザーを送信機として、RHCP信号を送信する場合を考える。RHCPポートに TE_{10} モードの信号を送り込んで、ポーラライザーの前段方形導波管にRHCPが生成される。これはポーラライザーを受信機として使うのと丁度逆となり、電磁気の相反定理に従う（図2.2では受信時の信号の流れを時間反転して考えると送信時の様子になる）。2体シミュレーションモデルでは、ポーラライザー1で生成されたRHCPはポーラライザー2が受信し、理想としてポーラライザー2のRHCPポートにしか信号が出力されない。しかし、実際ではポーラライザー2のLHCPポートにも信号が検出される。なぜなら、ポーラライザー1のセプトラム部で生成された偏波は純粋な円偏波ではなく、楕円偏波となっているからである。つまり、ポーラライザー1からポーラライザー2に送る信号は、RHCPだけではなく、僅かながらLHCPも混ざっているからである。

交差偏波レベルは、送受信したい偏波（主偏波）に対してその直交成分の偏波（交差偏波）がどの程度漏れ込んでいるかを表すパラメータである。ポーラライザーのセプトラム部がどれだけ正確な円偏波を作れるかを示すパラメータでもある。ただし、2体シミュレーションの交差偏波レベルの結果は、ポーラライ

ザーを 2 体用いて測定するため、ポーライザー1 体の交差偏波レベルを求めるには次のように計算を行う。

図 2.16 は、ポーライザー1 の RHCP から電力を入力された場合、ほかの 3 つのポートの出力の割合を示している。2 体シミュレーションで、2 体のポーライザーは同様の性質を示すと仮定し、ポートの反射損失、導波管表面のジュール熱と拡散反射による損失を考えないことにする。後段矩形導波管の RHCP ポート（または LHCP ポート）から前段方形導波管までの伝送率を o 、RHCP ポートと LHCP ポートのアイソレーションを i として、 $o + i = 1$ 。また、前段方形導波管で励起された楕円偏波は、主偏波が t 、交差偏波が x の割合を占め、 $t + x = 1$ 。ポーライザー1 の RHCP ポートから大きさ 1 の入力電力を送り込んだとき、入力電力の i はポーライザー1 の LHCP ポートへ、残りの o は楕円偏波としてポーライザー1 の前段方形導波管へ伝搬される。前段方形導波管で、電力の o のうち、主偏波の RHCP は t 、交差偏波の LHCP は x の割合で励起される。結果、ポーライザー1 から、入力電力 ot 分の主偏波 RHCP と入力電力 ox 分の交差偏波 LHCP が励起されることになる。

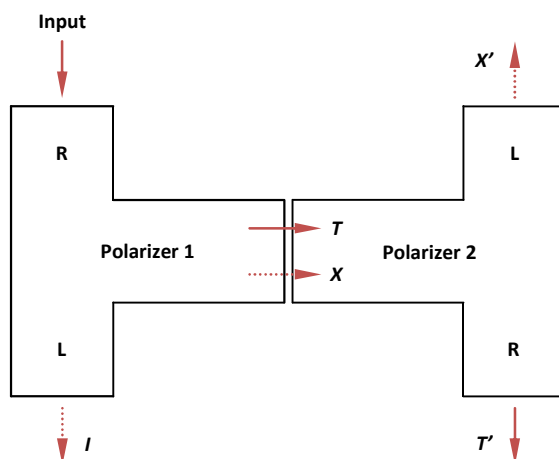


図 3.9 入力に対する各ポートの出力の割合

R と L はそれぞれポーライザーの RHCP ポートと LHCP ポートを意味する。

続いてポーライザー2 がポーライザー1 からの信号を受信する様子を述べる。ポーライザー2 がポーライザー1 から受信するのは、RHCP 成分が ot 、LHCP 成分が ox である。ポーライザー2 はポーライザー1 と同様、主偏波と交差偏波の受信比は $t:x$ である。従って、 ot 入力の RHCP に対して ot^2 はポーライザー2 の主偏波として RHCP ポートに出力されると同時に、RHCP 残りの入力分 ox は LHCP に漏れ込んでポーライザー2 の交差偏波として LHCP ポートに出力される。 ox 入力の LHCP についても同じように、LHCP 成分のうち otx 分がポーライザー2 の LHCP（主偏波）ポートに、 ox^2 分がポーライザー2 の RHCP（交差偏波）ポートに、それぞれ出力される。結果ポーライザー2 の RHCP には $ot^2 + ox^2$ 、ポーライザー2 の LHCP には $otx + oxt$ の電力が出力される。シミュレーションを行う際、ポーライザー1 の RHCP ポートとポーライザー2 の RHCP ポートの入出力比を t' 、ポーライザー1 の RHCP ポートからポーライザー2 の LHCP ポートの入出力比を x' とすると、

$$t' = ot^2 + ox^2 \quad (3.8)(2.6)$$

$$x' = 2\alpha t \quad (3.9)$$

$$(2.7)$$

である。この 2 体シミュレーションモデルで、 t と x はそれぞれポーラライザー1 体の伝送率（または入力損失）と交差偏波レベルである。 $\alpha + i = 1$ に注意し、上式を t と x についてかくと、

$$t = \sqrt{\frac{t' - x^2 + ix^2}{1 - i}} \quad (3.10)$$

$$(2.8)$$

$$x = \frac{x'}{2t - 2it} \quad (3.11)$$

$$(2.9)$$

になる。実際に交差偏波レベルとアイソレーションが小さい場合、 $x \approx 0$ 、 $i \approx 0$ として良いので、 t と x は次のように近似して差し支えない。

$$t = \sqrt{t'} \quad (3.12)$$

$$(2.10)$$

$$x = \frac{x'}{2t} \quad (3.13)$$

$$(2.11)$$

t と x などはパーセンテージ表示で、dB 単位で測った場合について、それぞれの大文字を用いて表示すると、上式は、

$$T = \frac{T'}{2} \quad (3.14)$$

$$(2.12)$$

$$X = X' - \log_{10} 2 - \log_{10} T \quad (3.15)$$

$$(2.13)$$

シミュレーションでは S パラメータで結果を確認し、dB を用いる。ポーラライザー1 体の入力損失を求めるには $T' = S_{21} = S_{43}$ を 2 で割り、ポーラライザー1 体の交差偏波レベルを求めるには $X' = S_{41} = S_{32}$ から $\log_{10} 2 = 3\text{dB}$ と $\log_{10} T$ を引けば良い。ただし、一般に入力損失 T は小さいので、交差偏波レベルを求めるとき X' からは 3dB を引くだけで良い。

上で述べたポーラライザー1 体の入力損失と交差偏波レベルの計算仕方は、アイソレーションを 0 に近似した上、各ポートでの反射を考えていない。ポートでの反射を考えると、ポートで反射された信号の一部はアイソレーションの漏れとして逆側のポートをたどり、一部はセプタムを通り楕円偏波として励起され、楕円偏波を受信する側のポーラライザーの主偏波ポートと交差偏波ポートに出力される。信号がそれぞれのポートへ伝搬された際、再びポートで反射が起こり、前述した事態が繰り返される。よって、(3.10) と (3.11) の導出は厳密ではないが、反射が起こるたび反射される電力の量は次第に小さくなっていき、かつアイソレーションと交差偏波レベルが小さいため、(3.14) と (3.15) の近似は適切であるといえる。2 体シミュレーションの結果と第 4 章で述べる実測結果はすべて補正をしておらず、測定系で得られた S パラメータのまます。表す。

シミュレーション結果を図 3.12 に示す。結果は良好で、86GHz 付近では -40dB をも下回っている。交差偏波レベルは位相差と相関があり、交差偏波での極小の周波数近傍では位相差が 90° になり、交差偏波レベルが小さいとき励起される楕円偏波は極めて円偏波に近いことを意味する。

3.2.4 アイソレーション (Isolation)

S パラメータ : S_{31} または S_{42}

ポート 1 とポート 3 (またはポート 2 とポート 4) の干渉具合を示している。1 体シミュレーションモデルのアイソレーションと似ているが、3.2.1 節に述べたように 1 体シミュレーションと 2 体シミュレーションでは DUT が異なるため、シミュレーション結果も違ってくる。

