

修 士 学 位 論 文

茨城32m電波望遠鏡用 6.5-8.8GHz帯
低雑音広帯域受信機システムの開発

2011年度
(平成23年度)

茨城大学大学院理工学研究科

理学専攻

10NM160H
滝沢美里

要旨

茨城大学では国立天文台等と協力して、茨城県日立市、高萩市に位置する 2 台の 32m 電波望遠鏡の整備を進めている。本研究ではこれらに搭載する広帯域 (6.5-8.8GHz 帯) 冷却受信機システムの開発について報告する。

この受信機は常温部にフィードホーンを設置する一方、円偏波分離器 (ポーラライザー) 及び初段の JPL 製 HEMT 増幅器を 11K に冷却した Dewar 内に搭載し、低雑音化を図っている。6.7GHz 帯 (メタノールレーザー) と 8.0-8.8GHz 帯 (連続波) の切り替え受信を可能にする上で鍵となるコンポーネントがポーラライザーである。このポーラライザーでは共振周波数が 7.5GHz 付近にくるように入力方形導波管のサイズを調整し、広帯域化を実現した。IF 系では各帯域 (6.3-7.0GHz、8.0-8.8GHz) のバンドパスフィルタを並列に接続し、切替器を設置することで、受信機の切り替えなしに IF 系の切り替えスイッチで観測周波数の選択が可能となった。さらにここで信号の周波数を 500-1000MHz にダウンコンバートし、バックエンドへと導く。

Y-factor 法を用いて受信機フロントエンド部の受信機雑音温度を測定した。Y-factor 法とは常温の吸収体と低温の吸収体の受信強度の比から受信機雑音温度を求める方法である。結果は 6GHz 帯で受信機雑音温度 $T_{RX} \sim 22K$ 、Y-factor $\sim 5.1dB$ 、8GHz 帯で度 $T_{RX} \sim 15K$ 、Y-factor $\sim 5.3dB$ という良好な結果を得た。この受信機システムを 2010 年 12 月に高萩アンテナに搭載し、6.7GHz 帯、8GHz 帯両周波数ともにファーストライト受信に成功した。また、IF 系直後にパワーメーターを設置し、望遠鏡搭載時のシステム雑音温度 T_{sys} を測定したところ、6.7GHz 帯、8GHz 帯両周波数とも $\sim 20K$ という良好な値を得た。

ただ、本受信機システムは常温フィードホーンと冷却 Dewar を物理的に接合しているため、しばしば RF 窓に水滴が付着し、その影響で雑音温度が高くなる問題が発生していた。この解決策として、ホーン根元部分に空気循環用の穴を開けた導波管 (フランジ) を導入した。このフランジにより、ホーン上部で循環している乾燥空気をホーン根元まで送風し、水滴を乾かす効果が得られると期待された。実際に日立アンテナの受信機について日立アンテナ観測室のパワーメーターを用いてシステム雑音温度のモニタリングを行った。その結果、以前は冷却後 2 日間で $T_{sys} \sim 70K$ 程度まで悪化していたが、このフランジの導入後は、受信機搭載後 3 週間経過しても $T_{sys} \sim 30K$ に保たれており、このフランジの有用性が認められた。さらに、故意にホーン内に高湿度の空気を溜めて $T_{sys} \sim 200K$ まで悪化させたところから、乾燥空気を循環させてシステム雑音温度のモニタリングを行った。その結果、1 時間半で $T_{sys} \sim 30K$ 以下まで改善した。この結果から、すでに付着した水滴も乾かすことができるということが判明した。

さらにこのフランジの穴の大きさについても検証した。設計値では直径 $\Phi=3mm$ の大きさであるが、この大きさではホーン内の乾燥空気が漏れすぎてしまい、乾燥空気充填装置 (デハイド) が常に稼働している状態となり、デハイドにかなりの負担がかかる。そのため、現在は穴の上にアルミテープを貼り、その上から $\Phi \sim 1mm$ の穴を開けることで空気の抜ける量を少なくし、約 10 分に 1 回の稼働にしている。さらに穴を小さくしたところ、 $\Phi \sim 0.5mm$ で約 20 分に 1 回、 $\Phi \sim 0.3mm$ で約 30 分に 1 回の稼働になり、デハイドへの負担を減らすことができることが分かった。しかし $\Phi \sim 0.5mm$ 、 $\Phi \sim 0.3mm$ の大きさの穴で RF 窓の水滴を防ぐことが可能であるかどうかを検証する必要がある。

本論文では高萩アンテナに搭載した受信機の開発、性能評価及び、日立アンテナにおいて検証した水滴対策などをまとめて議論する。

目次

第1章 序論	1
1.1 電波望遠鏡	1
1.2 超長基線干渉計 (VLBI) 観測	2
1.2.1 VLBI 観測とは	2
1.2.2 6.7GHz 帯	2
1.2.3 8GHz 帯	3
1.3 茨城 32m 電波望遠鏡	3
1.4 本研究の目的	5
第2章 受信機システムの開発	6
2.1 茨城 32 m電波望遠鏡用受信機システムの構成	6
2.2 冷却 Dewar	7
2.2.1 冷却 Dewar の構成	7
2.2.2 円偏波分離器 (ポーラライザー)	8
2.2.3 同軸導波管変換	14
2.2.4 低雑音増幅器 (LNA)	15
2.3 IF 系	20
2.3.1 IF 系の構成	20
2.3.2 並列接続したフィルターによる周波数切り替え	21
2.3.3 ミクサーによる周波数変換	21
第3章 受信機システムの性能評価	24
3.1 受信機システム単体での試験	24
3.1.1 リニアリティ測定	24
3.1.2 Y-factor 法による受信機雑音温度の測定	26
3.2 高萩アンテナを用いたシステムの試験	32
3.2.1 R-sky 法によるシステム雑音温度	32
3.2.2 6.7GHz 帯ファーストライト受信	36
3.2.3 8GHz 帯ファーストライト受信	37
第4章 水滴問題対策	38
4.1 水滴問題の概要	38
4.2 解決策	41
4.3 実験	43
4.3.1 結露防止	43
4.3.2 水滴乾燥	44
4.4 穴の大きさの検証	45

第 5 章	まとめ	46
5.1	本研究の成果	46
5.2	今後の展望	46

第1章 序論

1.1 電波望遠鏡

電波は電磁波の一種である。電磁波は波長によって分類される。最も波長が長く、エネルギーが低い電磁波を電波と呼ぶ。普段肉眼で見ることのできる光は可視光である。

天体観測は古くから可視光で行われてきた。しかし、可視光や他波長でも見えないものを電波で見ることができる。シンクロトン放射、中性水素原子や極低温の分子ガスなどによる放射は電波観測でしか見ることができない。また、電波は波長が長いので、宇宙空間に存在する星間微粒子(ダスト)による吸収を受けずに観測することができる。電波観測では天体の輝度分布などの空間情報だけでなく、スペクトル線の分光観測から天体の速度情報を得ることができる。スペクトル線の静止周波数が分かっている場合、観測された周波数とのズレがドップラー効果によるものであるとすると、視線速度が求められる。ここから、領域内の回転速度、回転以外の運動などを知ることができる。また、観測から領域内の質量を求めることもできる。このように、電波観測から天体の運動や物理量の導出が可能である。

電波を肉眼で見ることにはできないため、天体からの電波を観測するために電波望遠鏡を用いる。電波望遠鏡は大きく分けてアンテナ、受信機、検波器、または分光計、それらを制御しデータを取り込む計算機により構成される。光学望遠鏡と照らし合わせると、レンズや反射鏡に相当するものがパラボラアンテナであり、CCD カメラに相当するものが受信機である。アンテナでは効率よく集光する能力が必要である。アンテナの物理的な開口面積に対して集光に有効な面積の割合を表す量を開口能率という。また、天体を追尾したり、アンテナを天空上で連続的に動かして天体を観測(ラスタースキャン)するために、指向方向を自由に変えられることが求められる。アンテナが、向きたい方向にどの程度正しく向いているかを表す量をアンテナの指向精度という。アンテナで集められた電波は1次放射器(フィード)を介して受信機に入力される。受信機では電波を電氣的な信号に変換し増幅、周波数変換などを行う。天体からの電波は微弱であるため、増幅が必要であり、その検出のために使われる受信機は極めて低雑音であることが要求される。検波器は電氣的に変換された信号をパワーとして検出する。分光計は周波数ごとのパワーとして出力する。受信機は電波望遠鏡の装置の前側に位置するのでフロントエンド、分光計や検波器は後側に位置するのでバックエンドと呼ばれる。

2007 年、日立・高萩に位置する 2 台の衛星通信用アンテナが KDDI より国立天文台に譲渡された。我々はこの 2 台のアンテナを VLBI 観測のための電波望遠鏡への改造、整備を行っている。VLBI 観測については §1.2 に詳しく記述する。

1.2 超長基線干渉計 (VLBI) 観測

1.2.1 VLBI 観測とは

VLBI とは Very Large Baseline Interferometer の略で、日本語では超長基線干渉計と呼ばれる。遠くはなれた複数の電波望遠鏡で同時に観測する手法である。

波長 λ の電波を観測するとき、電波望遠鏡の口径 D と空間分解能 θ の関係は以下のように表される。

$$\theta \sim \frac{\lambda}{D}. \quad (1.1)$$

口径が大きくなるほど θ が小さくなる。つまりアンテナが天体を空間的に分解する能力 (空間分解能) が高くなる。VLBI はこの性質を利用して、複数の電波望遠鏡で同時に観測することで、あたかも 1 台の望遠鏡の口径を大きくしたように空間分解能を高くして観測できる手法である。

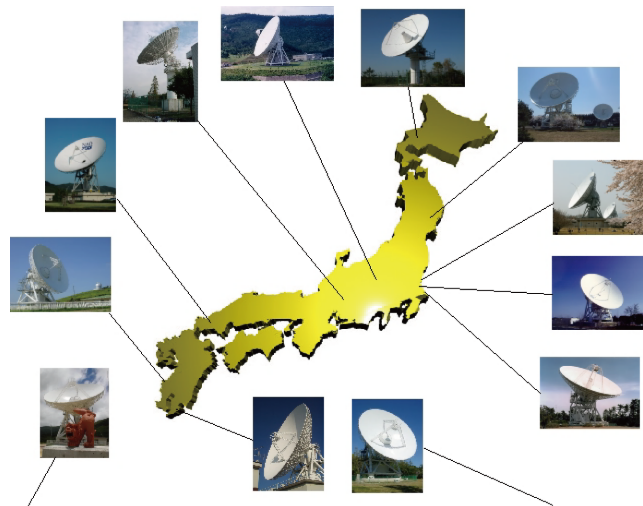


Fig. 1.1: Japanese VLBI Network(JVN) の観測局。大学 VLBI 連携 HP より引用

VLBI の日本でのネットワークを Japanese VLBI Network(JVN) という。JVN での観測周波数は 6.7GHz 帯のメタノールメーザー、8GHz 帯の連続波、22GHz 帯の水メーザーおよび連続波であり、茨城局もこれらの周波数帯での観測が要求されている。

1.2.2 6.7GHz 帯

6.7GHz 帯で観測されるメタノールメーザーは大質量星形成領域のみに付随することが分かっている。メーザーとはレーザーの電波版である。ガス密度の高いところでは粒子同士の衝突が支配的であり、熱平衡状態であるが、粒子数密度の低い希薄な宇宙空間では、粒子同士の衝突よりも自然放射や誘導放射が卓越する場合がある。粒子は外部からの赤外線放射や粒子同士の衝突によって励起される。そこにさらに外部からの放射が入ってくると雪崩的に誘導放射を生じ、入射した放射強度が増幅され、強力な輝線電波放射が観測される。このようなメーザーは宇宙空間の中でも高密度で励起源に近い場所、つまり原始星の近傍等で発生する。非常に強力な放射であるため観測しやすい。また、メーザー放射は以下のような特徴を持つ。

- 強度が局所熱平衡状態に比べて大きい。
- 電波源の広がり極めて小さく点状である。そのため位置天文学ではしばしばメーザースポットと呼ばれる。
- 直線偏光、または円偏光している。
- 線幅は熱運動による線幅よりも小さい場合が多い。
- 電波の位相がそろっている。

6.7GHz 帯は数あるメタノールラインの中で最も明るく、また、メーザー源の中でも水メーザーについて 2 番目に明るい。また、数年のスケールで安定して放射し続けているため、発生領域の力学的運動を継続的に観測することが可能である。6.7GHz 帯は大質量星形成領域の研究をする上で重要な周波数帯と言える。

1.2.3 8GHz 帯

8GHz 帯には VLBI で観測可能な輝線がないため、連続波観測に使用される。連続波の放射機構には、高温の物体から発する黒体放射や、高エネルギーの宇宙線電子が宇宙空間の磁力線に巻きついたときに発するシンクロトロン放射などがある。これらの放射には緩やかな周波数依存性があるので、それらを多波長(電波と X 線など)で観測することにより、若い恒星の周囲の電離領域や、活動銀河核などの天体の物理状態を知ることができる。

1.3 茨城 32m 電波望遠鏡

ケネディ暗殺を日本全国に伝えた、日本衛星通信発祥の地 KDDI 茨城衛星通信センターは、2007 年 3 月にその役割を終え、45 年間に渡る歴史に幕を閉じた。口径 32m の 2 台のパラボラアンテナが国立天文台に譲渡され、我々は電波望遠鏡への改造、整備を進めている。



Fig. 1.2: 茨城局のアンテナ (左：高萩アンテナ、右：日立アンテナ)

アンテナのビーム伝送系はカセグレン・クーデ方式である。カセグレン・クーデ方式とは、主鏡でとらえた光を副鏡でアンテナ中心部に導き、さらに数枚の鏡を用いて経緯台の方位角軸内へ導く

伝送系である。茨城局では、ビームは主鏡、副鏡の他に4枚の鏡で反射されてフィードホーンに送られる (Fig.1.3)。

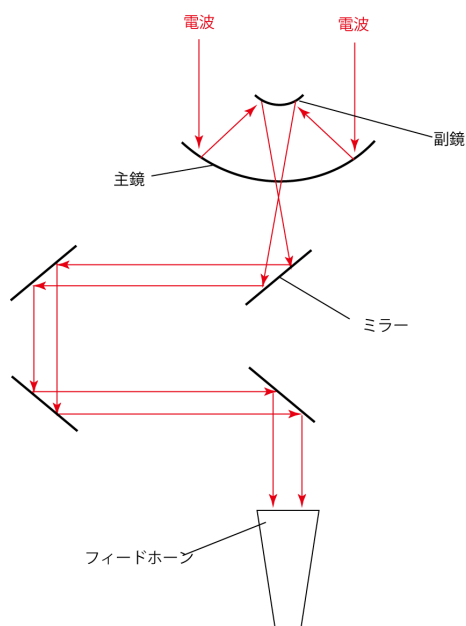


Fig. 1.3: 茨城局のビーム伝送系

フィードホーンは巻き取り室の中央に設置されており、アンテナ方位角が変化しても回転せず固定されている。デュワーはロスを避けるためにフィードホーンの根元に設置し、IF系と電源系もアンテナ動作に依らず固定された場所に設置する (Fig.1.4、1.5)。

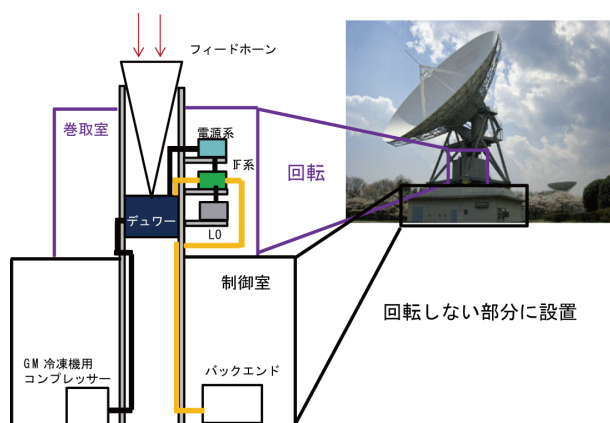


Fig. 1.4: 茨城 32 m鏡の構成

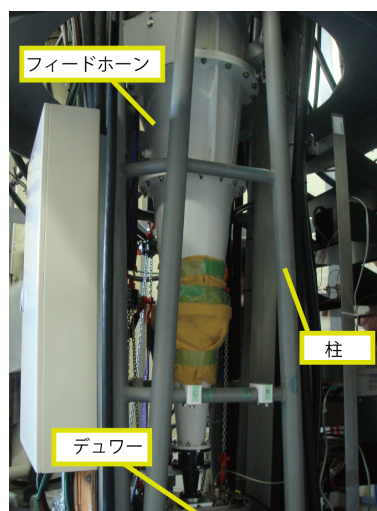


Fig. 1.5: 受信機の位置

受信機で周波数変換された IF 信号は制御室のバックエンド系へと導かれる。

1.4 本研究の目的

我々は VLBI 観測のために、茨城 32 m 電波望遠鏡に搭載する 6.5-8.8GHz 帯の受信機システムの開発を行っている。従来の受信機は 6.7GHz 帯、8GHz 帯それぞれに別の受信機が必要であり、観測の度に載せ替えなければならなかった。しかし、受信機を搭載している場所は非常に狭く受信機の載せ替え作業は大変困難である。また、重量がある受信機を搭載するためには人手が必要である。さらに受信機搭載だけでなく、受信機搭載後の冷却には 10 時間を要するため非常に時間がかかる。このように、観測の度の受信機載せ替えは時間と労力の無駄である。したがって、6.7GHz 帯と 8GHz 帯を一つの受信機で観測することができれば、効率よく 2 つの周波数帯の観測を行うことができる。

