

2025 年度 卒業論文

日立 32m IF 系の設計および改修と性能評価

令和 8 年 2 月

茨城大学 理学部物理学コース 電波天文観測研究室

藤井航友 22s2030x

指導教員

米倉覚則 百瀬宗武

概要

大質量性形成においてメタノールメーザーの観測で得られる情報は重要である。当研究室では 6.7 GHz と 12.2 GHz メタノールメーザー、8.2–8.7 GHz 連続波観測に力を注いでいる。日立 32 m アンテナ受信機後段の IF 系にはこの 3 周波数を同時に、かつすべて完全 SSB 方式で受信できる機器が LHCP (左円偏波) 系統と RHCP (右円偏波) 系統両方に必要である (IRR [サイドバンド分離比、Image Rejection Ratio 意図する周波数ではないほうの信号の漏れ込み率] が既知であれば完全 SSB でなくてもよい)。

本研究の目的は日立 32 m 電波望遠鏡の IF 系において LHCP 12 GHz を 2025 年夏までの DSB 方式から SSB 方式に変えること、LHCP に新規で 2SB 周波数可変の変換器を追加すること、仮設の IF 系であった RHCP に 6 GHz、8 GHz、12 GHz の SSB 方式周波数変換器を搭載することである。LHCP 8 GHz IF 系だった部分を 12 GHz IF 系に変更した。その際、Amp, Divider など一部の素子は帯域が 12 GHz まで伸びていなかったため必要な素子と交換し、6 GHz IF 系とともに S パラメータ (素子単体の反射・透過特性) 測定、レベルダイヤ (電波強度の変化) 測定、 τ 測定や天体のスペクトル取得による性能評価を行った。また、LHCP 12 GHz DSB で使用していた IF 系を RHCP 12 GHz SSB として使用する際にフィルターなどの素子を追加し、6 GHz IF 系とともに S パラメータ、レベルダイヤの測定を行った。

性能評価の結果、LHCP について必要とする仕様 (各素子が仕様通り働いていること、IF 出力信号強度が適切なこと、受信機のシステム雑音温度が改修前と同じ程度であること、試験観測で取得したスペクトルに異常がないこと) を満たしていると分かり、LHCP は 2025 年秋から実際の観測で使用を開始した。尚、LHCP 用の 2SB 周波数変換器の回路についての性能評価および結果は、竹渕弘稀 (2024) にて記述している [1]。RHCP について必要とする仕様 (各素子が仕様通り働いていること、観測系に入力される IF 信号強度が適切なこと) がわかり、今後システム雑音温度や試験観測でのスペクトルを確認するための性能評価を行う。また、RHCP についても 2SB 周波数可変の変換器導入に向け準備を進める。

目次

第 1 章	序論	4
1.1	電波天文学	4
1.2	メタノールメーザー	5
1.3	電波望遠鏡	5
1.4	ダウンコンバータ	7
1.5	観測手法	10
第 2 章	研究目的	11
2.1	研究目的	11
2.2	素子の紹介	11
第 3 章	改修及び実験室での性能評価	13
3.1	改修	13
3.2	素子の性能評価	14
3.3	Amp の性能評価	16
3.4	回路全体の性能評価	20
第 4 章	アンテナでの性能評価	29
4.1	装置全体のリニアリティ測定	29
4.2	T_{sys} の比較	31
4.3	スペクトルの比較	39
第 5 章	まとめと今後の展望	44

第 1 章

序論

この章ではシリーズ現代の天文学 16 巻 宇宙の観測 II を参照している [2]。

1.1 電波天文学

宇宙から到来する電磁波を調べることは宇宙に存在する星などがどのように形成され進化してきたかを解明するときに重要な手段である。光学望遠鏡で観測される可視光は電磁波の周波数の一部に過ぎないため数多くある天体のうち可視光で観測可能な天体の情報しか得ることができない。電波天文学では、幅広い波長の電波を専用の装置で観測し、その性質を詳しく調べることにより天体や星間物質の性質を知ることができる。熱平衡黒体からはその黒体の温度の温度のみによって決まるスペクトルを持った電磁波が放射される。これを黒体放射と呼び、その輝度 $B_\nu(T)$ は以下の Planck の放射式 (1.1) であらわされる。ただし h はプランク定数、 c は光速、 k はボルツマン定数である。

$$B(\lambda) = \frac{2hc^2}{\lambda^5} \frac{1}{e^{hc/\lambda kT} - 1} \quad (1.1)$$

最も強く放射される電磁波の波長は温度によって異なり、低温になるほど波長の長い電磁波の放射となり、強度は小さくなる。5000 K 程度以下の星間ガスの温度では可視光やそれより波長の短い紫外線、x 線、 γ 線領域での放射がほとんどなく、赤外領域や電波領域での放射は存在する。よって星間物質を含む低温の物質の観測には電波が適している。また電波では非熱的放射も観測できる。非熱的放射の例としてシンクロトロン放射やメーザー放射がある。メーザーとは Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation の略で、誘導放射によって特定のマイクロ波スペクトル線が強く増幅される現象でありその原理は可視光のレーザーと同じである。赤外線によって励起されたメタノール分子について上位準位の粒子数が下位準位の粒子数を上回る反転分布と呼ばれる状態になることがある。その際に二準位間のエネルギー差に相当する周波数の電波が入射することで誘導放射が連続的に起き、強い放射が生まれる。本研究の主体である 6.7 GHz や 12.2 GHz メタノールメーザーは大質量星形成領域にて発せられる。太陽の 8 倍以上の質量をもつ大質量星と呼ばれる天体の物理状態さらには形成過程を知るうえでその近傍から発するメタノールメーザーの観測は高密度ガスの影響を受けにくいため非常に有効な手段の一つである。

1.2 メタノールメーザー

1.2.1 6.7 GHz メタノールメーザー

メタノール分子 (CH_3OH) から検出される 6.668 GHz メタノールメーザーは 22.235 GHz 水メーザーに次いで 2 番目に輝度が高いメーザーである。大質量星形成領域にのみ付随することが分かっており安定して放射し続けているため物理的状态を継続して観察することができ、重要な現象といえる。

1.2.2 12.2 GHz メタノールメーザー

Cragg et al. (2005) [3] によると 12.2 GHz 帯のメタノールメーザーは 6.7 GHz のそれと比べて H_2 密度、ガス温度、ダスト温度、赤外放射場の強さにおいて厳しい範囲の物理状態で放射される。12.178 GHz メタノールメーザーは 6.668 GHz と並んで普遍的なメーザーであり、12.229 GHz メタノールメーザーは MacLeod et al. (2019) [4] で新規に報告された、12.178 GHz とは別の輝線のメーザーである。

1.3 電波望遠鏡

電波望遠鏡とは宇宙から伝わってきた電波を観測する装置である。電波望遠鏡には図 1.1 のように大きく分けてアンテナ、受信機、検波器 (分光器)、計算機があり、以下でそれぞれの機能について説明する。

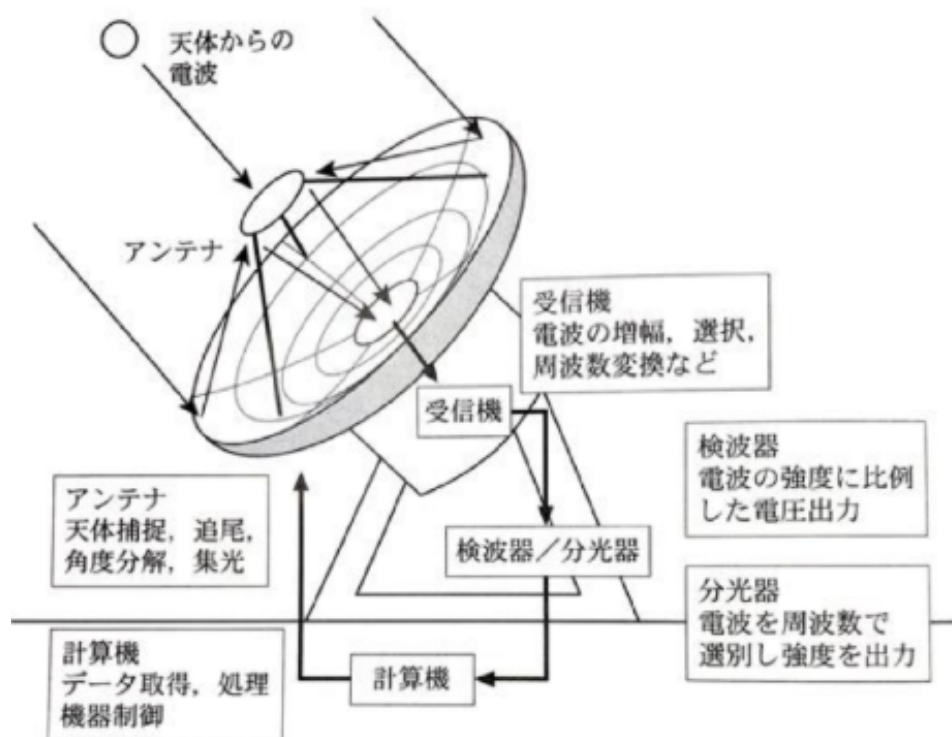


図 1.1: 電波望遠鏡の概念図 [2]

1.3.1 アンテナ

宇宙からの電波は、最初にパラボラアンテナによって集められる。光学望遠鏡で例えると対物レンズの部分である。アンテナは PC による制御で天体を捕捉し、観測に必要な時間追尾する。受信した電波の情報は受信機へ電波として送られる。アンテナの角度分解能はアンテナのビームの半値全幅 (HPBW と表記される) で表せ、この値が小さいほど角度分解能が良い。

$$\text{HPBW} = K \times \lambda / D \quad (1.2)$$

K は一次放射器の照射パターンによる 1.2 程度の係数、D はアンテナ開口部の直径である。波長が長いほど良い分解能が得難く、開口直径を大きくすることで分解能をよくすることができる。

1.3.2 受信機

天体からの電波は非常に微弱かつ高周波であり、解析するには電波を低周波へ変換する作業と強度を増幅する作業が必要である。受信機はアンテナで追尾した天体の電波を受け取り、コンピュータで解析しやすい周波数・電波強度へと変換させる役割を持つ。増幅器は以下のように入力電力 W_{in} を G 倍する (G を増幅率、利得、またはゲインと呼ぶ) とともに熱雑音 W_{noise} を発生するため、出力電力は以下のようにあらわされる。

$$W_{\text{out}} = GW_{\text{in}} + W_{\text{noise}} \quad (1.3)$$

近年の技術向上により低雑音化が進んでいる。主にセンチ波帯では周波数変換器の前に低雑音増幅器が置かれており増幅部分を冷却することで低雑音化を図っている。また周波数変換器の後にも増幅器を置いている。電波の周波数が高ければ低雑音増幅器を作るのが困難なためミリ波やテラヘルツ波では SIS ミクサが使われ、増幅と周波数変換が同時に行われる。また高周波の電波は減衰しやすく長い同軸ケーブルが使えないため受信機出力から直接検波器などに送るのが難しくなってしまう。そのため周波数を変換する必要があり、周波数変換器が使用される。周波数変換器を含む系を中間周波数という意味の Intermediate Frequency を略称して IF 系と呼ぶ。

1.3.3 検波器、分光器

受信機で周波数変換、増幅した電波は検波器や分光器に送られてくる。検波器は、天体からの広い周波数幅の連続波の強度を測定するときに用いられ、強度に比例した電圧を出力する。一方、分光器は天体からの電波を周波数と強度の関係であるスペクトルとして受信するときに用いる機器で、電波は周波数方向に分解される。線スペクトルの周波数によって天体でどのように分子の状態が変化しているかを調べることができる。

1.3.4 計算機

検波器または分光器から受け取ったデータは、最後に計算機で処理される。観測データの保存やアンテナの制御も行われる。

1.4 ダウンコンバータ

周波数変換の方法について解説する。高周波の電波をより低周波に変換するには非線形特性を持つ素子を用いた Mixer と呼ばれる非線形回路に、天体からの電波と近い周波数の電波を局部発信機 (local) で作り、周波数変換器に両電波を入力し混合させることで 2 つの周波数の差をとり低周波化する。以下に周波数の差を取ることができることを説明する。アンテナから入力される電波と局部発振器から入力される電波をそれぞれ

$$V_s(t) = V_{s0}\cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (1.4)$$

$$V_l(t) = V_{l0}\cos(\omega_l t + \phi_l) \quad (1.5)$$

と表す。二つの入力があったときに、mixer から出力される電流 i_m は

$$\begin{aligned} i_m &= k [V_s(t) + V_l(t)]^2 \\ &= \frac{k}{2} (V_{s0}^2 + V_{l0}^2) \\ &\quad + \frac{k}{2} V_{s0}^2 \cos(2\omega_s t + 2\phi_s) + \frac{k}{2} V_{l0}^2 \cos(2\omega_l t + 2\phi_l) \\ &\quad + k V_{s0} V_{l0} \cos[(\omega_s + \omega_l)t + (\phi_s + \phi_l)] + k V_{s0} V_{l0} \cos[(\omega_s - \omega_l)t + (\phi_s - \phi_l)]. \end{aligned} \quad (1.6)$$

第一項は直流成分、第二項はアンテナから入力される電波の第二高調波、第三項は局部発信機から入力される電波の第二高調波、第四項と第五項は和周波成分と差周波成分である。適した周波数フィルターを使うことにより第五項のみを取り出すことができる。これが周波数変換の仕組みであり、この方式を持つ受信機をヘテロダイン受信機と呼ぶ。変換前の信号は RF 信号と呼び、変換後の信号を IF 信号 (中間周波数信号) という。実際には IF 信号からもう 1 段階周波数を下げているのだが原理は同じなので説明を省略する。

$$\nu_{IF} = |\nu_{RF} - \nu_{Lo}| \quad (1.7)$$

$\nu_{RF} < \nu_{Lo}$ のとき得られる IF を LSB (Lower Side Band) $\nu_{RF} > \nu_{Lo}$ のとき得られる IF を USB (Upper Side Band) と呼ぶ。帯域の中に local 周波数を混ぜると LSB 周波数と USB 周波数が現れ、サイドバンド処理の仕方が以下の 3 種類ある。

1.4.1 SSB

SSB (シングルサイドバンド) は USB と LSB のうち片方を選んで受信する方式である。図 1.2 のように SSB 観測では、Band Pass Filter を前段に置くことで選択しないほうの band の電波をカットし、差周波数成分を取り出す。輝線観測では片方のサイドバンドのみの情報を持つ SSB は都合がよいが、観測する周波数を変えるときには Lo 周波数を再設定するとともにフィルターをその都度交換する必要があり観測周波数変更が多い場合に適していない。

1.4.2 DSB

DSB (ダブルサイドバンド) は LSB と USB が混ざって 1 つの IF 信号に出力される方式である。図 1.3 のように DSB 観測では、前段には Band Pass Filter を置かず両方のサイドバンドの RF 信号と local 信号を入力し、差周波数成分だけを後段の BPF で取り出す。SSB 方式と比べて一度に観測できる周波数帯域

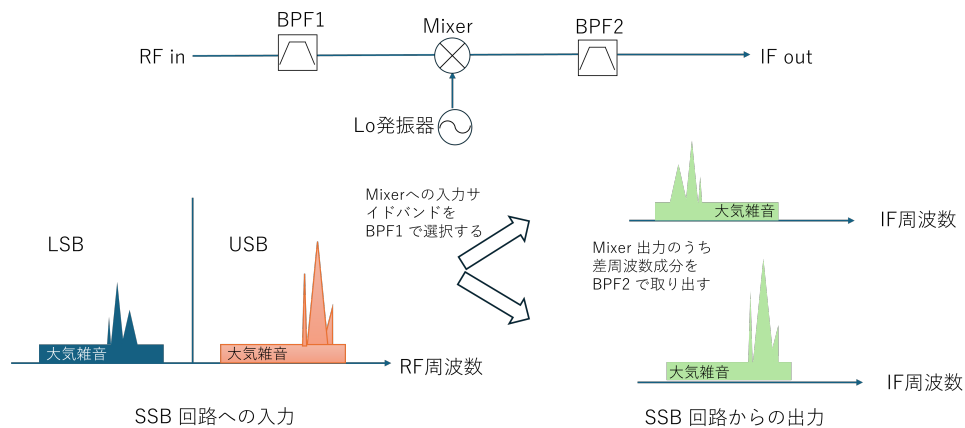


図 1.2: SSB 回路のブロックダイアグラムと入出力のイメージ

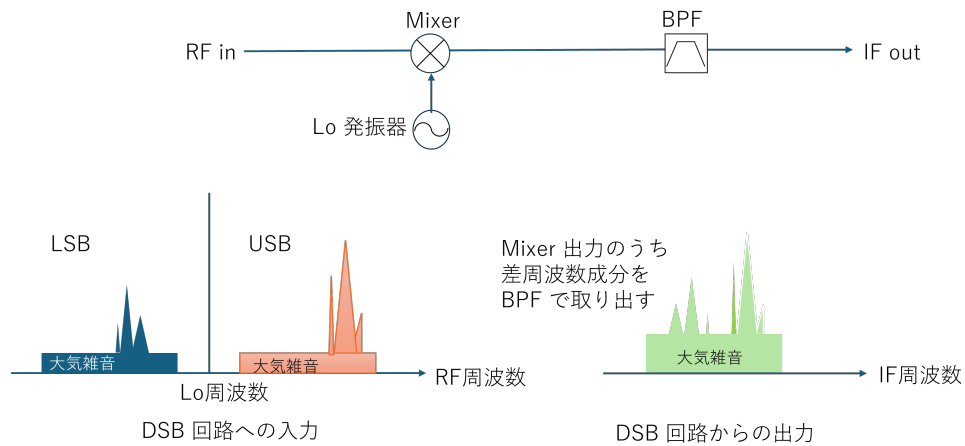


図 1.3: DSB 回路のブロックダイアグラムと入出力のイメージ

が広く連続波の観測で都合がよいことや観測周波数帯を変えるときにフィルターの交換などの作業が必要なく便利な一方で、輝線観測では取り出した信号が LSB USB どちらのサイドバンド由来の信号なのか特定するのが難しく、また輝線が入らないサイドバンドからの雑音に加わるため、両バンドの大気雑音が入力されて雑音が多い状態になってしまう点が問題となる。

1.4.3 2SB

2SB は LSB と USB が分離された状態で同時に出力される方式である。図 1.4 のように 2SB 観測では、両方のサイドバンドの RF 信号を入力すると LSB と USB が分離 (サイドバンド分離) されて出力される。サイドバンド分離には専用の素子を用いて位相を用いて分離を行う。入力信号を 2 系統に分け、片方は local 信号をそのまま入れて周波数変換し、もう一つは local 信号の位相を 90 度ずらして周波数変換する。周波数変換された二つの信号を、一方はそのまま、もう一方は位相を 90 度ずらして混合すると一つの出力は USB、もう一つは LSB が得られる。2SB 方式では観測する周波数を変更する際もフィルターの交換は必要なく、サイドバンドの特定に工夫を要することもないため観測する RF 周波数を変更しやすい。素子において理想的