シミュレーション結果を図 3.13 に示す。

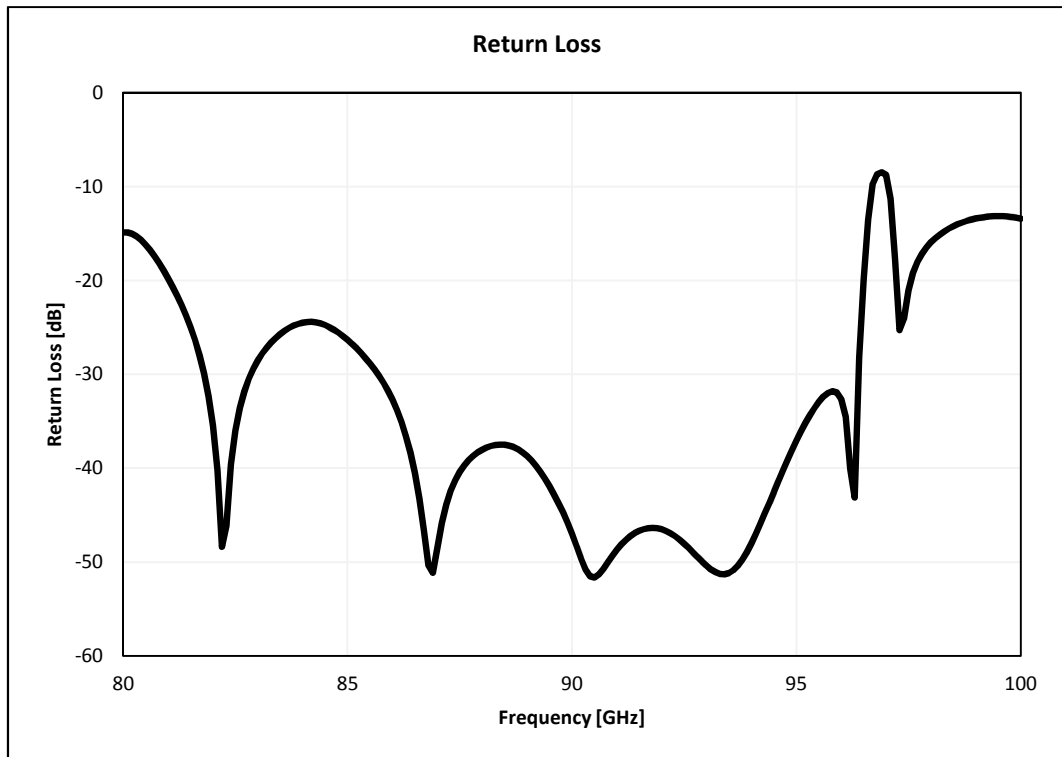


図 3.10 ポート反射損失
85GHz 付近以外周波数帯域内-30dB 以下になっている。

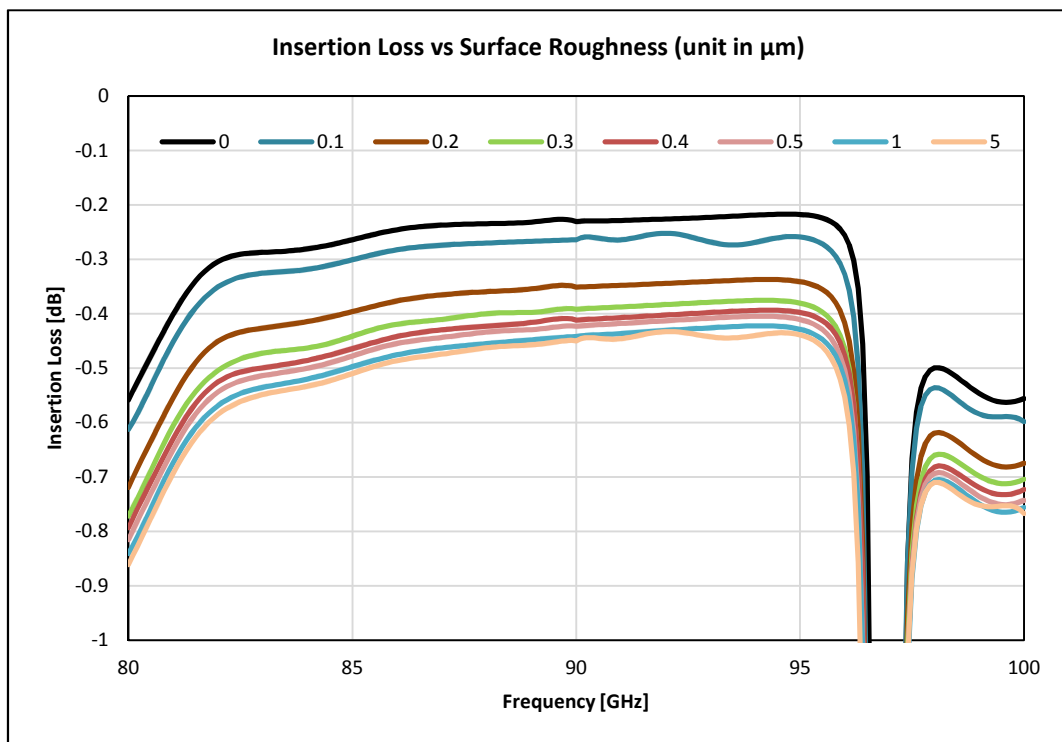


図 3.11 入力損失
導波管の表面が粗くなると、拡散反射により損失が大きくなる。

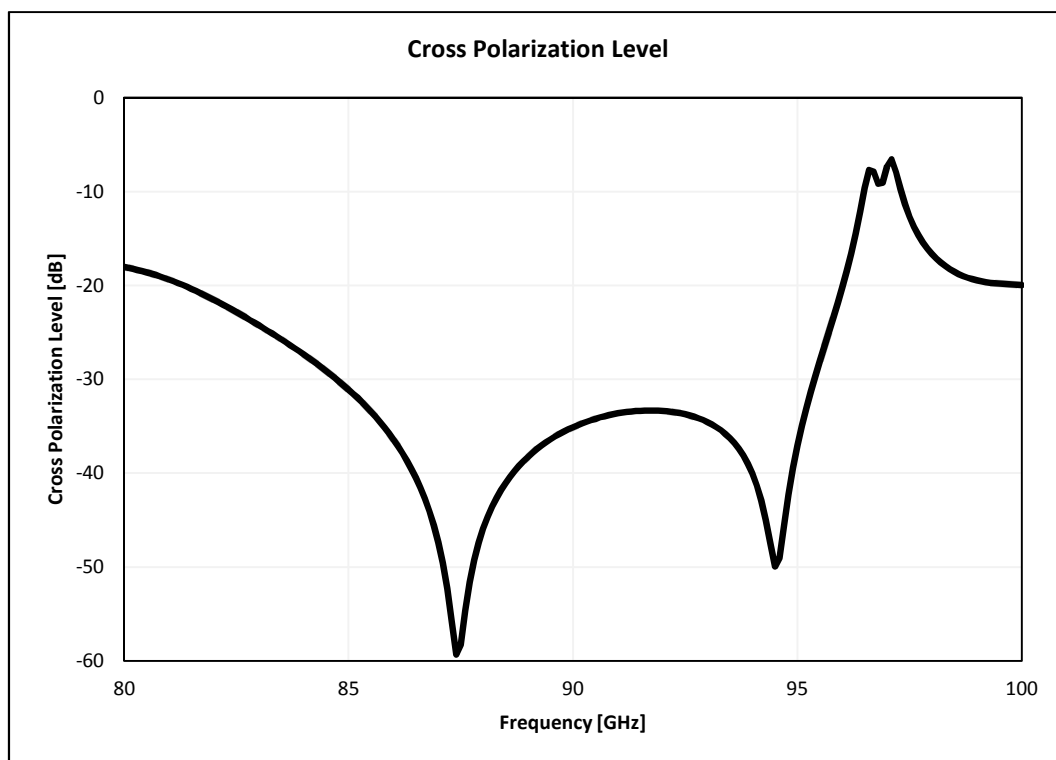


図 3.12 交差偏波レベル
周波数帯域内-30dB になっている。

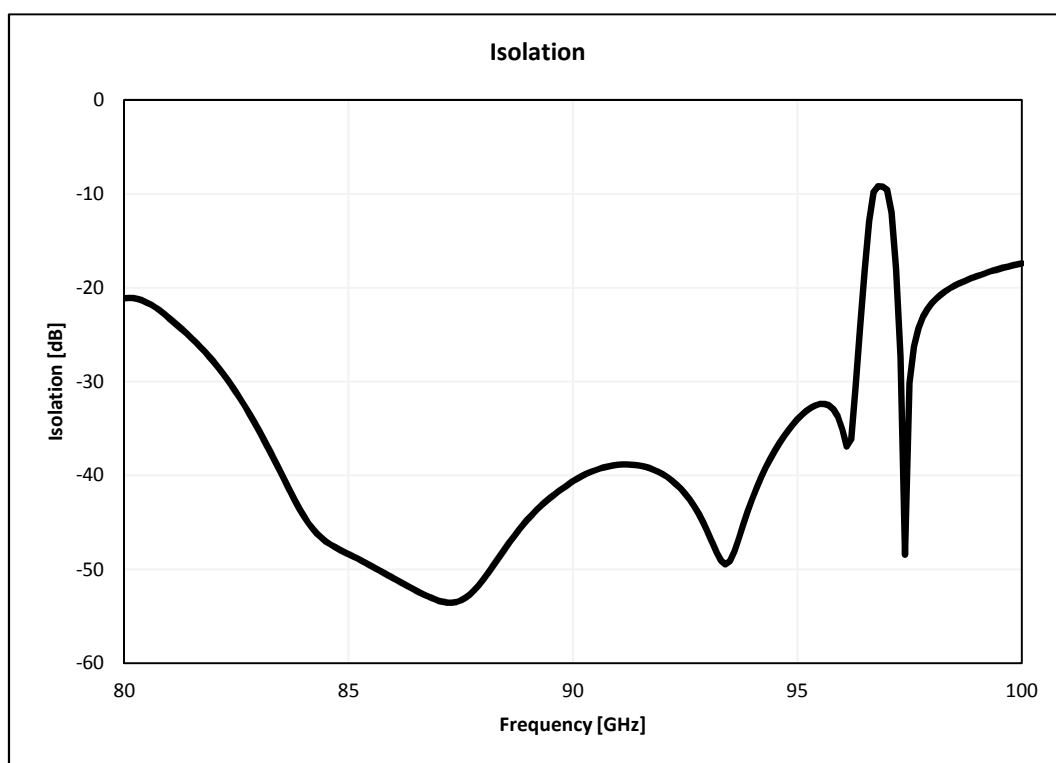


図 3.13 アイソレーション
周波数帯域内-30dB になっている。

3.3 誤差解析

設計された 86GHz 帯セブタム型円偏波ポーラライザーは川島製作所 (<http://www.kawashima-pack.co.jp/>) に製作してもらった。川島製作所では、導波管の切削はフライスで行い、導波管を $\pm 0.01\text{mm}$ の誤差で加工できる。

セブタム部の加工誤差によってポーラライザーの性能が大きくずれると予想される。この加工誤差を考慮し、設計段階では、特にセブタム部に注目して次に述べる、セブタム部の各ステップの加工誤差と、セブタム部で隙間が生じる場合の 2 パターンの誤差解析を行った。

3.3.1 セブタム部の各ステップの加工誤差

86GHz セブタム型円偏波ポーラライザーはミリ波コンポーネントで、その寸法 2.4.2 節の図 2.5 に示したように、大きい寸法は 1mm のオーダーになっているが、 1mm を切った部分もある。従って、 $\pm 0.01\text{mm}$ の加工誤差はセブタム部の寸法にとって大きな相対誤差になり、それによってポーラライザーは目標性能を達成できない場合がある。

セブタムでの加工誤差がどのようにポーラライザーの性能に影響するかを検証するために、セブタム部の寸法の誤差解析を行った。具体的なやり方として、セブタム部のすべての寸法（各ステップの高さと奥行）の設計値に対して、その設計値から -0.01mm 、 0.00mm 、 $+0.01\text{mm}$ のずれを与え、このずれ量に基づいてモデリングしてシミュレーションを行い、ポーラライザーの交差偏波レベルの周波数特性の変化を確認する。しかし、セブタム部のすべての寸法に対してこの誤差解析を行うと、各ステップで 9 通り（高さと奥行それぞれ 3 通り）、ステップは 4 段あるので合計 6561 通りもの解析をしなければいけない。この解析は莫大な時間がかかるため非現実である。そこで、今回行ったのは、各ステップの高さにのみ -0.01mm 、 0.00mm 、 $+0.01\text{mm}$ のずれを与えた誤差解析と、各ステップの奥行にのみ -0.01mm 、 0.00mm 、 $+0.01\text{mm}$ のずれを与えた誤差解析である。この誤差解析の結果を図 3.14 に示す。シミュレーション結果から、この 2 つの誤差解析でポーラライザーの交差偏波レベルは周波数帯域 $85\text{GHz} - 95\text{GHz}$ において最悪で -25dB まで劣化し、中心周波数の 90GHz を見ると加工誤差によって設計値から 10dB 高くなる可能性もある。このように、セブタム部での 1 つの寸法がたとえ設計値から 0.01mm しかずれがないとしても、セブタム部すべての寸法に設計値から 0.01mm のずれが生じた場合、その効果が加算されていきポーラライザーの性能が著しく劣化することになる。

この誤差解析は前述したようにあらゆるパターンに関して行ったわけではない。しかし、この誤差解析でポーラライザーの交差偏波レベルは最低スペックの -20dB 以上に劣化していないことがわかる。従って、実際の完成品でも加工誤差で -20dB 以上に劣化しないことが予想される。