本論文では、6.7GHz 帯と 8GHz 帯の両周波数帯の観測が可能な受信機システムの開発について報告する。

第2章 受信機システムの開発

2.1 茨城 32 m電波望遠鏡用受信機システムの構成

茨城 32m 電波望遠鏡高萩アンテナの受信機システムのブロックダイアグラムは Fig.2.1 の通りである。日立アンテナは既に同様の受信機を搭載している。

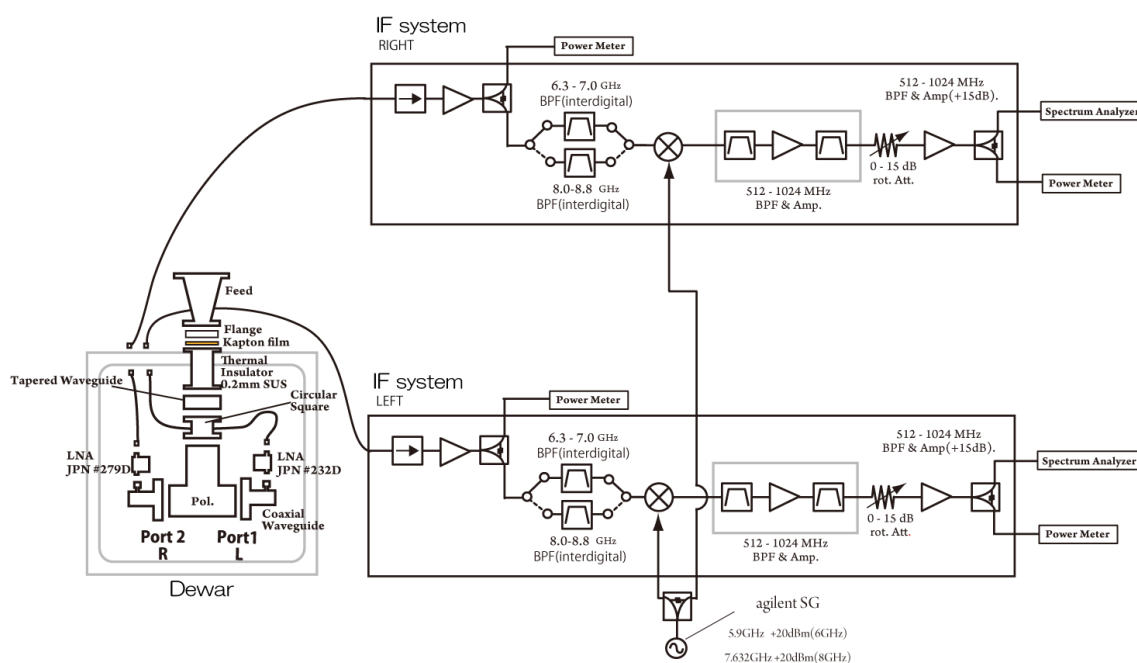


Fig. 2.1: 高萩アンテナ受信機のブロックダイアグラム

11K に冷却された Dewar 内には、初段の低雑音アンプ (LNA) と 6.5-8.8GHz 帯に広帯域化された円偏波分離器 (ポーライザー) 等が搭載されている。電波はポーライザーを用いて左右両偏波に分離された後、同軸導波管変換で電氣的な信号に変えられる。その後 LNA で増幅され、IF 系へと導かれる。

常温の IF 系は左右偏波各 1 つあり、フィルター、ミクサー、増幅器、減衰器が搭載されている。RF 信号は IF 系で 6.3-7.0GHz、8.0-8.8GHz のどちらかのフィルターを通り (スイッチにより選択される)、さらにミクサーで LO 信号と交ぜられてダウンコンバートされる。その後、増幅器 (アンプ)、減衰器 (Att) で強度が調整され、バックエンドへと導かれる。

2.2 冷却 Dewar

2.2.1 冷却 Dewar の構成

冷却 Dewar の模式図は Fig.2.2 の通りである。

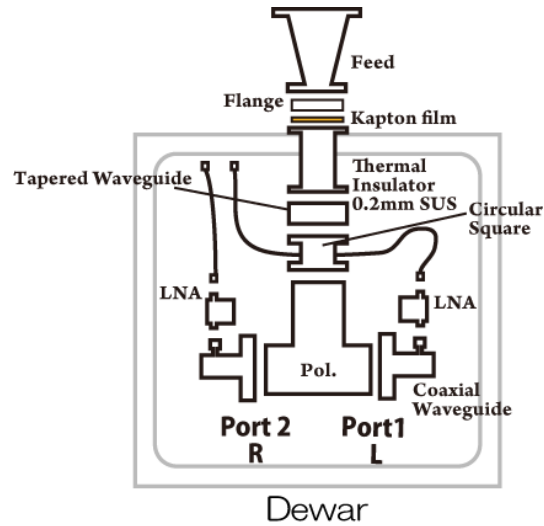


Fig. 2.2: 冷却 Dewar の模式図

Dewar 内の実際の様子を Fig.2.3、Fig.2.4 に示す。

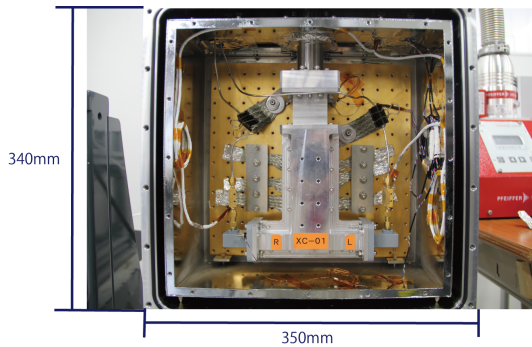


Fig. 2.3: Dewar 内の様子

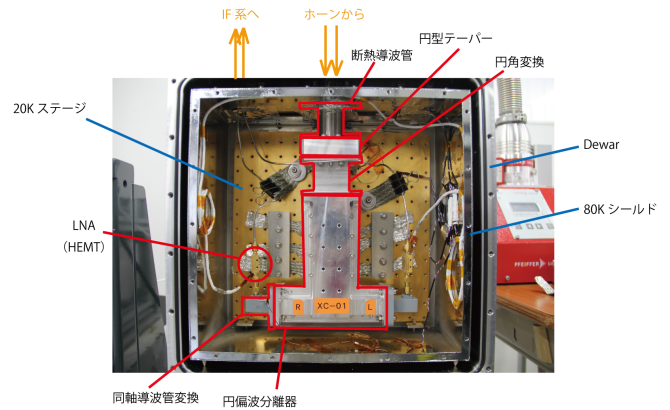


Fig. 2.4: Dewar 内に搭載されているコンポーネント

冷却 Dewar 内には断熱導波管、円型テーパ、円角変換、円偏波分離器 (ポーラライザー)、同軸導波管変換、初段の低雑音アンプ (LNA) が搭載されている。また、低雑音化のため、約 11K に冷却している。

Dewar 内と外気の温度差を緩和させるため、Dewar 内は Dewar と 80K シールドの二重構造になっている。二重構造にすることで温度勾配が緩やかになり、外気の結露を防ぐことができる。80K シールド内には 20K ステージが設置されており、冷凍機によって直接冷却されるのはこの 20K ス

テージである。そのため。もっとも低雑音化を図るべき円偏波分離器と LNA に熱アンカーを引き、発生する熱を 20K ステージへと逃している。

Dewar 内への外からの熱の流入を防ぐため、断熱導波管を電波の入力部分に設置した。断熱導波管を設置しないと、Dewar 内に熱が流入し、Dewar 内が冷却されず雑音が高くなる。

この受信機に搭載した円偏波分離器は元々 VERA¹ 用に開発されていたものであったため、次に述べる円角変換の直径が茨城 32m 鏡のフィードホーンの直径よりも小さい。そこで、緩やかに直径を小さくする円型テーパーを介して広帯域の円偏波分離器に電波を導いている (Fig.2.5)。

円型のビーム伝送系で導いた電波を、方形の円偏波分離器に入力するため、円型テーパーの後に円角変換を設置している。円角変換で導波管の形状が円型から方形へ緩やかに変換されている (Fig.2.6)。

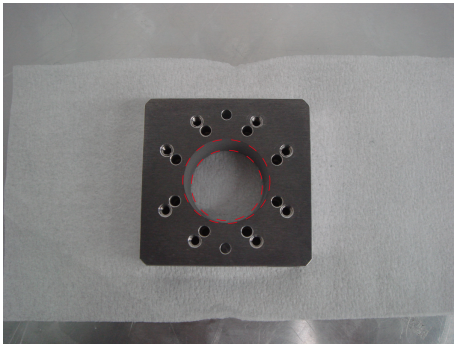


Fig. 2.5: 円型テーパー

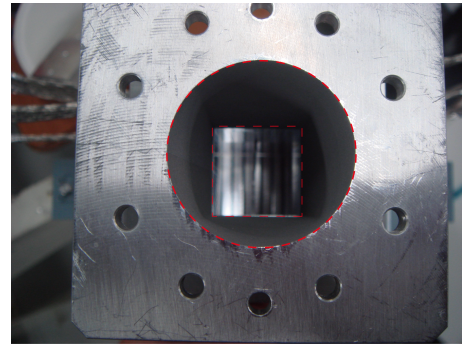


Fig. 2.6: 円角変換

円偏波分離器、同軸導波管変換、LNA については以下で詳しく述べる。

2.2.2 円偏波分離器 (ポーラライザー)

受信機の広帯域化を実現する上で最も鍵となるコンポーネントが円偏波分離器 (ポーラライザー) である。ポーラライザーは円偏波でとらえた電波を左右円偏波に分離する役割を果たす。受信機は原理的にどちらかの偏波しか受信できないので、天体信号を左右円偏波に分離し、それぞれの偏波に対して一台ずつ受信機を設ける必要がある。

偏波 (偏光)

電磁波を構成する電界と磁界は向きが直交しており、電界が分かれば磁界も分かる。ここでは電界についてのみ考える。z 方向に進む電波の電界 E は以下のような式で書ける。

$$\mathbf{E} = \text{Re} \left[E_1 e^{i\delta x} \mathbf{x} + E_2 e^{i\delta y} \mathbf{y} \right] e^{i(\omega t - kz)}. \quad (2.1)$$

このとき電界 $\mathbf{E}$ の x 成分、 y 成分はそれぞれ

¹ 国立天文台の位置天文学専用の干渉計。日本列島及び周辺の島に四つのアンテナを配置して VLBI 観測する装置である。

$$E_x = E_1 \cos(\omega t - kz + \delta_x), \quad (2.2)$$

$$E_y = E_2 \cos(\omega t - kz + \delta_y) \quad (2.3)$$

である。ここで、 ω は角周波数、 k は波数である。また、 δ_x は x 成分の位相因子、 δ_y は y 成分の位相因子であり、この 2 つの差は位相差になる。

$$\delta = \delta_x - \delta_y. \quad (2.4)$$

このときの電界の軌跡は

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} - 2 \frac{E_x E_y}{E_1 E_2} \cos \delta + \frac{E_y^2}{E_2^2} = \sin^2 \delta \quad (2.5)$$

となる。位相差 $\delta = \delta_x - \delta_y$ によって偏波面の回転する方向が異なる。詳細を Fig.2.7 に示す。

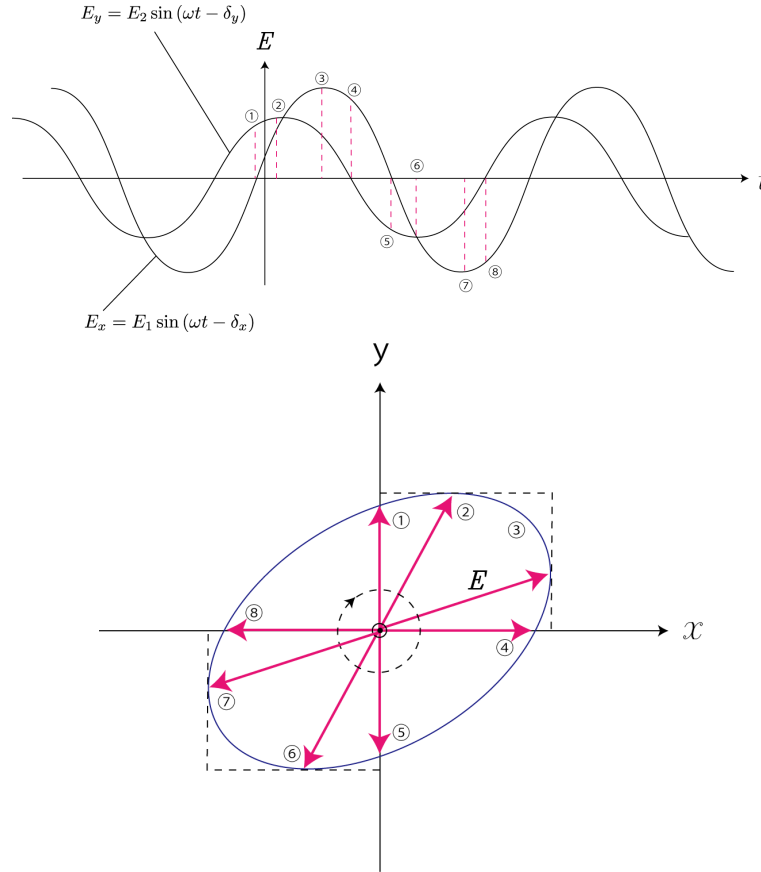


Fig. 2.7: 電界ベクトルが回転する様子 (波の進行方向に向かって見たとき電界が回転する)

Fig.2.7 の上図のように、進行方向 z に向かって E_x と E_y が時間変動していた場合 ($0^\circ \leq \delta_x - \delta_y \leq 180^\circ$)、電界ベクトルは下図のように進行方向に対して楕円の軌道を描く。

このとき、楕円偏波は Fig.2.8 のように定義される。

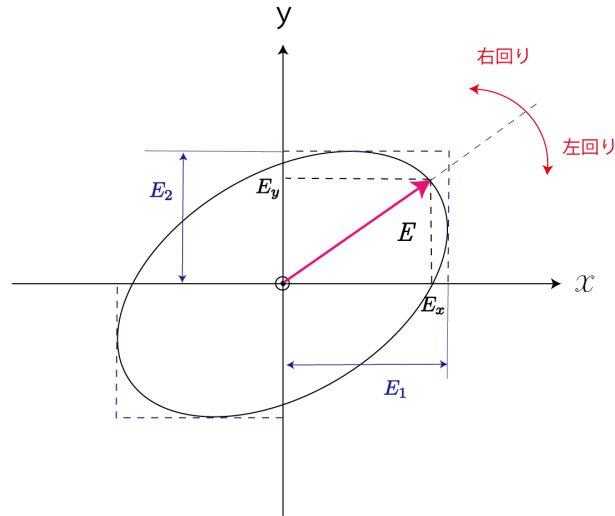


Fig. 2.8: 楕円偏波の定義

式 (2.2)、(2.3) で、 $E_1 = E_2$ かつ $\delta = 90^\circ$ のとき、左回りの円偏波になる。また、 $E_1 = E_2$ かつ $\delta = -90^\circ$ のとき、右回りの円偏波になる。このように進行方向に対して左回転を左円偏波 (LHCP)、右回転の円偏波を右円偏波 (RHCP) という。

ポーラライザーの原理

前述したように、円偏波は E_x と E_y の位相差が $\pm 90^\circ$ である。この円偏波を受信するためにはこの位相差をなくし、直線偏波にする必要がある。また、 x 成分に対し、 y 成分偏波面を 90° ずらすことで右円偏波と左円偏波を分けて取り出すことができる。茨城 32 m 鏡ではセプタム型ポーラライザーを用いてこれを行っている。

セプタム型ポーラライザーは Fig.2.9 のような構成である。円偏波を分離するセプタム部、導波管の向きを 90° 変えるバンド部、出力導波管のサイズを標準サイズに変更するステップ部からなる。

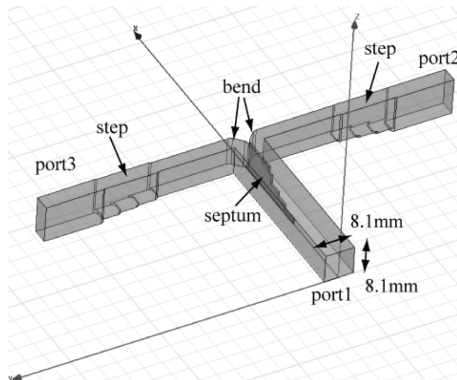


Fig. 2.9: ポーラライザーの構成 [5]

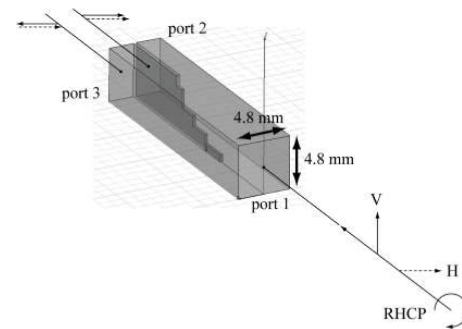


Fig. 2.10: セプタム部に円偏波を入力した場合の電界ベクトルの変化 [5]

ポーラライザー内で左右円偏波を分離しているのは導波管の真ん中に位置する階段状のセプタム

である。セプタムを搭載している部分をセプタム部という。また、導波管の真ん中に進行方向に伸びる突起がある導波管をリッジ導波管という。セプタム部はリッジ導波管の多段接続である。

セプタム部において、Fig.2.10 のように V(垂直) 方向と H(水平) 方向を定義する。V 方向の電界はリッジ導波管に入力されると H 方向の電界に比べて位相が 90° 遅れる。その性質を利用し、セプタム部では V 方向の位相を 90° 遅らせることで入力した円偏波を直線偏波に直している。(Fig.2.11(a)(b))。