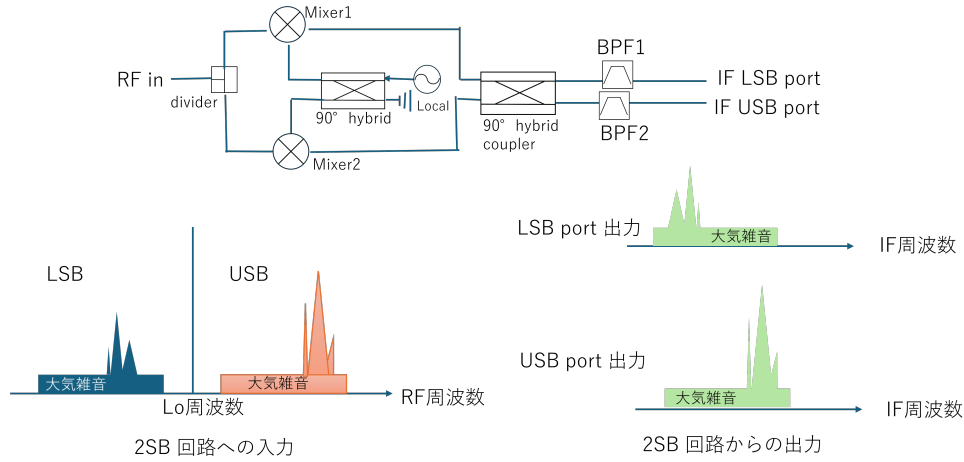


図 1.4: 2SB 回路のブロックダイアグラムと入出力のイメージ

なサイドバンド完全分離は難しいため RF 信号の時点で SSB 化されている。SSB 方式と比較すると完全にサイドバンドを分離することが難しいため、輝線観測においては雑音が多い状態になる点が問題となる。

1.4.4 IRR

次にサイドバンド分離比という評価基準を説明する。上記では LSB と USB が分離されて出てくると書いたが、実際にはごく微量、逆バンドの信号が漏れこんでしまう。意図する信号をメインバンド、漏れこんだ逆サイドバンドの信号をイメージバンドと呼ぶ。出力信号におけるメイン/イメージの強度比率を dB であらわしたものを IRR と呼ぶ。IRR の測定について、竹渕 (2024) が行った実験方法をもとに手法を説明する。

1. local 周波数を固定する。 (ν_L) とする)
2. $\nu_1 = \nu_L + \Delta\nu$ となるような ν_1 を RF 信号として入力する。
3. USB port (メインバンド) へ出てきた $\Delta\nu$ の信号強度 P_1 を測定する。LSB port (イメージバンド) へ出てきた $\Delta\nu$ の信号強度 P_2 も測定する。
4. local 周波数をそのままにし、RF 信号の周波数を $\nu_2 = \nu_L - \Delta\nu$ となるような ν_2 を ν_1 のときと同じ強度で入力する。USB port (イメージバンド) へ出てきた $\Delta\nu$ の信号強度 P_3 を測定する。LSB port (メインバンド) へ出てきた $\Delta\nu$ の信号強度 P_4 も測定する。
5. local 周波数を変えて手順 1–4 を繰り返す。

この実験において、local 周波数 ν_L 、IF 周波数 $\Delta\nu$ における USB port での IRR を $\frac{P_1}{P_3}$ local 周波数 ν_L 、IF 周波数 $\Delta\nu$ における LSB port での IRR を $\frac{P_2}{P_4}$ という。間違われやすいこととして $\frac{P_1}{P_2}$ や $\frac{P_4}{P_3}$ は IRR と呼ばないので注意したい。本来、USB port には local より高い周波数由来の電波しか現れないが、素子のサイドバンド分離を 100 % の精度ですることは不可能であり、local より低い周波数由来の電波が漏れこむ。一般的に、メイン：イメージ = 100 : 1 つまりイメージバンドの強度がメインバンドの強度よりも 20 dB 以上小さければ 2SB システムとしての運用に問題はないとされている。竹渕 (2024) では $\text{Lo}=6000$ MHz での USB port がメインとなる場合の IRR が 20 dB を超えていた。 Lo が 12000 GHz 以上で LSB

port がメインとなる場合の IRR は測定結果がなかった。これは 12 GHz の観測を LSB で行うことを 2025 年夏に決定したため実験時点では LSB 観測を想定していなかったからである。

1.5 観測手法

1.5.1 単一鏡観測

単一鏡観測というのは文字の通り単一鏡型電波望遠鏡を用いて観測を行うことである。単一鏡はアンテナの口径 D に相当する角度分解能 $\theta_{\text{HPBW}} \approx 1.2\lambda/D$ を持つが、アンテナ口径を大きくするにつれて鏡面を高精度に保ったまま正確に天体に向けることは技術的に難しくなる。また高い角度分解能を得るために口径の大きいアンテナを建設することも金銭的に難しい。単一鏡では以下の 4 つの観測手法が用いられている。

1. 強度観測：天体からの連続波の電波強度を測定したい場合、2 乗検波器を用いて測定する。2 乗検波器は電波強度の 2 乗に比例した値を電圧として出力する。
2. 分光観測：分光をして天体からの周波数ごとのスペクトルを測定したい場合、電波分光計を用いて観測を行う。
3. 偏波観測：偏波を観測したい場合、偏波計を用いる。1.、2. の特別なケースである。
4. 時間変化観測：パルサーのように極めて速い時間変化を見せる天体を観測したい場合、パルサーバックエンドと呼ばれる装置を用いて時間周期で折りたたみ足し合わせる。記録装置は 2. と同じである。

これらの観測を行うために単一鏡に搭載する IF 系を目的に合わせ整備しなければならない。

1.5.2 干渉計観測

アンテナの角分解能を上げるには望遠鏡の口径を大きくする必要があるが、単一鏡の口径を大きくするのにも限界がある。そこで複数の離れたアンテナにを設置することでアンテナ間の距離とみなすことができ、その大きさの口径の単一鏡とみなせるので角分解能が飛躍的に向上する。干渉計観測では、アンテナ間隔 d に対して $\theta_{\text{HPBW}} \approx \lambda/d$ を達成でき、かつ d は比較的容易に変更できる。そのため単一鏡観測の際と比べて天体の微小構造を明らかにする場合の優位性は明らかである。とくに VLBI と呼ばれる地球規模の干渉計は現在地上にあるいかなる望遠鏡よりも角分解能が高い。茨城と山口で干渉計観測を行うことでメタノールメーザー天体周囲の連続波を観測し大質量星に関する高度な研究が期待される。

第 2 章

研究目的

2.1 研究目的

研究目的は茨城大学が運用する日立 32 m 電波望遠鏡で 6.7 GHz と 12.2 GHz のメタノールメーザー LHCP、RHCP の両偏波で観測を行うことができるシステムを整備することである。6.7 GHz と 12.2 GHz のメタノールメーザーでは検出のための物理的条件が異なる部分があるため両方の観測をして検出の比較をすることで物理状態の推定に役立つことが期待される。また両偏波を観測することができるとゼーマン効果による磁場構造の観測ができることが期待できる。磁場は天体の形成過程を解明することに有益な情報を含む可能性があるため利用価値の高い手段である。

2.2 素子の紹介

本題に入る前に、ブロック図及び素子について説明する。ブロック図とは、回路図を素子記号を用い表したものである。ブロック図の例として、改修前の IF 系ブロック図を図 2.1 に示す。ブロック図に現れる素子の名前および役割を記号とともに紹介する (表 2.1)。これらの素子を目的に応じて回路に組み込み、観測に使用できるシステムを完成させる

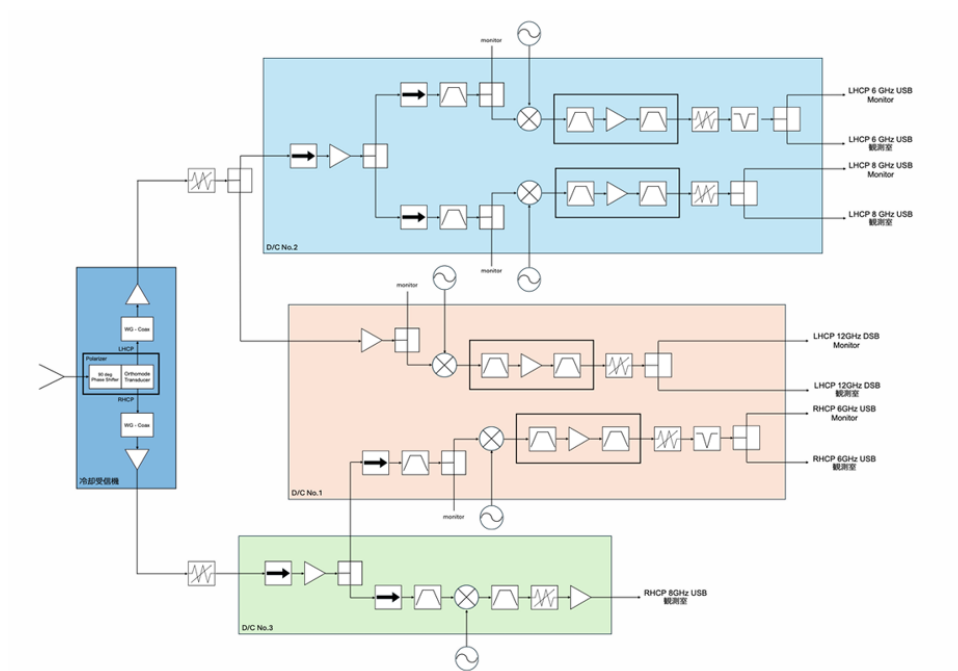


図 2.1: 改修前 IF 系全体像

表 2.1: 素子紹介

表示	素子名	役割
	Amplifier	微弱な電波信号の強度を増幅する。電源からの電力供給を必要とする。
	Band Pass Filter	意図した範囲の周波数の電波のみ通す。その上下の周波数の電波は通さない。
	Divider	電波を2つの回路に分離させる。
	Isolator	特定周波数の電波のみ一方向に通し、隣接する回路の予期しない電波の混入を防ぐ。
	Attenuator	電波信号強度を減衰、調整する。
	Mixer	Local信号とRF信号をミックスさせ、差周波数をIF信号として出力する。
	Notch Filter	狭い周波数範囲の不要な周波数電波を除去する。
	2SB変換器	位相をずらすことにより両サイドバンドを分離して二か所に出力する。

第 3 章

改修及び実験室での性能評価

3.1 改修

周波数変換器は巻き取り室に置かれている。9 月改修前のおおまかな全体像は次ページの図 2 の通りであった。左円偏波 (以下 LHCP) の変換器は 6 GHz 帯、8 GHz 帯、12 GHz 帯が搭載されていた。右円偏波 (以下 RHCP) の変換器は 6 GHz 帯、8 GHz 帯が搭載されていた。筐体が 3 つあり、

- ・ LHCP SSB の 6 GHz と LHCP SSB の 8 GHz (D/C No.2 と呼んでいる)
- ・ LHCP DSB の 12 GHz と RHCP SSB の 6 GHz (D/C No.1 と呼んでいる)
- ・ RHCP SSB の 8 GHz のみ (D/C No.3 と呼んでいる)

という構成になっていた。また実際には D/C No.1 と No.3 は仮設であった。D/C とは Down Converter のことであり周波数変換器のことである。2025 年 7-9 月と 12 月以降の 2 回に分けて両偏波の IF 系の改修を行った。2025 年 7-9 月に行った改修では、D/C No.2 の LHCP SSB 8 GHz を LHCP SSB 12 GHz 用に改修したため D/C No.2 は LHCP 6 GHz, 12 GHz SSB のシステムになった。その際に Amp, divider, BPF などの素子の対応帯域が 12 GHz まで伸びていなかったため一部の素子の交換を行った。また新規で LHCP 側に 2SB 周波数可変筐体 (D/C No.4 と呼ぶ) を作成し IF 系へ追加した。電波は D/C No.4 に入力され、周波数変換前に Divider によって電波を分けられ、片方は D/C No.2 へ入力される形になっている。さらに No.2 の中で 6 GHz と 12 GHz の周波数変換器へと分けられている。2025 年 12 月までに RHCP 側 D/C No.1 および No.3 の改修を行った。D/C No.1 は RHCP 6 GHz, 12 GHz SSB のシステムになった。12 GHz SSB システムは改修前には LHCP で 12 GHz DSB として使用されていたため Mixer の前に BPF を設置し SSB 方式になった。D/C No.3 は RHCP 8 GHz SSB で改修前とシステムの変更はない。12 月改修後のおおまかな全体像は図 3.1 の通りである。D/C No.3 に RF 信号を入力し、周波数変換前に Divider により電波を分け片方を No.1 の入力、さらに No.1 内部で 6 GHz と 12 GHz の周波数変換へと分けるという、LHCP と RHCP を同じ造りにする設計を行った。L では 2SB 可変、R では SSB 8 GHz の観測という違いはあるがそれ以外を同じ設計をしたのは同じ素子を用いて対応を見やすくするため、さらに一方が故障したときにすぐ入れ替えができるようにするためである。

日立 32m 巻取り室 全体像 (12月改修後)

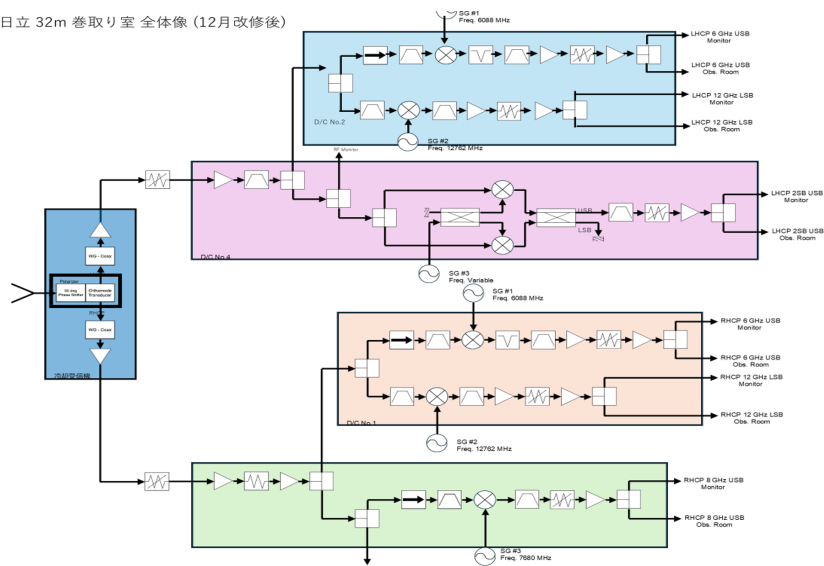


図 3.1: 改修後 IF 系全体像

3.2 素子の性能評価

改修にあたり新規で使用了素子の透過と反射の電波強度をはかり、実測値と仕様値を見比べることにより性能評価をした。これにより後に続くレベルダイヤ測定 of 参考にもなる。また著しく仕様からはずれてる場合は測定 of やり直しや素子の交換を行う可能性があった。S パラメータの測定は、KEYSIGHT 社の FieldFox Microwave Vector Network Analyzer (図 3.2) を使用して行った。測定前 (周波数、入力強度の設定を変えるごと) に calibration を行った。



図 3.2: network analyzer

3.2.1 S パラメータ

S パラメータ (Scattering parameter) とは、素子に入力された信号をどれだけ反射、透過するかを出力計測した指標である。単位は dB (デシベル) である。dB という単位について、電力 P(W, mW など) を dBm (デシベルミリワット) に変換すると以下の計算になる。

$$\text{dBm} = 10 \log_{10}\left(\frac{P}{1 \text{ mW}}\right) \quad (3.1)$$

であり、dBm でマイナスの値は 1 mW よりも小さい電力を表していることを意味する。また、単に dB は電力 (dBm) の比を表す。以下に 1 入力 1 出力の素子における 4 つの S パラメータの定義を示す。

- S_{11} port 1 に入力され port 1 から出力される信号
- S_{21} port 1 に入力され port 2 から出力される信号
- S_{12} port 2 に入力され port 1 から出力される信号
- S_{22} port 2 に入力され port 2 から出力される信号

測定の前に詳細設定をしなければならない。今回の測定での設定は以下の通りであった。

1. Trace ボタンから Num Of Trace を選択し 4H を選ぶ。これにより $S_{11}S_{21}S_{12}S_{22}$ の 4 つのグラフを 1 画面で見ることができる。
2. Frequency ボタンから測定したい周波数の最小と最大を選ぶ。表示したい周波数は RF でおよそ 6.5–12.5 GHz、IF でおよそ 500–1000 MHz なのでその範囲を含まなくてはならない。今回は RF で 4–14 GHz または 6–16 GHz または 2–22 GHz を設定し周波数範囲を 10 GHz または 20 GHz とした。IF では 300–1300 MHz を設定し周波数範囲を 1 GHz とした。
3. BW (Band Width) ボタンから 1 kHz を選択。これが大きすぎると帯域幅が大きくなり積分時間が長くなってしまう。
4. Sweep ボタンからデータ数を選択。
5. Measure setup ボタンの power level で入力強度を決める。Amp 以外の素子は -15 dBm、Amp は増幅がよくみられるように -30 dBm とする。
6. 設定が終わったら Calibration を行う。終了後はコネクタに付け替えて素子が無い場合とみなしその場合のパラメータを見る。 S_{11} と S_{22} の反射が -30 dBm 以下、 S_{21} と S_{12} の透過が -0.1 dBm 以上であれば正確に calibration ができている。calibration がうまくできたら素子の測定を行う。周波

数などの設定を変えるとその都度 calibration が必要になるため同じ設定で測定できる素子から測定を行う。また、注意点として calibration 後はなるべく必要以上に network analyzer のケーブルを振ったり動かしたりしないようにする。

LHCP 側に使用した素子の S パラメータの測定結果と素子の写真を付録 A 図 5.2–5.14 に示す。RHCP 側に使用した素子の S パラメータの測定結果と素子の写真を付録 B 図 5.15–5.55 に示す。横軸が周波数 (GHz または MHz)、縦軸が入力強度と比べた際の透過や反射の強度比 (dB) を表している。Divider には出力 port が二つあるため両方に対して測定し記載した。測定の結果、各社が公表しているデータシートの仕様や過去の学生が自作素子の性能評価を行った際の仕様と大きく離れた特性を示す素子は 8 GHz BPF のみであった。よってすべての素子を予定通り観測に使用することができると分かった。

8 GHz 用 8.0–8.8 GHz BPF の該当帯域について透過特性が悪く反射損失が大きかったため、再測定を行った。入力信号として 8 GHz white noise を測定機器としてスペクトルアナライザを用いた実験を行い、大きな損失が見られないことを確認した。したがって当初の透過測定の際にコネクタがしっかり締まっていなかったなどの人為的な測定ミスがあったと考えられる。

3.3 Amp の性能評価

Amp には適切な強度で信号を入力しないとリニアリティ (入力に対する出力の線形性) が保たれず期待する増幅率が得られない場合がある。リニアリティが良く保たれている入力強度を調べるために RHCP 用の素子の S パラメータの測定の際に Amp 特性に関する実験を行った。高橋 (2019)[5] では RF 部分の Amp のリニアリティ評価が行われていたが今回は IF 部分に使用する Amp のリニアリティを調べた。入力強度を Attenuator によって変えながら入力強度と Amp を通過した後の出力強度を調べることで任意の入力強度で仕様値に近い増幅率が得られているか確認することができる。P1dB という指標がある。Amp の入力パワーレベルを大きくしていくと出力が飽和していき、入力パワーに対して出力パワーの線形性が保たれなくなる。リニアな関係から出力が 1 dB 減ったときの入力パワーのことを P1dB という。P1dB 以下の入力強度でも線形性のばらつきがある可能性もあり、その時の入力を避けることができればより良い観測ができるはずである。以下は測定方法や手順である。