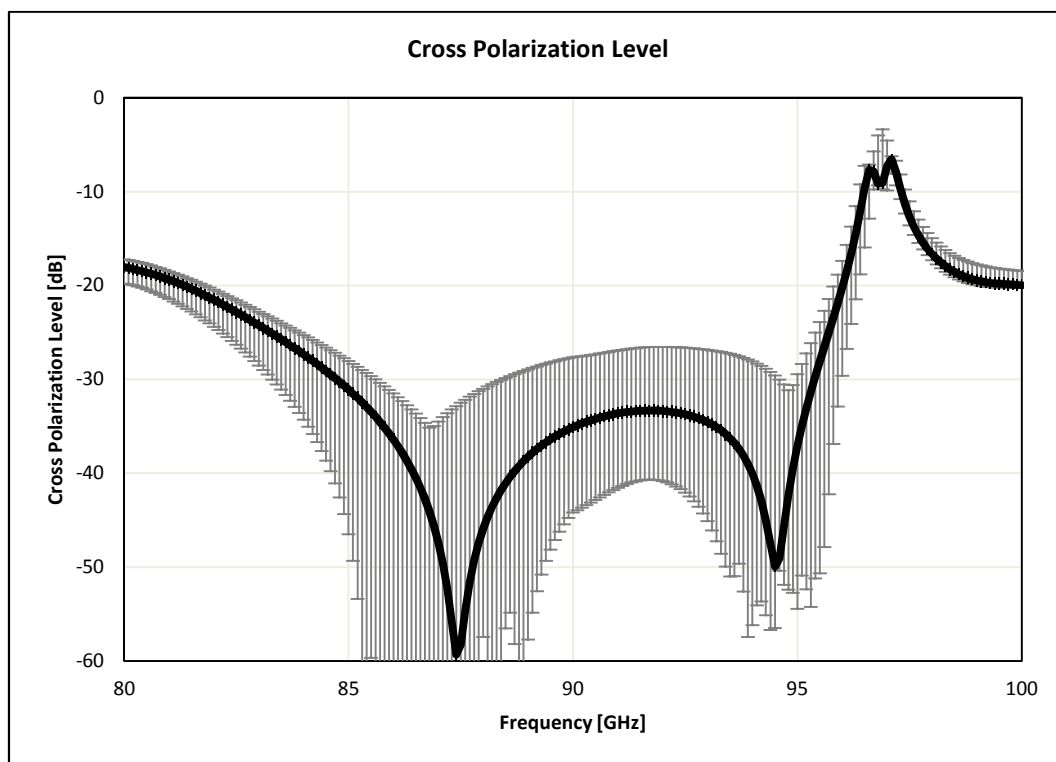


図 3.14(a) セブタム部の各ステップの高さ方向のずれと交差偏波レベル
エラーバーの上限と下限はこの誤差解析によって求められたもの。

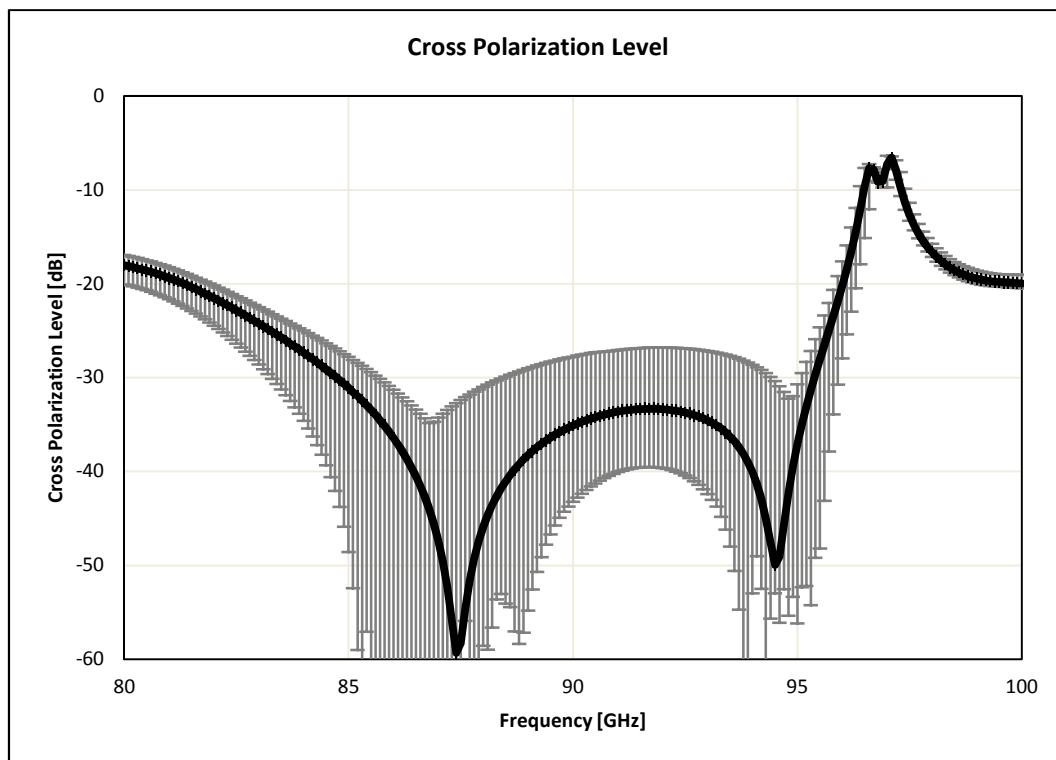
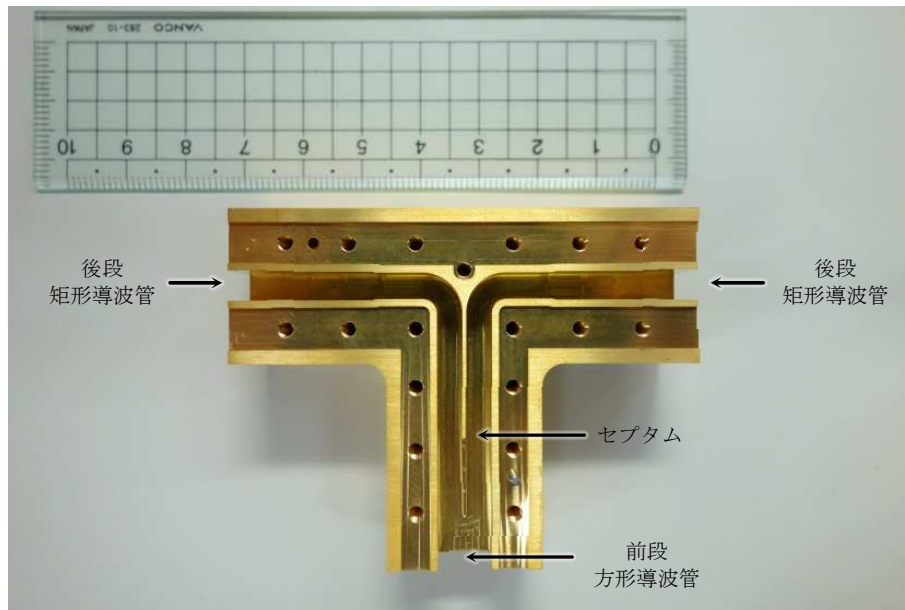


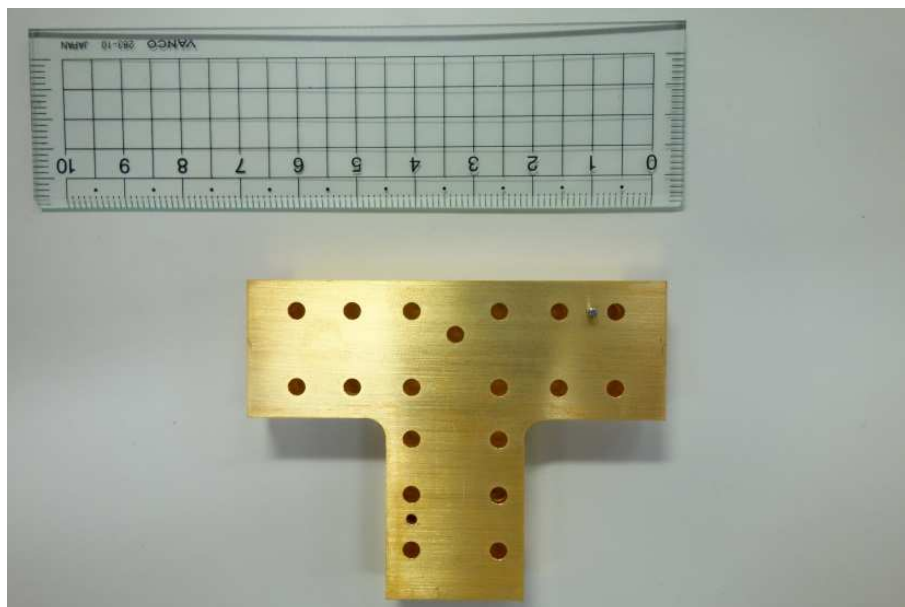
図 3.14(b) セブタム部の各ステップの奥行方向のずれと交差偏波レベル
エラーバーの上限と下限はこの誤差解析によって求められたもの。

3.3.2 セプタム部で隙間が生じる場合



(a) 本体

ポーラライザーの導波管はすべて本体に設けられている。



(b) 蓋

蓋には導波管が掘っておらず、平らな金属である。

図 3.15 22GHz 帯セプタム円偏波ポーラライザー

従来のセプタム型円偏波ポラライザーは導波管が掘ってあるパーツ（本体）と平らな金属板パーツ（蓋）の 2 体構造（図 3.15）でできている。本体を上から蓋をすると、製作誤差によってセプタムの第 5 ステップと蓋の間には隙間が生じる場合（図 3.16(a)）、交差偏波レベルが劣化する。今回開発したポラライザーは従来の製作仕方と異なり、ポラライザーをセプタム第 4 ステップで導波管を上部パーツと下部パーツに分けて製作した（図 3.16(b)）。製作する前に、この 2 通りの製作仕方によって生じる隙間が $0\mu\text{m}$ から $100\mu\text{m}$ （ $1\mu\text{m} = 0.001\text{mm}$ ）までのシミュレーションを行った。加工誤差から予想すると、従来の製作仕方は隙間が最大で $10\mu\text{m}$ 、今回考えた製作仕方は最大で $20\mu\text{m}$ の隙間が生じると考えられる。シミュレーション結果は図 3.17 に示す。シミュレーション結果から分かるように、従来の製法方法（図 3.17(a)）で隙間が $10\mu\text{m}$ 生じると、交差偏波レベルは -25dB まで劣化する。一方新しい製法方法（図 3.17(b)）では隙間が $100\mu\text{m}$ あっても交差偏波レベルは -28dB 程度を維持している。