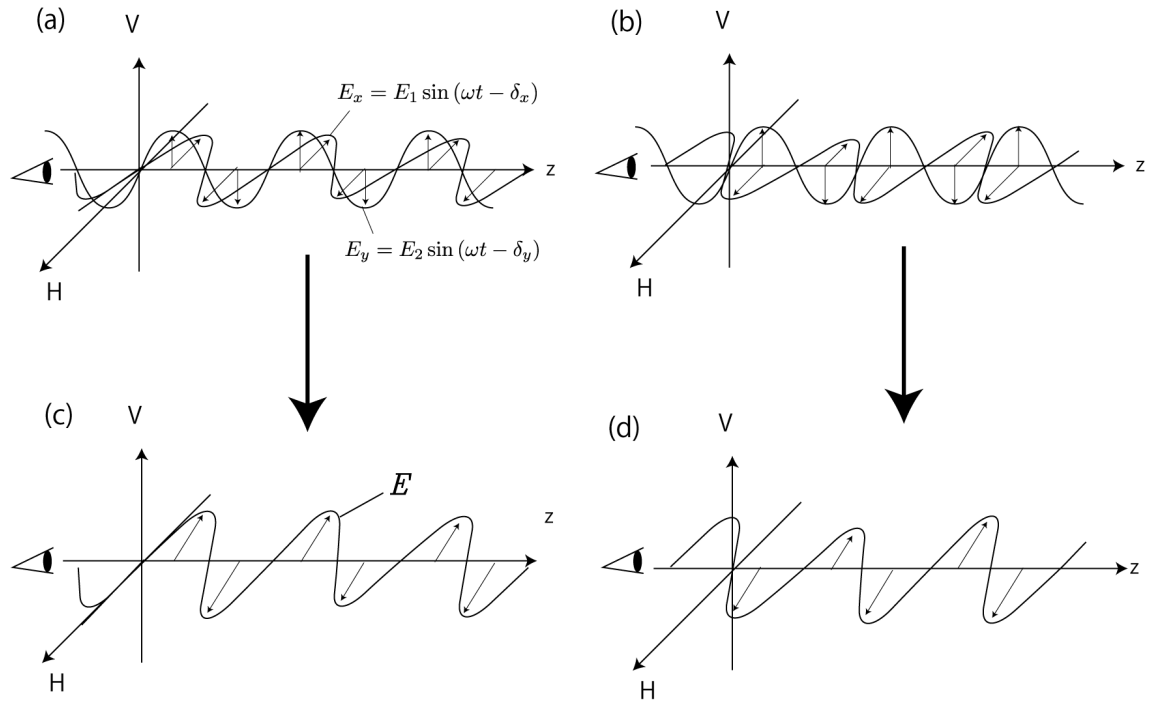


Fig. 2.11: セプタム部での電界ベクトルの変化 (偏波面) (a) 円偏波から V 方向の位相を 90° ずらしたときの左偏波 (b) 円偏波 から V 方向の位相を 90° ずらしたときの右偏波 (c)(a) から V 方向の偏波面を 90° ずらしたときの左偏波 (d)(b) から V 方向の偏波面を 90° ずらしたときの右偏波

また、同時に V 方向の偏波面を 90° ずらすことで、左右偏波を分離している (Fig.2.11 (c)(d))。具体的には Fig.2.12 のようにセプタムにより電界が変化し、V 成分が H 成分に合成される。これはセプタムの先端に電界が集まり、反射現象を起こすためである。階段状のセプタムを設けることにより、段階的に V 方向の電界を変化させることができる。

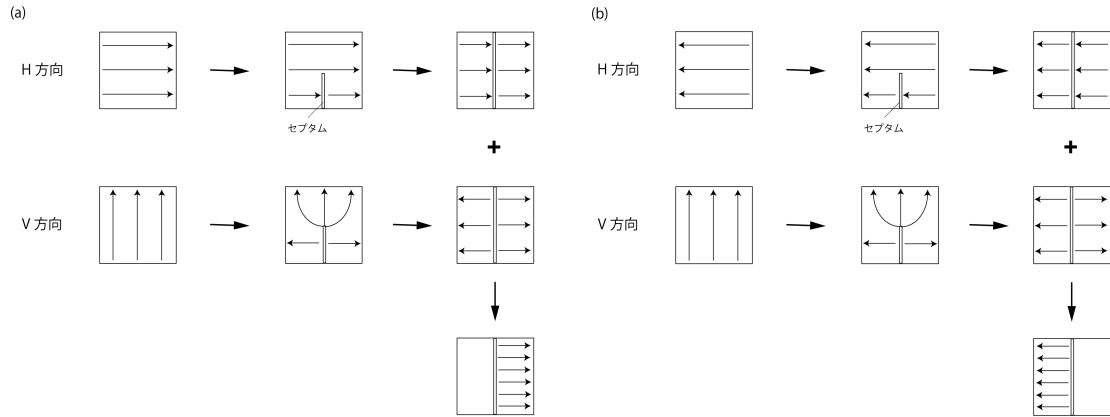


Fig. 2.12: セプタム部での電界ベクトルの変化 (反射面)[6]

茨城 32m 鏡用ポーラライザーの特性

大阪府立大学の松本らによって開発された茨城 32m 鏡用のポーラライザーは、Fig.2.13 のような形をしている。

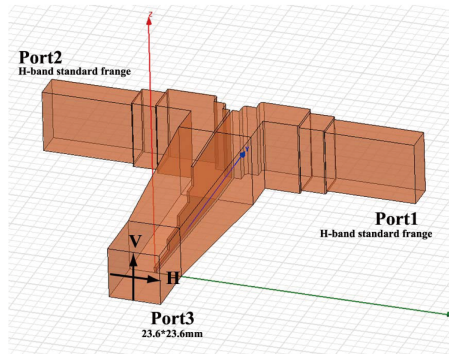


Fig. 2.13: 茨城 32 m鏡用ポーラライザー [6]

入力導波管に対し、出力導波管の方が大きく設計されている。一般にポーラライザー内では共振が起きてしまうが、このように入力導波管サイズと出力導波管サイズを変えることで共振周波数の位置を調節することができる。茨城局に必要な周波数は 6.7GHz 帯、8GHz 帯であるので、7.5GHz 付近に共振周波数を持つてくることで、6.7GHz 帯と 8GHz 帯での共振をなくし、擬似的に広帯域化を実現した。これにより、従来のポーラライザーであれば比帯域は約 20%であったのに対し、このポーラライザーでは約 30%を可能とした(ただし、7.5GHz 付近は共振のため使用できないので、あくまでも擬似的にである)。比帯域とは、周波数帯域を中心周波数で割ったものである。

$$\text{比帯域} = \frac{\Delta\nu}{\nu} \times 100. \quad (2.6)$$

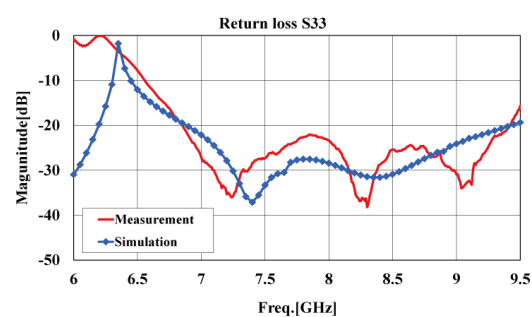
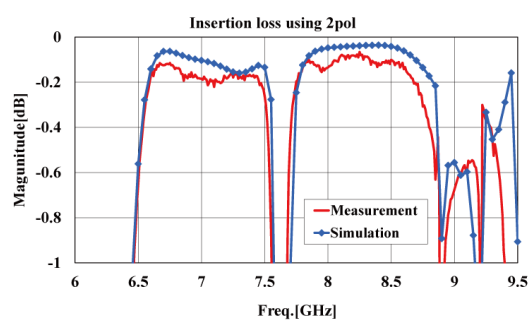
茨城局の場合、ポーラライザーの周波数帯域は 6.5-8.8GHz であるので $\Delta\nu = 2.3\text{GHz}$ 、中心周波数

は 7.65GHz、したがって比帯域は約 30%となる。

松本らがポーラライザーの電気特性を測定した結果を Fig.2.14 に示す。青線がシミュレーション結果、赤色が実際の測定結果である。(a) はインサージョンロス (挿入損失) で、入力値に対して出力値が損失している量を表す。これは損失が少ないほど性能がいいと言えるので、0dB に近い値ほど良い。(b) はリターンロス (反射損失) と言い、ポーラライザー内で反射された電波が混ざる量を表す。反射が大きいほどノイズが混じってしまうので、リターンロスは少ないほどよい。具体的には、-20dB 以下が望ましい。(c) はアイソレーションロスで、二手に分かれているポーラライザーの一方に、もう一方の信号が混ざる量である。これも反射と同じく、大きいほどノイズが大きくなるため、小さい程良い。これも -20dB 以下が望ましい。(d) は入力信号と出力信号の位相差を表す。ポーラライザーでは円偏波を直線偏波に直すために位相を 90° ずらすので、 90° に近いほど良い。

(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

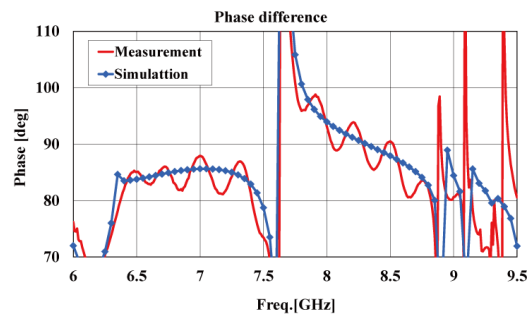
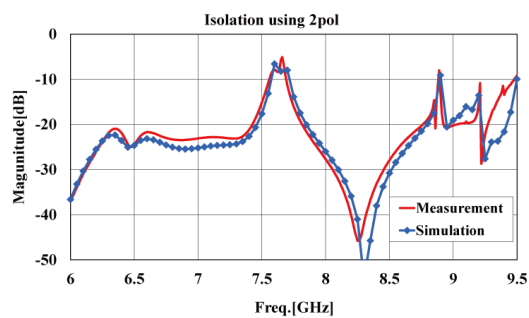


Fig. 2.14: 茨城 32m 鏡用ポーラライザーの電気特性

インサージョンロスとアイソレーションロスは2つのポーラライザーをつなげて測定したが、最終的にポーラライザー1つあたりの値に直している。このポーラライザーは観測周波数 (6.3-7.0GHz、8.0-8.8GHz) においてインサージョンロス = -0.2dB、リターンロス = -20dB 以下、アイソレーションロス = -20dB、位相差約 90° を実現している。

2.2.3 同軸導波管変換

同軸導波管変換 (CW:Coaxial Waveguide) はこれまで波として運ばれてきた電波を電氣的な信号に変換する役割を果たす。同軸導波管変換には矩形導波管を用いている。矩形導波管の短辺に平行な電界ベクトルを持つ電界を TE_{10} モードという。矩形導波管の基本モードは TE_{10} モードである。

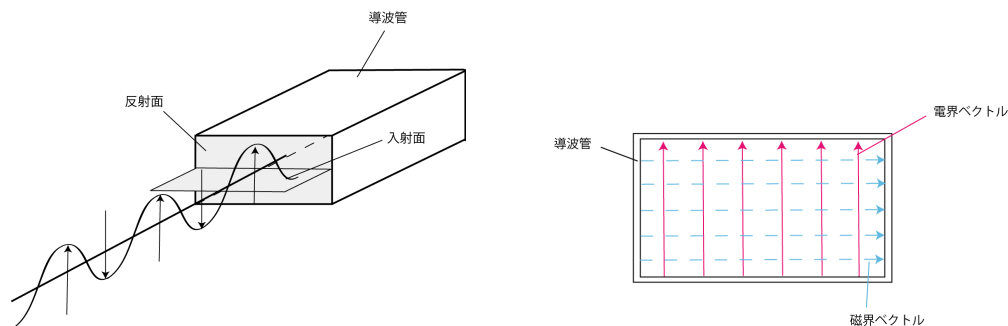


Fig. 2.15: TE_{10} モードモデル 左：導波管入射時の電界ベクトル 右：導波管入射後の電界ベクトル、磁界ベクトル

Fig.2.15 の左図ように入射面に対して垂直な電界を持つ波は、自由空間から導波管に入ると右図のような電界と磁界で導波管に導かれる。詳細を以下の図に示す。

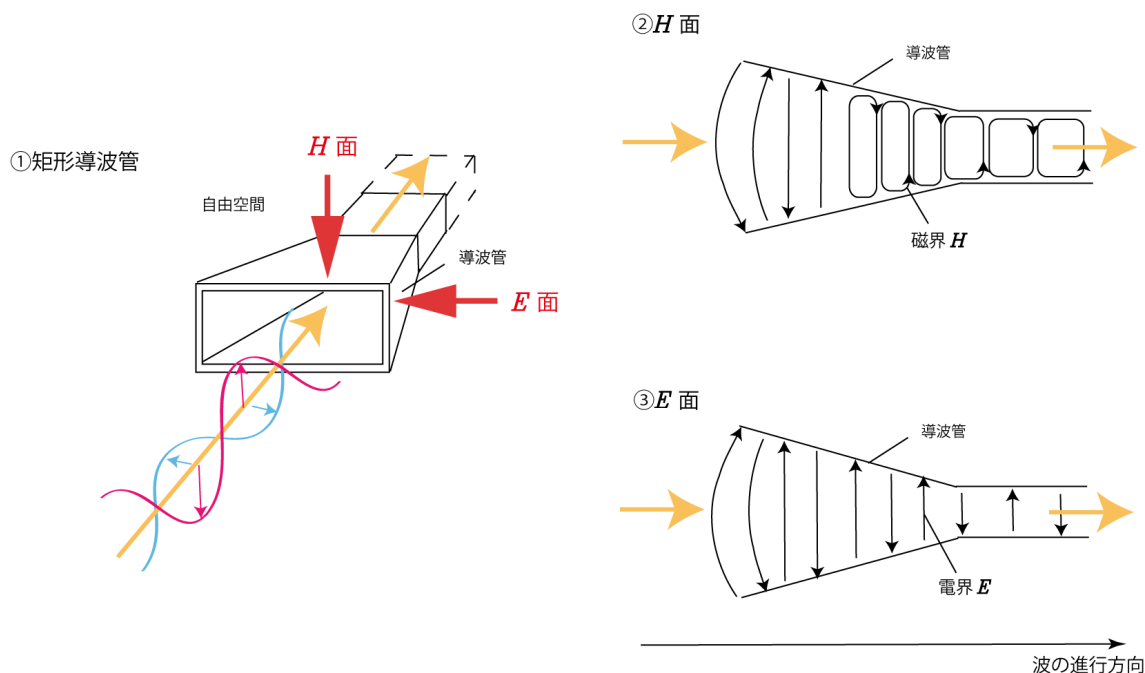


Fig. 2.16: フィードホーン内の電界と磁界の様子

Fig.2.16 の①は矩形導波管である。自由空間から矩形導波管に導かれた電磁波はその振る舞いを変える。 TE_{10} モードでの磁界は②のようにループ状になり、進行方向にも成分がある。③は電界の様子である。 TE_{10} モードでの電界は、進行方向に成分はない。

同軸導波管変換では矩形導波管内の上面からプローブを挿入している。このプローブがアンテナとなり、電磁界は電気信号として同軸ケーブル内に導かれる (Fig.2.17)。また、上面のプローブと下面のネジの位置を調節し、導波管内の波を効率よく同軸ケーブルに導いている。

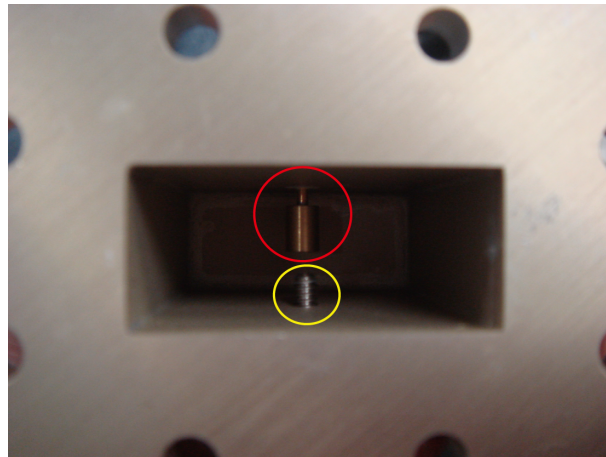


Fig. 2.17: 実際の同軸導波管内 赤：プローブ 黄：調節用ネジ

そして後段の LNA へと伝送される。

2.2.4 低雑音増幅器 (LNA)

初段回路の重要性

LNA とは Low Noise Amplifier の略で、非常に低雑音で信号の増幅ができるため、受信機の初段に用いられる。受信機初段回路は低雑音にする必要がある。アンプを例にして考えてみる。

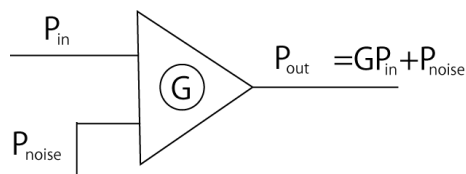


Fig. 2.18: アンプ単体の動作モデル

Fig.2.18 のように、実際のアンプは入力信号を G 倍したものに雑音 (ノイズ) を加えてしまう。入力信号、出力信号のある帯域幅あたりのパワーをそれぞれ P_{in} 、 P_{out} とおくと、

$$P_{out} = GP_{in} + P_{noise} = G \left(P_{in} + \frac{P_{noise}}{G} \right). \quad (2.7)$$

ここで P_{noise} はアンプ自身が発生する雑音のパワー、 G はアンプの増幅率 (ゲイン) である。式 (2.7) から、 $\frac{P_{noise}}{G}$ が入力信号 P_{in} に対して加わる正味のノイズであることが分かる。アンプはこの $\frac{P_{noise}}{G}$ が小さいほどノイズが小さく、性能が良いと言える。

増幅器を複数連結する場合、各増幅器のゲインが1より十分に大きいときは後段の回路の雑音は系全体にほとんど影響はなく、初段の回路の雑音が最も重要である。簡単のためにアンプを2つ連結した例をとって考えてみる。

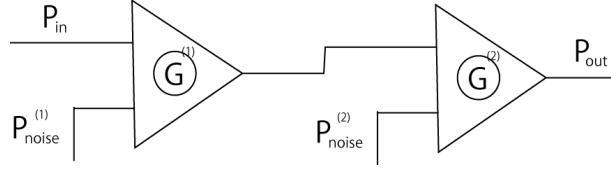


Fig. 2.19: アンプ2つ連結した場合の動作モデル

1 段目、2 段目のアンプのゲイン、雑音のパワーをそれぞれ $(P_{\text{noise}}^{(1)}, G^{(1)})$ 、 $(P_{\text{noise}}^{(2)}, G^{(2)})$ とすると、式 2.7 より