1. white noise (白色雑音) の作成

white noise とは、あらゆる周波数成分が一樣にみられる特性を持つ信号源のことである。SMA 終端を黒体として放射源に見立て、Amp (R&K LA120-0S) の入力に接続することでホワイトノイズを増幅し調べたい Amp への入力信号を作った。終端–Amp–power meter と繋ぎ、強度を測定した。この際に使用した power meter は +20 dBm 以上の強度の電波を入力すると破損してしまうため white noise 作成時に Amp を増やしていく過程で計測対象の Amp の増幅率を +20 dBm から引いた値よりも強度が大きければその時点で white noise を完成とした。最終的に white noise は、Amp (R&K LA120-0S) 3 つを直列でつなげたものとなった。

2. 入力信号強度の測定

次に 0–70 dB (10 dB 毎可変) および 0–15 dB (1 dB 毎可変) の 2 種類の Attenuator を組み合わせて 0–85 dB を 1 dB ずつ設定できるようにし、white noise そのものの電波強度、つまり測定する Amp の入力に相当する電波強度を記録した。Att 値が 0 dB のときの入力は +9.081 dBm であった。よって Att 値が 0 dB の入力は増幅率 +11 dB 以上の Amp の入力に絶対使ってはいけない。

3. 出力信号強度の測定

Attenuator から出てきた電波を測定する Amp に入力し、その出力を power meter に入力させた。power meter に +20 dBm 以上の信号を絶対に入力させないために、測定する Amp の仕様に応じて初期の Attenuator 値を設定した。金澤 (2017)[6] の研究で作成した自作 Amp (推定増幅率値: 25 dB) では 17 dB、R&K 社 LA120-0S (増幅率仕様値: 28 dB) では 20 dB、R&K 社 LA130-0S (増幅率仕様値: 38 dB) では 30 dB の Attenuator 値を実験の初期値とした。今回測定した Amp は

- ・ 金澤氏自作 Amp : 2 つ
 - ・ LA120: 2 つ
 - ・ LA130: 2 つ
- 以上である。

3.3.1 結果と考察

各 Amp 広い入力強度で測定を行い、グラフにて増幅率の極大が分かりやすく得られなかった R&K LA130 の 2 つについて 2 度目の測定を行った。またこの Amp の増幅率の極小付近については入力パワーを同じホワイトノイズと Att で調べることができなかったため極大のみの測定になっている。以下に測定結果とそれを踏まえた各 Amp の推奨入力強度と使用可能入力強度を表 3.1 に示す。自作 Amp は同じものであるため素子本体につけられていたシールに OK と AS と書かれていたためそれを区別するための名称とした。測定結果を図 3.3–3.10 に示す。

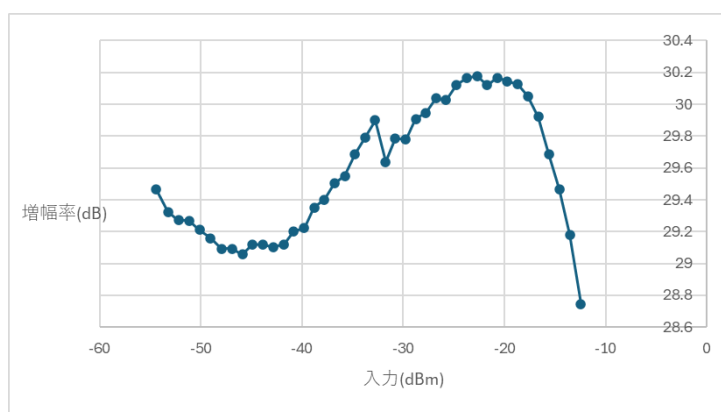


図 3.3: LA120-0S/16105001

実験の結果から Amp の最もリニアリティが保たれる入力強度を求めた。場所によりデータの飛びがみられた。これは 10 dB と書かれた Attenuator が正確に 10.0 dB となっていないことが予想される。そこでその

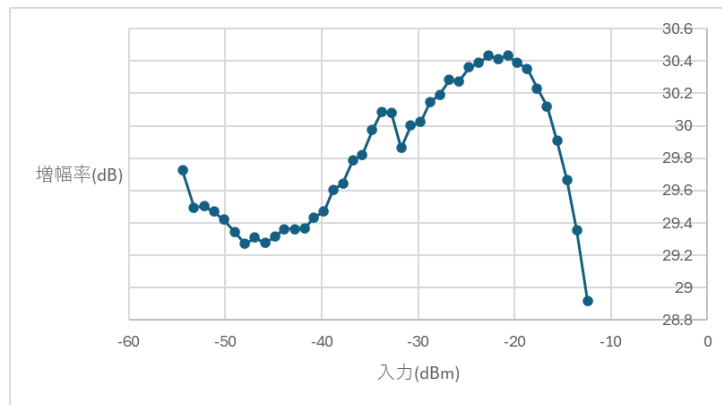


図 3.4: LA120-0S/18061006

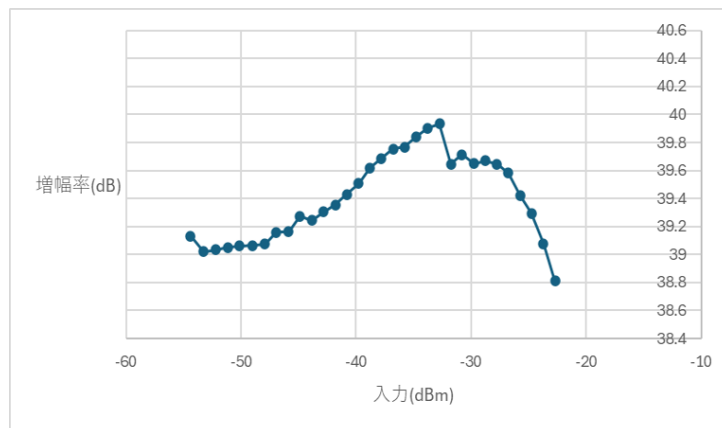


図 3.5: LA130-0S/16105005。1 回目

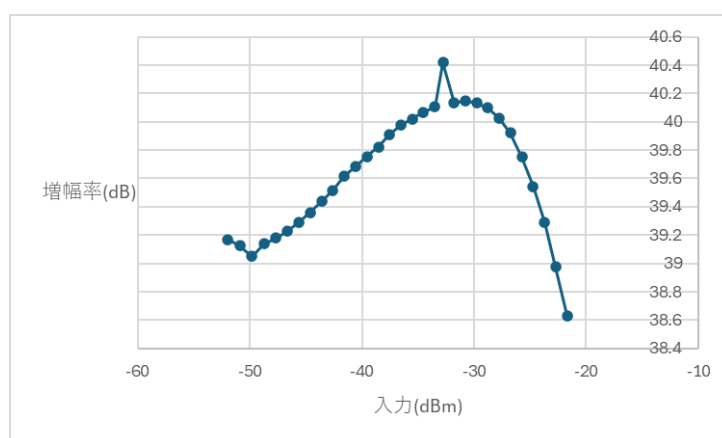


図 3.6: LA130-0S/16105005。2 回目

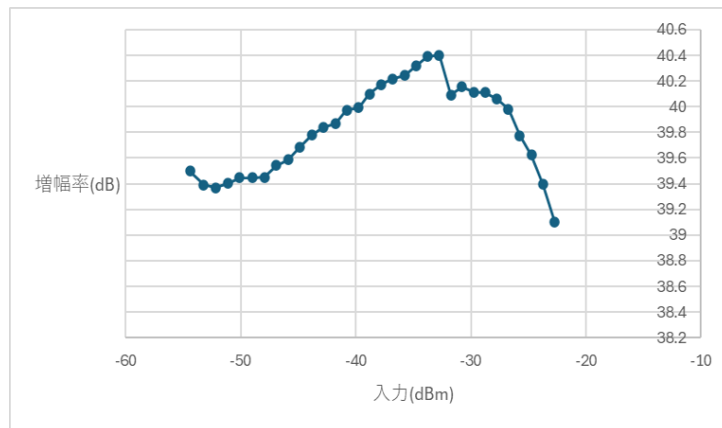


図 3.7: LA130-0S/18103003.1 回目

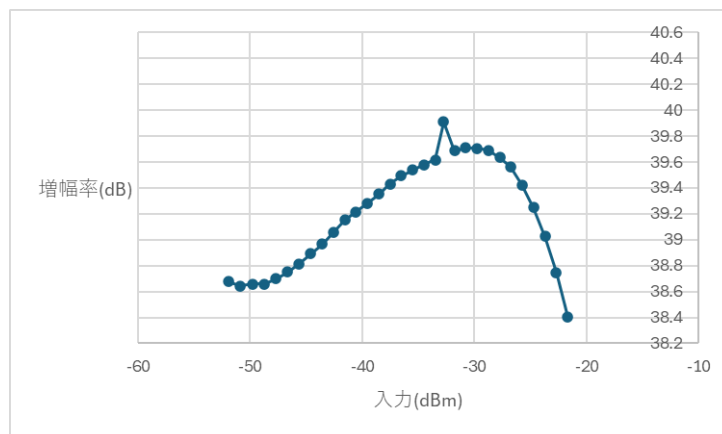


図 3.8: LA130-0S/18103003.2 回目

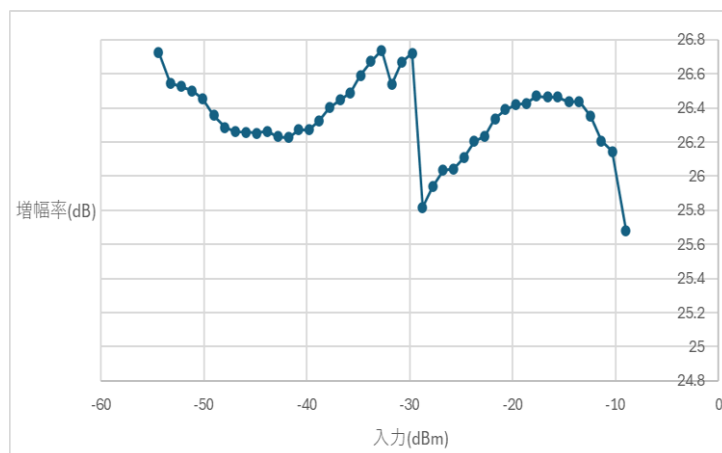


図 3.9: 自作 Amp AS

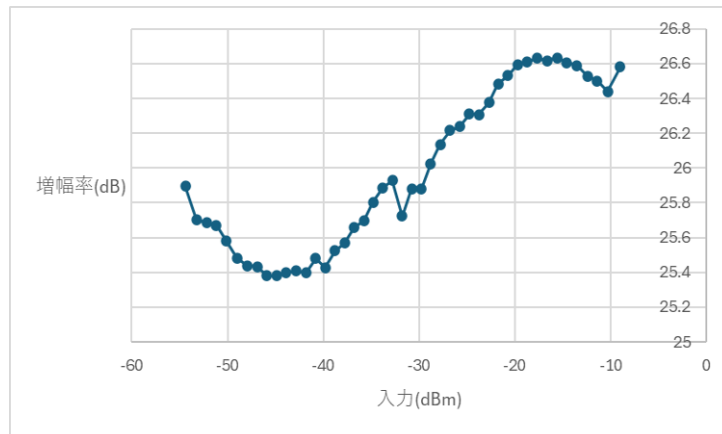


図 3.10: 自作 Amp OK

表 3.1: 推奨入力パワーと入力可能パワー (dBm)

素子	SN	推奨 (極大)	可能 (極大)	推奨 (極小)	可能 (極小)
LA120-1	+28dB	-27~-18dBm	-30~-17dBm	-50~-40dBm	-53~-38dBm
LA120-2	+28dB	-27~-18dBm	-30~-16dBm	-53~-40dBm	-53~-38dBm
LA130-1	+38dB	-37~-28dBm	-40~-26dBm		
LA130-2	+38dB	-37~-27dBm	-38~-25dBm		
自作 OK	+25dB	-22~-12dBm	-25~-10dBm	-49~-38dBm	-53~-35dBm
自作 AS	+25dB	-21~-10dBm	-28~-10dBm	-50~-38dBm	-53~-35dBm

測定点はリニアリティの判断に使わないこととした。高橋 (2019)[5] では横軸が入力パワー、縦軸が増幅率のグラフで、増幅率が極大値から 0.2 dB 変化するところまでの入力パワー範囲を Amp の使用推奨範囲とした。また、増幅率が 0.4 dB 変化するところまでを使用可能範囲とした。横軸が入力パワー、縦軸が増幅率のグラフで上に凸になっている付近で推奨・可能範囲を決める時は、増幅率の極大値からの変化を見て、下に凸になっている付近では増幅率の極小値からの変化を見た。この定義に今回も従った。

表より、自作 Amp の最もリニアリティが保たれる入力強度は -21~-12 dBm R&K の LA120-0S は -27~-18 dBm、R&K の LA130-0S は -37~-28 dBm と求められた。

3.4 回路全体の性能評価

次に回路全体の性能評価の実験結果を示す。測定にあたって改修後の素子情報などを正確に記載し設計したブロック図は筐体ごとに図に表した。(図 3.11-3.14)

3.4.1 レベルダイヤグラム

IF 系に入力された信号は出力した後記録系に入るが、記録系の仕様を満たす信号強度になるか確認するためにレベルダイヤ測定を行った。

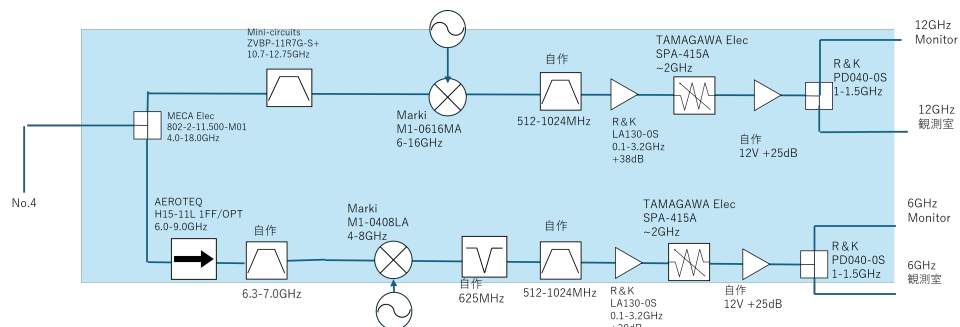


図 3.11: 改修後 D/C.No2

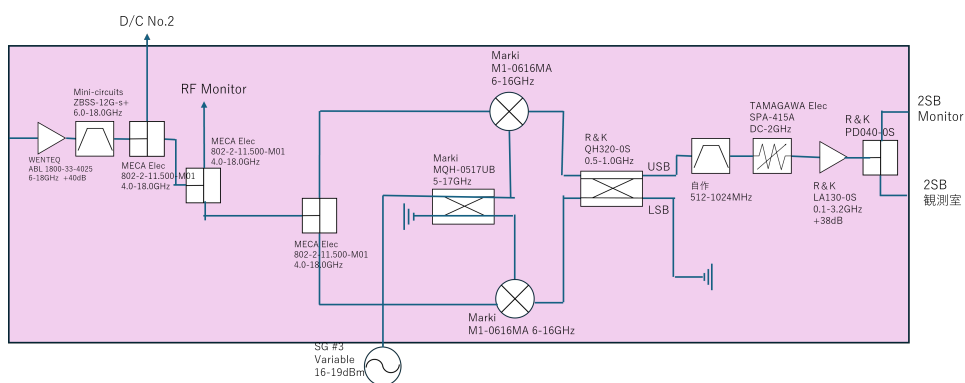


図 3.12: 改修後 D/C.No4

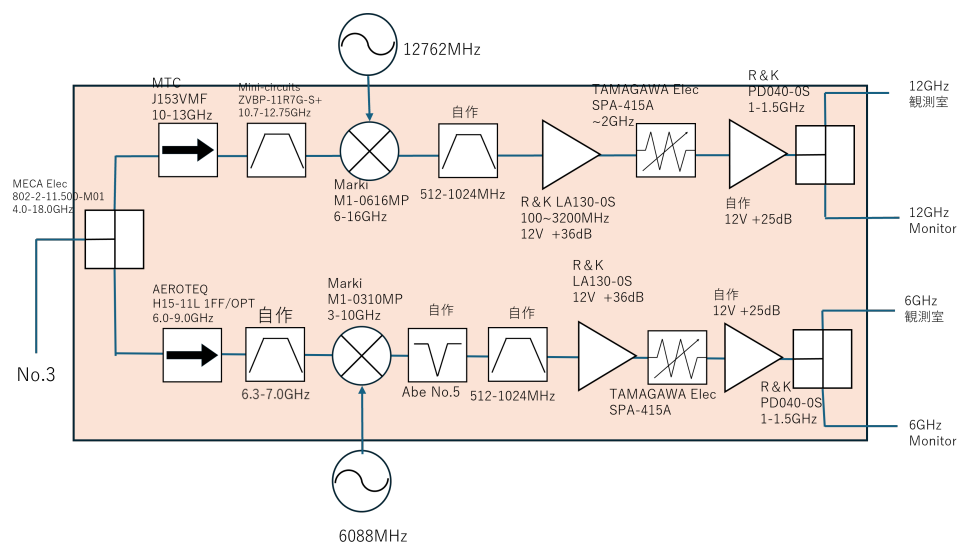


図 3.13: 改修後 D/C.No1

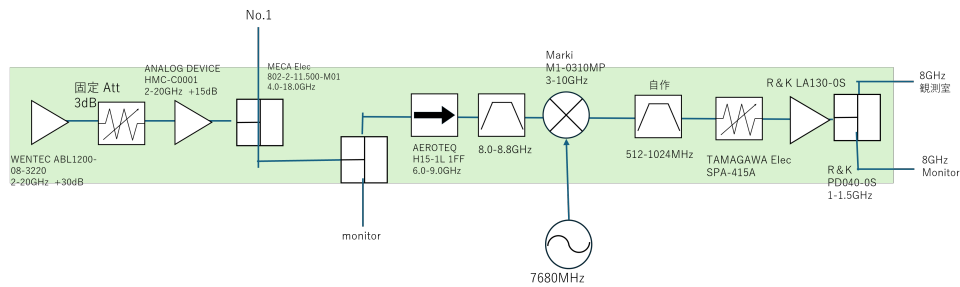


図 3.14: 改修後 D/C.No3

1. 第一測定点への入力信号 (実験室の場合、ホワイトノイズ、アンテナの場合、受信機出力) を power meter へ入力し、記録
2. power meter への入力を外し、次の素子に繋ぎ変える。その素子からの出力を power meter へ入力し、記録
3. power meter への入力を外し、次の素子に繋ぎ変える。これを繰り返す。
素子が Amp や可変 Attenuator の場合は繋ぎ終わってから供給電源のスイッチを入れる。記録が終わったら速やかに供給電源を OFF にする。