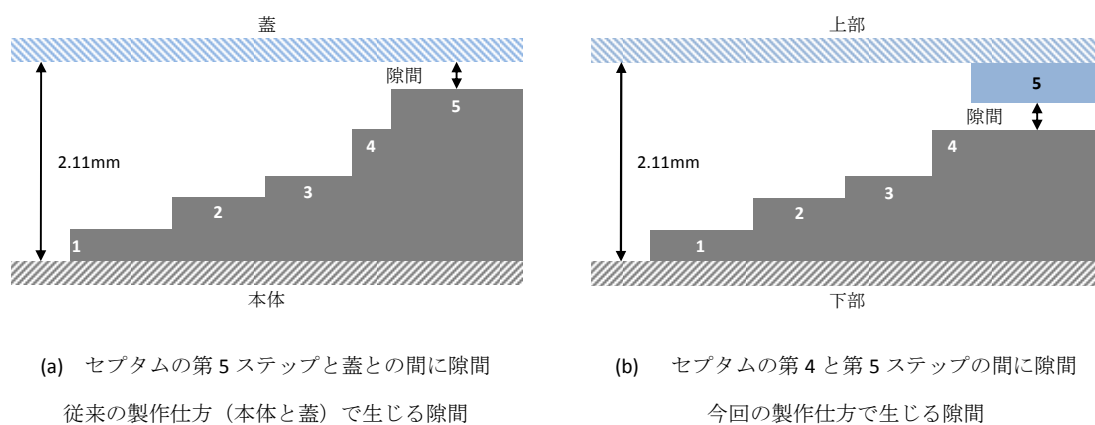


図 3.16 製法方法と隙間

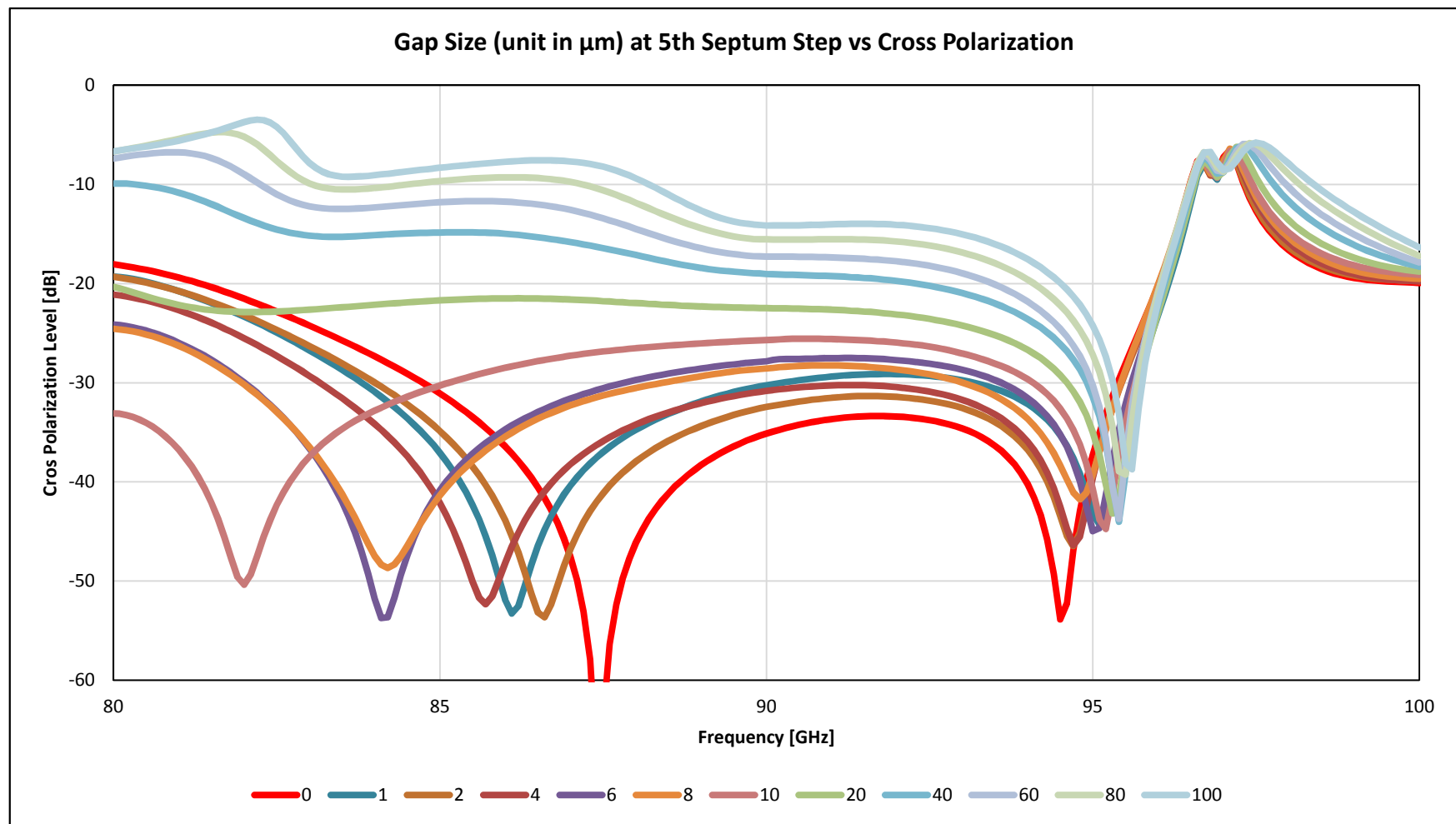


図 3.17(a) 従来の製法方で隙間が生じた場合交差偏波レベルの劣化

$0\mu\text{m}$ は隙間がないことを意味する。

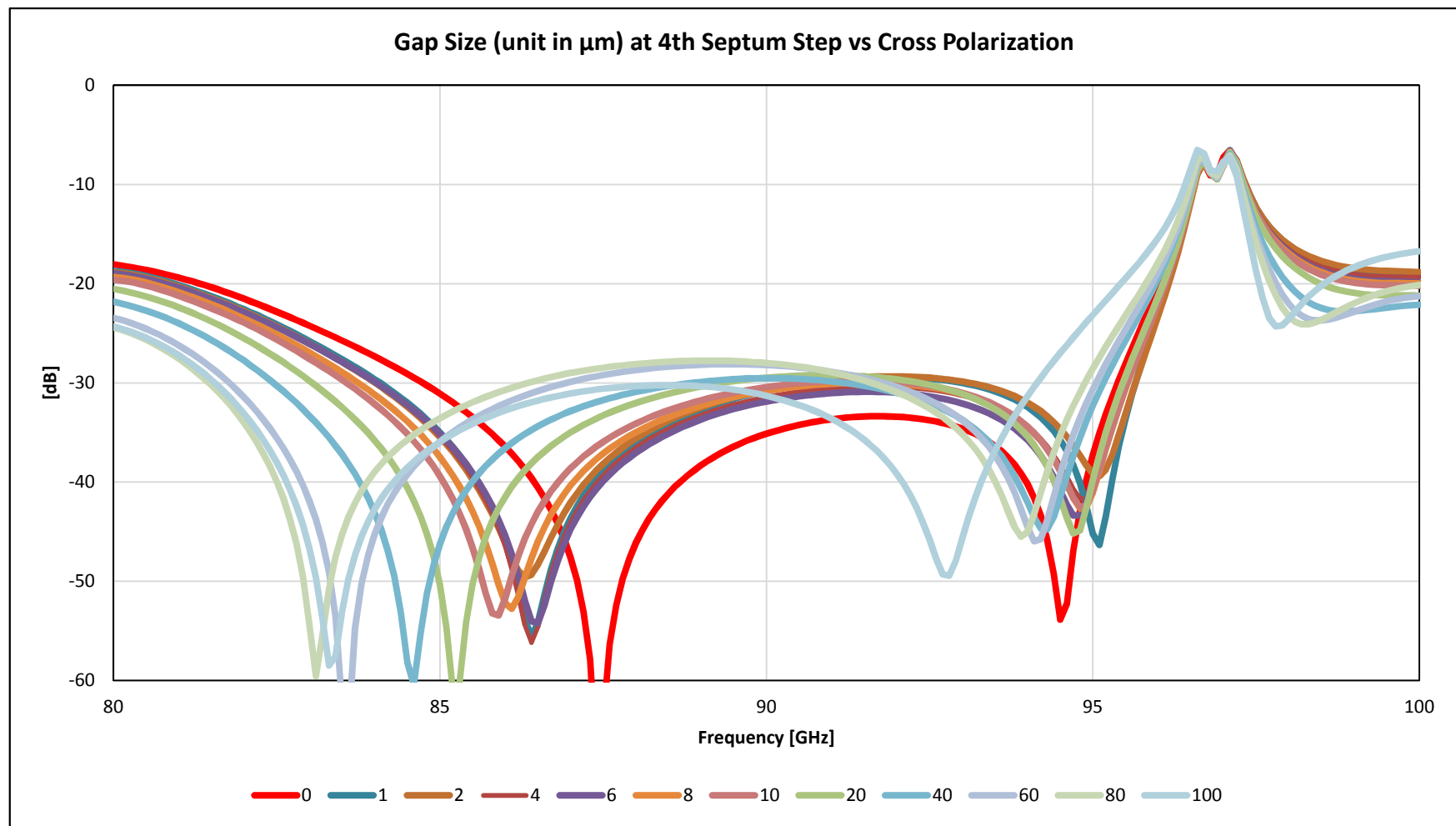


図 3.17(b) 今回考案した製作方法で隙間が生じた場合交差偏波の劣化

$0\mu\text{m}$ は隙間がないことを意味する。

第 4 章

86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザー の性能評価

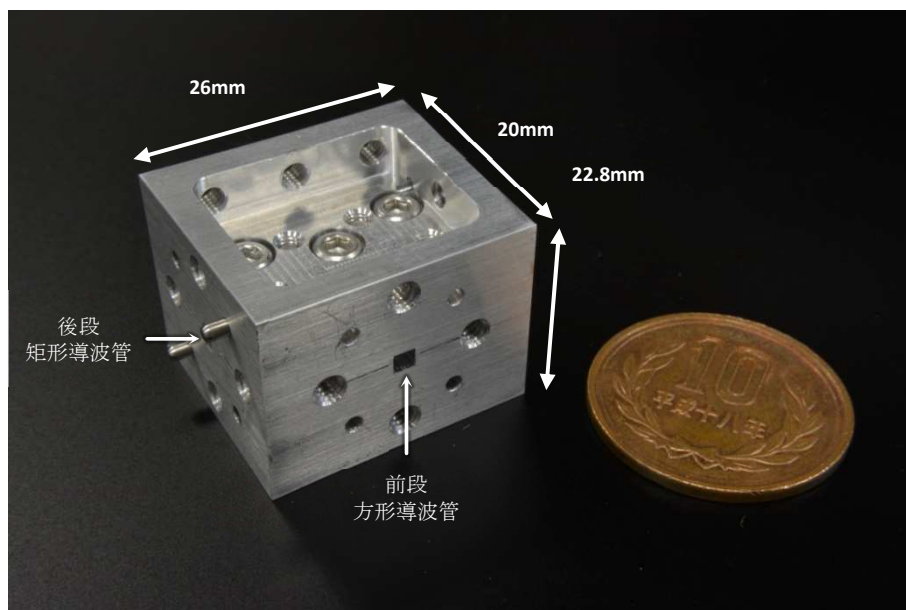
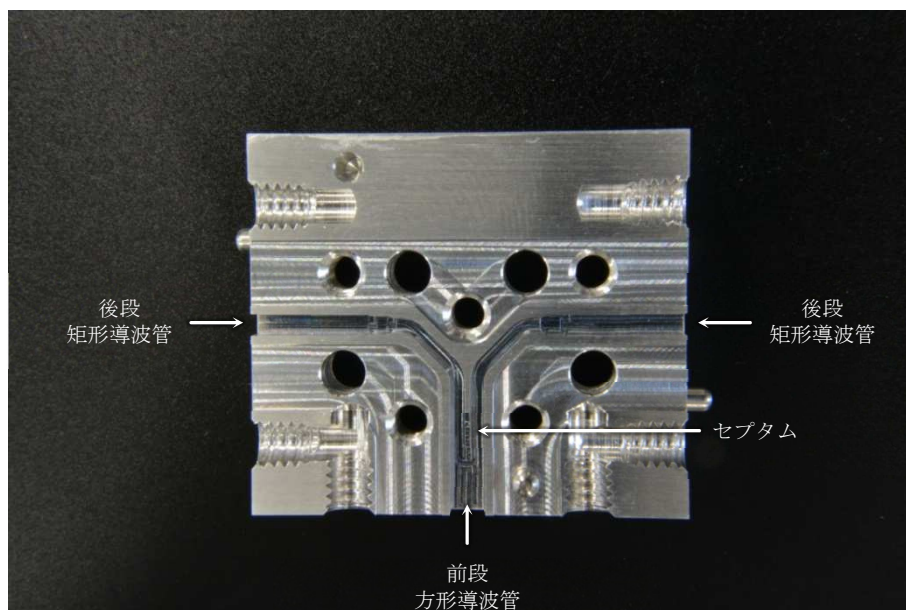


図 4.1 ポーラライザーを組み立てたときの様子

2013 年 9 月に 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザー 2 体が製作された (図 4.1)。ポーラライザーは前節で述べた隙間による交差偏波レベルの劣化を防ぐため、セプタム部第 4 ステップで導波管を 2 分割した構造で製作された (図 4.2)。ポーラライザーの外寸は 26mm × 10mm × 22.8mm のアルミ (A6063) 立方体である。

製作されたポーラライザー 2 体をそれぞれ W-01 と W-02 と名付ける。この 2 体のポーラライザーは工場顕微鏡で各部分の寸法を検査してもらい、寸法検査結果からセプタム部の寸法検査結果のみを 4.2 節の表 4.1 に示す。寸法検査結果からわかったことが 2 つある。それは、ポーラライザー全体の加工誤差は $\pm 0.01\text{mm}$ 以内に収まっていることと、ポーラライザー 2 体ともセプタム部第 4 ステップが削られていないという製作ミスがあったことである。

この製作ミスを直すため、ポーラライザーのセプタム部第 4 ステップを追加加工した。追加加工したものを 2014 年 1 月 16 日に情報通信研究機構 (National Institute of Information and Communications Technology; NICT) のミリ波実験室でベクトルネットワークアナライザー (vector network analyzer ; VNA) を用いて 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの性能測定を行った。



(a) ポーラライザーの下部

下部にセプタムの第1ステップから第4ステップが削られている



(b) ポーラライザーの上部

上部にセプタムの第5ステップが削られている

図 4.2 製作された 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザー
ポーラライザーは上部と下部に分けて製作された。

4.1 測定系の制限

2.5.1節で述べた1体シミュレーションと同じ構成で86GHz帯セブタム型円偏波ポーライザーを測定するための矩形方形テーパ導波管(矩形から方形に変換するテーパ導波管)を持ち合わせていないため、2体シミュレーションと同じ構成のみの測定を行った。実測結果はポーライザーを2体使った交差偏波レベル、入力損失と反射損失になる。ポーライザーの測定ブロック図を図4.3に示す。

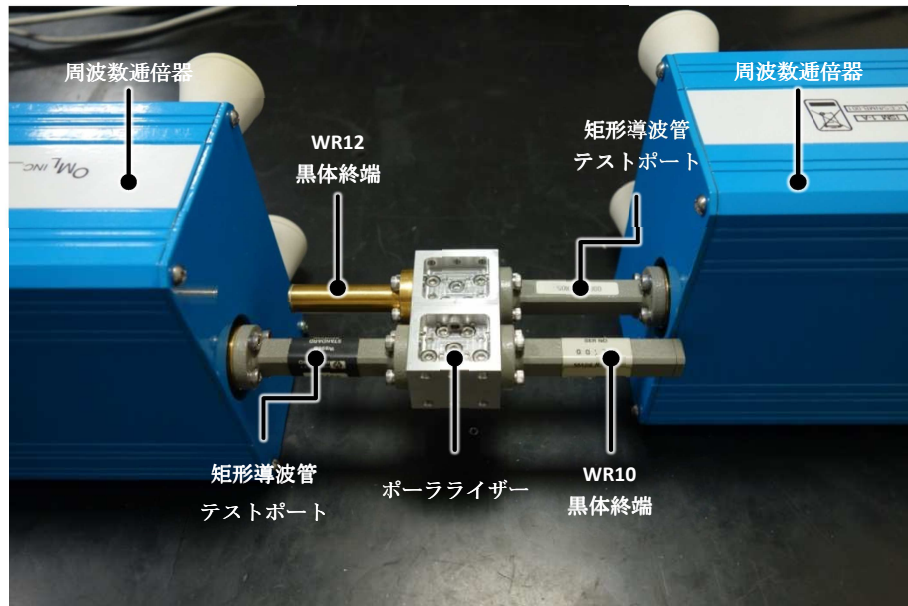


図 4.3 NICT でポーライザーの測定様子

図 4.4(a)は交差偏波レベル、図 4.4(b)は入力損失の測定ブロック図である。入力損失の測定系は、2体シミュレーション(図 3.8)と同じ構成であるが、交差偏波を測定するとき片方のポーライザーを 180° 回転して接続した。それは、2体シミュレーションと同じ構成で接続すると、黒体終端が周波数通倍器に干渉し接続不可能であったためである。