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= G^{(2)} \left(G^{(1)} P_{\text{in}} + P_{\text{noise}}^{(1)} + \frac{P_{\text{noise}}^{(2)}}{G^{(2)}} \right) \\ &= G^{(1)} G^{(2)} \left(P_{\text{in}} + \frac{P_{\text{noise}}^{(1)}}{G^{(1)}} + \frac{P_{\text{noise}}^{(2)}}{G^{(1)} G^{(2)}} \right). \end{aligned} \quad (2.8)$$

n 個のアンプを連結すると

$$P_{\text{out}} = (G^{(1)} \dots G^{(n)}) \times \left(P_{\text{in}} + \sum_{k=1}^n \frac{P_{\text{noise}}^{(k)}}{G^{(1)} \dots G^{(k)}} \right). \quad (2.9)$$

式 (2.8)、(2.9) を見ると、入力信号に対して1 段目のアンプのノイズが最も効いてくることが分かる。茨城 32m 鏡の受信機で使用するアンプのゲインは $G \gg 1$ であるので、 $P_{\text{noise}}^{(2)}$ の項よりも $P_{\text{noise}}^{(1)}$ の項の寄与の方が圧倒的に大きい。

以上から、受信機の初段のアンプを低雑音にする必要がある。

HEMT

茨城 32m 鏡ではこの初段アンプに JPL 製の HEMT を使用している。HEMT とは High Election Mobility Transistor の略で高電子移動度トランジスタと呼ばれる。電界効果トランジスタ (FET: Field-Effect Transistor) の一種で、HEMT トランジスタを使用した増幅器である。

FET は Fig.2.20 のように、 n 型半導体の両端にドレイン、ソースの電極を置き、その真ん中にゲート電極として p 型半導体を設置している。ゲート電極部分は pn 接合なので、逆方向電圧をかけると空乏層ができ、ソース-ドレイン間の電流が制限される。トランジスタはソース-ドレイン間に順方向に一定の電圧が与えられたときのみ動作するので、あらかじめある程度の電圧を与える (バイアス进行ける) ことにより、入力信号が負になっても、ソース-ドレイン間には常に順方向の電圧がかかることになり、入力信号のわずかな変化を大きな変化として出力させることができる (増幅作用)。

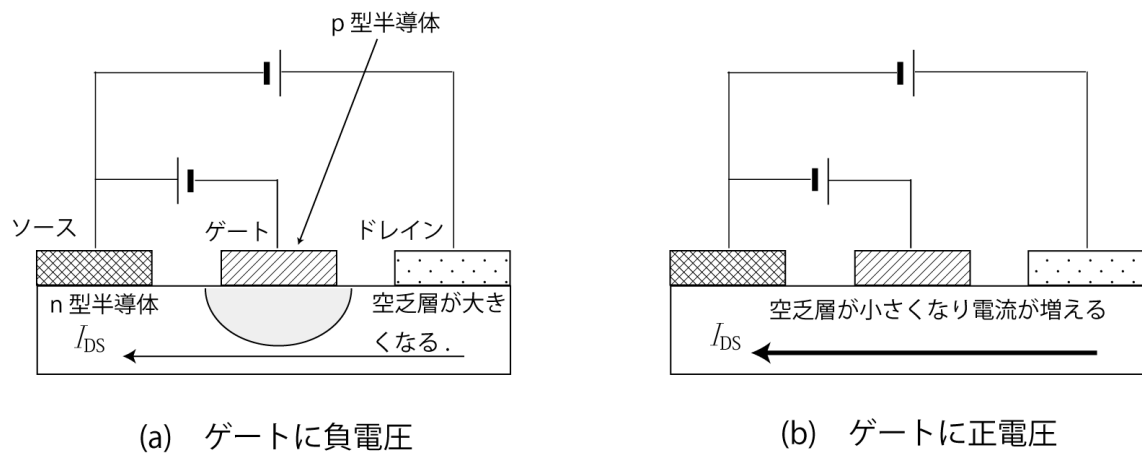


Fig. 2.20: 電界トランジスタ (FET) の構造と動作。[1]

この HEMT は電子移動度を向上させているため低電圧低電流で動作するので、低雑音になっている。また茨城 32m 鏡では約 11K に冷却することでさらに低雑音化を図っている。

Fig.2.21 は実際に高萩アンテナに搭載した HEMT である。また、Fig.2.22、Fig.2.23 はその 300K、20K における性能表である。

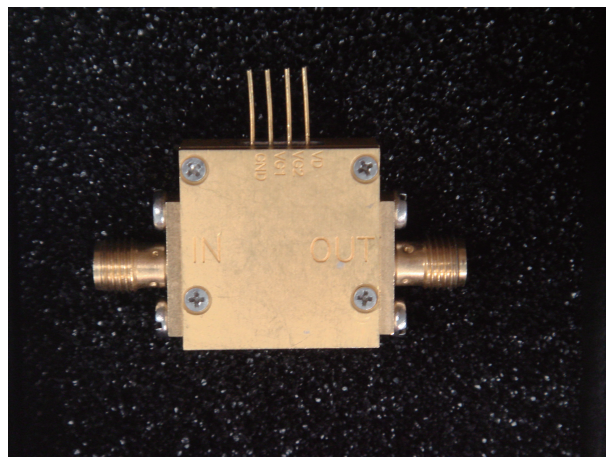


Fig. 2.21: 高萩アンテナに搭載した HEMT

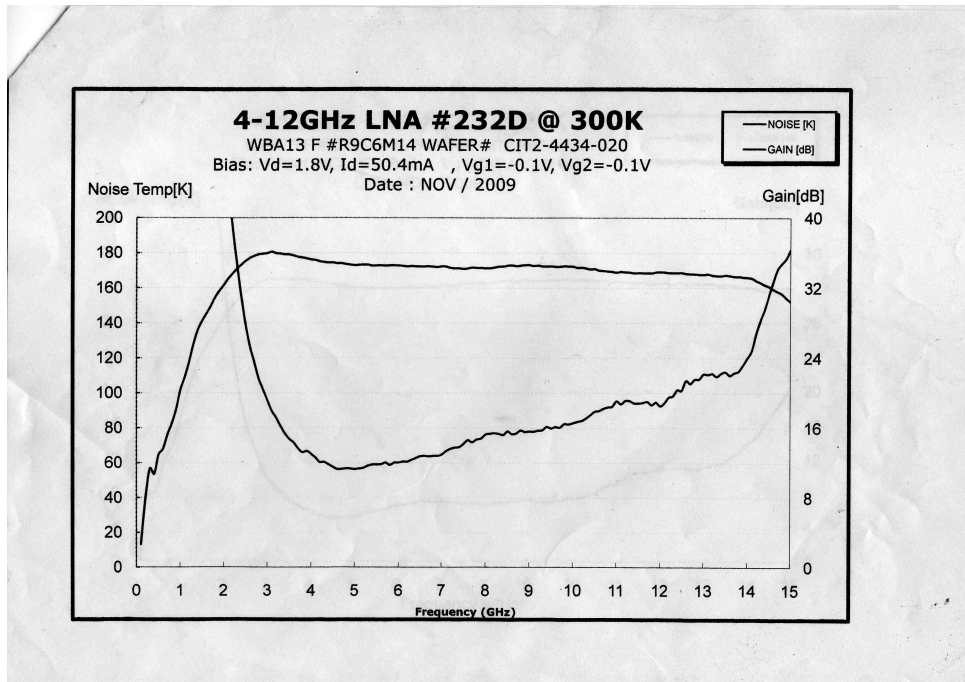


Fig. 2.22: HEMT232 の 300K における性能表

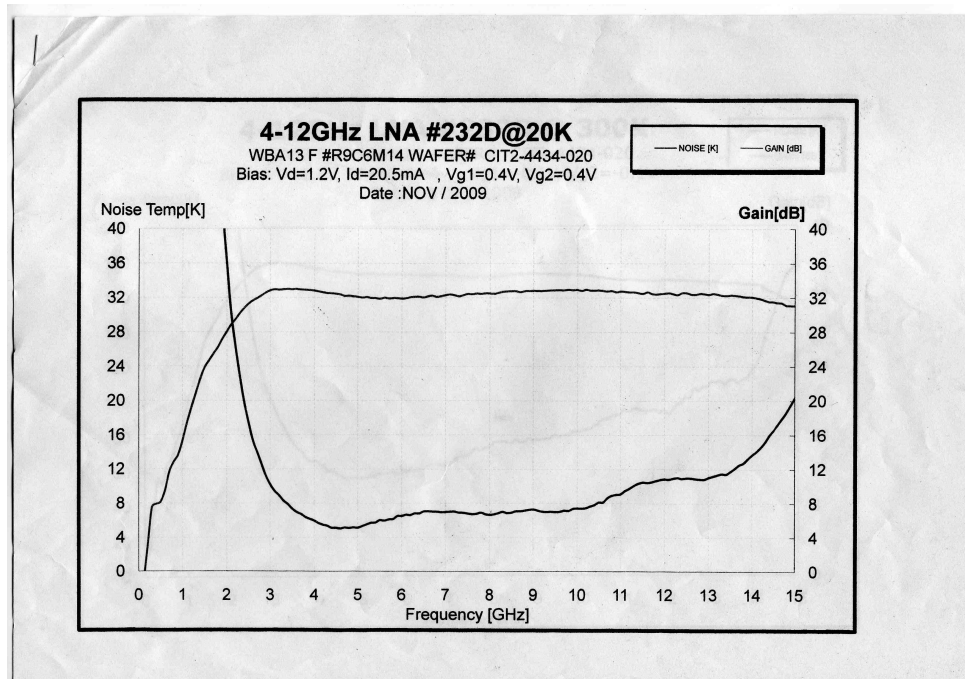


Fig. 2.23: HEMT232 の 20K における性能表

この HEMT は 20K の環境下において、我々の使用する周波数 6-9GHz 帯では雑音温度 8K 以下、ゲイン 30dB 以上である。非常に低雑音で 30dB 以上の増幅が可能な高性能アンプである。

この HEMT にかけるバイアスは、バイアスボックスで制御している。Fig.2.24 のように配線し、Fig.2.25 のバイアスボックスで HEMT にかけるバイアスを調節する。性能表に従い、テスターを見ながらマイナスイドライバーでかける電圧の値を調節する。

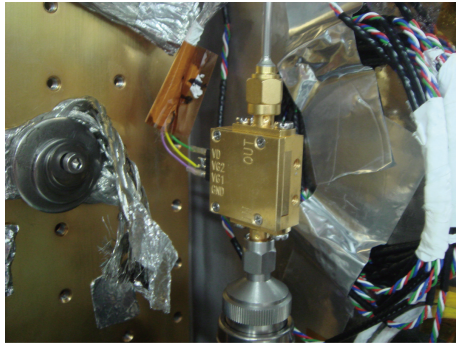


Fig. 2.24: HEMT の配線



Fig. 2.25: バイアスボックス

2.3 IF 系

2.3.1 IF 系の構成

左右円偏波に一台ずつ IF 系を設けることで左右両円偏波同時受信を可能としている。IF 系はミクサー、フィルター、増幅器 (アンプ)、減衰器 (Att:Attenuator) からなる。まずミクサーを用いて周波数変換を行い、低周波に変換する (ダウンコンバート)。次にフィルターで通す周波数を制限する。このフィルターは 6GHz 帯と 8GHz 帯のフィルターを並列に接続することで、スイッチ操作で周波数の選択を可能とした。

さらに強度の調節を行うためにアンプ、Att を設置した。前後を 512-1024MHz のフィルターで挟んだアンプで ~30dB の増幅をしている。その後段の Att はスイッチ操作により 0-15dB 可変であるため、強度の微調整が可能である。さらに+15dB のアンプを接続し (このアンプの前後にフィルターはない)、後段の分光系へと導いている。

Fig.2.26 は IF 系のブロックダイアグラム、Fig.2.27 は実際の IF 系の写真である。

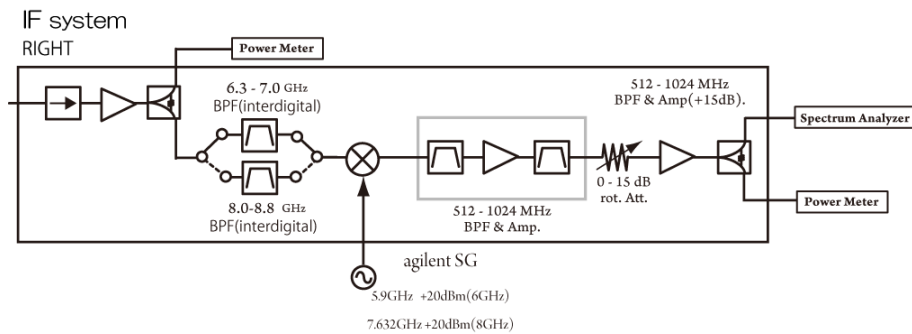


Fig. 2.26: IF 系ブロックダイアグラム

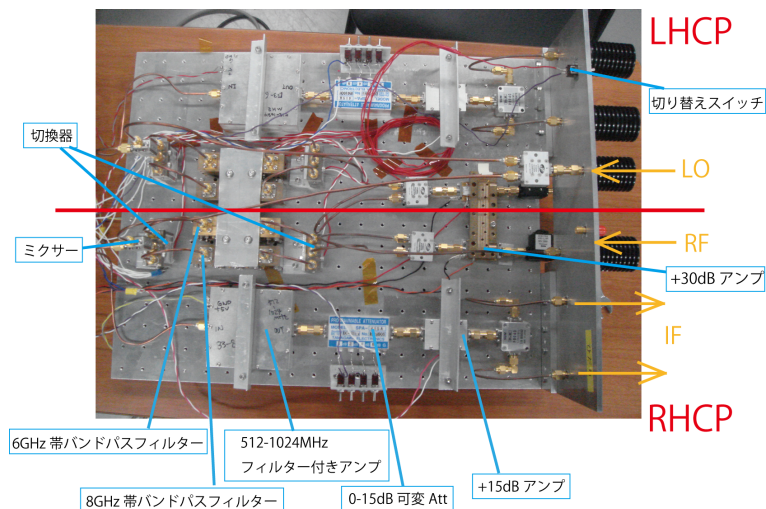


Fig. 2.27: 実際の高萩アンテナの IF 系

2.3.2 並列接続したフィルターによる周波数切り替え

IF 系では Fig.2.26、2.27 のように、6GHz 帯と 8GHz 帯のバンドパスフィルターを並列に接続することにより、切り替えスイッチで受信周波数の切り替えを可能とした。

Fig.2.27 のように 2 つのバンドパスフィルターを切替器を用いて並列に接続した。切替器は 12V 電源を使用し、切り替えスイッチによりその電圧の ON/OFF の切り替えを可能としている。

バンドパスフィルター

フィルターとは RC 回路からなり、交流回路の一種で、ある特定の周波数帯域のみの交流を透過する性質を持つ回路のことである。ある周波数から下の周波数を通すフィルターをローパスフィルター (Low Pass Filter)、上の周波数を通すフィルターをハイパスフィルター (High Pass Filter) という。バンドパスフィルター (Band Pass Filter) はローパスフィルターとハイパスフィルターの組み合わせで、ある周波数幅のみを通すフィルターのことである。

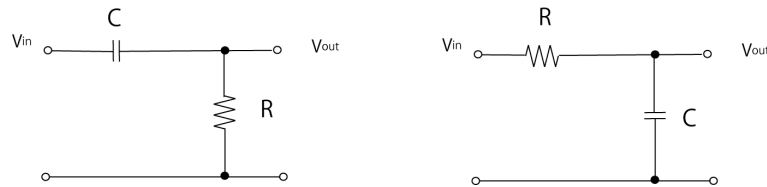


Fig. 2.28: フィルターとして動作する RC 回路 (左：ハイパスフィルター、右：ローパスフィルター)

Fig.2.28 は最も簡単なフィルター回路の例である。ハイパスフィルターの電圧利得の周波数特性は

$$\frac{|V_{out}|}{|V_{in}|} = \sqrt{\frac{(2\pi f)^2 C^2 R^2}{1 + (2\pi f)^2 C^2 R^2}} \quad (2.10)$$

である。ここで、 f は周波数、 R は抵抗値、 C はコンデンサーの電気容量である。低い周波数ほど透過され難いことが分かる。つまり高周波のみを透過するフィルターとなる。

一方、ローパスフィルターの電圧利得の周波数特性は

$$\frac{|V_{out}|}{|V_{in}|} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f RC)^2}} \quad (2.11)$$

と書ける。高い周波数ほど透過され難いことが分かる。つまり、低周波のみを透過するフィルターの働きをする。

ある周波数を越える、あるいは下回ると回路に入力されるパワーに対して出力が減衰する周波数(波長)をカットオフ周波数(カットオフ波長)という。カットオフ波長を調節することで、取り出したい波長のローパスフィルター、ハイパスフィルターを作ることができる。

2.3.3 ミクサーによる周波数変換

天体信号は装置で扱うには非常に高周波であるため、ミクサーを用いて周波数変換を行っている。茨城 32m 鏡の IF 系では、ヘテロダイン方式により観測周波数から中間周波数にダウンコンバートしている。これが 1st ダウンコンバーター (DC) である。

ヘテロダイン方式

本受信機では、ヘテロダイン方式を用いて差周波分を取り出している。ヘテロダイン方式とは観測周波数 (RF:Radio Frequency) 信号に局部発信器 (LO:Local Oscillator) 信号を交ぜ、周波数変換を行う方法である。これにより取り出した信号を中間周波数 (IF:Intermediate Frequency) 信号という。ヘテロダイン差周波の式は式 (2.12) の通りである。

$$\nu_{IF} = |\nu_{RF} - \nu_{LO}| \quad (2.12)$$

取り出される RF 信号は、絶対値であるので2つの ν_{RF} が取り出される。式 (2.12) を変形すると、

$$\nu_{RF} = \nu_{LO} \pm \nu_{IF} \quad (2.13)$$

となる。このとき、和で取り出される RF 信号を USB(Upper Side Band)、差で取り出される RF 信号を LSB(Lower Side Band) という。