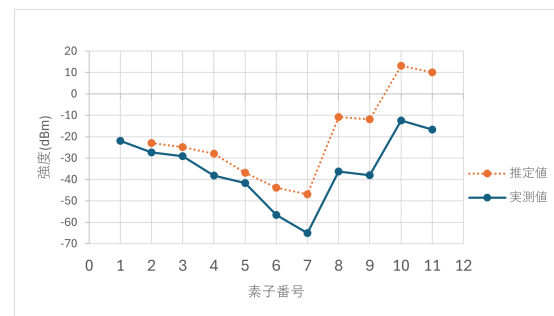
レベルダイヤ測定の際、実験前に推定値を用意しておき測定値と比べることができると望ましい。推定値は各素子の製造会社で作成しているデータシートの増幅率及び挿入損失を参考にしている。

3.4.2 LHCP 側 測定結果

ここでは受信機出力を入力信号として実験を行った。SSB 6 GHz と 12 GHz のレベルダイヤ測定の推定値と結果の表とグラフを図 3.15, 3.16 に示す。

(a) LHCP 6 GHz データ

素子名	素子番号	推定値(dBm)	実測値(dBm)	増減(dB)	仕様値(dB)
divider	1		-21.9		
Isolater	2	-22.9	-27.3	-5.4	-1.0
BPF	3	-24.9	-29.1	-1.8	-2.0
divider	4	-27.9	-38.1	-9.0	-3.0
mixer	5	-36.9	-41.7	-3.6	-9.0
notch filter	6	-43.9	-56.5	-14.8	-7.0
BPF	7	-46.9	-65.0	-8.5	-3.0
Amp	8	-10.9	-36.3	28.7	36.0
Att	9	-11.9	-38.0	-1.7	-1.0
Amp	10	13.1	-12.5	25.5	25.0
divider	11	10.1	-16.7	-4.2	-3.0



(b) LHCP 6 GHz グラフ

図 3.15: LHCP 6 GHz レベルダイヤ測定結果

(a) LHCP 12 GHz データ

素子名	素子番号	推定値(dBm)	実測値(dBm)	増減(dB)	仕様値(dB)
divider	1	-27.2	-27.2		
BPF	2	-29.2	-32.5	-5.3	-2
divider	3	-32.2	-35.5	-3.0	-3
mixer	4	-41.2	-40.6	-5.1	-9
BPF	5	-44.2	-42.9	-2.3	-3
Amp	6	-8.2	-30.9	12.0	36
Att	7	-9.2	-32.1	-1.2	-1
Amp	8	15.8	-6.4	25.7	25
divider	9	12.8	-10.9	-4.5	-3

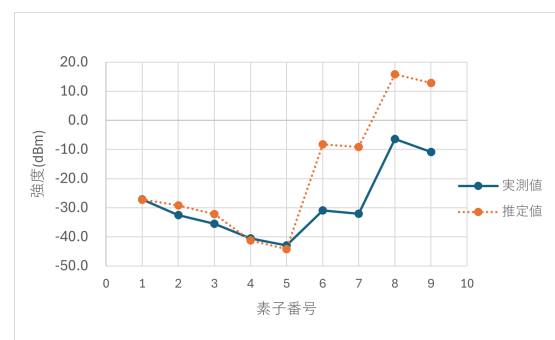


図 3.16: LHCP 12 GHz レベルダイヤ測定結果

- 6 GHz レベルダイヤ測定の結果、Amp での増幅率は仕様値を大きく外れることはなかったが一部の divider や BPF、notch filter で推定値よりも大きな損失がみられた。BPF での損失は帯域が狭まったことによる積分値の減少が主な原因であり、その狭まり方が推定値よりも大きかった可能性がある。また、notch filter での損失は、入力信号の周波数成分が一様と仮定して推定値を求めているが、実際の測定時の入力信号には notch filter で除去される帯域に強い外来電波が混入していたために損失が大きく求められた可能性がある。これらの可能性が正しいのかの判断をするために BPF については入力信号の帯域幅の測定を、notch filter については入力信号のスペクトルの測定を、スペクトルアナライザによって行う必要がある。未解決な点もあるが、IF 系出力として基準とした -30 dBm を超えたため搭載を可能と判断した。
- 12 GHz レベルダイヤ測定の結果、IF 部分の R&K Amp が仕様値より明らかに増幅率が低かった。入力信号強度が適切でなかった可能性や Amp に対する電源供給電流値が不足していた可能性があると考えられる。

Amp には必要な電流供給値が定められている。今回 LHCP に使用した主な Amp の必要電流は、

1. ABL1800-33-4025 (RF Amp) : 320mA

2. R & K LA130-0S (IF Amp) : 230mA

であった。尚、自作 Amp については別の電源を用いているので関与しない。D/C No.2 は 2 の Amp 2 つを使用したので必要電流は 460 mA、D/C No.4 は 1 の Amp 1 つと 2 の Amp 1 つを使用したので必要電流は 550 mA である。一方、使用した電源の最大供給電流は通常 1 A かそれより大きいので、電源は問題ないと思われる。未解決な点もあるが、IF 系出力として基準とした -30 dBm を超えたため搭載可能と判断した。可能であれば問題点を含む部分の原因説明や確認のための再測定を行うことが望ましい。

3.4.3 RHCP 側

大阪公立大学実験室にて測定を行った。ホワイトノイズには、sky から降る CMB (宇宙マイクロ波背景放射) の輝度温度を想定して帯域幅 6 GHz 温度 3 K の黒体放射を仮想した (知念 2022)。終端に Att をとりつけて黒体をイメージし、広帯域 Amp で増幅させた。レベルダイヤの入力強度についてはアンテナで黒体を見たときの放射とそれが IF 系に入力される推定強度を計算によって求めた。

$$P = 1.38 \times 10^{-23} \times 6 \times 10^9 \times 3 \times 10^3 \text{W} \quad (3.2)$$

これを dBm に直すと

$$10 \log_{10} P = -96.05 \text{ dBm} \quad (3.3)$$

受信機の低雑音増幅器 (LNA) で 32 dB 増幅されるので RF Input 強度は -64 dBm 程度と考えられる (知念 2022)[6]。作ったホワイトノイズの出力強度をはかったところ -43 dBm であった。ただしこの時の帯域は使用した Amp の特性から 11 GHz 幅であったので実際にアンテナに搭載した受信機出力 (受信機の性能上 6-12 GHz) と比較するためには 6/11 倍して -49 dBm であると算出できた。したがってホワイトノイズの出力強度を 15 dB 下げる必要がある。ブロックダイヤの -43 dBm に対して 16 dB 下げた -59 dBm の入力値で測定を行った。(Amp 後に 10 dB + 6 dB の Att をつけた。) ブロックダイヤの丸数字の部分に power meter を取り付けて実験を行った。例えば 8 であればそれぞれの mixer の出力 (IF 信号) 強度を計った。power meter は Anritsu 社の ML2438A Power Meter を用いて実験を行った。測定前に calibration ボ

タンにて calibration を行い、その後は power meter を動かないよう机に固定し実験を行った。参考として RHCP のレベルダイヤ測定をした際の測定風景を示す (図 3.17)。測定結果を図 3.18–3.20 に示す。

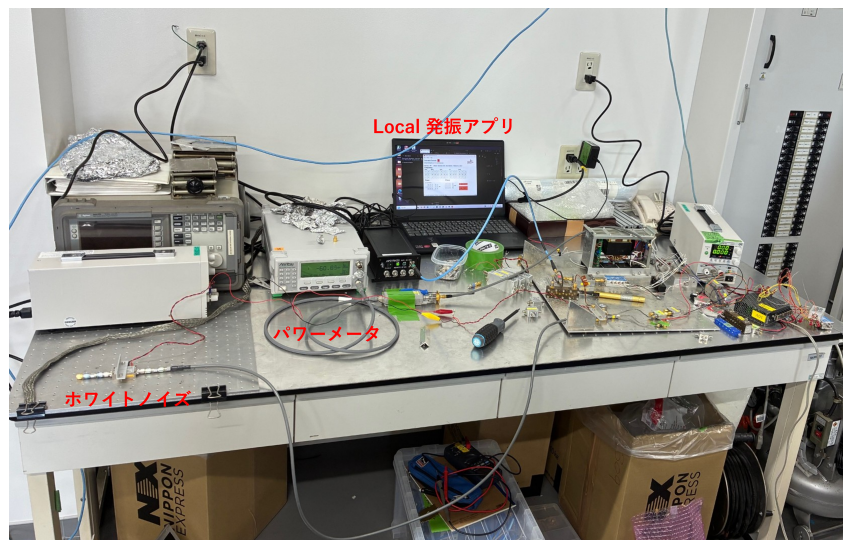
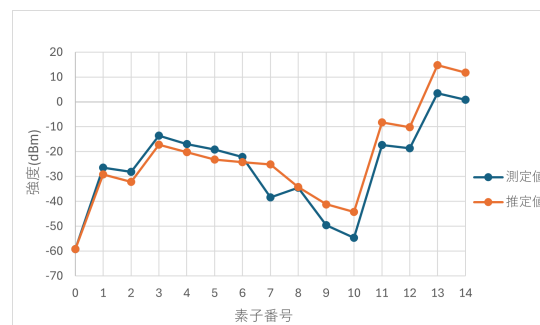


図 3.17: RHCP レベルダイヤ測定風景

(a) RHCP 6 GHz データ

素子名	素子番号	推定値(dBm)	実測値(dBm)	増減(dB)	仕様値(dB)
入力	0	-59.2	-59.2		\
Amp	1	-29.2	-26.4	32.8	30
Att	2	-32.2	-28.1	-1.7	-3
Amp	3	-17.2	-13.6	14.5	15
div	4	-20.2	-16.9	-3.3	-3
div	5	-23.2	-19.2	-2.3	-3
Iso	6	-24.2	-22.1	-2.9	-1
BPF	7	-25.2	-38.4	-16.3	-1
mixer	8	-34.2	-34.5	3.9	-9
notch	9	-41.2	-49.6	-15.1	-7
BPF	10	-44.2	-54.6	-5	-3
Amp	11	-8.2	-17.3	37.3	36
Att	12	-10.2	-18.7	-1.4	-2
Amp	13	14.8	3.4	22.1	25
div	14	11.8	0.8	-2.6	-3

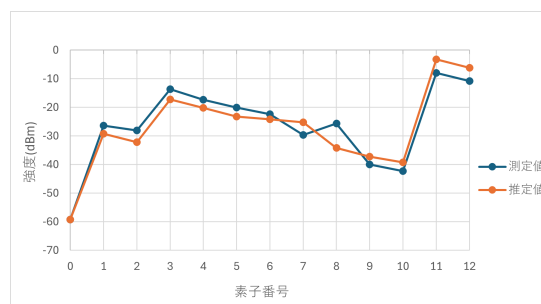


(b) RHCP 6 GHz グラフ

図 3.18: RHCP 6 GHz レベルダイヤ測定結果

(a) RHCP 8 GHz データ

素子名	素子番号	推定値(dBm)	実測値(dBm)	増減(dB)	仕様値(dB)
入力	0	-59.2	-59.2		\
Amp	1	-29.2	-26.4	32.8	30
Att	2	-32.2	-28.1	-1.7	-3
Amp	3	-17.2	-13.6	14.5	15
div	4	-20.2	-17.3	-3.7	-3
div	5	-23.2	-20.1	-2.8	-3
Iso	6	-24.2	-22.4	-2.3	-1
BPF	7	-25.2	-29.6	-7.2	-1
mixer	8	-34.2	-25.6	4	-9
BPF	9	-37.2	-40	-14.4	-3
Att	10	-39.2	-42.3	-2.3	-2
Amp	11	-3.2	-7.9	34.4	36
div	12	-6.2	-10.8	-2.9	-3

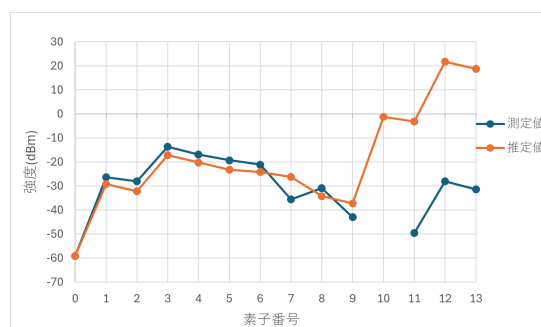


(b) RHCP 8 GHz グラフ

図 3.19: RHCP 8 GHz レベルダイヤ測定結果

(a) RHCP 12 GHz データ

素子名	素子番号	推定値(dBm)	実測値(dBm)	増減(dB)	仕様値(dB)
入力	0	-59.2	-59.2		\
Amp	1	-29.2	-26.4	32.8	30
Att	2	-32.2	-28.1	-1.7	-3
Amp	3	-17.2	-13.6	14.5	15
div	4	-20.2	-16.9	-3.3	-3
div	5	-23.2	-19.3	-2.4	-3
Iso	6	-24.2	-21.1	-1.8	-1
BPF	7	-26.2	-35.6	-14.5	-2
mixer	8	-34.2	-30.9	4.7	-8
BPF	9	-37.2	-43	-12.1	-3
Amp	10	-1.2			36
Att	11	-3.2	-49.6		-2
Amp	12	21.8	-28.1	21.5	25
div	13	18.8	-31.4	-3.3	-3



(b) RHCP 12 GHz グラフ

図 3.20: RHCP 12 GHz レベルダイヤ測定結果

結果

ブロックダイヤの通り、丸数字 3 までは 6 GHz, 12 GHz, 8 GHz 系統で共通、また丸数字 4 は 6 GHz, 12 GHz 系統で共通である。

- 8 GHz: おおよそ推定の通りの結果となった。Mixer で本来なら強度は弱くなるが実験では強度が上がっている。この理由として Local の電波が一部漏れこんだことによる見かけの強度上昇の可能性が考えられる。次の BPF で Local 由来の電波はカットされるため実験の結果として問題ないといえる。実際、BPF をつなげた後は推定の強度に戻っていることが分かる。
- 6 GHz: BPF および notch filter の箇所では推定より大きな減衰がみられた。LHCP 6 GHz で挙げたのと同じ可能性が考えられる。原因として考えることは周波数積分されていることと考えられた。フィルターによって周波数範囲が狭まったため見かけの強度降下がみられた。
- 12 GHz: 実験の途中で Amp が故障して作動しなくなってしまった。その影響で 10 の測定ができなかった。11 からは Amp 抜きの測定になったが最後まで行った。Amp が正常ならば 6 GHz の回路と同等か強い強度が得られると考えられる。

以上のことを踏まえ、未解決な点もあるが、LHCP よりも強い強度で IF 系出力を確認できたことから搭載には問題ないと判断した。

3.4.4 RHCP D/C No.1 notch filter 出力

D/C No.1 の 6 GHz でレベルダイヤ測定の notch filter の箇所では大きい強度減少がみられたため詳細に調べる目的で IF 周波数帯のホワイトノイズを用いて notch filter 入力・出力をスペクトラムアナライザー (図 3.21) で調べた。

測定の結果 notch filter でカットしない周波数成分の箇所でも最小 7 dB の損失がみられた。notch filter の仕様書を見たところ notch filter には内部の入力端および出力端に 3 dB Attenuator の役割を担う回路が組み込まれていることがわかり、製作直後の性能評価でも 7 dB 以上の損失があることが分かった。そのためレベルダイヤで 10 dB 程度の損失は大きな問題ではないと判断した。



図 3.21: スペクトラムアナライザー

第 4 章

アンテナでの性能評価

4.1 装置全体のリニアリティ測定

LHCP SSB 6 GHz 12 GHz において可変 Attenuator の減衰値を変化させ、入力パワーと出力パワーの線形性が保たれている Attenuator 値を探した。理想は Attenuator 値を 1 dB 増やすと出力もちょうど 1 dB 変化することである。D/C No4 の入力前に RF Attenuator をつなぎ、RF Att + D/C No4 + D/C No2 という構成で RF Attenuator = 0 dB + IF Attenuator = 0-9 dB, RF Attenuator = 10 dB + IF Attenuator = 0-15 dB の組み合わせで 0-25 dB の Attenuator 値で変化させた。結果を表 4.1 に示す。

表 4.1: LHCP SSB 6 GHz 12GHz リニアリティ

RF att (dB)	IF att (dB)	合計Att値 (dB)	6G IF out (dBm)	強度変化 (dB)	12G IF out (dBm)	強度変化 (dB)
0	0	0	0.175		4.79	
0	1	1	-0.832	1.007	3.884	0.906
0	2	2	-1.921	1.089	2.904	0.98
0	3	3	-2.943	1.022	1.992	0.912
0	4	4	-3.989	1.046	0.805	1.187
0	5	5	-5.014	1.025	-0.122	0.927
0	6	6	-6.105	1.091	-1.14	1.018
0	7	7	-7.119	1.014	-2.074	0.934
0	8	8	-8.143	1.024	-3.35	1.276
0	9	9	-9.22	1.077	-4.284	0.934
10	0	10	-10.615	1.395	-5.408	1.124
10	1	11	-11.665	1.05	-6.387	0.979
10	2	12	-12.777	1.112	-7.389	1.002
10	3	13	-13.811	1.034	-8.228	0.839
10	4	14	-14.865	1.054	-9.587	1.359
10	5	15	-15.885	1.02	-10.955	1.368
10	6	16	-16.97	1.085	-11.971	1.016
10	7	17	-17.981	1.011	-12.912	0.941
10	8	18	-19.001	1.02	-14.181	1.269
10	9	19	-20.011	1.01	-15.103	0.922
10	10	20	-21.067	1.056	-16.104	1.001
10	11	21	-22.063	0.996	-17.03	0.926
10	12	22	-23.049	0.986	-18.2	1.17
10	13	23	-24.038	0.989	-19.119	0.919
10	14	24	-25.077	1.039	-20.103	0.984
10	15	25	-26.049	0.972	-21.003	0.9

結果

リニアリティが保たれているかどうかの評価で Attenuator 値を 1dB 変化させたときの出力の変化量が 0.99–1.01 dB を良好と判断した時、隣り合う合計 Att 値の両方でこの条件を満たす箇所がなかった。0.98–1.02 dB に条件を緩めると 6 GHz では合計 Att 値が 17–19 dB と 21–23 dB で条件を満たした。一方で 12 GHz については隣り合う合計 Att 値の両方でこの条件を満たす箇所がなかった。原因として、2SB (No4) の local が mixer を通して逆流し、今回測定した 6 GHz 系、12 GHz 系に混入している可能性が挙げられる。実際に 6 GHz 帯の local を 2SB 系へ入力したときに 2 倍高周波である 12 GHz 帯の信号が 12 GHz 系に混入していることが確かめられた。したがって、今回の 12 GHz 系のリニアリティ測定結果はこの影響を受けており再測定が必要である。対策としては 2SB の RF 部分に isolator を入れることが考えられる。

4.2 T_{sys} の比較

周波数変換器を改修する前後でのアンテナのシステム雑音温度と tau 測定の比較をし、周波数変換器を含めたアンテナの性能を評価した。評価基準を改修前としたのは改修前と同じ精度で観測を行うことを目標としたからである。

4.2.1 システム雑音温度

システム雑音温度とは、大気とアンテナの雑音を合わせたパワーを温度であらわしたものであり温度が高いほどシステム全体の雑音が大きい。測定には R-sky 法という手法を使う。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を求める方法である。以下で R-sky 法の計算を示す。電波望遠鏡を空に向けた時のパワーは、

$$P_{\text{sky}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta)T_{\text{amb}} + \eta(1 - e^{-\tau})T_{\text{atm}}] \quad (4.1)$$