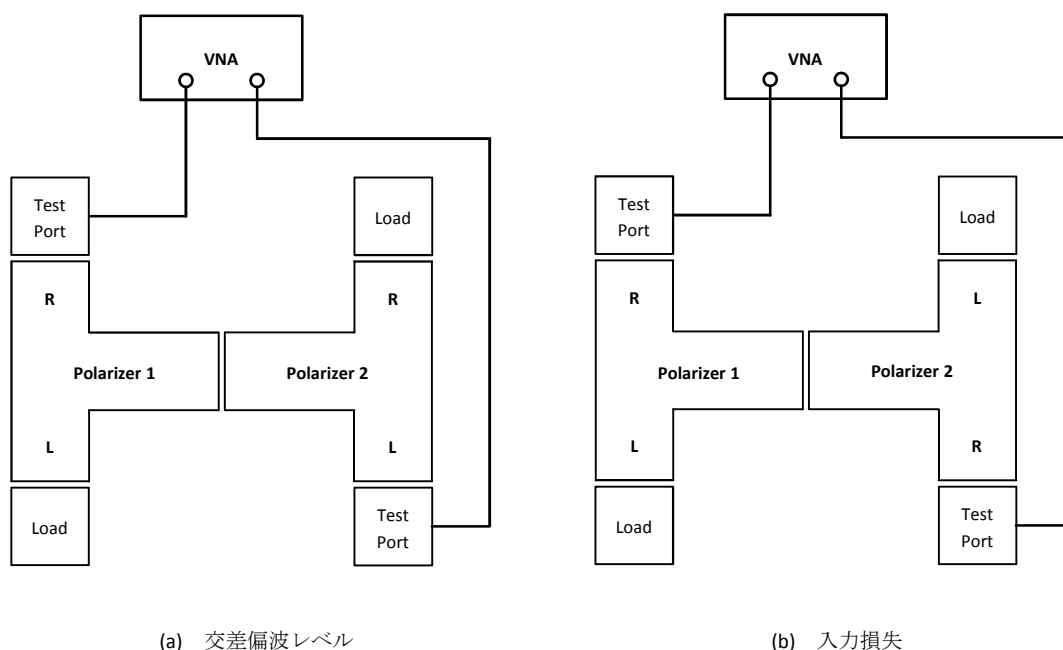


図 4.4 ポーラライザーの測定ブロック図

Test Port は VNA に接続する試験矩形導波管ポート、Load は黒体終端。

4.2 測定結果

追加工したポーラライザーの寸法検査結果がなかったため、キーエンス VH-8000 電子顕微鏡でセプタム部第 4 ステップを確認した（図 4.4）。確認した結果、セプタムの第 4 ステップの奥行きは約 0.385mm になっており、設計値の 0.41mm から 0.025mm ずれていることがわかった。これは、追加工する際、ポーラライザーの原点が約 0.03mm ずれていたと考えられる。

実験室で測定した 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーラライザーの反射損失、入力損失と交差偏波レベルを図 4.5、図 4.6、図 4.7 に示す。グラフにポーラライザーの実測結果を「Measured」、設計値のシミュレーション結果を「Theoretical」と記す。またすべての結果は 3.2.3 節で述べた補正をしていない。

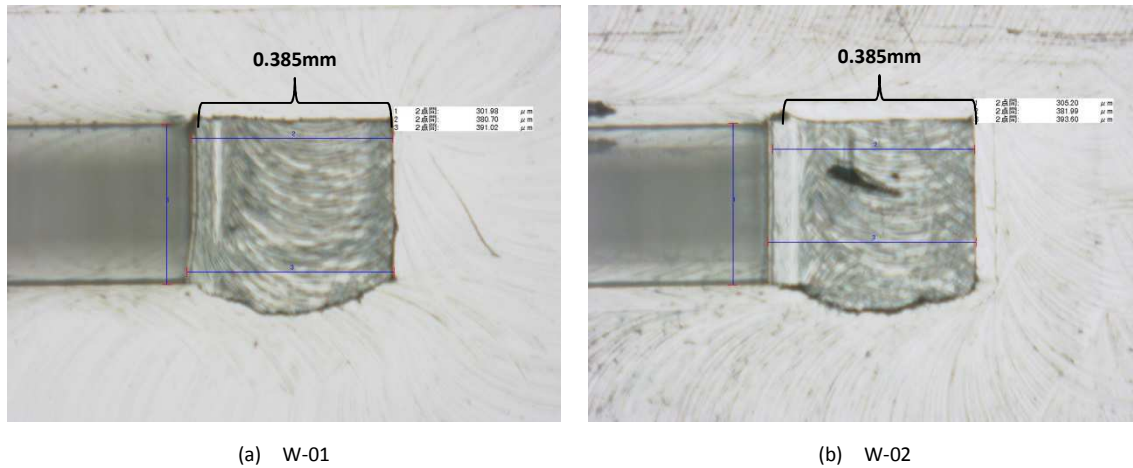


図 4.4 追加工後のセプタム部第 4 ステップ

W-01 と W-02 のセプタム部第 4 ステップを電子顕微鏡で撮像した。

表 4.1 セプタム部の寸法検査結果

「()」で囲まれた寸法は工場の顕微鏡による寸法検査結果によるものではなく、キーエンス VH-8000 で測定した結果。「-」は寸法検査成績がない寸法を意味する。h、d、w はそれぞれセプタム部の高さ、奥行と厚さを表す。

第 n ステップ	設計値			W-01			W-02		
	h	d	w	h	d	w	h	d	w
1	0.33	1.10	0.3	0.328	1.103	0.295	0.326	1.092	0.298
2	0.67	0.97	0.3	0.670	0.970	0.295	0.663	0.974	0.298
3	0.92	0.96	0.3	0.911	0.952	0.295	0.918	0.956	0.298
4	1.38	0.41	0.3	1.388	(0.385)	0.302	1.371	(0.385)	0.303
5	0.73	1.9	0.3	0.736	-	0.302	0.723	-	0.303

またグラフに実測結果と設計値のほかに、「Simulation A」と「Simulation B」も載せている。「Simulation A」は、製作されたポーラライザー全体の寸法を寸法検査結果に基づいて HFSS でモデリングしてシミュレーションした結果である。「Simulation B」は、ポーラライザーのセプタム部の寸法だけを寸法検査結果にして（ポーラライザーのほかの部分は設計値通り） HFSS でモデリングしてシミュレーションした結果である。

4.2.1 反射損失の考察

ポーラライザーの反射損失の実測結果は図 4.6 に示す。「Measured」を「Theoretical」と比較すると、周波数帯域 85GHz–95GHz のなかで、87GHz から 94GHz まではかなり違うことがわかる。中心周波数 90GHz では、実測結果は設計値に比べ約 17dB 悪くなった。

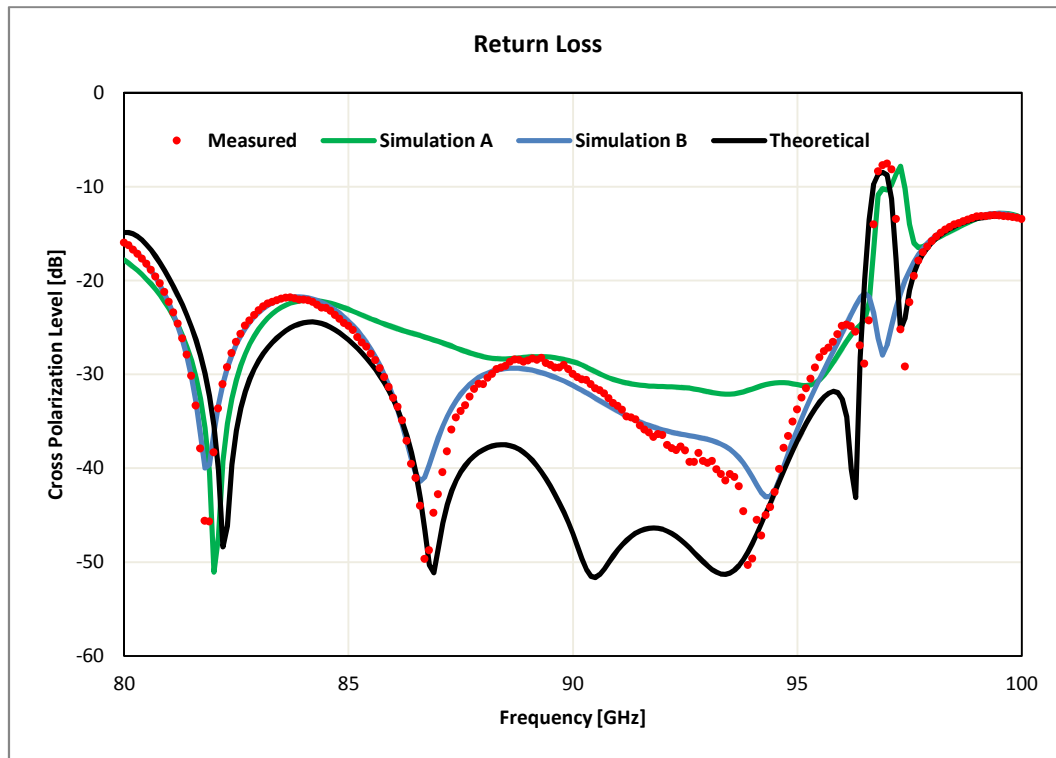


図 4.6 反射損失の実測結果

赤い点線は「Measured」、緑線は「Simulation A」、青い線は「Simulation B」、黒い線は「Theoretical」。

「Simulation B」の結果は「Measured」に良く似ていることから、ポーラライザーの反射損失の劣化原因はセプタム部の加工誤差にあると考えられる。一方、「Simulation A」はポーラライザー全体の寸法を寸法検査結果に基づいて再現したにもかかわらず、「Measured」とは少し違う結果を表している。それは、一方、「Simulation A」はポーラライザー全体の寸法を寸法検査結果に基づいて再現したにもかかわらず、「Measured」とは少し違う結果を表している。ポーラライザーの矩形導波管は WR10 規格であるが、測定する際、周波数通倍器と干渉してしまうため、やむを得ず 1 つのポートの黒体終端を WR12 のものを代用した (図 5(b))。HFSS でシミュレーションする際、WR12 の黒体終端を完璧に再現できなかったため、「Simulation B」の結果は「Measured」に一致しなかった。ただし、WR12 の黒体終端を使用したことは反射損失にしか影響せず、入力損失と交差偏波レベルには影響が極めて小さい。

結論として、反射損失の劣化の一番大きい原因は、セプタム部の加工誤差である。

4.2.2 入力損失の考察

入力損失は導波管の表面粗さに依存する（3.2.2 節）。4.2.1 節の反射損失および 4.2.3 節の交差偏波レベルの「Simulation A」と「Simulation B」は実測結果に近かったため、「Simulation A」と「Simulation B」のシミュレーションモデルは実際に製作された W-01 と W-02 をある程度再現できていると考えられる。シミュレーションでポーラライザーの表面粗さを変化させ、実測結果と同じ程度の入力損失になるような表面粗さを調べた。結果は図 4.7 に示す。シミュレーション結果から、W-01 と W-02 の表面粗さは $0.12\mu\text{m}$ 程度と推測される。これは 3.2.2 節で調べた表皮深さよりも小さい。