本受信機ではミクサーの前端にフィルターを設置することで USB のみを取り出している。6GHz 帯では観測周波数 6.668GHz を 6.3-7.0GHz のフィルターを通し、5.9MHz の LO 信号を交ぜることによって 512-1024MHz の信号に周波数変換している。8GHz 帯でも同様に、観測周波数 8.4GHz を 8.0-8.8GHz のフィルターを通し、7.632GHz の LO 信号を交ぜて 512-1024MHz にダウンコンバートしている。LO 信号の周波数は、6.7GHz 帯、8GHz 帯ともに中心周波数が 768MHz になるように決めている。

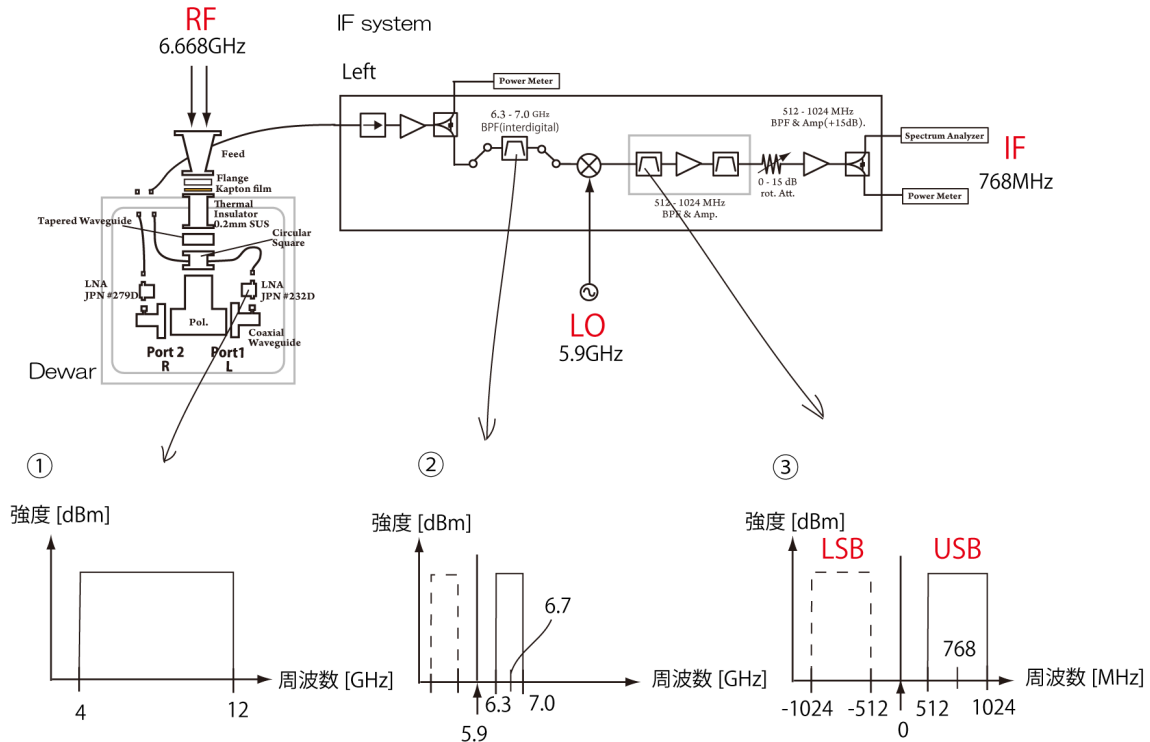


Fig. 2.29: 6GHz 帯のヘテロダイン方式による周波数変換

Fig.2.29 は受信機全体での信号の流れを示した図である。以下では簡単のため、6GHz 帯の LHCP

についてのみ考える。まず、①のように初段の HEMT の帯域は 4-12GHz である。次にフィルターによって、②のように 6.3-7.0GHz の信号のみが通ってくる。後段のアンプの帯域が 512-1024MHz であるため、ミクサーで 5.9GHz の LO 信号を交ぜることにより、入力信号の 5.9GHz を 0Hz として出力させる。すると、②で 6.3-7.0GHz の信号のみを通してあるので、③のように USB のみを得ることができる。このように本受信機では、6.7GHz 帯、8GHz 帯ともに中心周波数が 768MHz となる USB 信号のみを受信している。本受信機のように USB、LSB どちらかのみを受信している受信機を SSB(Single Side Band) 受信機という。また、どちらも交ぜて受信している受信機を DSB(Double Side Band) 受信機という。

LO 信号には信号発生器 (SG:Signal Generator) を使用し、1 台の SG の信号を LHCP、RHCP 2 台の IF 系に用いている。

第3章 受信機システムの性能評価

3.1 受信機システム単体での試験

3.1.1 リニアリティ測定

受信機は入力した信号に対して、比例した出力信号が得られなければならない。これを装置の線形性(リニアリティ)という。入力信号強度 x と出力信号強度 y の関係が a を定数として $y = ax$ であるとき、リニアリティが保たれているという。また、増幅器が許容範囲を越えて信号を受けた場合、入力した信号に対し十分な出力を得られない。この状態を、サチュレーションという。装置がサチュレーションを起こさない範囲で信号を処理しなければならないため、リニアリティ測定を行う必要がある。

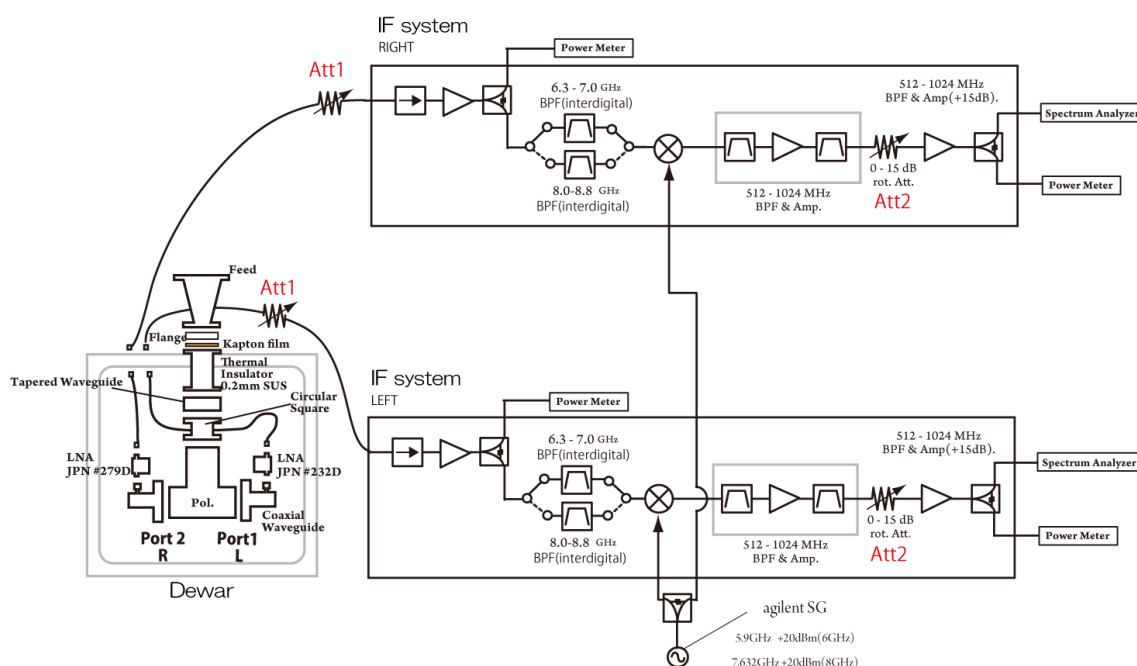


Fig. 3.1: リニアリティ測定ブロックダイアグラム

Fig.3.1 のように Dewar と IF 系の間に可変 Att を入れ、Att1 とし、IF 系内の可変 Att を Att2 とした。Att2=0、3、8、12dB に固定し、Att1 を 0-30dB まで変化させたとき、それぞれの範囲でリニアリティが保たれているかを測定した。LO 信号は周波数を 6GHz 帯で 5.9GHz、8GHz 帯で 7.632GHz に固定し、強度を+13dBm とした。測定は常温で行った。結果は以下の通りである (横軸:Att1 の値、縦軸:パワーメーターの出力)。

6GHz 帯

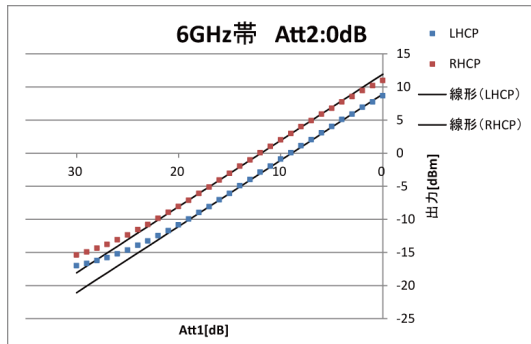


Fig. 3.2: Att2=0dB に固定したときの 6GHz 帯における受信機のリニアリティ

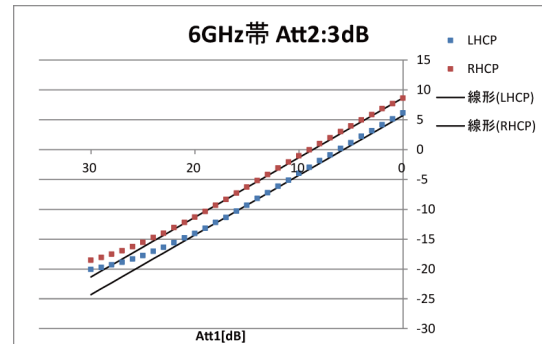


Fig. 3.3: Att2=3dB に固定したときの 6GHz 帯における受信機のリニアリティ

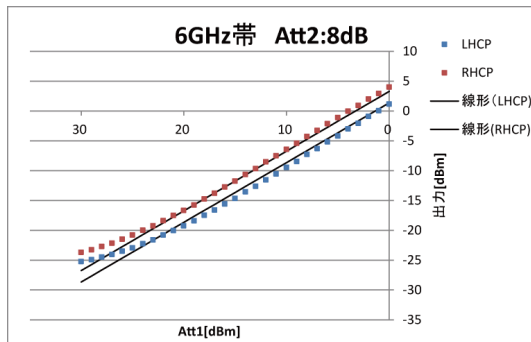


Fig. 3.4: Att2=8dB に固定したときの 6GHz 帯における受信機のリニアリティ

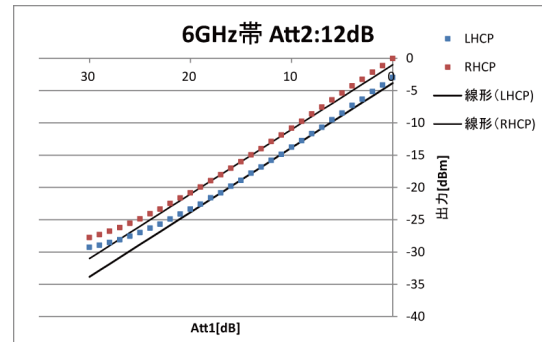


Fig. 3.5: Att2=12dB に固定したときの 6GHz 帯における受信機のリニアリティ

8GHz 帯

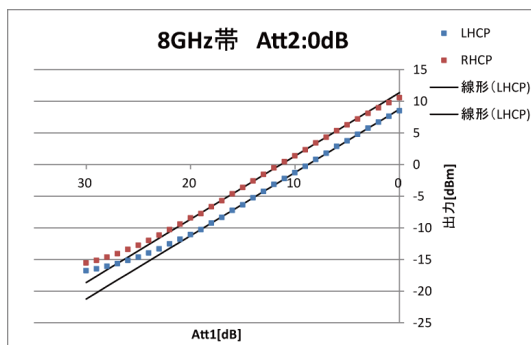


Fig. 3.6: Att2=0dB に固定したときの 8GHz 帯における受信機のリニアリティ

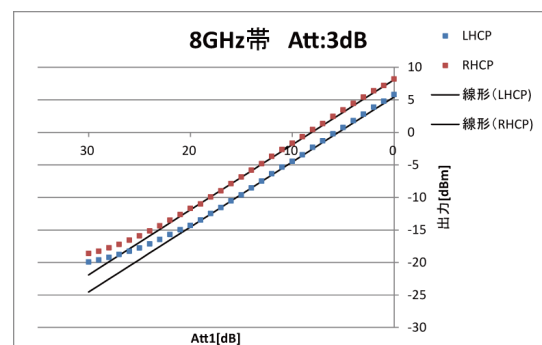


Fig. 3.7: Att2=3dB に固定したときの 8GHz 帯における受信機のリニアリティ

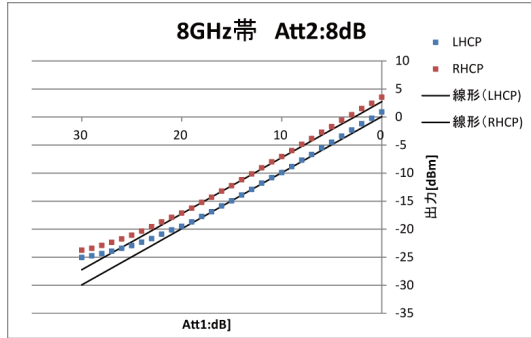


Fig. 3.8: Att2=8dB に固定したときの 8GHz 帯における受信機のリニアリティ

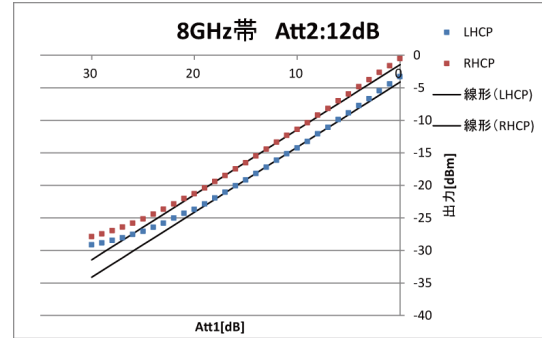


Fig. 3.9: Att2=12dB に固定したときの 8GHz 帯における受信機のリニアリティ

この試験では Att1 を 1dB 入れたときに出力が ~1dB 変化していればリニアリティが保たれていると判断した。フィッティングさせた直線 (線形 (LHCP)、線形 (RHCP)) は傾き 1 の直線である。それぞれの測定でリニアリティの良い範囲での複数のグラフの何点かの測定点について傾き 1 の直線を算出し、最もフィットする直線を採用した。Att2=0dB では 8GHz 出力+10dBm 程度でサチュレーションを起こしている。Att2=8dB、12dB ではリニアリティが保たれている範囲が狭く、観測には向かない。Att2=3dB でのリニアリティが良好であり、観測に適していると言える。

以上の測定から、本受信機では IF 系内の Att を 3dB に固定して使用することにした。

3.1.2 Y-factor 法による受信機雑音温度の測定

雑音温度

雑音温度とは、雑音の大きさを定量的に表すために、単位帯域幅あたりの熱雑音電力を絶対温度に換算したものである。§2.2.4 の式 (2.7)、入力信号強度 P_{in} に対する付加雑音 $\frac{P_{noise}}{G}$ を温度 T の抵抗体が出すノイズパワーに換算すると、

$$\frac{P_{noise}}{G} = kBT_N. \quad (3.1)$$

ただし、式 (3.1) はある帯域幅 B 全体からの雑音の出力パワーである。 T_N が雑音温度であり、これが小さいほどアンプの性能が良いと言える。 k はボルツマン定数である。

受信機雑音温度

受信機雑音とは、アンプなどの回路の組み合わせで構成される受信機全体のノイズパワーを指す。そのノイズパワーを温度に換算したものが受信機雑音温度であり、式 3.2 のように表される。

$$P(T) = GkB(T_{RX} + T). \quad (3.2)$$

温度 T のものを受信機に見せたときの出力 $P(T)$ には受信機雑音温度に T_{RX} も含まれる。 G はゲイン、 k はボルツマン定数である。

Y-factor 法

Y-factor 法とは、異なる温度を持つ 2 つの放射黒体を受信機に見せた時の出力の比から T_{RX} を求める方法である。本受信機の性能評価では、常温の電波吸収体と液体窒素で冷却した電波吸収体を見せた時の出力の比から求めた。

式 (3.2) を用いて、常温 $T_{amb}(\text{hot})$ の電波吸収体を見せた時の出力 $P(\text{hot})$ は、

$$P(\text{hot}) = GkB(T_{RX} + T_{amb}). \quad (3.3)$$

同様に、液体窒素 (77K) 冷却した電波吸収体 (cold) を見せた時の出力 $P(\text{cold})$ は

$$P(\text{cold}) = GkB(T_{RX} + 77). \quad (3.4)$$

式 (3.3)、(3.4) より、これらの出力の比 Y は、

$$Y = \frac{P(\text{hot})}{P(\text{cold})} = \frac{T_{RX} + T_{amb}}{T_{RX} + 77}. \quad (3.5)$$

したがって、受信機雑音温度 T_{RX} は、

$$T_{RX} = \frac{T_{amb} - 77Y}{Y - 1} \quad (3.6)$$

となる。ただし、式 (3.6) において $P(\text{hot})$ 、 $P(\text{cold})$ の単位は [W] である。一方、実際のパワーメーターでの測定値の単位は [dBm] である。一般的に、ある 2 つの信号のパワー (P_{out} 、 P_{in}) または電圧 (V_{out} 、 V_{in}) と Y-factor(2 つの信号のパワー、または電圧の比) の間には、それぞれ以下のような関係がある。

$$Y[\text{dB}] = 10 \log \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right), \quad (3.7)$$

$$Y[\text{dB}] = 20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right), \quad (3.8)$$

$$P_{out}[\text{dBm}] = 10 \log \left(\frac{P_{out}[\text{W}]}{1[\text{mW}]} \right). \quad (3.9)$$