ここで k はボルツマン定数、 B は帯域幅、 T_{RX} は受信機雑音温度、 η はフィード効率 (アンテナが空からの信号をとらえる効率)、 τ は光学的厚み、 T_{amb} は地上で測った温度、 T_{atm} は上空大気の色度を表す。簡単のために $T_{\text{atm}} = T_{\text{amb}}$ とすると

$$P_{\text{sky}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau})T_{\text{amb}}] \quad (4.2)$$

アンテナを天頂に向けた時の τ を τ_0 とし、天頂とのなす角を Z としたとき

$$\tau = \tau_0 \sec Z \quad (4.3)$$

であり、

$$P_{\text{sky}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau_0 \sec Z})T_{\text{amb}}] \quad (4.4)$$

となる。一方で天体を見せた時のパワーは

$$P_{\text{source}} = GkB[T_{\text{RX}} + (1 - \eta e^{-\tau_0 \sec Z})T_{\text{amb}} + \eta e^{-\tau_0 \sec Z}T_A] \quad (4.5)$$

である。ここで T_A 以外の項が雑音である。アンテナを大気圏外に出した時の T_A を T_A^* とおくと大気による減衰の影響で

$$T_A^* = T_A e^{\tau_0 \sec Z} \quad (4.6)$$

雑音をまとめて

$$T_{sys} \equiv \frac{T_{RX} + (1 - \eta e^{-\tau_0 \sec Z}) T_{amb}}{\eta} \quad (4.7)$$

$$T_{sys}^* \equiv \frac{T_{RX} + (1 - \eta e^{-\tau_0 \sec Z}) T_{amb}}{\eta e^{-\tau_0 \sec Z}} \quad (4.8)$$

と定義する。(4.7) (4.8) 式を見ると T_{sys}^* と T_{sys} の関係は

$$T_{sys}^* = \frac{T_{sys}}{e^{\tau_0 \sec Z}} \quad (4.9)$$

と表せることが分かる。電波吸収体からの放射出力は

$$P(T_{amb}) = GkB(T_{RX} + T_{amb}) \quad (4.10)$$

であり、式 (4.10)–(4.4) をすることにより

$$P(T_{amb}) - P_{sky} = GkB\eta e^{-\tau_0 \sec Z} T_{amb} \quad (4.11)$$

これを変形し、

$$\eta e^{\tau_0 \sec Z} = \frac{P(T_{amb}) - P_{sky}}{GkB T_{amb}} \quad (4.12)$$

また、(4.2) 式を変形すると

$$\frac{P_{sky}}{GkB} = T_{RX} + (1 - \eta e^{-\tau_0 \sec Z}) T_{amb} = \eta T_{sys} \quad (4.13)$$

(4.12) (4.13) より

$$T_{sys}^* = \frac{P_{sky} T_{amb}}{P(T_{amb}) - P_{sky}} \quad (4.14)$$

が得られる。さらに、後で便利のために

$$T_{sys}^* = \frac{T_{amb}}{\left(\frac{P(T_{amb})}{P_{sky}}\right) - 1} \quad (4.15)$$

と書く。また、 τ 測定を行えば (4.9) 式よりアンテナを地上に置いた場合の T_{sys} も求めることができる。さらに詳しい解説や受信機システムの性能評価については滝沢 (2011) [8] に記述してある。

4.2.2 LHCP における測定結果

比較したのは改修前 9/17 の結果と改修後 10/18 の結果である (表 4.2–4.7, 図 4.1–4.6)。

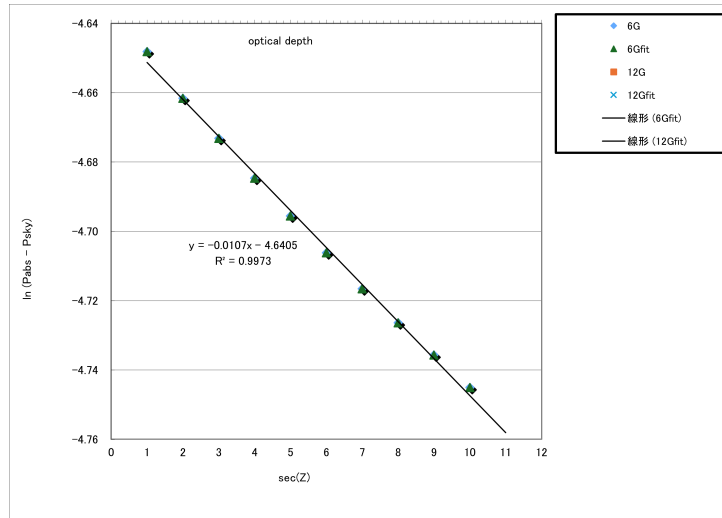


図 4.1: 改修前 6GHz SSB x 軸 secz , y 軸 $\ln(P(T_{amb} - P_{sky}))$ グラフ

表 4.2: 改修前 6GHz SSB T_{sys}^* データ

secz	el	Psky	P(Tamb)	Tsys*	Tsys
1.0038	85.000	0.000803	0.01038	25.43	25.16
2	30.000	0.000931	0.01038	29.88	29.25
3	19.471	0.00104	0.01038	33.77	32.70
4	14.478	0.001147	0.01038	37.65	36.08
5	11.537	0.001247	0.01038	41.39	39.23
6	9.594	0.001344	0.01038	45.08	42.28
7	8.213	0.001436	0.01038	48.69	45.18
8	7.181	0.001524	0.01038	52.18	47.91
9	6.379	0.001606	0.01038	55.49	50.41
10	5.739	0.001688	0.01038	58.87	52.91

図 4.2: 改修後 6GHz SSB x 軸 secz , y 軸 $\ln(P(T_{amb} - P_{sky}))$ グラフ

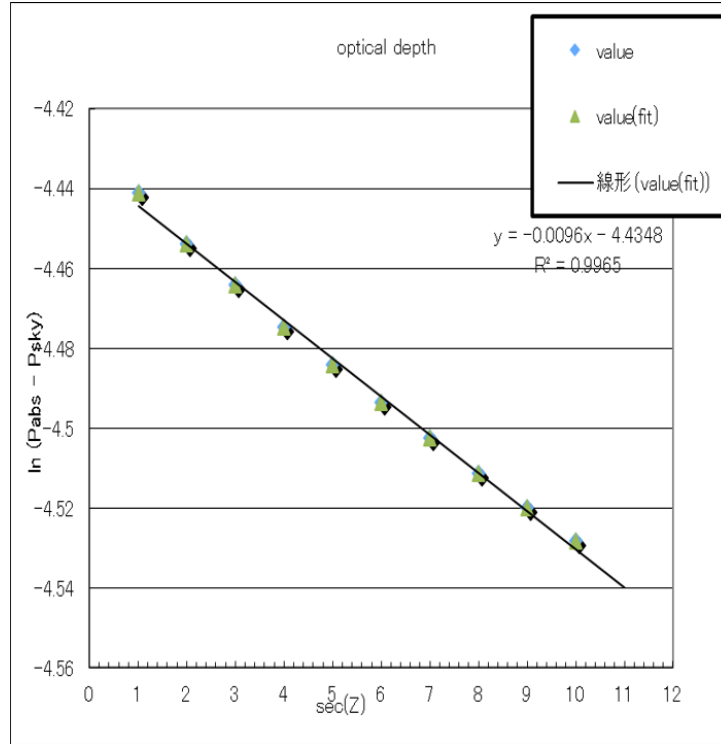


表 4.3: 改修後 6GHz SSB T_{sys}^* データ

secz	el	Psky	P(Tamb)	Tsys*	Tsys
1.0038	85.000	0.000936	0.01272	23.47	23.24
2	30.000	0.001086	0.01272	27.58	27.06
3	19.471	0.001207	0.01272	30.98	30.10
4	14.478	0.001326	0.01272	34.4	33.10
5	11.537	0.001435	0.01272	37.58	35.82
6	9.594	0.00154	0.01272	40.72	38.45
7	8.213	0.00164	0.01272	43.73	40.90
8	7.181	0.001736	0.01272	46.7	43.26
9	6.379	0.001832	0.01272	49.72	45.62
10	5.739	0.00192	0.01272	52.53	47.74

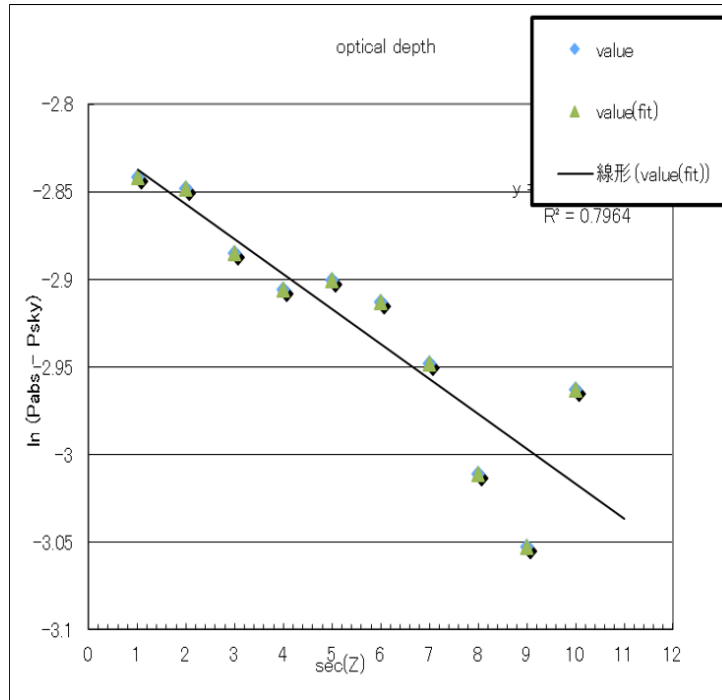


図 4.3: 改修後 6GHz 2SB x 軸 secz , y 軸 $\ln(P(T_{amb} - P_{sky}))$ グラフ

表 4.4: 改修後 6GHz 2SB T_{sys}^* データ

secz	el	Psky	P(Tamb)	Tsys*	Tsys
1.0038	85.000	0.00565	0.06397	28.63	28.06
2	30.000	0.00604	0.06397	30.81	29.60
3	19.471	0.00812	0.06397	42.94	40.45
4	14.478	0.00928	0.06397	50.16	46.31
5	11.537	0.00898	0.06397	48.25	43.67
6	9.594	0.00967	0.06397	52.66	46.72
7	8.213	0.01153	0.06397	64.96	56.50
8	7.181	0.01475	0.06397	88.54	75.47
9	6.379	0.01675	0.06397	104.8	87.61
10	5.739	0.0123	0.06397	70.37	57.64

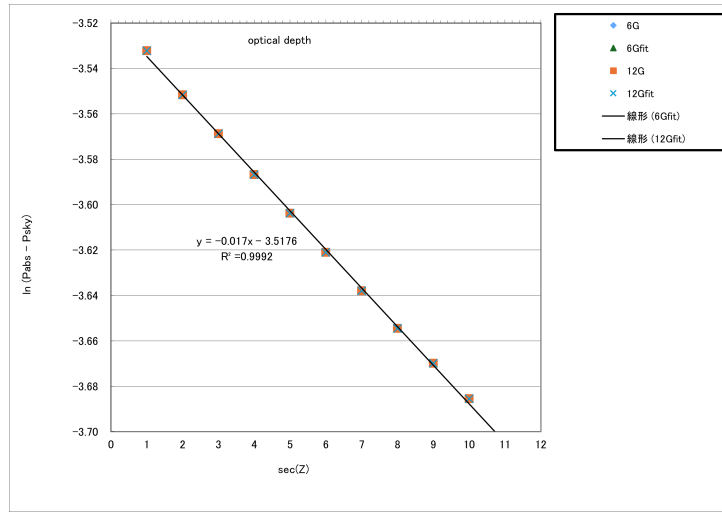


図 4.4: 改修前 12GHz DSB x 軸 $\sec z$, y 軸 $\ln(P(T_{amb} - P_{sky}))$ グラフ

表 4.5: 改修前 12GHz DSB T_{sys}^* データ

secz	el	Psky	P(Tamb)	Tsys*	Tsys
1.0038	85.000	0.002837	0.03208	26.50	26.05
2	30.000	0.003401	0.03208	32.40	31.32
3	19.471	0.003886	0.03208	37.65	35.78
4	14.478	0.00439	0.03208	43.31	40.46
5	11.537	0.004858	0.03208	48.75	44.78
6	9.594	0.005321	0.03208	54.33	49.06
7	8.213	0.005771	0.03208	59.92	53.19
8	7.181	0.006203	0.03208	65.48	57.15
9	6.379	0.006597	0.03208	70.71	60.68
10	5.739	0.006993	0.03208	76.15	64.24

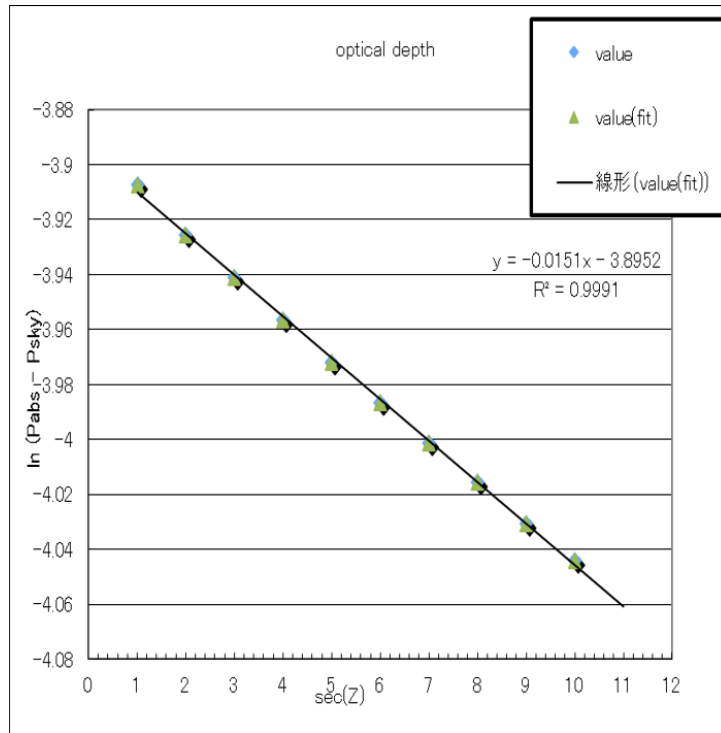


図 4.5: 改修後 12GHz SSB x 軸 $\sec z$, y 軸 $\ln(P(T_{amb} - P_{sky}))$ グラフ

表 4.6: 改修後 12GHz SSB T_{sys}^* データ

secz	el	Psky	P(Tamb)	Tsys*	Tsys
1.0038	85.000	0.00196	0.02205	28.83	28.40
2	30.000	0.002326	0.02205	34.85	33.81
3	19.471	0.002627	0.02205	39.97	38.20
4	14.478	0.002924	0.02205	45.17	42.52
5	11.537	0.003219	0.02205	50.52	46.85
6	9.594	0.003494	0.02205	55.63	50.82
7	8.213	0.003761	0.02205	60.77	54.68
8	7.181	0.004023	0.02205	65.93	58.44
9	6.379	0.004289	0.02205	71.36	62.31
10	5.739	0.004529	0.02205	76.37	65.68

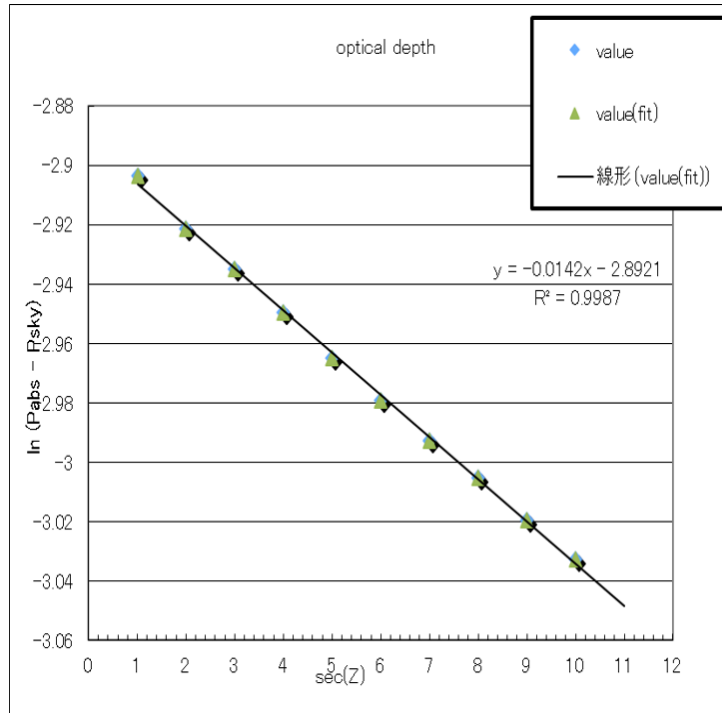


図 4.6: 改修後 12GHz 2SB x 軸 $\sec z$, y 軸 $\ln(P(T_{amb} - P_{sky}))$ グラフ

表 4.7: 改修前 12GHz 2SB T_{sys}^* データ

secz	el	Psky	P(Tamb)	Tsys*	Tsys
1.0038	85.000	0.00507	0.05991	27.34	26.96
2	30.000	0.00605	0.05991	33.2	32.27
3	19.471	0.00677	0.05991	37.66	36.09
4	14.478	0.00755	0.05991	42.62	40.26
5	11.537	0.00835	0.05991	47.89	44.61
6	9.594	0.00907	0.05991	52.75	48.44
7	8.213	0.00976	0.05991	57.51	52.06
8	7.181	0.01039	0.05991	61.98	55.32
9	6.379	0.01108	0.05991	67.07	59.02
10	5.739	0.01173	0.05991	71.92	62.38

(17) 式により T_{sys} を求めるので、計算に必要な各値を示した。注目すべきは elevation が 85 度の時の値である。

- 2SB 6G の τ 測定は近似直線からのばらつきが大きかった。また、SSB の結果と比較した際に 10 % を大きく超える T_{sys}^* の違い、 τ が 2 倍程度を示すなど誤差の範囲で許容されない点が見受けられた。これは notch filter が入っていないことに起因すると考えられる。notch filter は 6 GHz 帯の外來の電波が入り込む特定の周波数を除去する目的で SSB 変換器には組み込まれている。これがないと外來の電波の影響を受けるため 2SB 系統はこのままでは 6 GHz 帯においては観測に使用できないことが分かった。
- SSB 6G では τ 、EL=85 度での T_{sys}^* とともに改修前と同程度であることが分かった。よって観測には使用できる状態である。
- SSB 12G について、 τ 、EL=85 度での T_{sys}^* とともに改修前と同程度であることが分かった。測定日時が異なるため大気の状態の変化があることを考えると 6G、12G とともに誤差の範囲で一致していると判断できる。よって観測に使用できる状態である。
- 2SB 12G について、 τ 、EL=85 度 T_{sys}^* とともに 12G SSB と同程度であることが分かった。よって観測に使用できる状態である。

4.2.3 RHCP における測定結果

RHCP についても同様に 6G、8G、12G の SSB について τ および T_{sys}^* の測定を行う予定だったが次年度へ延期となった。こちらは改修前の結果がないので LHCP の結果と比較する形になる。