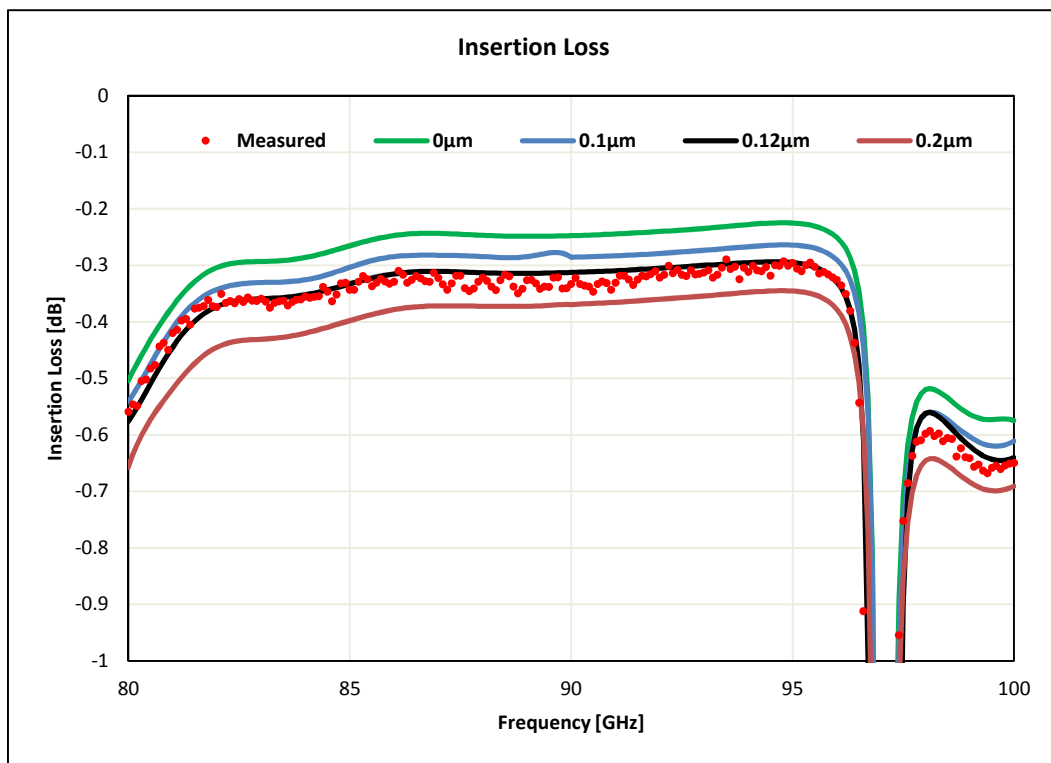


図 4.7 入力損失の実測結果

ポーラライザーの表面粗さは $0.12\mu\text{m}$ 程度と推測される。

4.2.3 交差偏波レベルの考察

交差偏波レベルの実測結果を図 4.8 に示す。周波数帯域 85GHz-95GHz において、設計値「Theoretical」は -30dB 以下になっているのにたいして、実測結果「Measured」は -20dB 以下になっていることがわかる。さらに中心周波数 90GHz でみると、「Theoretical」を「Measured」と比べると 12dB 程度悪化したことがわかる。

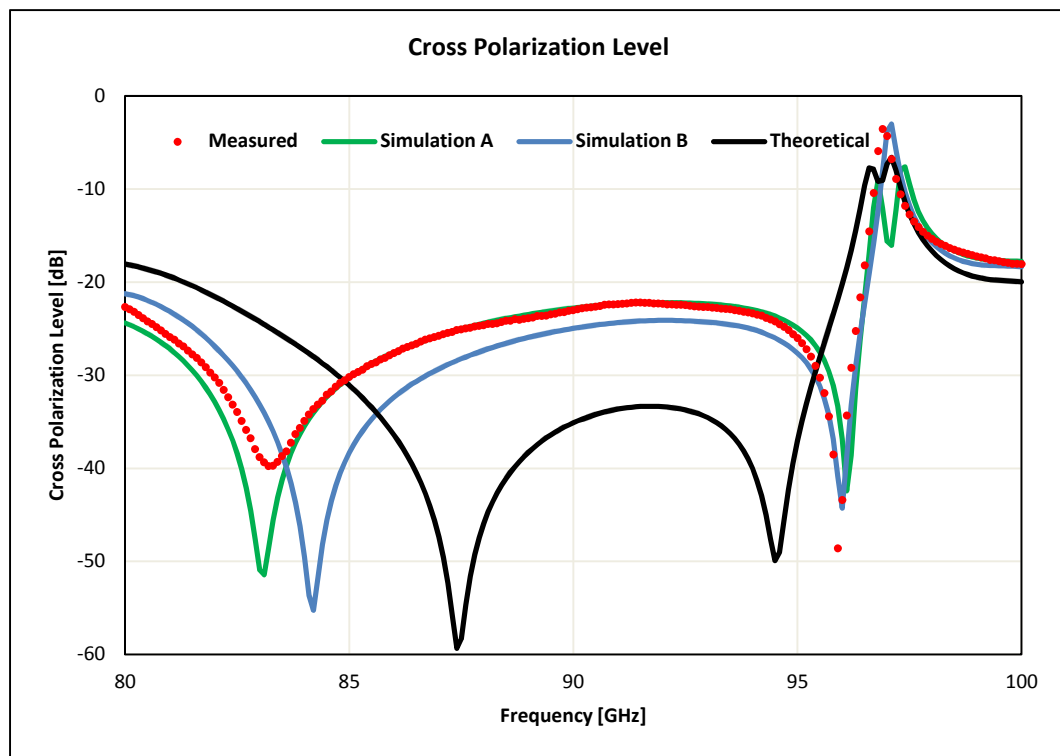


図 4.8 交差偏波レベルの実測結果

赤い点線は「Measured」、緑線は「Simulation A」、青い線は「Simulation B」、黒い線は「Theoretical」。

「Simulation B」でも「Measured」に近いが、「Simulation A」はほぼ「Measured」に一致していることがわかる。このことから、セプタム部の加工誤差だけではなく（「Simulation B」）、ポーラライザー全体の加工誤差（「Simulation A」）が交差偏波レベルに影響するといえる。ポーラライザーを組み立てたとき、上部と下部に導波管のずれ（E 面の不連続面）が生じて、それによって場所によって導波管のインピーダンスが異なり、電磁波の伝搬係数も異なる。結果として、交差偏波レベルへの影響が出てくる。

第 5 章

まとめ

VERA の 86GHz 帯両円偏波受信機に搭載する 86GHz 帯セプトラム型円偏波ポーラライザーを開発した。表 5.1 にポーラライザーの目標性能と実験室での測定結果を示す。

表 5.1 ポーラライザーの設計値と測定値

性能	設計値	測定値
反射損失	<-25dB	<-20dB
交差偏波レベル	<-30dB	<-20dB

ただし、ここでの反射損失はポーラライザーを 2 体接続したときのポート反射損失である。

製作されたポーラライザーは設計値に及ばなかったのは設計段階で予想できたことである。反射損失と交差偏波レベルの実測結果は-20dB 以下にもなっているので、ポーラライザーは十分な性能を持っている。従って、今回の開発は成功したといえる。また、シミュレーションで検証した結果、3.3.2 節で述べたセプトラム部の隙間によってポーラライザーの劣化は見られなかった。

今回開発した 86GHz 帯セプトラム型円偏波ポーラライザーのセプトラム寸法を縮小もしくは拡大すれば他周波数帯のポーラライザーとして使用することができる。ただし、注意しなければいけないのは、加工誤差 $\pm 0.01\text{mm}$ は、サブミリ波帯では相対誤差が大きくなるため、この波長帯での完成品の性能は設計値から大きくずれることが予想される。

付録

A 導波管内の電磁波

電束密度 $\mathbf{D}$ 、電場 $\mathbf{E}$ 、磁束密度 $\mathbf{B}$ 、磁場 $\mathbf{H}$ 、電荷密度 ρ 、波源の電流密度 $\mathbf{I}_s$ 、導電電流密度 $\mathbf{I}_c$ とすると、マクスウェル方程式は次のようになる。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (\text{A.1a})$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{I}_s + \mathbf{I}_c + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (\text{A.1b})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (\text{A.1c})$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (\text{A.1d})$$

補助的な量として、

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (\text{A.2a})$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{A.2b})$$

$$\mathbf{I}_c = \sigma \mathbf{E} \quad (\text{A.2c})$$

の関係がある。ただし、 ϵ は誘電率、 μ は透磁率、 σ は導電率である。

自由空間を伝搬する電磁波は TEM 波(transverse electromagnetic wave)という。TEM 波は自由空間以外に、ストリップ線路、同軸導波管のような 2 導体系伝送路を伝搬することも可能である。2 導体系伝送路は周波数と共に伝送時のロスが増加していくため、電波の送受信には中空導波管伝送路（金属でできている筒状伝送線、以後導波管）、特に矩形導波管が良く用いられる。

しかし、導波管には TEM 波が存在することができない。導波管を伝搬できるのは、導波管の境界条件を満たす TE 波(transverse electric wave)、TM 波(transverse magnetic wave)と Hybrid 波(hybrid electromagnetic wave)である。導波管と座標軸の関係は図 A.1 で定義される。導波管内の媒質の誘電率 ϵ 、透磁率 μ は導波管内一様で、導波管面での電磁波のエネルギー減衰はない($\sigma = \infty$)とする。また、波源は存在しない($\mathbf{I}_s = 0$)場合を考える。

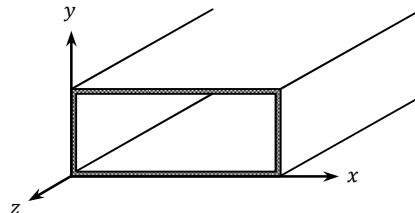


図 A.1 矩形導波管

矩形導波管の長辺を x 軸、短辺を y 軸、管軸方向を z 軸とする。

電場 $\mathbf{E}$ と磁場 $\mathbf{H}$ は時間 t と位置 (x, y, z) (直交座標系の場合) に依存する複素数の場であるので、

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_0(x, y) e^{j(\omega t - kz)} = \mathbf{E}_0(x, y) e^{j(\omega t - \frac{\omega}{v} z)} \quad (\text{A.3a})$$

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_0(x, y) e^{j(\omega t - kz)} = \mathbf{H}_0(x, y) e^{j(\omega t - \frac{\omega}{v} z)} \quad (\text{A.3b})$$

j は虚数単位、 $\mathbf{E}_0(x, y)$ と $\mathbf{H}_0(x, y)$ は複素定数、 ω は角振動数、 k は波数であり、

$$k = \frac{\omega}{v} \quad (\text{A.3c})$$

のように位相速度 v と関係付けている。電磁波は管軸方向 (z 軸) に進んでいるとする。(A.3a)、(A.3b) をマクスウェル方程式(A.1a)、(A.1b)に代入すると、

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + jkE_y = -j\omega\mu H_x \quad (\text{A.4a})$$

$$-jkE_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y \quad (\text{A.4b})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z \quad (\text{A.4c})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + jkH_y = j\omega\varepsilon E_x \quad (\text{A.5a})$$

$$-jkH_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\varepsilon E_y \quad (\text{A.5b})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\varepsilon E_z \quad (\text{A.5c})$$

(A.4b)を(A.5a)に、(A.4a)を(A.5b)に代入して整理すると、

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{\omega^2\varepsilon\mu - k^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right) - \frac{jk}{\omega^2\varepsilon\mu - k^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (\text{A.6a})$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{\omega^2\varepsilon\mu - k^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) - \frac{jk}{\omega^2\varepsilon\mu - k^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (\text{A.6b})$$

ここで、

$$k_n^2 = \omega^2\varepsilon\mu - k^2 \quad (\text{A.7})$$

とおくと、上式は、

$$E_x = -\frac{j\omega\mu}{k_n^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right) - \frac{jk}{k_n^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (\text{A.8a})$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_n^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) - \frac{jk}{k_n^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (\text{A.8b})$$

次に(A.5a)を(A.4b)に、(A.5b)を(A.4a)に代入して整理すると、

$$H_x = \frac{j\omega\varepsilon}{k_n^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} \right) - \frac{jk}{k_n^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{A.9a})$$

$$H_y = -\frac{j\omega\varepsilon}{k_n^2} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} \right) - \frac{jk}{k_n^2} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (\text{A.9b})$$

式(A.8a)~(A.9b)から分かるように、電場と磁場が管軸方向に成分がない($E_z = H_z = 0$)とすると、 E_x 、 E_y 、 H_x 、 H_y は一定の解を持たず、無意味となる。上式が意味を持つためには E_z 、 H_z のいずれかゼロでない場合なのである。 $E_z = 0$ 、 $H_z \neq 0$ の場合、TE 波が管内の電磁波の伝搬する解である。 $E_z \neq 0$ 、 $H_z = 0$ の場合、TM 波が解である。導波管内を伝搬する電磁波はいろいろな形態で伝搬する。この形態のことをモードと呼び、TE mn と TM mn のように通常 m と n で表す。矩形導波管を伝搬する基本モードは TE₁₀ モードであり、導波管伝送路の設計では一番良く使われる。なぜなら、TE₁₀ モードが一番低いカットオフ周波数を持ち、次に低いカットオフ周波数のモードまで TE₁₀ しか伝搬できない領域があるからである。ここでは TE₁₀ の解を求めることにする。