Y-factor が大きいほど受信機雑音温度は低くなり、受信機の性能が良いと言える。Fig.3.10 は Y-factor と受信機雑音温度の関係を示している。横軸は受信機が見ている熱放射体の温度、縦軸はその出力の強度である。hot と cold の出力の違いをより良く見分けることができる受信機ほど性能が良いので、性能が良い受信機ほど Fig.3.10 での傾きが大きくなり、Y-factor も大きくなる。ここで受信機雑音は受信機自身が出力している成分であるのでグラフの y 切片が受信機雑音のパワー $GkBT_{RX}$ に相当するパワーである。

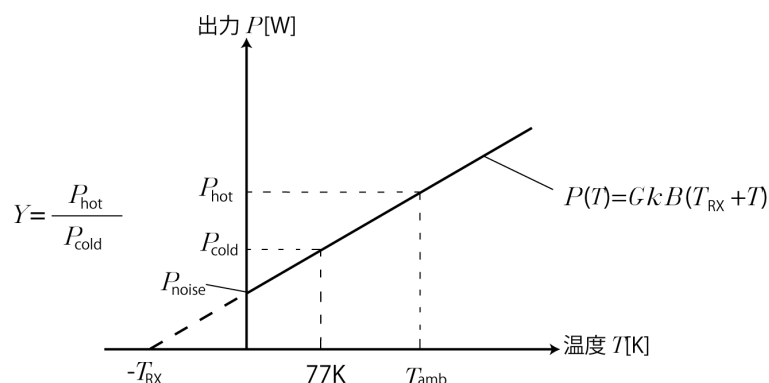


Fig. 3.10: Y-factor と受信機雑音温度の関係

Y-factor 測定

Dewar 内を 11K に冷却し、Fig.3.11 のように、フィードホーンの上に常温 (300K) の電波吸収体と液体窒素で冷却した電波吸収体 (77K) を交互にかぶせ、Y-factor 法を用いて受信機フロントエンド部の受信機雑音温度を測定した。電波吸収体は黒体的な性質を持つ必要があるため、かぶせる電波吸収体の厚みは、観測波長に対して充分大きくなければならない。

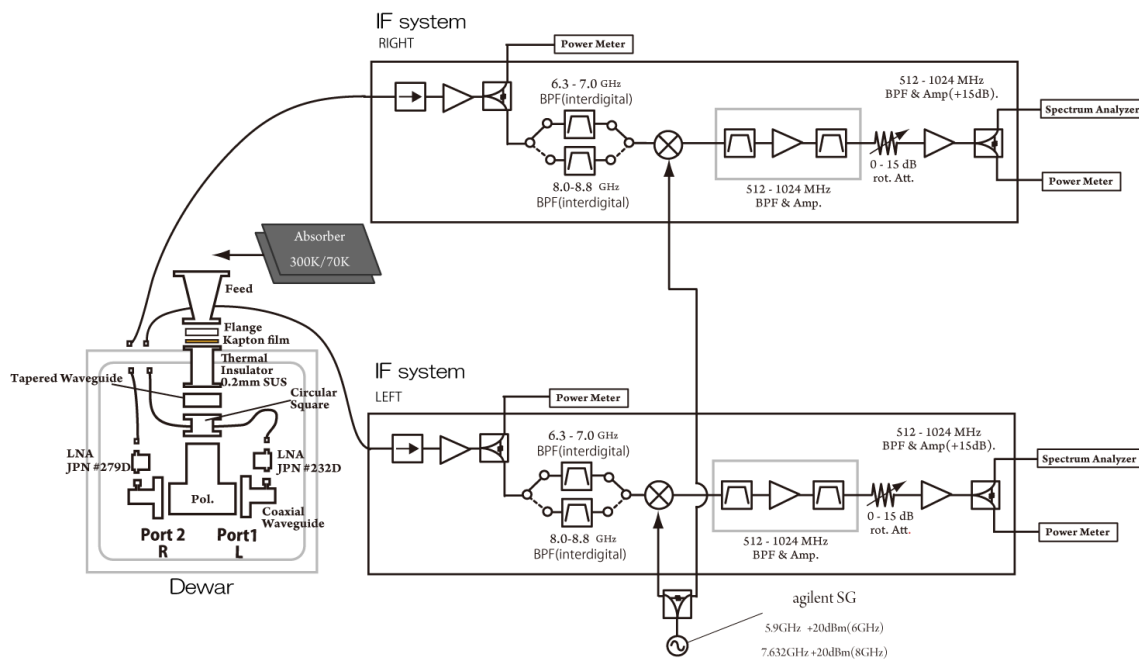


Fig. 3.11: Y-factor 測定時の高萩アンテナ受信機ブロックダイアグラム

Fig.3.12、Fig.3.13 は実際に行った測定の様子である。

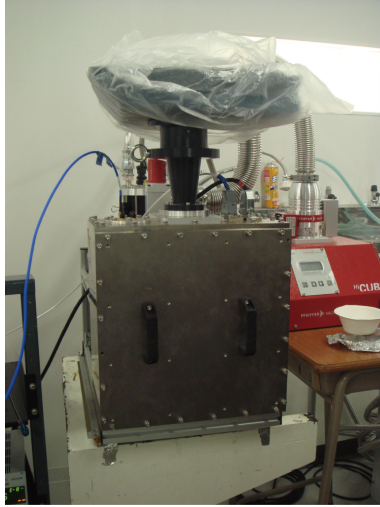


Fig. 3.12: Y-factor 測定の様子 (hot)



Fig. 3.13: Y-factor 測定の様子 (cold)

LO 信号の周波数は実際に茨城局の観測で使用する周波数 (6GHz 帯:5.9GHz、8GHz 帯:7.632GHz) に固定した。

結果は以下のような計算により求めた。パワーメーターで測定した出力 $P(\text{hot})$ 、 $P(\text{cold})$ の比、Y-factor は

$$Y_{\text{dB}} = P(\text{hot})[\text{dBm}] - P(\text{cold})[\text{dBm}],$$

これを通常の出力比に直すと、式 (3.7) より、

$$Y = 10^{\frac{Y_{\text{dB}}}{10}}.$$

これを式 (3.6) に代入すると

$$T_{\text{RX}} = \frac{T_{\text{amb}} - 77 \times 10^{\frac{Y_{\text{dB}}}{10}}}{10^{\frac{Y_{\text{dB}}}{10}} - 1}$$

となる。

測定結果は Table 3.1 の通りである。

Table 3.1: Y-factor と受信機雑音温度の測定結果

周波数	Y-factor[dB]	受信機雑音温度 [K]
6.7GHz 帯	5.1	~22
8GHz 帯	5.3	~15

すでに搭載されていた日立アンテナの受信機システムと同程度の良好な受信機雑音温度を得ることができた。

6.7GHz 帯における Y-factor 測定の問題

Fig.3.14、Fig.3.15 はスペクトラムアナライザーで記録した $P(\text{hot})$ 、 $P(\text{cold})$ の比 (Y-factor) の周波数特性である。これらから、8GHz 帯には見られないが、6.7GHz 帯において定在波が確認できる。6.7GHz 帯において Y-factor の周波数特性に問題が生じていた可能性があったことが分かる。

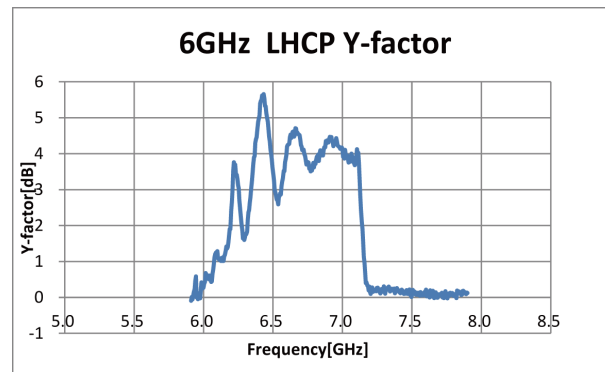


Fig. 3.14: 6.7GHz 帯 Y-factor

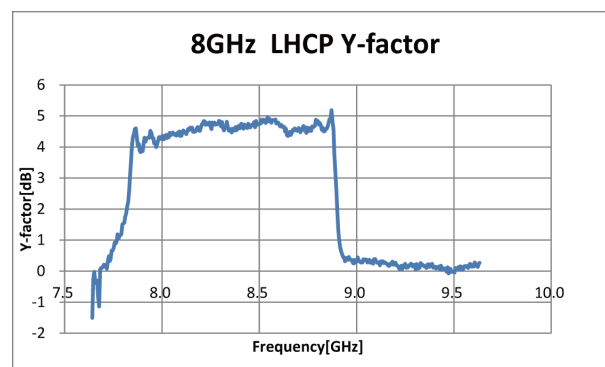


Fig. 3.15: 8GHz 帯 Y-factor

Fig.3.16、Fig.3.17 は hot,cold それぞれの出力の周波数特性を見たものである。

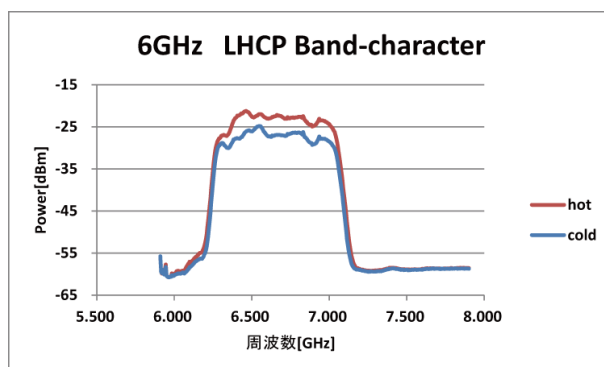


Fig. 3.16: hot と cold の出力の周波数特性 (6.7GHz 帯)

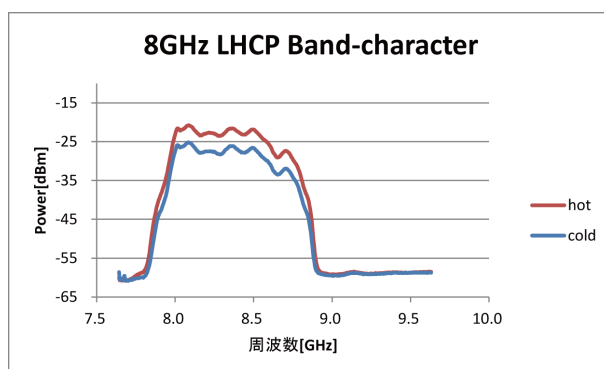


Fig. 3.17: hot と cold の出力の周波数特性 (8GHz 帯)

8GHz 帯ではほとんど hot と cold の周波数特性が一致するが、6.7GHz 帯においては、定在波が起きている周波数に非常に近い帯域 (6.3-6.5GHz 付近) で、周波数特性が異なる振る舞いを見せた。我々はこれを Y-factor 測定時に用いる発泡スチロールのせいであると考えた。hot では常温の電波吸収体を直接フィードホーンにかぶせるのに対し、cold では電波吸収体を液体窒素冷却するため、容器が必要である (Fig.3.12、Fig.3.13)。本実験では発泡スチロール容器を用いた。そのため、発泡スチロールの厚みの分位相のズレが生じ、波長の長い 6.7GHz 帯は影響を受けてしまうと考えた。

発泡スチロールの影響を確かめるため、常温の吸収体を発泡スチロール容器に入れた場合と入れない場合の出力の Y-factor の周波数特性を見た。すると、Fig.3.18 のように、発泡スチロール容器にいれた場合と入れなかった場合の周波数特性が異なる振る舞いを見せた。ここから、この 2 つの出力の Y-factor の周波数特性を求めたものが Fig.3.19 である。

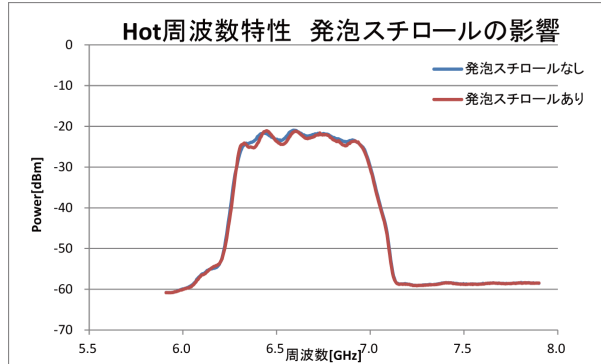


Fig. 3.18: hot 発泡スチロールあり、なしの場合の出力の周波数特性 (6.7GHz 帯)

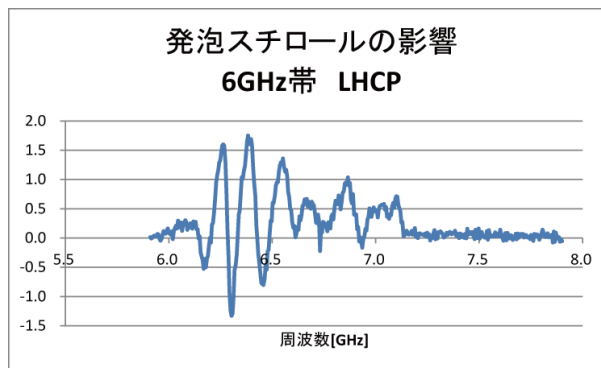


Fig. 3.19: hot 発泡スチロールあり、なしの出力の比をとった Y-factor の周波数特性 (6.7GHz 帯)

ここで見られた定在波は、Fig.3.14 で見られた定在波とよく一致する。6.7GHz 帯では厚さ約 2cm の発泡スチロール容器を用いることで定在波が起きてしまうことが分かった。これによって 6.7GHz 帯における問題は受信機自身に因るものではなく、測定法の問題であると結論した。

3.2 高萩アンテナを用いたシステムの試験

2010 年 12 月、高萩アンテナに本受信機システムを搭載し、試験を行った。

3.2.1 R-sky 法によるシステム雑音温度

システム雑音温度

電波望遠鏡を空に向けたときに得られるパワー P_{sky} は以下のように表せる。

$$P_{\text{sky}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta)T_{\text{amb}} + \eta(1 - e^{-\tau})T_{\text{atm}}]. \quad (3.10)$$

T_{atm} は上空大気の温度、 T_{amb} は望遠鏡周辺の温度 (地上で測定した温度とする)、 τ は光学的厚みである。また、 η はアンテナが空からの信号をとらえている効率 (フィード効率) であり、 $(1 - \eta)$ は空からの信号以外を受けている割合である。 B は帯域幅である。

簡単のために $T_{\text{atm}} = T_{\text{amb}}$ と仮定すると、式 (3.10) は

$$P_{\text{sky}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau})T_{\text{amb}}]. \quad (3.11)$$

ここで光学的厚み τ は見る方向によって変わりうる。大気の性質が一樣ならば τ は見る方向の大気の厚みに比例する。Fig.3.20 のように大気を厚み H の層とてい考える。

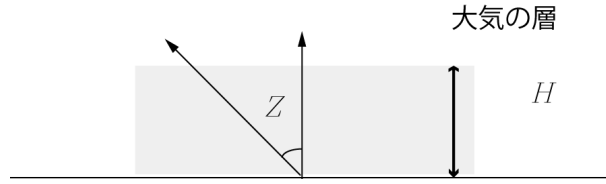


Fig. 3.20: 見る方向と大気の光学的厚みとの関係

天頂から角度 Z の方向を見たときの大気の厚みは $\frac{H}{\cos Z}$ である。天頂での光学的厚みを τ_0 、天頂から角度 Z 方向の光学的厚みを τ とすると

$$\tau = \frac{\tau_0}{\cos Z} = \tau_0 \sec Z \quad (3.12)$$

となる。したがって、角度を変えて P_{sky} を測定すると τ の関わる項のみが変化するため、 τ_0 を見積もることができる。ただし、 τ は空の状態によって短い時間スケールで変化するので注意する。式 (3.12) より、式 (3.11) は以下のように書き直すことができる。

$$P_{\text{sky}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau_0 \sec Z})T_{\text{amb}}]. \quad (3.13)$$

次に、望遠鏡を天体に向けたときのことを考える。天体の信号を受信する際、実際に得たパワー P_{source} には、天体からの信号だけでなく受信機雑音や空の放射なども含まれる。したがって、式 (3.10) に天体信号の寄与を加えると、得られるパワーが求まる。

$$P_{\text{source}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta)T_{\text{amb}} + \eta((1 - e^{-\tau_0 \sec Z})T_{\text{atm}} + T_A)] \quad (3.14)$$

$$= GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau})T_{\text{amb}} + \eta T_A]. \quad (3.15)$$

ここで T_A は地球上でのアンテナ温度であり、 P_{source} に含まれる天体起源のパワーを温度に換算したものである。大気圏外にアンテナを出したときのアンテナ温度を T_A^* とすると、天体の電波は大気を通過するときに減衰 $L = e^{-\tau_0 \sec Z}$ を受け、フィード効率 η で受信するので、 T_A と T_A^* の関係は以下の通りである。

$$T_A^* = T_A L = T_A e^{-\tau_0 \sec Z}. \quad (3.16)$$

式 (3.16) より、式 (3.15) は

$$P_{\text{source}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta)T_{\text{amb}} + \eta(1 - e^{-\tau})T_{\text{atm}} + \eta T_{\text{A}}^* e^{-\tau}] \quad (3.17)$$

$$= GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau})T_{\text{amb}} + \eta T_{\text{A}}^* e^{-\tau}] \quad (3.18)$$

と書ける。また、式 (3.15) において T_{A} 以外が天体起源ではないパワー、つまり雑音である。これらをまとめてシステム雑音温度 T_{sys} という指標で表す。このシステム雑音温度は以下のようにかける。

$$T_{\text{sys}} = \frac{T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau})T_{\text{amb}}}{\eta} \quad (3.19)$$