4.3 スペクトルの比較

9.621 + 01 とよばれる明るいメタノールメーザー天体を観測したときの電波強度のスペクトルを比較し、受信機の性能を評価した。

4.3.1 LHCP における測定結果

LHCP については改修前 9 月 15 日の SSB 6 GHz、DSB 12 GHz、のスペクトルと改修後の試験観測の際の SSB 6 GHz、2SB 6 GHz、SSB 12 GHz、2SB 12 GHz のスペクトルを比較した。その結果を図 4.7–4.12 に示す。

9.621 + 01 は 242 日周期で強度が変動する点に注意が必要である。

- 改修前 SSB 6G と改修後 SSB 6G ではピーク強度をとる速度が一致した。ピーク強度は改修前で 5200 Jy、改修後で 4975 Jy であり、10% 以内の変動であった。強度変動の影響も含め誤差の範囲内と判断した。したがって観測に使用できる状態である。
- 改修後の 2SB 6G と SSB 6G では、2SB の強度が 4887 Jy であり、2% の強度差がみられた。強度がほぼ一致していることから、イメージバンドへの漏れ込みが小さく、2SB 各ポートがほぼ完全な SSB に近いことが示唆される。IRR の測定では、実際のメーザー周波数と LO 周波数に近い条件で 20 dB を超えることが推定されている（野原 2025）[9]。

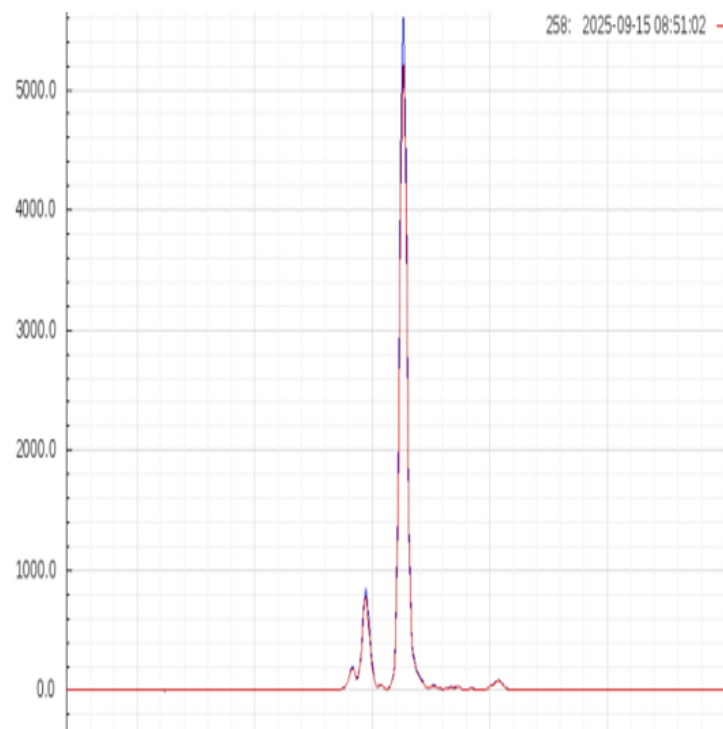


图 4.7: 改修前 SSB 6 GHz

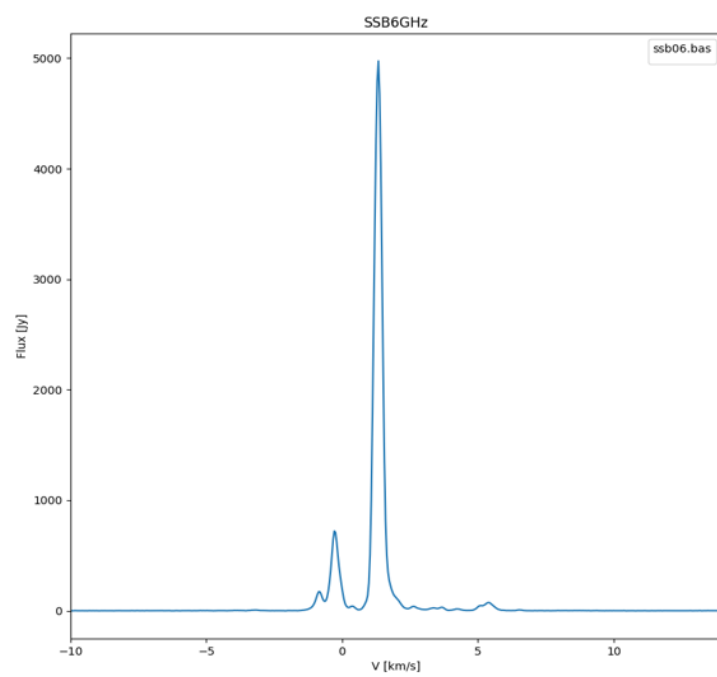


图 4.8: 改修後 SSB 6 GHz

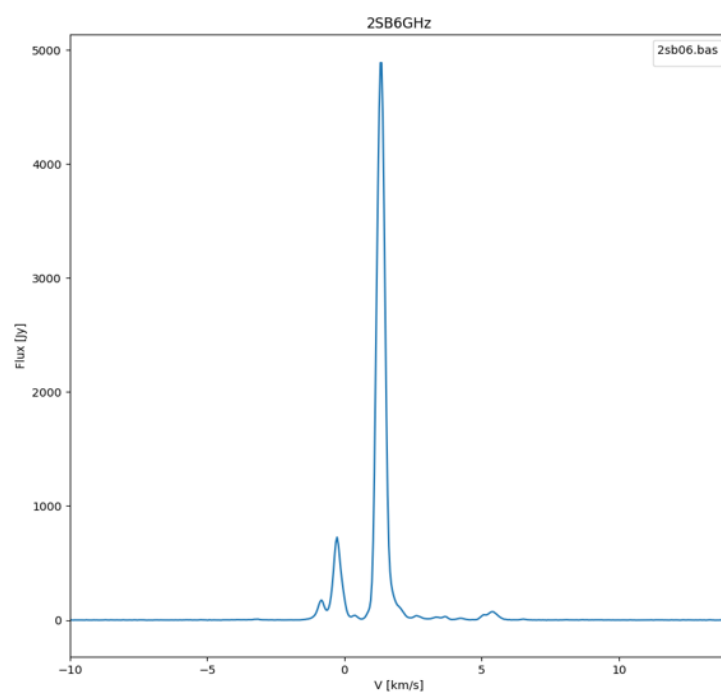


图 4.9: 改修後 2SB 6 GHz

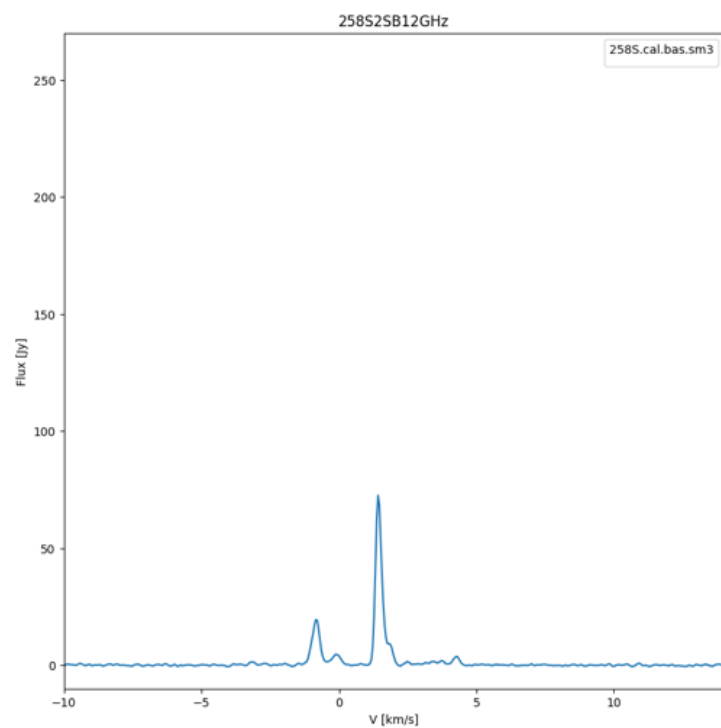


图 4.10: 改修前 DSB 12 GHz

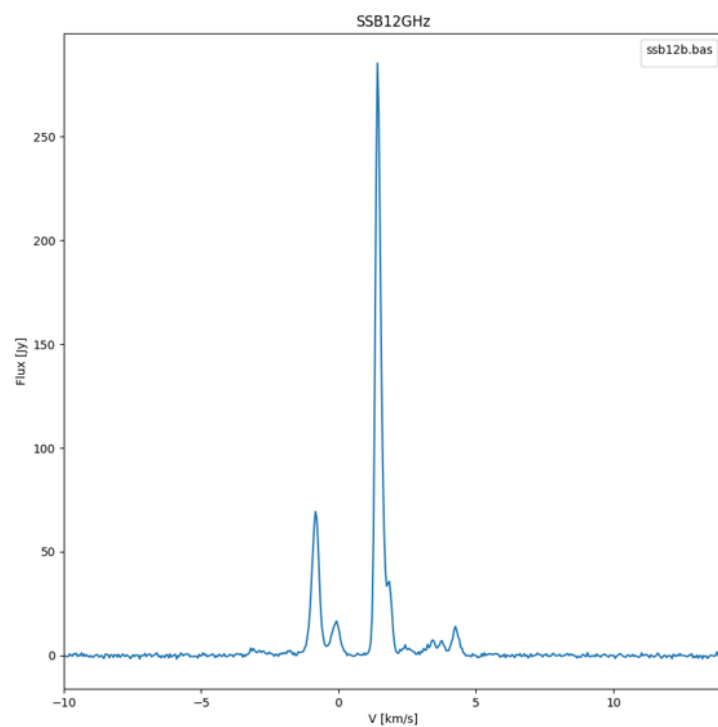


图 4.11: 改修後 SSB 12 GHz

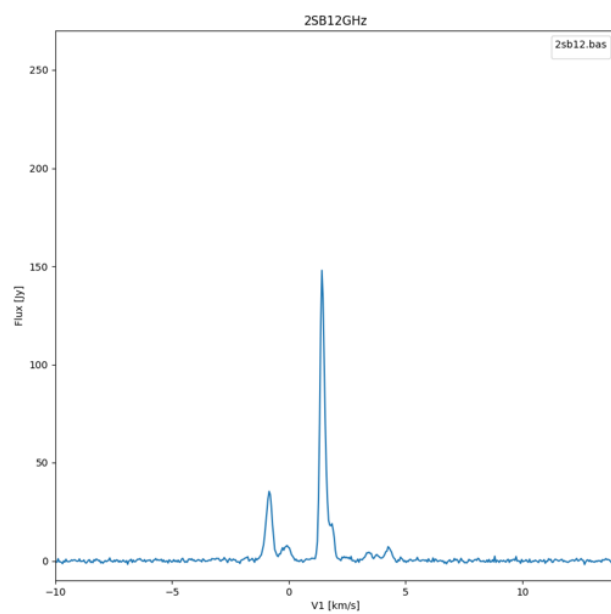


图 4.12: 改修後 2SB 12 GHz

- 入力 6680 MHz, LO = 6000 MHz (USB) で $IRR = 22.884 \text{ dB}$
- 入力 6690 MHz, LO = 6000 MHz (USB) で $IRR = 22.538 \text{ dB}$
- 改修前 DSB 12G と改修後 SSB 12G ではピーク速度は一致した。ピーク強度は改修前で 73 Jy, 改修後で 285 Jy と, 改修後に DSB と SSB の違いに起因する 2 倍以上になった。これは DSB において USB (観測側) の感度が LSB (イメージ側) より低かった可能性がある。
- 改修後の 2SB 12G と SSB 12G では, 2SB の強度が 148 Jy であり, SSB のほぼ半分であった。この結果から, 2SB が DSB に近い状態であることが分かった。12 GHz 付近では IRR の測定結果はないが, 20 dB に達していない可能性が高い。したがってこの 2SB システムは 12 GHz 付近では SSB 特性が悪く, 観測には適さないと判断される。

4.3.2 RHCP における測定結果

RHCP 6G, 12G, 8G についても同様に SSB の試験観測を行う予定であったが次年度へ延期となった。こちらも改修前の測定結果がないので LHCP との比較による考察をする。

第 5 章

まとめと今後の展望

本研究の目的に対するまとめと今後の展望について記述する。改修後 LHCP の 6 GHz SSB (改修前も 6 GHz SSB) と 12 GHz SSB (改修前は 8 GHz SSB) システムについては実験室でのレベルダイヤで問題があったが記録系の基準を満たし、試験観測でも問題なく使用できる状態だと分かった。一方、2SB システムは 6 GHz 帯では雑音が大きく、12 GHz 帯ではサイドバンド分離が良くないという問題があるため満足な結果が得られなかった。これを解決するために今後の展望として

- LHCP 2SB の 12 GHz について IRR のメインバンドが LSB 側である測定結果がないので、今後測定を行い、2SB の性能について評価する。また 12 GHz 付近で SSB 特性の良い 2SB 素子が必要である。IQ mixer と呼ばれる素子を購入したので、その IRR を測定し、既存の mixer と取り換えて観測へ向け進めていく。
- LHCP 2SB の 6 GHz については混信を防ぐ notch filter を回路の RF 側に加えることができるとよい。

改修後 RHCP の 6 GHz SSB (改修前も 6 GHz SSB) と 8 GHz SSB (改修前も 8 GHz SSB) と 12 GHz SSB (改修前は LHCP 12 GHz DSB) システムについても記録系の基準を満たしたので今後の展望として

- LHCP で行ったのと同様の方式で試験観測を行うことで 問題なく使用できる状態であることを確かめていく。
- RHCP でも 2SB 周波数可変観測を行えるよう No.3 を 2SB 可変周波数に変更する改修を行う。こちらも改修後のブロック図案を記載する。現在必要素子を山口アンテナに貸し出して使用しているため改修時期は未定である。その際のブロック図は図 5.1 のようになる。改修することを見越して必要素子の確認とブロック図の作成及び改修に向けた調整をする。

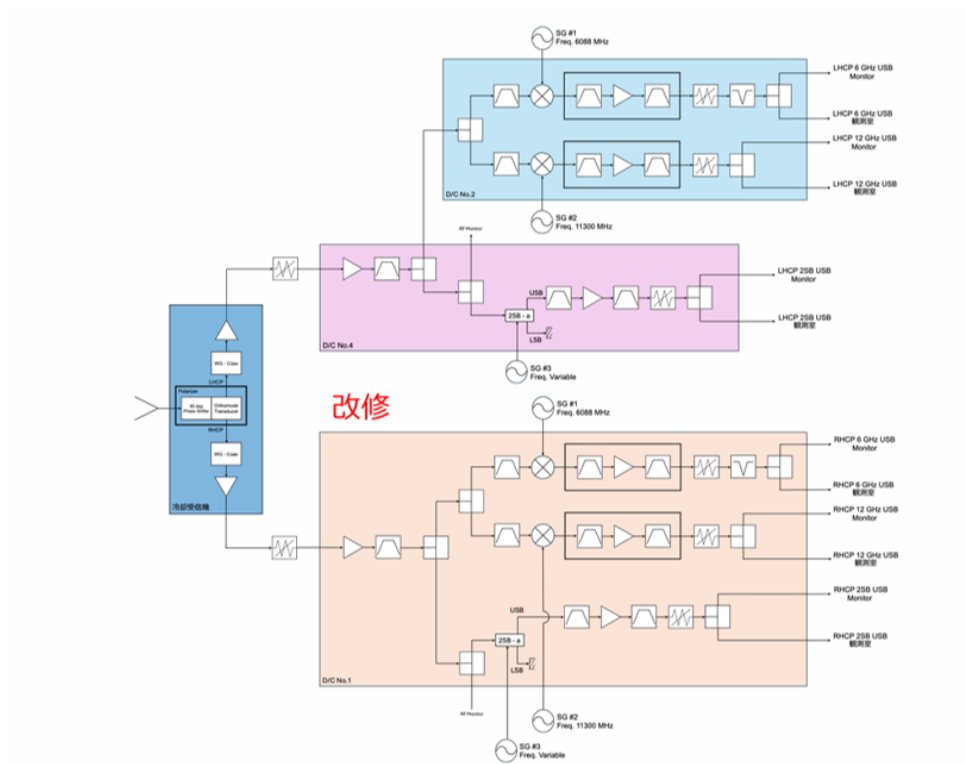


図 5.1: 将来的な IF 系全体像

謝辞

本研究を行うにあたって指導教員の米倉先生には研究のアドバイスや学会発表資料の添削をいただいたこと、定期的な打ち合わせと実験やその後の飲み会の実施、高速道路での加速を教わるなど様々な面でお世話になりました。大阪公立大学の小川英夫先生、同大学山口部門の野原祥吾先輩には実験方法や考え方などの面やおいしいお弁当屋さんを教えてくれたこと感謝申し上げます。山口大学の段先輩には論文を書く上での考え方やボウリングで高得点を取る方法について相談に乗っていただきました。所属研究室の百瀬先生や愛する同期の石川さん、川俣さん、木暮さん、菅村さん、平出さん、星さん、間部さんにはゼミや日常での雑談を中心として大変お世話になりました。D2の森泉さまをはじめとする研究室の先輩方には研究のアドバイスをいただくとともにアンテナ運用担当の作業を教えていただいたり一緒に星を見に連れて行ってくれたりアイドルの鑑賞会を開催してくれたりと日々可愛がっていただきました。また高エネルギー研究室の片桐先生にはポスター発表の評価を担当していただきました。北海道日本ハムファイターズの指揮官や選手の皆様は惜しくもリーグ優勝を逃しましたが1年間私と一緒に戦ってくれました。最後に4年間大学に在籍させてくれた家族には心より感謝申し上げます。1年間周りの方々の支えがあり卒業論文の執筆ができました。誠にありがとうございました。

参考文献

1. 竹渕弘稀 2024 年度卒業論文 (山口大学 物理・情報科学科物理学コース電磁宇宙物理学研究室)
2. 中井直正・坪井昌人・福井康雄 シリーズ現代の天文学 16 巻宇宙の観測 II 日本評論社
3. D.M. Cragg et al. Nature, 2005, Vol.436,390–394
4. G.C. MacLeod et al. Monthly Notices of the Royal Astronomical Society, 2019, Vol.489, 3, 3981–3989
5. 高橋亮成 2019 年度卒業論文 (茨城大学 理学部理学科物理学コース)
6. 知念翼 2022 年度修士論文 (大阪府立大学 理学系研究科宇宙物理学研究室)
7. 金澤翔 2017 年度修士論文 (山口大学 大学院創成科学研究科電磁宇宙物理学研究室)
8. 滝沢美里 2011 年度修士論文 (茨城大学 理学部理学科物理学コース)
9. 野原祥吾 2025 年度修士論文 (山口大学 大学院創成科学研究科電磁宇宙物理学研究室)