(A.8a)と (A.8b)において $E_z = 0$ とおき、(A.4c)に代入すると、

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + k_n^2 H_z = 0 \quad (\text{A.10})$$

なる 2 次元の振動方程式を得る。この式の一般解は、

$$H_z = A \cos(k_1 x + \theta_1) \cos(k_2 y + \theta_2) \quad (\text{A.11})$$

と書ける。 A 、 θ_1 と θ_2 は定数。 k_n と k_1 、 k_2 の間には、

$$k_n^2 = k_1^2 + k_2^2 \quad (\text{A.12})$$

の関係がある。また、波動項 $e^{j(\omega t - kz)}$ は省略して考えることにする。

$E_z = 0$ であることを考慮しながら、(A.11)を(A.8a)から(A.8b)に代入すると、

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_n^2} k_2 A \cos(k_1 x + \theta_1) \sin(k_2 y + \theta_2) \quad (\text{A.13a})$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{k_n^2} k_1 A \sin(k_1 x + \theta_1) \cos(k_2 y + \theta_2) \quad (\text{A.13b})$$

$$H_x = \frac{jk}{k_n^2} k_1 A \sin(k_1 x + \theta_1) \cos(k_2 y + \theta_2) \quad (\text{A.14a})$$

$$H_y = \frac{j\mu\omega}{k_n^2} k_2 A \cos(k_1 x + \theta_1) \sin(k_2 y + \theta_2) \quad (\text{A.14b})$$

となる。境界条件を満たすため、導波管の管壁に平行な電場成分はゼロになる。よって、境界条件は、

$$x = 0, x = a \text{ で } E_y = 0 \quad (\text{A.15a})$$

$$y = 0, y = b \text{ で } E_x = 0 \quad (\text{A.15b})$$

となる。これらを(A.13a)と(A.13b)に代入すると、

$$\sin\theta_1 = 0, \sin(k_1 a + \theta_1) = 0 \quad (\text{A.16a})$$

$$\sin\theta_2 = 0, \sin(k_2 b + \theta_2) = 0 \quad (\text{A.16b})$$

従って、

$$\theta_1 = \theta_2 = 0 \quad (\text{A.17})$$

$$k_1 = \frac{m\pi}{a} \quad (\text{A.18a})$$

$$k_2 = \frac{n\pi}{b} \quad (\text{A.18b})$$

m と n はそれぞれ整数。(A.12)に k_1 、 k_2 を代入すると、

$$k_n^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{A.19})$$

となり、 k_n は矩形導波管断面の寸法 a と b で決まる。

上の境界条件に基づいた結果を (A.11)、(A.13a)~(A.14b)に代入して、TE 波の電磁波成分を具体的に書くと、

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_n^2 b} A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{A.20a})$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu m\pi}{k_n^2 a} A \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{A.20b})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{A.20c})$$

$$H_x = \frac{jk m\pi}{k_n^2 a} A \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{A.21a})$$

$$H_y = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_n^2 b} A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{A.21b})$$

$$H_z = A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (\text{A.21c})$$

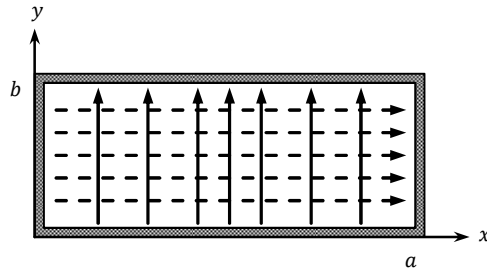


図 A.2 TE₁₀ モード

実線は電場、破線は磁場。

m と n の数によって、いろいろな TE mn モードが存在しうが、 $m = n = 0$ の場合すべての成分がゼロになって無意味になる。即ち TE₀₀ モードは存在しない。通常 m と n のいずれか 1 つゼロでない値を取るが、 $m = 1, 2, 3, \dots, n = 0, 1, 2, 3, \dots$ とする。従って TE 波の最低モードは TE₁₀ モードである。 $m = 1, n = 0$ を (A.20a)~(A.21c)に代入すると、

$$E_x = 0 \quad (\text{A.22a})$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu\pi}{k_n^2 a} A \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{A.22b})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{A.22c})$$

$$H_x = \frac{jk}{k_n^2} \frac{\pi}{a} A \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{A.23a})$$

$$H_y = 0 \quad (\text{A.23b})$$

$$H_z = A \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (\text{A.23c})$$

TE₁₀ モードを記述する電磁場の解が得られる。TM mn モードの場合、 $E_z \neq 0$ 、 $H_z = 0$ に注意して、TE mn モードの導出と同じように計算すれば求められる。

(A.7)から、

$$k^2 = k_0^2 - k_n^2 \quad (\text{A.24})$$

ただし、 $\omega^2\epsilon\mu$ を k_0^2 に書き換えた。 k は矩形導波管内を伝わる電磁波の波数を表している。波数は 2π あたり1波長分の波の数を表すので、上式(A.24)は、

$$\begin{aligned} \left(\frac{2\pi}{\lambda_g}\right)^2 &= \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{2\pi}{\lambda_c}\right)^2 \\ \left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 &= \left(\frac{1}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} \quad (\text{A.26})$$

λ_g は管内波長(guide wavelength)、 λ_c はカットオフ波長(cutoff wavelength)と呼ぶ。 λ_0 は自由空間における波長。式 (A.19)から、 k_n と同様、 λ_c も導波管サイズの寸法に依存していることがわかる。即ち、

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{k_n} \quad (\text{A.27})$$

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}} \quad (\text{A.28})$$

周波数で表示すると、カットオフ周波数は、

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (\text{A.29})$$

c は光速。特に TE₁₀ モードのカットオフ波長は、

$$\lambda_{c,TE10} = 2a \quad (\text{A.30})$$

つまりカットオフ波長は矩形導波管の長辺寸法の2倍にあたる。波動項 $e^{j(\omega t - kz)}$ から、 k が実数であれば電磁波は導波管を伝わるが、虚数であれば導波管を伝わらない。(A.25)を見ると、 $\lambda_0 > \lambda_c$ になると、式の左辺は負になり、 k は虚数となり、波動項の位置項 e^{jkz} は実数になってしまい、電磁波は伝わらない。言い換えると、カットオフ波長 λ_c より短い波長の電磁波のみ導波管内を伝搬することができる。矩形導波管の長

辺 a と短辺 b の比が 2:1 の場合、 TE_{10} モードの次に高いカットオフ波長を持つ TE_{01} モード（または TE_{20} モード）は (A.28)より、

$$\lambda_{c,TE01} = a \quad (A.31)$$

即ち、この矩形導波管内に TE_{10} モードのみが伝搬できる領域は、

$$\lambda_{c,TE01} < \lambda_{TE01} < \lambda_{c,TE10} \quad (A.32)$$

$$a < \lambda_{TE01} < 2a \quad (A.33)$$

である。

導波管インピーダンス

TEM 波の波動インピーダンスを求める。波動インピーダンスとは、電磁波の進行方向に垂直な電場と磁場の比である。(A.3a)を (A.4a)~(A.4c)に代入すると、次の関係が得られる。

$$\sqrt{\epsilon}E_{x0} = \sqrt{\mu}H_{y0} \quad (A.34)$$

$$-\sqrt{\epsilon}E_{y0} = \sqrt{\mu}H_{x0} \quad (A.35)$$

電場と磁場は互いに垂直で、その値は常に

$$\frac{E_{x0}}{H_{y0}} = \frac{E_{y0}}{H_{x0}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = Z_0 \quad (A.36)$$

の関係を保っている。 Z_0 は TEM 波の波動インピーダンスと呼ばれ、一様な媒質の中において、誘電率 ϵ 、透磁率 μ によって決まる。真空の自由空間では約 376Ω である。

導波管内の TE 波の波動インピーダンスは上記のように求めることができる。電磁波の進行方向は管軸方向(z軸方向)、電磁場成分は (A.20a)~(A.21c)のようになる。電場と磁場の比は、

$$\frac{E_x}{H_y} = \frac{E_y}{H_x} = \frac{\omega\mu}{k} = Z_{TE} \quad (A.37)$$

である。上式を少し工夫すると、

$$Z_{TE} = \frac{k_0}{k} Z_0 = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c}\right)^2}} Z_0 \quad (A.38)$$

になる。これは導波管内の波動インピーダンス Z_{TE} は電磁波の波長に依存することを示し、TEM 波の波動インピーダンス Z_0 に比例することがわかる。また、 $\lambda_0 > \lambda_c$ の場合、 Z_{TE} は虚数となり、電磁波はエネルギーを伝搬しないエバネセント波(evanescent wave)である。

次に特性インピーダンスを求める。特性インピーダンスとは伝送線内を伝搬する波の電圧と電流の比である。電力の時間平均値を P とし、電圧を V と電流を I とすると、特性インピーダンスは次の 3 通りで定義できる。

- ・電力と電圧による定義、

$$Z_{PV} = \frac{\langle |V| \rangle}{P} \quad (A.39)$$

- ・電力と電流による定義、

$$Z_{PI} = \frac{P}{\langle |I| \rangle} \quad (\text{A.40})$$

・電圧と電流による定義、

$$Z_{VI} = \frac{\langle |V| \rangle}{\langle |I| \rangle} = \sqrt{Z_{PV} Z_{PI}} \quad (\text{A.41})$$

| | は絶対値、 $\langle \rangle$ は時間平均を意味する。

TEM 波の特性インピーダンスは、 $Z_{PV} = Z_{PI} = Z_{VI} = Z_0$ が成り立つ。TEM 波以外の電磁波、つまり TE 波 (TM 波と Hybrid 波も同様) の特性インピーダンスは一般的に定義によって違う。TEM 波と違い、TE 波は管壁の境界条件を満たすため電場と磁場は導波管内の強度分布は一樣ではない。結果として、 $Z_{PV} \neq Z_{PI} \neq Z_{VI} \neq Z_{TE}$ になる。これから導波管内の TE_{10} モードの特性インピーダンスを導出する。

$k = 2\pi/\lambda_g$ 、 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ 、 $k_n = 2\pi/\lambda_c$ に注目して (A.22a)~(A.23c) を書き換えると、

$$E_x = 0 \quad (\text{A.42a})$$

$$E_y = -j \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} A \sin \left(\frac{\pi}{a} x \right) \quad (\text{A.42b})$$

$$E_z = 0 \quad (\text{A.42c})$$

$$H_x = j \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right) A \sin \left(\frac{\pi}{a} x \right) \quad (\text{A.43a})$$

$$H_y = 0 \quad (\text{A.43b})$$

$$H_z = A \cos \left(\frac{\pi}{a} x \right) \quad (\text{A.43c})$$

A は複素定数。ここで、 TE_{10} モードの波動インピーダンス Z_{TE10} は上式の E_y と H_x より、

$$Z_{TE10} = \frac{E_y}{H_x} = \left(\frac{\lambda_g}{\lambda_0} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (\text{A.44})$$

になり、 λ_g/λ_0 に依存する。 TE_{10} モードのポインティングベクトル $\mathbf{S}$ は、

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = -E_y H_x \hat{\mathbf{x}} + 0 \hat{\mathbf{y}} - E_y H_x \hat{\mathbf{z}} \quad (\text{A.45})$$

$\hat{\mathbf{x}}$ 、 $\hat{\mathbf{y}}$ 、 $\hat{\mathbf{z}}$ は (x, y, z) 座標の単位ベクトル。 $\mathbf{S}$ を時間平均すると、ポインティングベクトルの x 軸成分がゼロになり、結果として、 z 軸成分しか残らない。即ち、エネルギーは管軸方向にしか流れない。 $\mathbf{S}$ の時間平均は、

$$\langle S \rangle = \frac{1}{2} \text{Re} \langle (-E_y H_x^*) \rangle \quad (\text{A.46})$$

$$\langle S \rangle = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right) \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} |A|^2 \sin^2 \left(\frac{\pi}{a} x \right) \quad (\text{A.47})$$

になる。 $\langle S \rangle$ を矩形導波管の断面積 ds で積分すると、導波管で送られる電力の時間平均値 P が次のように求められる。

$$P = \int \langle S \rangle ds = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right) \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} |A|^2 \int_0^b \int_0^a \sin^2 \left(\frac{\pi}{a} x \right) dx dy$$

$$P = \frac{ab}{4} \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_0} \right) \left(\frac{\lambda_c}{\lambda_g} \right) \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} |A|^2 \quad (\text{A.48})$$