また、アンテナを大気圏外に出したときの受信信号 T_{A}^* に対するシステム雑音温度 T_{sys}^* は式 (3.18) より以下のようにかける。

$$T_{\text{sys}}^* = \frac{T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau})T_{\text{amb}}}{\eta e^{-\tau}} \quad (3.20)$$

したがって、 T_{sys} と T_{sys}^* の関係は

$$T_{\text{sys}}^* = \frac{T_{\text{sys}}}{e^{-\tau}} \quad (3.21)$$

観測をする際は、アンテナ温度を求めるためにシステム雑音温度を測定する必要がある。

補足

なお、アンテナ温度 T_{A}^* からは実際の天体のフラックス密度 F_{ν} を求めることができる。点源の場合、以下のように定義される。

$$\frac{1}{2}F_{\nu}\eta_{\text{A}}A_{\text{P}} = kT_{\text{A}}^*.$$

(η_{A} ：開口能率、 A_{P} ：開口面積)

R-sky 法

R-sky 法とは電波吸収体 (R) の放射と空 (Blank sky) の放射のみからシステム雑音温度 T_{sys} を導出する方法である。

R からの放射の出力は

$$P(T_{\text{amb}}) = GkB(T_{\text{RX}} + T_{\text{amb}}) \quad (3.22)$$

と書ける。式 (3.22)-式 (3.11) より

$$P(T_{\text{amb}}) - P_{\text{sky}} = GkB\eta e^{-\tau}T_{\text{amb}}. \quad (3.23)$$

これを変形して

$$\eta e^{-\tau} = \frac{P(T_{\text{amb}}) - P_{\text{sky}}}{GkBT_{\text{amb}}}. \quad (3.24)$$

また、式 (3.11) を変形して

$$\frac{P_{\text{sky}}}{GkB} = T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau}) T_{\text{amb}}. \quad (3.25)$$

式 (3.24)、式 (3.25) を式 (3.20) に代入すると最終的に

$$T_{\text{sys}}^* = \frac{P_{\text{sky}} T_{\text{amb}}}{P(T_{\text{amb}}) - P_{\text{sky}}} \quad (3.26)$$

が得られる。 T_{sys}^* は R と sky の出力と温度のみの測定で求めることができる。また、 τ 測定を行えば式 (3.21) よりアンテナを地上に置いたときのシステム雑音温度 T_{sys} も導出することができる。

測定結果

本受信機搭載後、実際に R-sky 法を用いて高萩アンテナのシステム雑音温度を測定した。茨城 32m 鏡ではホーンと受信機を直接接続しているため、ホーン上部に電波吸収体をかぶせて $P(T_{\text{amb}})$ を測定する。

6.7GHz 帯、8GHz 帯それぞれ LHCP、RHCP 両偏波について、アンテナを大気圏外に出したときのシステム雑音温度 T_{sys}^* を測定した。また τ 測定を行い、システム雑音温度 T_{sys} も算出した。結果は Table 3.2 の通りである。

Table 3.2: 受信機搭載時の高萩アンテナのシステム雑音温度

周波数	T_{sys}^* (LHCP)	T_{sys}^* (RHCP)	T_{sys} (LHCP)	T_{sys} (RHCP)	τ (LHCP)	τ (RHCP)
6.7GHz 帯	24.44	22.55	24.15	22.28	0.012	0.012
8GHz 帯	19.77	19.12	19.53	18.89	0.012	0.012

すでに同様の受信機を搭載している日立アンテナと同程度の性能を得ることができた。また、すでに運用されている VLBI の他局と比較しても非常に性能の良い受信機システムが完成したと言える (Table 3.3)。

Table 3.3: 他の VLBI 観測局のシステム雑音温度

局名	6.7GHz 帯	8GHz 帯
つくば		50K(冷却)
山口	220K	40K(冷却)
臼田		70K
鹿島		80K
水沢	180K	150K
入来	180K	90K
小笠原	180K	90K
つくば	180K	90K

3.2.2 6.7GHz 帯ファーストライト受信

2010 年 12 月 4 日、受信機を搭載した高萩アンテナにおいて 6.7GHz 帯のメタノールレーザーのファーストライト受信に成功した (Fig.3.21)。

観測したのは W3(OH) で、分光計としてスペクトラムアナライザーを用いて観測した。6.7GHz 帯メタノールレーザーは大質量形成領域に付随することが分かっている。W3(OH) はペルセウス腕に位置する Ultra Compact HII 領域である。6.7GHz 帯メタノールレーザーの中では 2 番目に強度が強いレーザー源であるため、ファーストライトとして使用した。

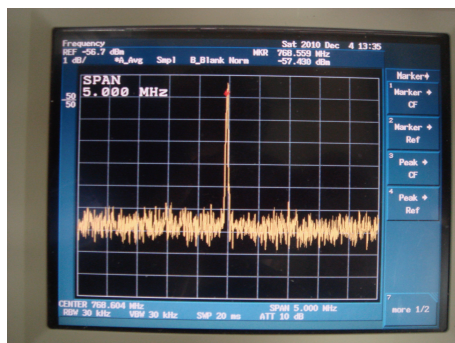


Fig. 3.21: メタノールレーザーファーストライト LHCP 横軸：周波数 (center 768.604MHz span 5MHz)、縦軸：強度 (最大-56.7dBm,1dB/div)

横軸を拡大して見るために、2010 年 12 月 20 日にもう一度 W3(OH) をスペクトラムアナライザーで観測した。LHCP、RHCP 両偏波においてファーストライト受信に成功した (Fig.3.22、Fig.3.23)。

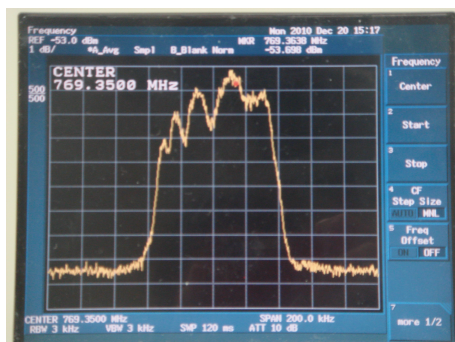


Fig. 3.22: メタノールレーザーファーストライト LHCP 横軸：周波数 (center 769.35MHz span 200kHz)、縦軸：強度 (最大-53dBm,1dB/div)

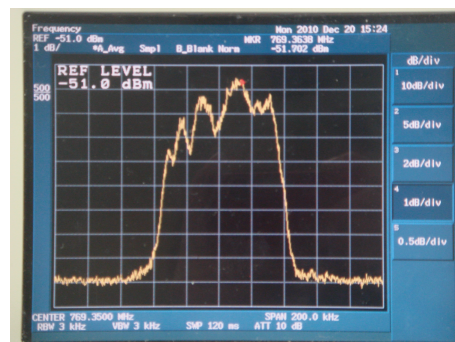


Fig. 3.23: メタノールレーザーファーストライト RHCP 横軸：周波数 (center 769.35MHz span 200kHz)、縦軸：強度 (最大-51dBm,1dB/div)

星からのメタノールレーザーを実際に受信することができ、受信機システムの性能に問題がないことが分かった。

3.2.3 8GHz 帯ファーストライト受信

8GHz 帯においてもファーストライト受信に成功した。8GHz 帯は十分な強度を持つ輝線がなく連続波の観測となったため、スペクトラムアナライザーではなく、パワーメーターからのアナログ出力をペンレコーダーで記録した。ファーストライトを受信する対象天体として、超新星残骸 CasA を選んだ。CasA は銀経 110 度付近に存在し、8GHz 帯での連続波放射が非常に強いいため、ファーストライトとして使用した。観測ではまず、CasA を追尾し、CasA からの連続波を受信したことを確認した。その後追尾を止め、フェイドアウトしていく様子をとらえた。

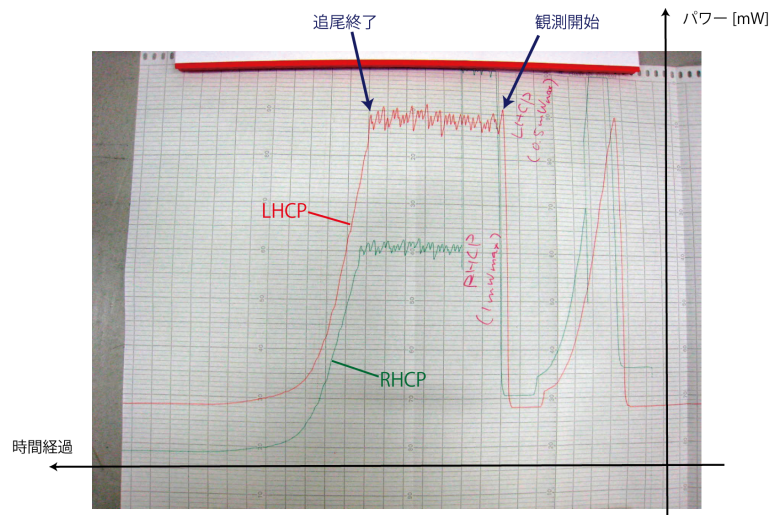


Fig. 3.24: 8GHz 帯ファーストライト 横軸:時間経過、縦軸:強度 (LHCP 0.5mWmax, RHCP 1mWmax)

天体信号の受信に成功し、8GHz 帯についても性能に問題がないことが分かった。

第4章 水滴問題対策

4.1 水滴問題の概要

茨城局では、日立・高萩両アンテナにおいて、ホーン (ビーム伝送系) と Dewar の間の RF 窓部分に水滴が付着する問題が発生していた。この原因は常温のフィードホーンと冷却 Dewar との温度差であると考えられる。Fig.4.1 は Dewar と常温フィードホーンの接続部の模式図である。

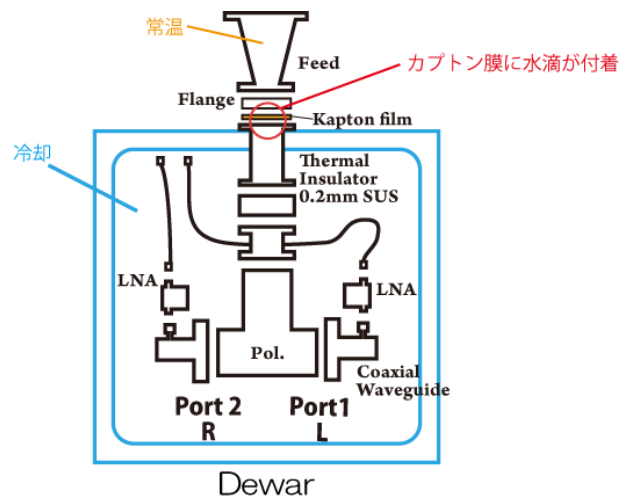


Fig. 4.1: 冷却 Dewar と常温フィードホーンの接続部の模式図

受信機搭載時にホーン内に高湿度の空気が入り込んでしまうため、Dewar の冷却により結露が起きる。また、ホーン内に乾燥空気を送り込むための乾燥空気充填装置 (デハイド) により乾燥空気の循環が行われているが、乾燥空気がホーン根元まで送風されず、水滴を乾かすことができない。

結露の原理を以下により詳しく説明する。ホーンの仕組みは Fig4.2 に示した通りである。ホーン根元付近に乾燥空気注入口があり、デハイドからの乾燥空気が注入される。ホーン上部にはエアー排出口があり、高湿度の空気をデハイドに送り、デハイド内のシリカゲルにより乾燥させ、乾燥空気として再びホーンに送る。しかし、受信機搭載時に高湿度空気がホーンに溜まった状態で冷却を開始してしまうと、デハイドを起動させて乾燥空気を送り込んでも、ホーン上部でのみ空気が循環しているため、ホーンの根元まで乾燥空気を送り込むことができず、Fig.4.2 のように結露が起こってしまう。

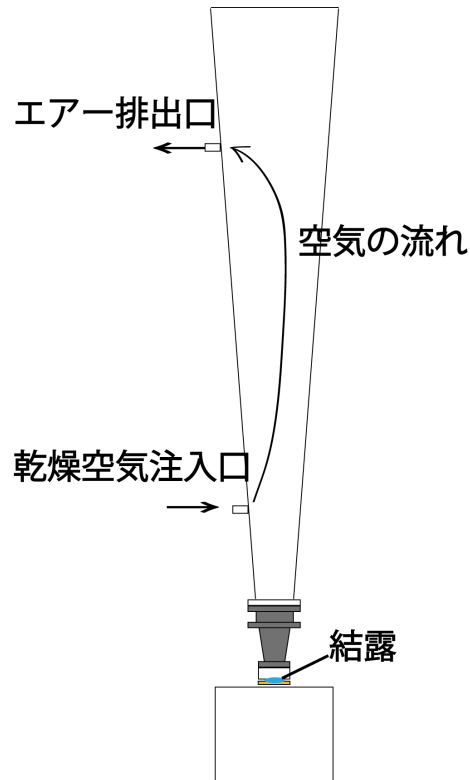
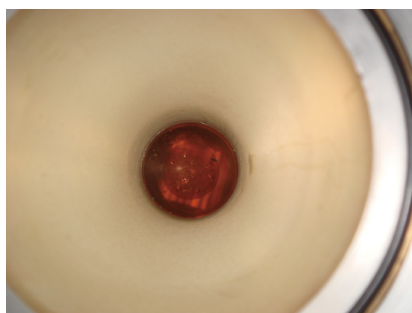


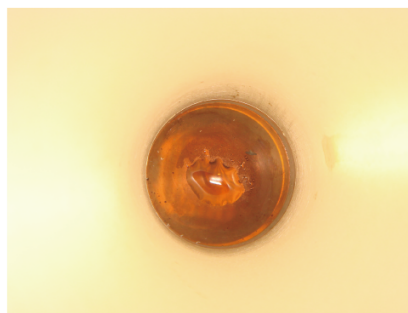
Fig. 4.2: 結露が起こる際のホーン内の様子

このような結露は、観測に大きな影響を与える。結露によって溜まった水により、雑音温度が高くなる。茨城局の実際の観測では、結露がなければ T_{sys} が $\sim 20\text{K}$ のところ、約 70K 程度まで悪化した。

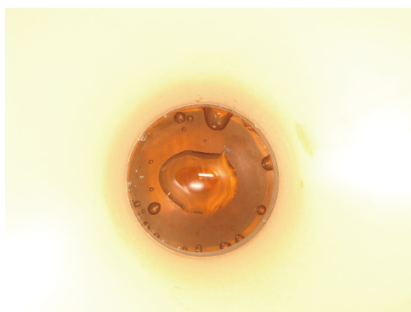
そこで、受信機雑音温度 T_{RX} との関係調べた。Fig.4.3 は RF 窓の水滴の状態を写真に撮ったものである。水滴のない状態を状態 0 とし、状態 1 から状態 5 まで徐々に水滴を増やしていき、受信機雑音温度の変化を調べた。最後にもう一度水滴を除去し、再現性があるかをみた (状態 0')。6GHz 帯の LHCP についてのみ測定した。



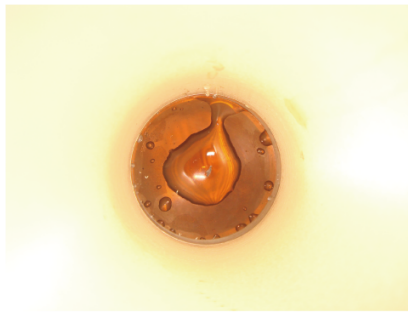
状態 0



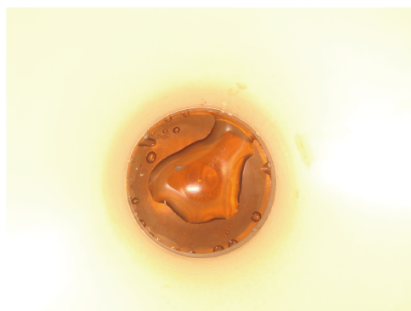
状態 1



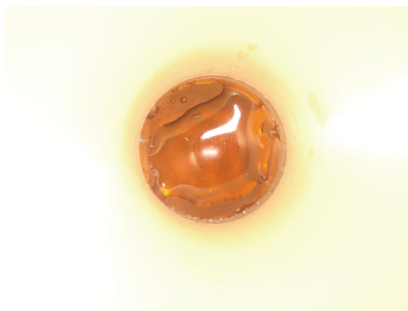
状態 2



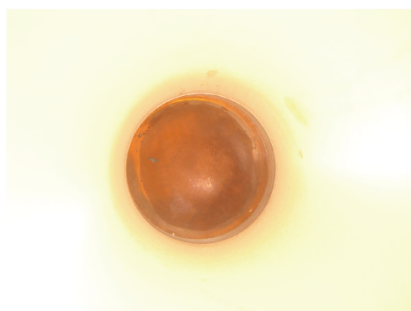
状態 3



状態 4



状態 5



状態 0'

Fig. 4.3: RF 窓の水滴の状態

この時の Dewar 内の温度は約 12K、また真空度は 8.0×10^{-8} Torr であった。状態 0 から状態 0' の雑音温度は Table 4.1 の通りである。

Table 4.1: 6GHz 帯における水滴による受信機雑音温度の変化

状態	Y-factor[dB]	受信機雑音温度 [K]
0	5.054	24.29
1	3.778	83.82
2	2.444	218.21
3	2.267	249.29
4	1.072	719.62
5	0.704	1190.25
0'	5.006	25.93

このように、水滴が付くと雑音温度が悪くなることが分かる。雲が多いと光学的厚み τ が大きくなるように、水は電波を遮断する。また、水自身も電波を放射しており、その放射が増幅され雑音として検出される。

また、状態0と状態0'を比較すると、雑音温度がほぼ同じ値を示していることから、水滴を取り除けば性能を再現できることが確認できた。

4.2 解決策

この水滴問題の解決策として、穴の開いたフランジが開発された。大阪府立大学の松本らの HFSS での電磁界解析により、RF 特性に影響がないように設計されている。解析内容について以下で詳しく述べる。

導波管に送風孔となる穴を開けることで RF 特性にどのような影響が出るか、フィードホーンの根元に合わせて直径 $\Phi=32\text{mm}$ 、長さ 60mm の円形導波管について解析を行った。開けた穴は円形で、 Φ を 6mm-20mm の間で変化させたときの導波管の電波通過率を調べた。Fig.4.4 の解析モデルのように H 方向、V 方向を定義した。