付録 A.LHCP S パラメータ結果

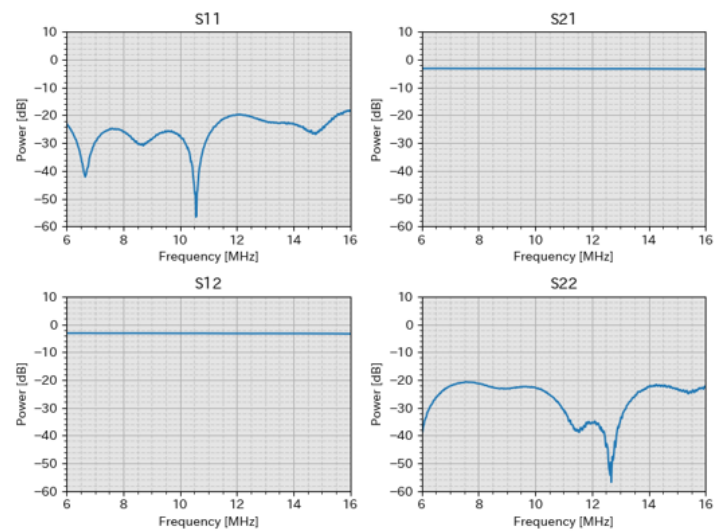


図 5.2: 4.0-18.0 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500-M01] RF 用 1-port1

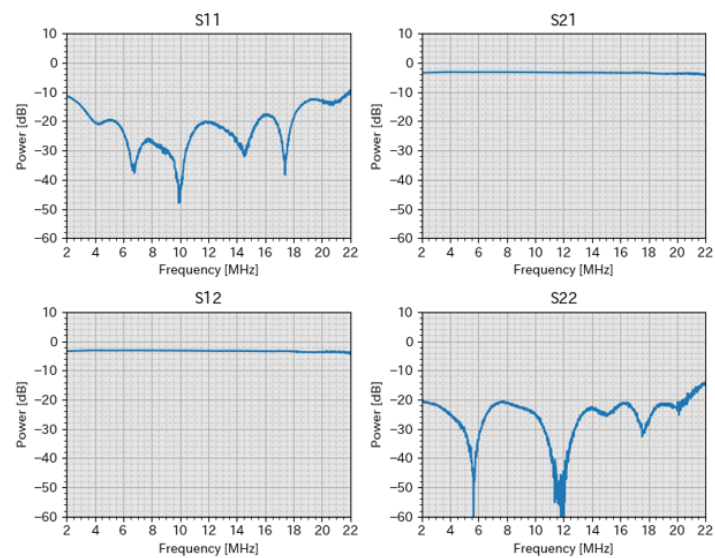


図 5.3: 4.0-18.0 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500-M01] RF 用 1-port2

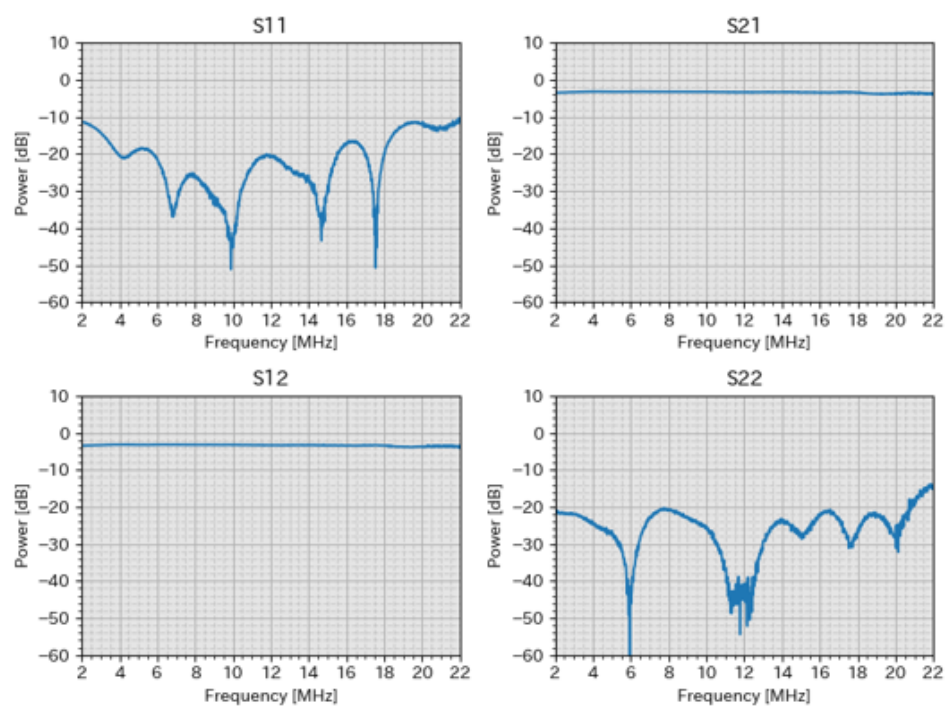


図 5.4: 4.0-18.0 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500-M01] RF 用 2-port1

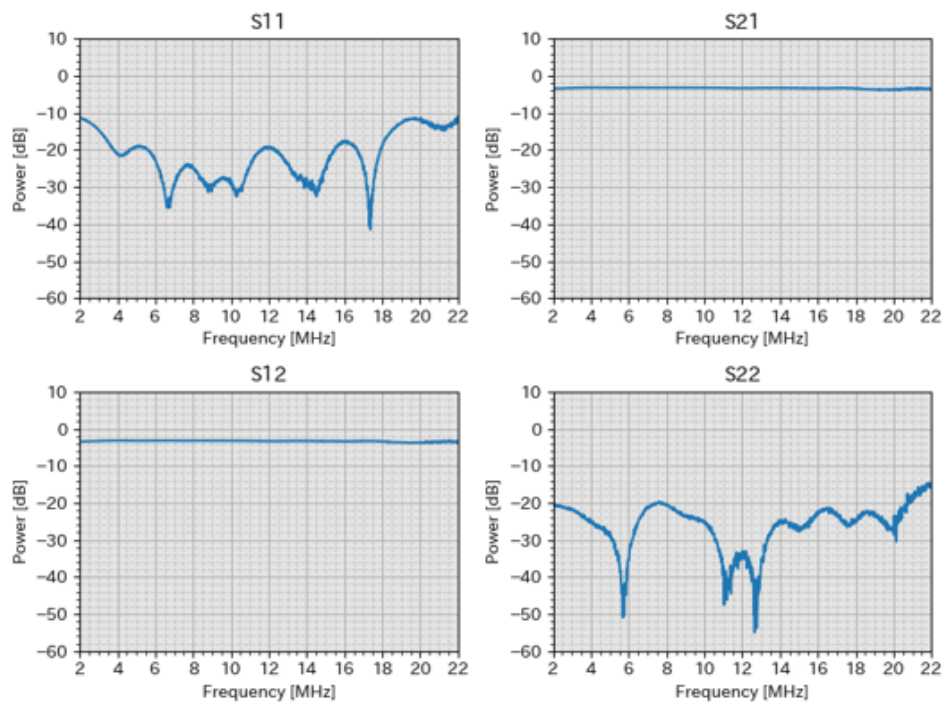


図 5.5: 4.0-18.0 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500-M01] RF 用 2-port2



図 5.6: 4.0-18.0 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500-M01]

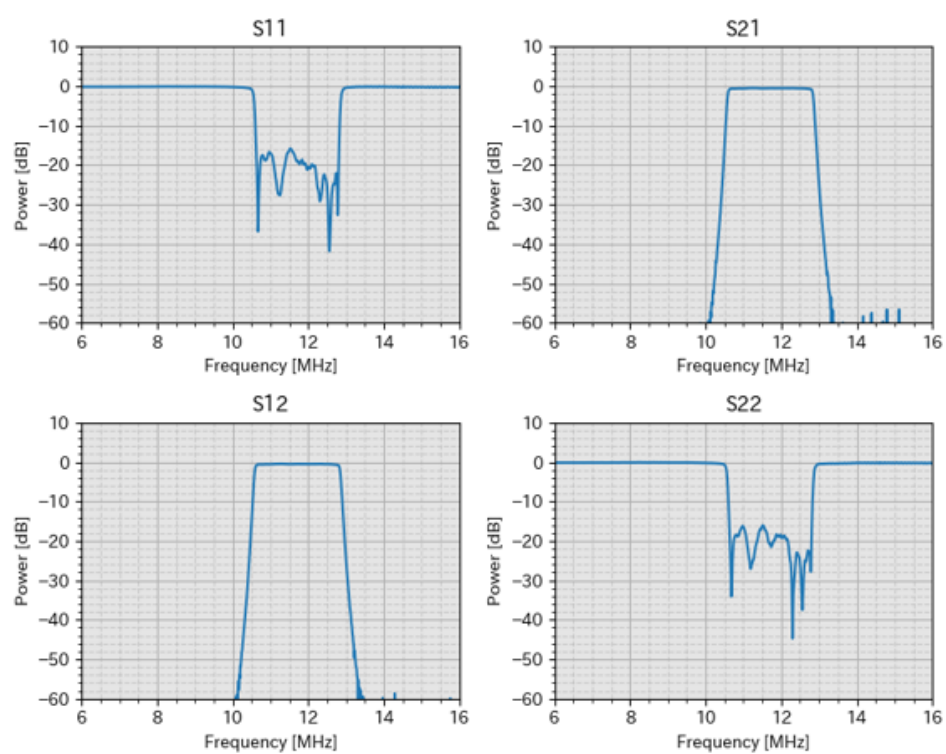


図 5.7: 10.7–12.75 GHz BPF 型番 [Mini-circuits ZVBP-11R7G-S+]



図 5.8: 10.7–12.75 GHz BPF 型番 [Mini-circuits ZVBP-11R7G-S+]

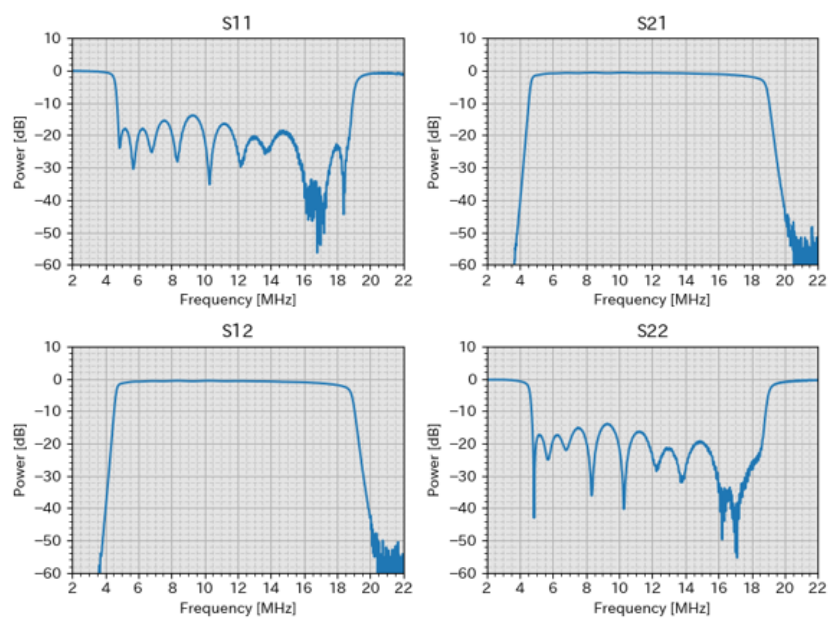


図 5.9: 4–18 GHz BPF 型番 [Mini-circuits ZBSS-12G-s+]



図 5.10: 4-18 GHz BPF 型番 [Mini-circuits ZBSS-12G-s+]

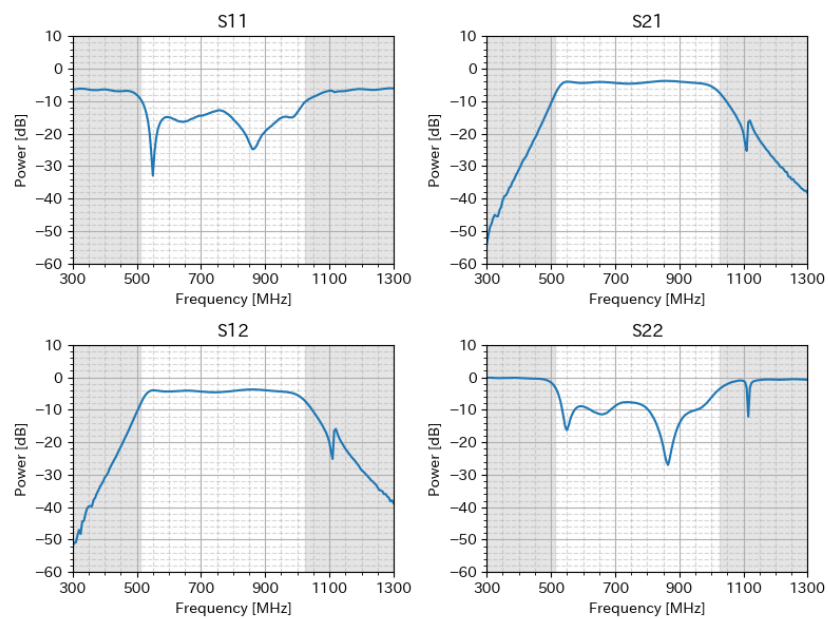


図 5.11: 512-1024 MHz BPF



图 5.12: 512-1024 MHz BPF

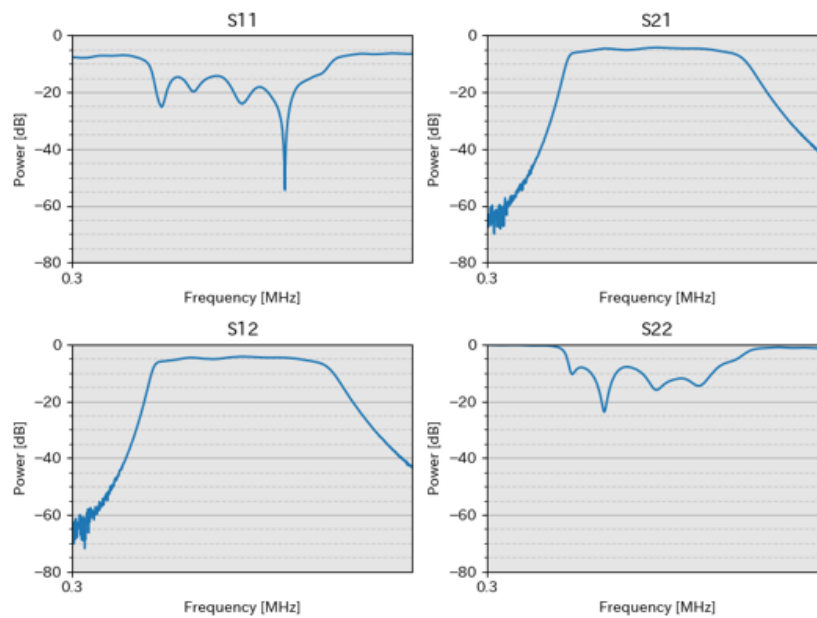


图 5.13: 550-950 MHz BPF

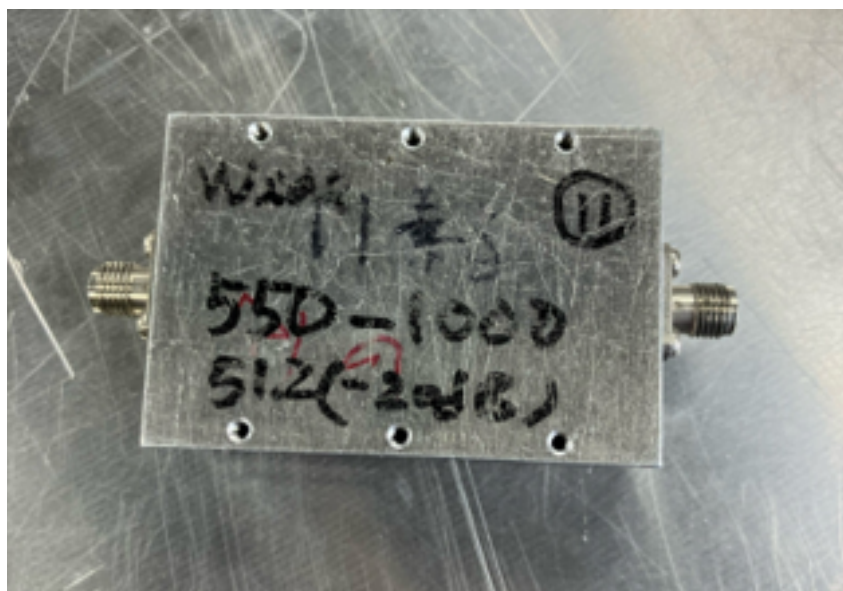


图 5.14: 550-950 MHz BPF

付録 B.RHCP S パラメータ結果

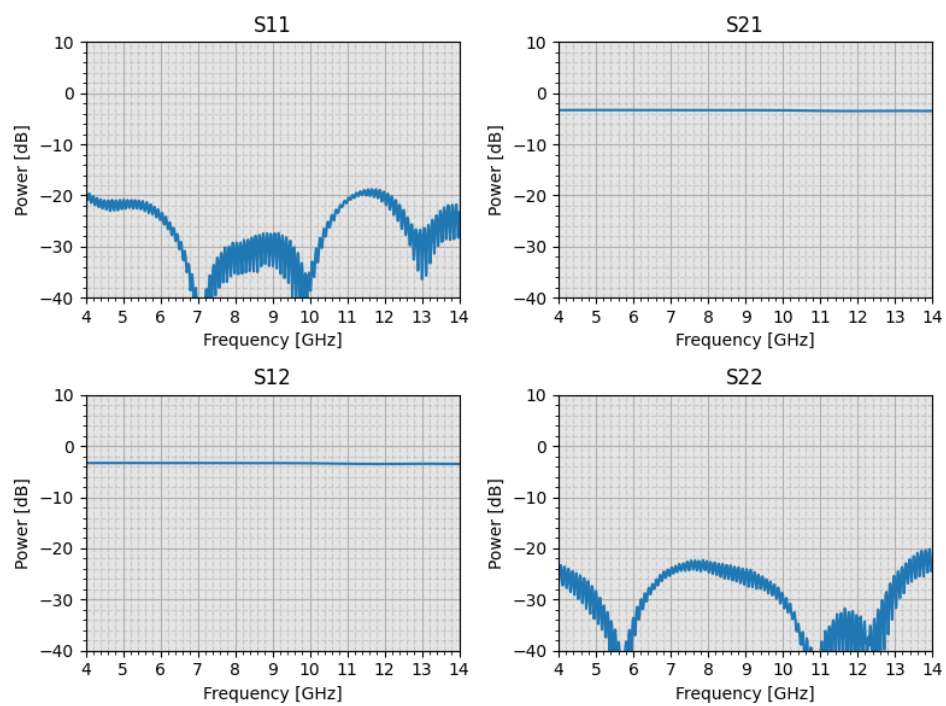


図 5.15: 4-18 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500 M01] RF 用 1port1