電力の時間平均値 P を用いて、導波管内の TE_{10} モードの Z_{PV} と Z_{PI} 、そして Z_{VI} を求める。

導波管内の電圧は、

$$V = \int_0^b E_y dy \quad (\text{A.48})$$

で定義される。 $x = a/2$ では、 V は、

$$V = -j \frac{2ab}{\lambda_0} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} A \quad (\text{A.49})$$

ただし、波動項 $e^{j(\omega t - kz)}$ は省略して書いた。 Z_{PV} は (A.39) より、

$$Z_{PV} = \left(\frac{2b}{a} \right) Z_{\text{TE}10} \quad (\text{A.50})$$

磁場管軸方向に沿って、矩形導波管の長辺に流れる電流は、

$$I = \int_0^a i_z dx \quad (\text{A.51})$$

である。 i_z は電流密度で、アンペールの法則より次のように定義される。

$$|i_z| = |H_x| \quad (\text{A.52})$$

従って、管軸方向に流れる電流は、

$$I = \int_0^a H_x dx$$

$$I = j \frac{\lambda_c^2}{\lambda_g} A \quad (\text{A.53})$$

ただし、波動項 $e^{j(\omega t - kz)}$ は省略して書いた。 Z_{PI} は (A.40) より、

$$Z_{PI} = \left(\frac{\pi^2 b}{8a} \right) Z_{\text{TE}10} \quad (\text{A.54})$$

Z_{VI} は (A.41) より、

$$Z_{PI} = \left(\frac{\pi b}{2a} \right) Z_{\text{TE}10} \quad (\text{A.55})$$

が求められた。

このように、定義の仕方によって、導波管内 TE_{10} モードの特性インピーダンスは波動インピーダンスには比例するが、係数が異なる。また、係数はすべて b/a に比例することが分かる。

B S パラメータ

S パラメータとは、マイクロ波回路やマイクロ部品の特性を表すために用いられる回路網パラメータの 1 つである。

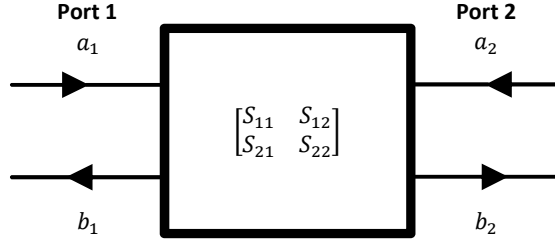


図 B.1 2 端子対回路

2 端子対回路 (図 B.1) で S パラメータを導出する。ポート 1 には a_1 と b_1 の信号の波、ポート 2 には a_2 と b_2 の信号の波が出入りすると考える。波のそれぞれの進行方向は矢印で表す。線形回路では、 b_1 と b_2 は a_1 と a_2 のそれぞれに比例した量の和として次のように表わされる。

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (\text{B.1a})$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (\text{B.1b})$$

行列で表すと、

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

とまとめられる。ここで、

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

を用いて、(B.2)を書き直すと、

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} \quad (\text{B.3})$$

$\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{b}$ はそれぞれの波のベクトル、 $\mathbf{S}$ は S パラメータ (散乱行列) である。式から $\mathbf{b}$ は $\mathbf{a}$ からの寄与があるが、次の 2 つの場合について考えてみる。

- ・ ポート 2 の $a_2 = 0$

(B.1a)、(B.1b) から、

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (\text{B.4a})$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (\text{B.4b})$$

になる。 S_{11} はポート 1 における反射率であり、入射波に対してどの程度反射されるかを表す S パラメータである。 S_{21} はポート 1 からポート 2 までの伝送率であり、入射波に対して出力がどの程度あるかを表す S パラメータである。ここで、 a_1 、 b_1 、 b_2 はそれぞれ入射波、反射波、透過波にあたる。

・ポート 1 の $a_1 = 0$

(B.1a)、(B.1b)から、

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (\text{B.5a})$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (\text{B.5b})$$

になる。 S_{22} はポート 2 における反射率、 S_{12} はポート 2 からポート 1 までの伝送率を表す。ここで、 a_2 、 b_2 、 b_1 はそれぞれ入射波、反射波、透過波にあたる。

S パラメータは無次元の量であるが、その大きさは通常常用対数をとって、dB (decibel ; デシベル) で示す。ある端子に対して信号の入力電力を P_i 、出力電力を P_j とすると、 S パラメータは、

$$S_{ji} = 10 \log_{10} \left| \frac{P_j}{P_i} \right| \quad (\text{B.6})$$

になる。

電氣的に n ポート回路の S パラメータは $n \times n$ 行列になる。例えば、4 ポート回路の S パラメータは、

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

になる。

参考文献

- [1] Beckmann, V. & Shrader, C. R., "Active Galactic Nuclei", Wiley-VCH, 2010.
- [2] Lobanov, A.P., "Ultracompact jets in active galactic nuclei" *Astron. Astrophys.* 330, 79–89, 1998.
- [3] Lobanov, A.P., "Physics of the Parsec-Scale Structures in the Quasar 3C 345", Ph.D. Thesis, New Mexico Institute of Mining & Technology, Socorro, NM, US, 1996.
- [4] Elitzur, M., "The nature of SiO masers in late-type stars", *Astrophysical Journal*, Part 1, vol. 240, Sept. 1, 1980, p. 553-566, 1980.
- [5] Frail, Dale A., Diamond, Philip J., Cordes, James M., van Langevelde, Huib Jan, "Anisotropic scattering of OH/IR stars toward the Galactic center", *Astrophysical Journal*, Part 2 - Letters, vol. 427, no. 1, p. L43-L46, 1994,
- [6] Frail, D. A., Beasley, A. J., "Stellar OH masers toward globular clusters", *Astronomy and Astrophysics* 290, 796-802, 1994.
- [7] Sjouwerman, L. O., Lindqvist, M., van Langevelde, H. J., Diamond, P. J., "H₂O and SiO maser emission in Galactic center OH/IR stars", *Astronomy and Astrophysics*, v.391, p.967-978, 2002.
- [8] Reid, Mark J., Menten, Karl M., "Radio Photospheres of Long-Period Variable Stars", *Astrophysical Journal* v.476, p.327, 1997.
- [9] Yoneda, N., Miyazaki, M., "Analysis and Design of Grooved Circular Waveguide Dual-Mode Filters", *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International (Volume:3)*, ISBN: 0-7803-6538-0, 2001.
- [10] N. Yoneda, M. Miyazaki, H. Matsumura, and M. Yamato, "A Design of Novel Grooved Circular Waveguide Polarizers", *IEEE Trans. on MTT*, vol.48, No.12, pp.2446-2452, 2000.
- [11] Moon-Hee Chung, Do-Heung Je, Seog-Tae Han, and Sooyeon Kim, "Simulation of A 90o Differential Phase Shifter for Korean VLBI Network 129 GHz Band Polarizer" *J. Astron. Space Sci.* 27(3), 239-244, 2010.
- [12] D. Davis, O. J. Digiondomenico, and J. Kempic, "A New Type of Circularly Polarized Antenna Element", *"G-AP Symp. Digest*, pp26-33, 1967.
- [13] L. Cresci, L. Ciappi, R. Nesti, F. Palagi, D. Panella, "C-band septum polarizer design", *Arcetri Technical Report N° 6/2002*.
- [14] M. H. Chen and G. N. Thandoulas, "A wide-band square-waveguide array polarizer", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-21, pp.389-391, 1973.
- [15] W. J. Hoefer, M. N. Burton, "Closed-Form Expressions for the Parameters of Finned and Ridged Waveguides", *IEEE Trans. on MTT*, vol.30, no.12, pp.2190-2194, 1982.
- [16] J. Bornemann and V. A. Labay, "Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.43, no.8, pp.1782-1787, 1995.
- [17] Jaroslaw Uher, Jens Bornemann, Uwe Rosenberg, "Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD", *Artech House Publishers*, 1993.

- [18] 松本浩平、2010 年度修士論文、“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”。
- [19] N. Boukli-Hacene, J. Sombrin, and A. Papiernik, “Approximation by Gegenbauer polynomials in the study of a rectangular ridged waveguide. Application to the analysis of a waveguide septum polarizer, ”Int. J. Numer. Model., 16, pp299-318, 2003.
- [20] 海田正大、2009 年度博士論文、“電波干渉計 VSOP-2 のための円偏波ポーライザーの研究開発”。
- [21] E. Wollack, “ Single-Step Right-Angle E-Plane Bend Geometry, ”NRAO ELECTRONICS DIVISION TECHNICAL NOTE, No.187, 1995.
- [22] S. Amari, and J. Bornemann, “Modelling of Propagation and Scattering inWaveguide Bends”, Microwave Conference, 2000. 30th European, pp.1-4, 2000.
- [23] 大嶋美耶子、深田健介、松本公志、柏卓夫、飯尾憲一、岸原充佳、河合正、太田勲、“H 面導波管直角コーナの小型・広帯域設計”、社団法人電子情報通信学会、SPS2007-15、2008.

謝辞

この論文を書き上げられたのは多くの方々に支えられていただいたからです。

指導教員の百瀬宗武先生には、学部時代からお世話になっています。授業からゼミ、進路相談までいろいろ指導やアドバイスをいただいたことにとっても感謝しています。米倉覚則先生は、受信機についてゼロから教えていただきました。先生方にはいつもポスターや発表資料の内容だけではなく、日本語まで丁寧に添削していただいたことにも大変助かりました。お二方には手厚く指導していただいて、ご期待に添えないところもたくさんあったと思いますが、これからはよりまじめに頑張ります。

大阪府立大学の小川英夫先生と国立天文台の本間希樹准教授には、本研究である 86GHz 帯セプタム型円偏波ポーライザーの開発機会を与えていただいたことに感謝します。多忙な小川先生は研究面のみならず、これからの進路についてもアドバイスをくださいました。また、ご高齢ながらも前向きで元気な小川先生の姿を見ると、まだまだ人生経験が浅く未熟な私はこれからの人生のあらゆる逆境にめげずに頑張ることができる気がします。

大阪府立大学の宇宙研究室一同にもお世話になりました。研究員の木村公洋さん、博士の西村淳さん、同期の高津湊君、徳田起一君、長谷川豊君、M1 の岡田望さんは、大阪府立大学に出張している間ずっと面倒を見てくれて、その厚遇に感激です。彼らのやる気と努力にはとても刺激を受けました。特に長谷川君には、HFSS の使い方を手取り足取り教えてくれただけではなく、研究についても的確なコメントをくれました。

百瀬研究室のみんなにも感謝しています。研究員の塚越崇さん、古川尚子さん、宮本祐介さんは、率先してゼミを行い、勉強にいろいろ助けていただきました。塚越さんには、これから博士後期課程に進学するにあたって迷惑をかけると思いますが、古川さんには、いつも分かりやすくゼミの発表をしてくれたことに感謝します。宮本さんには、修論発表のプレゼンテーションスライドを夜中まで一緒に考えてくれたことに感謝します。博士の齋藤悠さんは、みんなに慕われる先輩で、その頑張る姿と前向きの姿勢はまさに私たち後輩が見習うべきものです。同期の岡本雄大君、影近早苗さん、田中洋輔君、根本貴文君、森智彦君に感謝したいです。メシどもの岡本君には、日本のサブカルチャーとその面白さを教えてくれたことに感謝します。クールビューティの影近さんには、その存在だけで男だらけの研究室を華やかにしてくれたことに感謝します。紳士的な田中君には、きれいな日本語を教えてくれたことに感謝します。学部入学したばかりの頃、根本君に話しかけてもらったことを忘れません。ムードメーカーの森君には、飲み会の席で飲み会が苦手な私に気配りをしてくれたことに感謝します。M1 の石井翔太君と佐藤雄貴君、4 年生の沖本有君、長瀬桂君、加古琳一君、千葉元気君、中村英斗君、安井靖堯君、山田淑乃さんには、和やかな研究室にしてくれたことに感謝します。人見知りの私を受け入れてくれてありがとうございます。みんなのおかげで楽しい研究生活を送ることができました。

そしてやはり両親と兄弟には感謝な言葉を贈らなければなりません。家族の支えがあったからこそ留学することができ、またこのように素敵の方々と研究に出会えたことに感謝します。