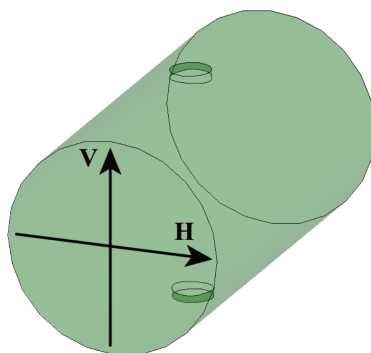


Fig. 4.4: 解析モデル

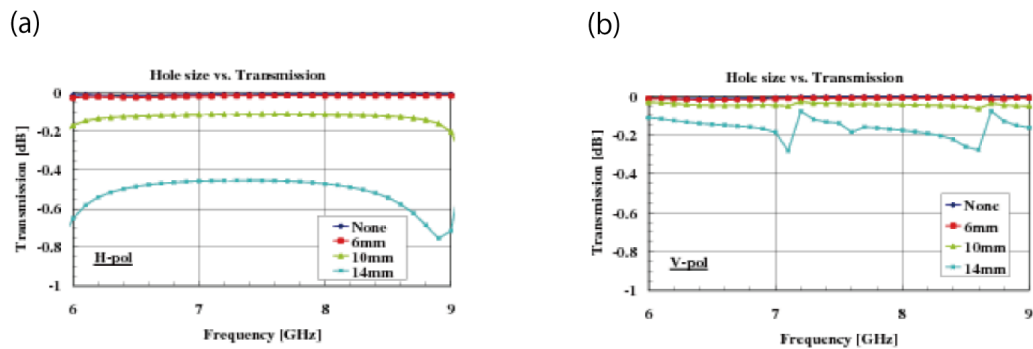


Fig. 4.5: HFSS による解析結果 (a)H 方向の通過率の比較。 (b)V 方向の通過率の比較

導波管に穴を開けることによって、特定の周波数で共振による伝送ロスが見られた。 $\Phi=10\text{mm}$ までの穴であれば、周波数特性に大きな影響を及ぼさない。穴を対角ではなく、X 方向に 1 つ、Y 方向に 1 つずつ開けた解析モデルの解析も行ったが、共振が起きてしまい、8.8GHz 付近のロスが大きくなってしまった。対角に穴を開けると共振が抑えられることが判明した。

これらの解析から、Fig.4.7 のように対角に $\Phi=3\text{mm}$ の穴を開けたフランジが開発され、2011 年 5 月 23 日に日立アンテナにこの導波管を導入した受信機を搭載した。



Fig. 4.6: 左：従来のフランジ、右：新たに開発されたフランジ

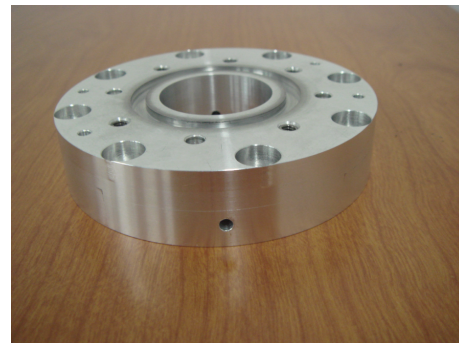


Fig. 4.7: 新たに開発されたフランジ 拡大図

このフランジを導入することにより、Fig.4.8 のようにホーン根元まで乾燥空気を送風し、RF 窓を乾かす効果が上がると期待された。

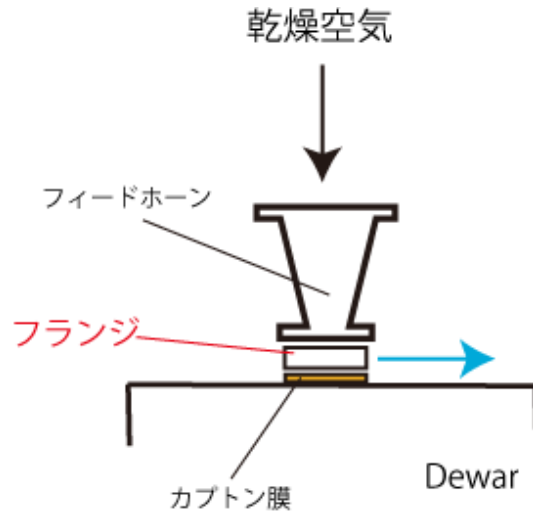


Fig. 4.8: フランジの効果イメージ

4.3 実験

このフランジの効果を確認するため、2つの実験を行った。

4.3.1 結露防止

受信機搭載後に乾燥空気の供給を開始し、導波管の2つの穴のうち1つを開け、空気を循環させた状態で冷却開始した。冷却完了後のシステム雑音温度は約22K(LHCP)、21K(RHCP)であった。その後開けておいた1つの穴に直径2.2mmのノイズソース注入用のプローブを挿入したが、プローブと穴の隙間を通じて空気循環は保たれていた。この状態で梅雨入り後の高湿度天候下でシステム雑音温度のモニターを続けた。2011年5月23日から6月16日の8GHz帯におけるシステム雑音温度の推移はFig.4.9のようになった。

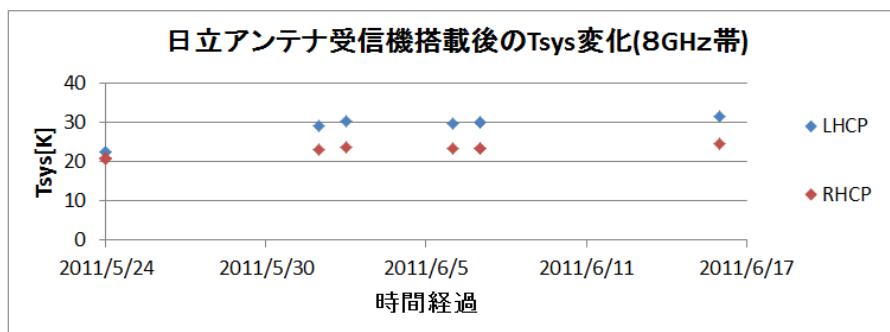


Fig. 4.9: 日立アンテナのシステム雑音温度の変化 (8GHz 帯)

受信機搭載から1ヶ月後のシステム雑音温度は高湿度天候下で約31K(LHCP)、24K(RHCP)であった。従来、冷却後2日間でシステム雑音温度が約20Kから約70Kまで上昇していたことと比較すると、この導波管の導入による改善が認められた。

4.3.2 水滴乾燥

さらにこの導波管の効果を調べるため、日立アンテナにおいて、故意に雑音温度を悪化させ、穴の効果により雑音温度が改善していく様子を測定する実験を、2011年9月に行った。乾燥空気の供給を停止し、フランジの穴を塞ぎ、湿った空気を溜めた状態で1日置いたところ、雑音温度は200Kまで悪化した。このことからRF窓に水滴が溜まったと考えられる。ここから、再び乾燥空気の供給を開始し、2つの穴のうち1つを開けて雑音温度が改善していく様子を10分に1回R-SKY法で測定した。結果はFig.4.10、Fig.4.11の通りである。

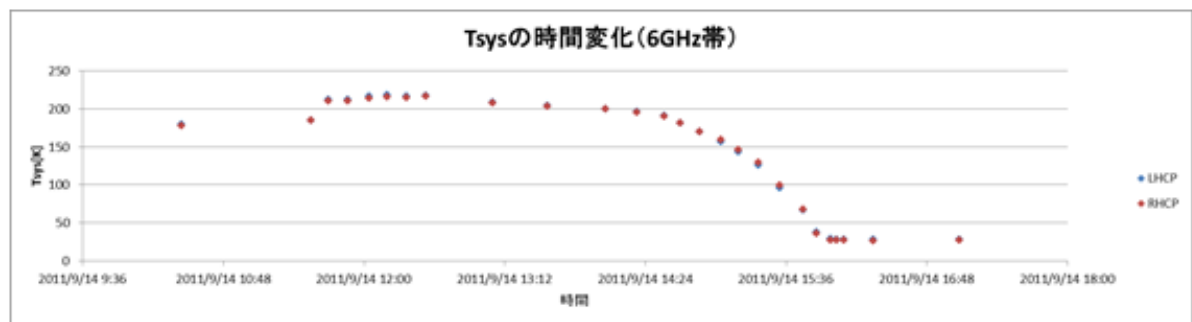


Fig. 4.10: 乾燥空気送風による雑音温度の変化 (6GHz 帯)

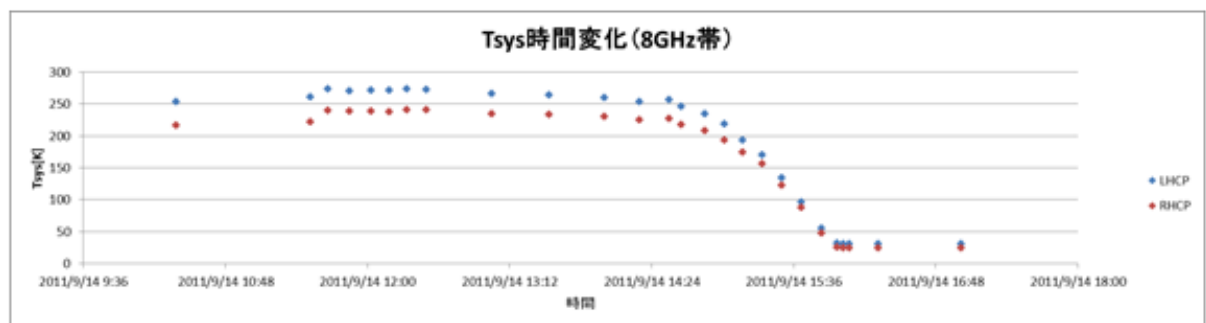


Fig. 4.11: 乾燥空気送風による雑音温度の変化 (8GHz 帯)

約2時間で雑音温度が30K以下まで下がり、性能が改善した。このフランジによりすでに付いてしまった水滴を乾燥させることができるということが判明した。

これら2つの実験により、穴の開いたフランジの有用性が認められた。

4.4 穴の大きさの検証

導波管に開けた穴の大きさは $\Phi=3\text{mm}$ であるが、この大きさではホーン内の乾燥空気が漏れすぎてしまい、デハイド(乾燥空気充填装置)が常に稼働している状態であるため、デハイドにかなりの負担がかかる。そのため、現在は穴の上からアルミテープを貼り、その上から $\Phi \sim 1\text{mm}$ の穴を開けることで空気の抜ける量を少なくしている。穴を小さくしたことによる T_{sys} の影響はほとんどない。この場合、デハイドは約10分に1度の頻度で稼働する。デハイドにかかる負担をさらに小さくするため、穴をさらに小さくする実験を行った。その結果、穴の大きさ $\Phi \sim 0.5\text{mm}$ でデハイドが約22分に1度、 $\Phi \sim 0.3\text{mm}$ 程度で約30分に1度の稼働頻度であった。 $\Phi \sim 0.5\text{mm}$ 程度の大きさの穴であれば、デハイドの稼働回数を現在の1/2、 $\Phi \sim 0.3\text{mm}$ 程度の大きさであれば1/3に減らせることが分かった。理想的には30分以上に1回の稼働頻度が好ましい。

しかし、 $\Phi \sim 0.5\text{mm}$ 、 $\Phi \sim 0.3\text{mm}$ でRF窓の水滴を防ぐことができるかどうかについては、未確認である。今の時期は湿気が少なく水滴は付着しないため、来年度、梅雨の時期に T_{sys} 測定を行い、検証する必要がある。

第5章 まとめ

5.1 本研究の成果

茨城局での VLBI 観測のため、6.5-8.8GHz 帯広帯域受信機システムの開発を行った。本研究で得られた成果をまとめる。

1. 6.5-8.8GHz 帯低雑音広帯域受信機システムの開発に成功し、高萩アンテナに搭載した。この受信機の導入により、受信機の切り替えなしに 6.7GHz 帯と 8GHz 帯の観測が可能となった。
2. 受信機単体の性能評価、アンテナに搭載しての性能評価において良好な結果を得ることができ、6.7GHz 帯、8GHz 帯それぞれのファーストライト受信に成功した。
3. 日立、高萩両アンテナで問題となっていた水滴問題の解決に取り組み、解決策である穴の開いたフランジの有用性を実証した。

5.2 今後の展望

6.5-8.8GHz 帯の受信機搭載に成功したことで、VLBI 観測への常時参加が現実的になってきた。実際に先にこの受信機を搭載した日立アンテナでは、すでに VLBI の試験観測が行われ、成果をあげている。今後の展望としては以下のような点があげられる。

1. フランジの乾燥空気循環用の穴の大きさを決定する。最小で Φ 0.3mm の穴の大きさでデハイドを動かし、デハイドの負担を軽減させられることが分かったが、この状態で高湿度の時期に水滴が溜まらないかどうか、システム雑音温度への影響の検証はできていない。そのため、高湿度の時期に穴の大きさを変えて、最もデハイドへの負担が小さく、システム雑音温度への影響が見られない穴の大きさを決定する必要がある。
2. IF 系のリモート化。我々は普段茨城大学の水戸キャンパスに所在をおいているが、茨城局は日立市、高萩市の境に位置する。移動には時間と労力を要するため、観測のリモート化を進めている。アンテナ制御はすでに水戸から可能であるが、IF 系の周波数切り替えは手動でなければならない。
3. ノイズソースの導入。現在、観測の際のシステム雑音温度の測定は R-sky 法を用いている。R-sky 法を行うためにはホーン上部に電波吸収体を被せなければならない。しかし、ノイズソースを導入すれば、電波吸収体の放射出力の代わりにノイズソースの出力で代用することができる。すでにこのノイズソースについては大阪府立大学の木村らが研究成果をあげており、茨城局ではこれを導入することを決定している。

4. 22GHz 帯受信機システムの開発。VLBI では 6.7GHz 帯、8GHz 帯の他に 22GHz 帯の観測も行っている。22GHz 帯の受信機が完成し観測が行えるようになれば、VLBI 観測局としてさらなる成果が期待される。

これらの研究を進めることで、茨城局でもサイエンスを行うことができ、天文学の研究への更なる貢献が期待される。

謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々にご指導、ご協力いただきました。指導教官の百瀬宗武先生、米倉覚則先生は、研究に必要な環境を提供して下さり、手厚いご指導と多くの助言を下さいました。百瀬宗武先生には学部の頃から面倒を見ていただき、電波天文学の基礎からご教授いただきました。また、私のわがままを受け入れ、受信機開発に携わる機会を与えて下さいました。米倉覚則先生には電波望遠鏡の仕組みについて一から教えていただきました。行き詰まったときには様々な助言を下さいました。心より感謝申し上げます。

また、岡本美子先生には学部の授業から大変お世話になり、研究室では輻射輸送について手厚くご指導いただきました。また、研究の厳しさと自分の甘さを教えていただきました。本当にありがとうございました。

茨城局での研究という環境を与えて下さった横沢正芳先生、吉田龍生先生に感謝致します。

本研究でお世話になった大阪府立大学の皆様、誠にありがとうございました。小川英夫先生、大西利和先生、村岡和幸先生には、2ヶ月間の出張を受け入れていただき、手厚くご指導いただきました。特に小川英夫先生は、受信機についての知識が何もなかった私に一からご指導下さいました。また、OB(現任天堂株式会社)の松本浩平氏には、ポーライザー、フランジの設計、解析等をしていただき、受信機に関する多くの助言をいただきました。研究員の木村公洋氏、修士2年の木澤淳基氏には、性能測定や受信機搭載に協力していただき、また多くのアドバイスをいただきました。また、阿部安宏さんにはアンプ、フィルター等の製作をしていただきました。大阪府立大学の皆様には大変お世話になりました。心より感謝申し上げます。

藤沢健太先生をはじめとする山口大学の皆様には、山口のアンテナ、受信機の見学をさせていただきました。また、様々な研究会等で議論する機会を与えていただき、様々なアドバイスをいただきました。心より感謝申し上げます。

本研究室修士2年の栗橋潤氏、齋藤悠氏、田中智明氏、森田彩佳氏、北澤良氏、吉永昌志氏、黒田和典氏とは2年間共に学び、支え合い、励ましあってきました。彼らの協力なくしては本研究は成し得ませんでした。また、博士3年の秋山永治氏には様々な助言をいただきました。修士1年の齋藤貴文氏、川田智之氏、学部4年の市川あき江氏、影近早香氏、Soon Kang Lou氏、田中洋輔氏、根本貴文氏、森智彦氏にも大変お世話になりました。特に茨城局関係の皆様には、受信機搭載や性能測定に協力していただきました。長時間の作業でも協力的に手伝ってくださり、本当に感謝しています。

最後に、これまで24年間何不自由なく育ててくれ、いつも私を見守り、応援し、支えてくれている家族に感謝します。

参考文献

- [1] 中井直正、坪井昌人、福井康雄 シリーズ現代の天文学 16 宇宙の観測 II ー電波天文学
- [2] 三輪進 理工学講座 高周波電磁気学
- [3] 三輪進 理工学講座 電波の基礎と応用
- [4] 高橋寛 [監修]、福田務、栗原豊、向坂栄夫、扇浩治 絵ときでわかる 電子回路
- [5] 海田正大、松本浩平、木村公洋、小川英夫、浅山信一郎 電波干渉計 VSOP-2 のための K 帯導波管セプタム型ポーライザー 電子情報通信学会論文誌 (C) Vol.93-C、No.10、pp.339-345
- [6] 松本浩平 大阪府立大学 理学系研究科 2010 年修士論文 超長基線干渉計に用いる 6.7GHz 帯受信機の広帯域化に関する研究開発
- [7] 西村淳 大阪府立大学 理学系研究科 2010 年修士論文 1.85m 電波望遠鏡システム開発と望遠鏡性能評価
- [8] 國實真人 大阪府立大学 理学系研究科 2010 年修士論文 1.85m 電波望遠鏡制御プログラムの開発