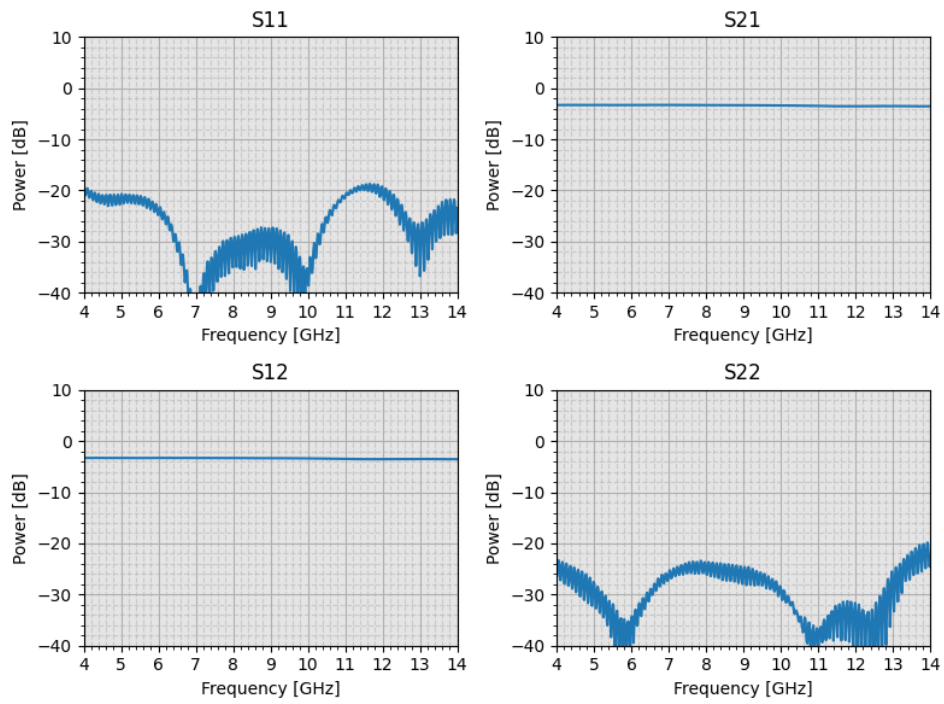


図 5.16: 4-18 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500 M01] RF 用 1port2

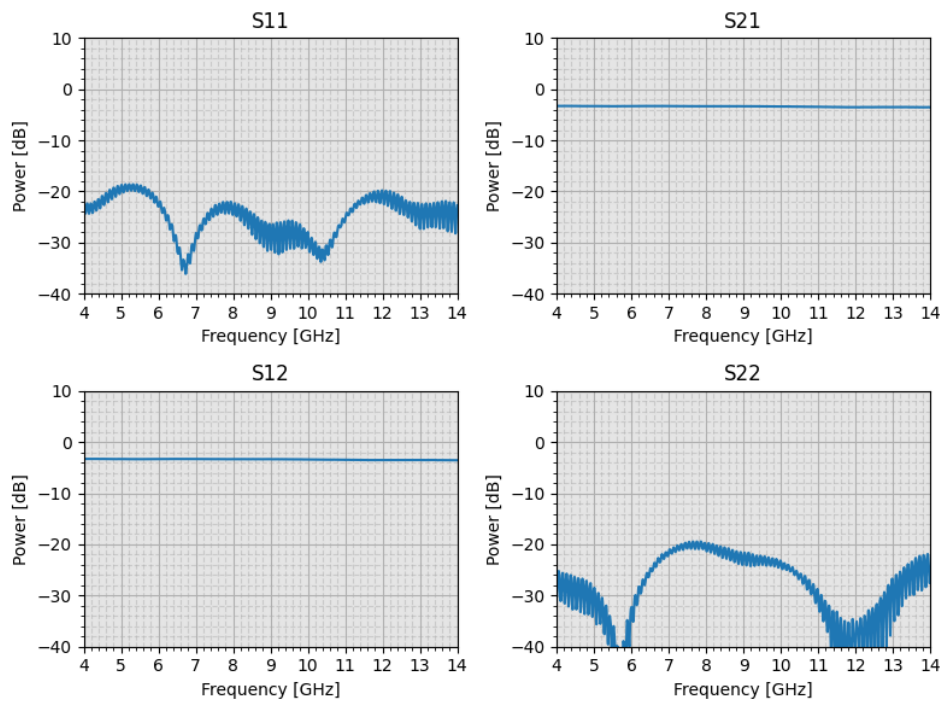


図 5.17: 4-18 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500 M01] RF 用 2port1

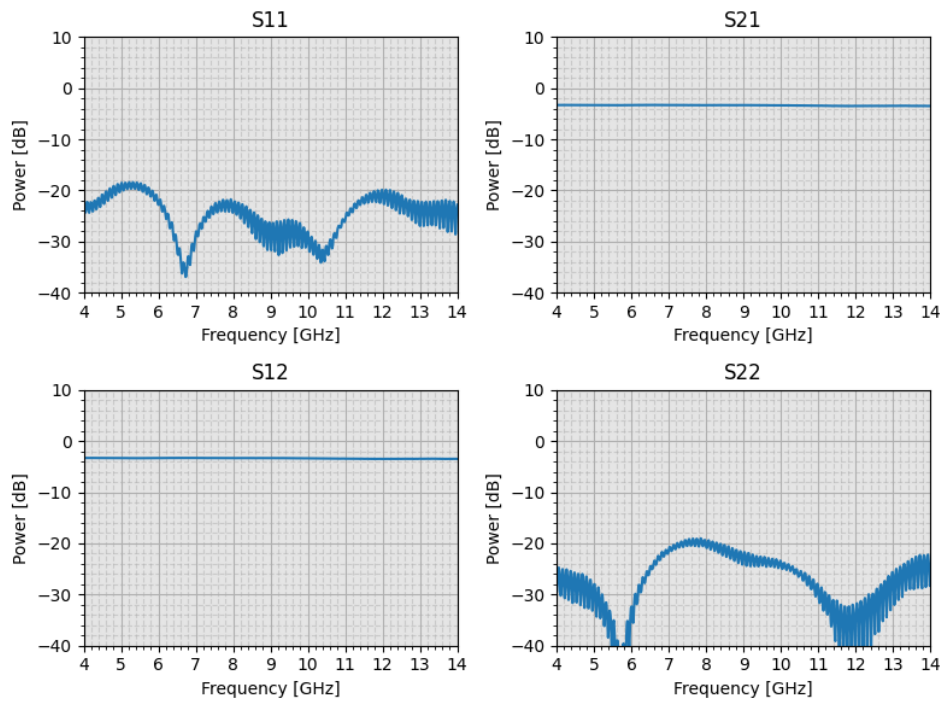


図 5.18: 4-18 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500 M01] RF 用 2port2

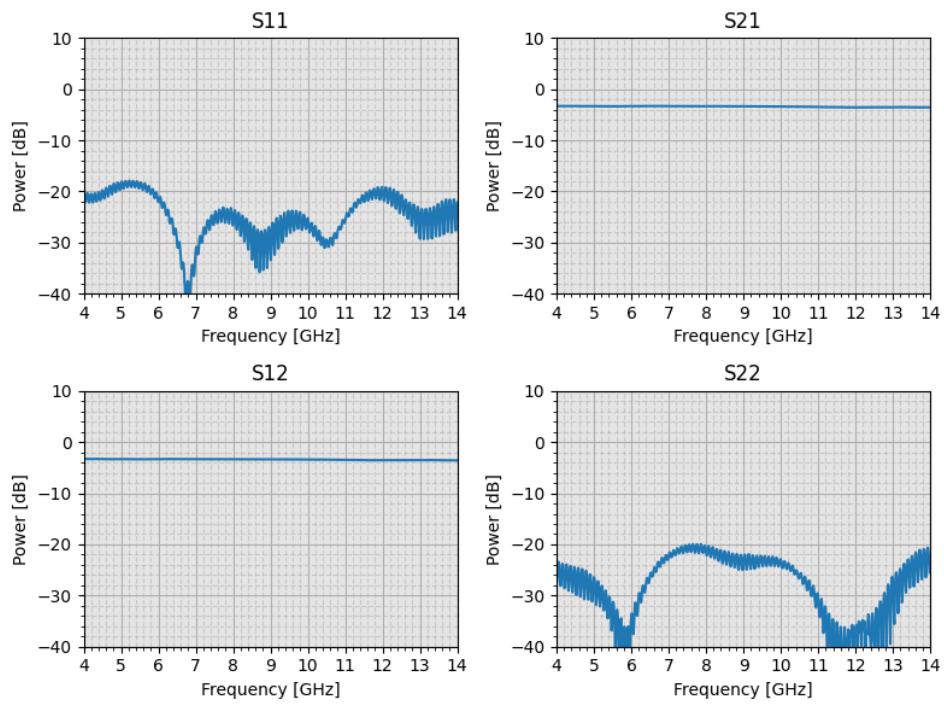


図 5.19: 4-18 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500 M01] RF 用 3port1

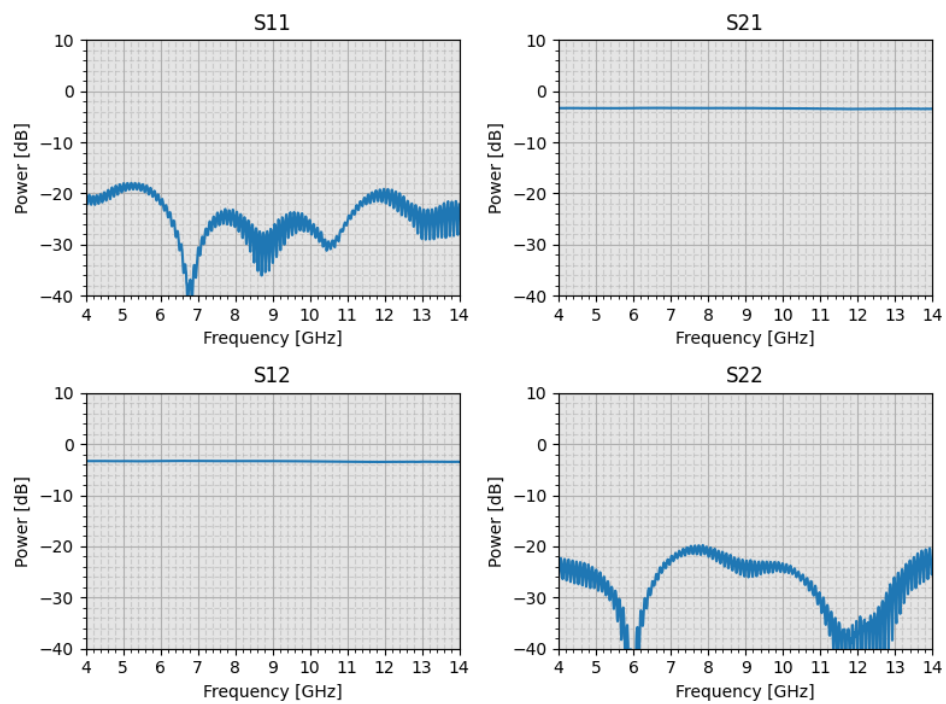


図 5.20: 4-18 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500 M01] RF 用 3port2



図 5.21: 4.0-18.0 GHz divider 型番 [Meca elec 802-2-11.500-M01]

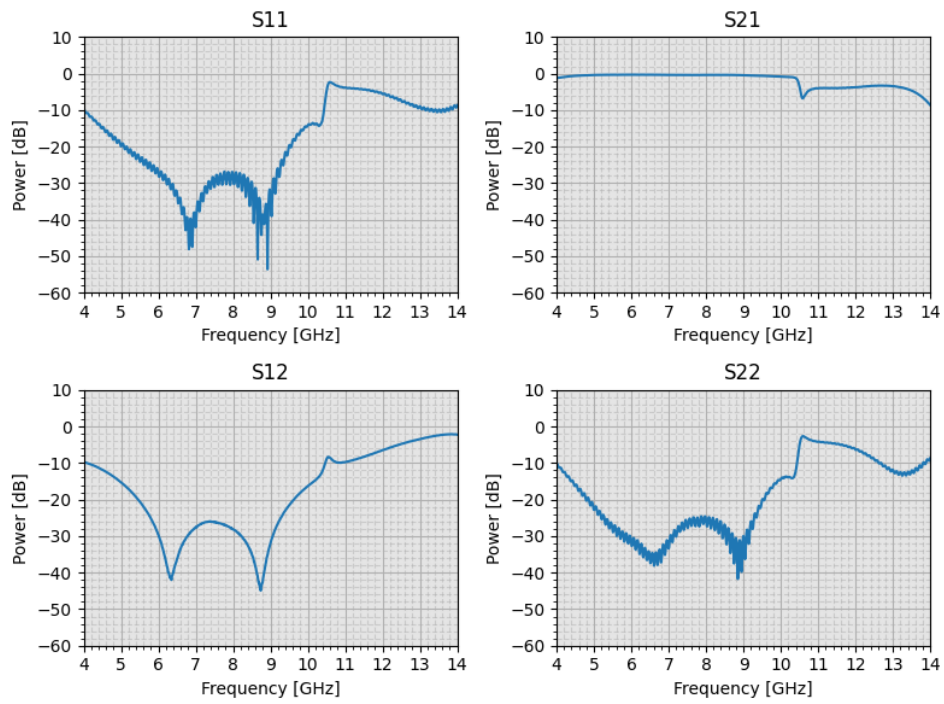


図 5.22: 6-9 GHz isolator 6 GHz 用 型番 [AEROTEQ H15-11L 1FF]

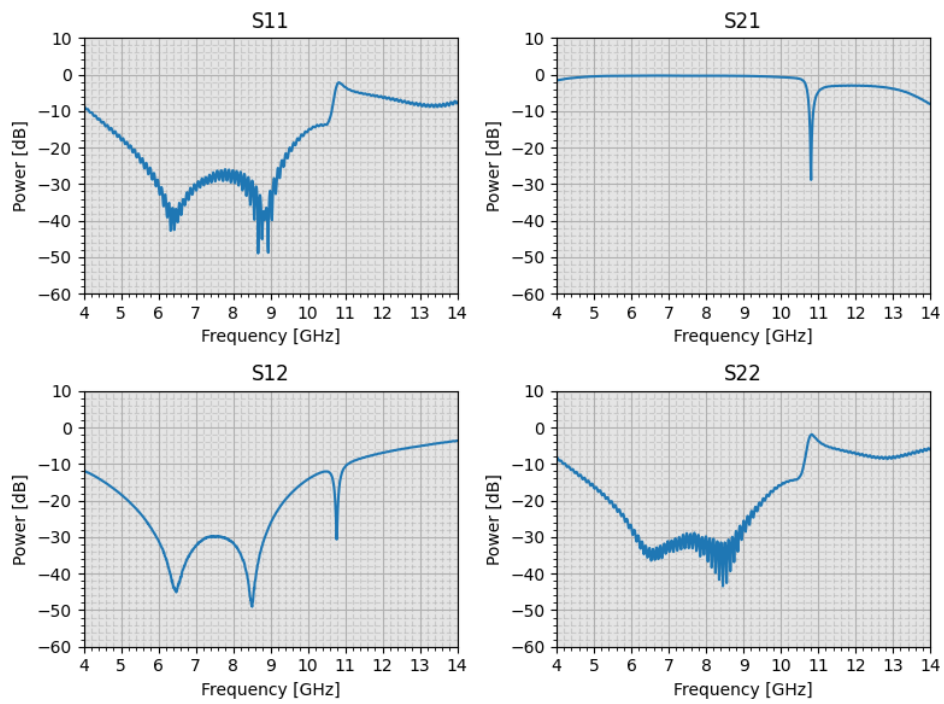


図 5.23: 6-9 GHz isolator 8 GHz 用 型番 [AEROTEQ H15-11L 1FF]



図 5.24: 6-9 GHz isolator 型番 [AEROTEQ H15-11L 1FF]

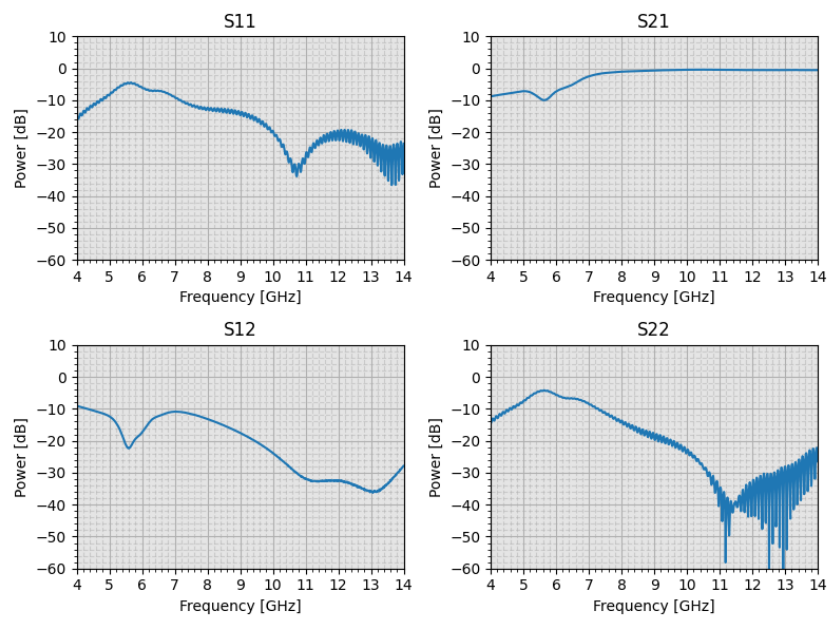


図 5.25: 10-13GHz isolator 型番 [MTC J153VMF]



図 5.26: 10-13GHz isolator 型番 [MTC J153VMF]

以上

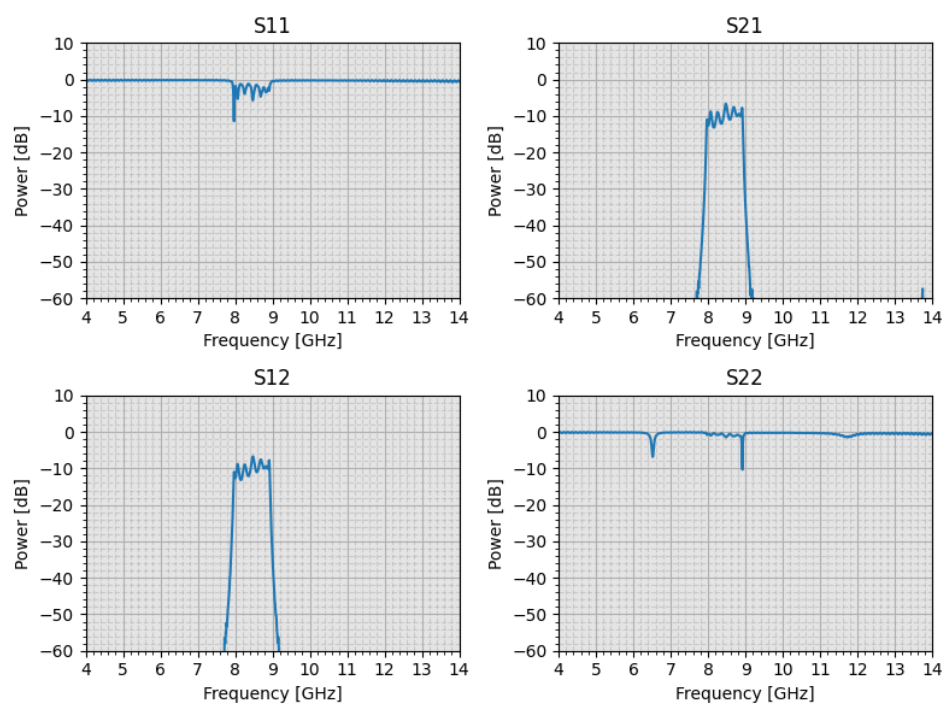


图 5.27: 8-8.8 GHz BPF

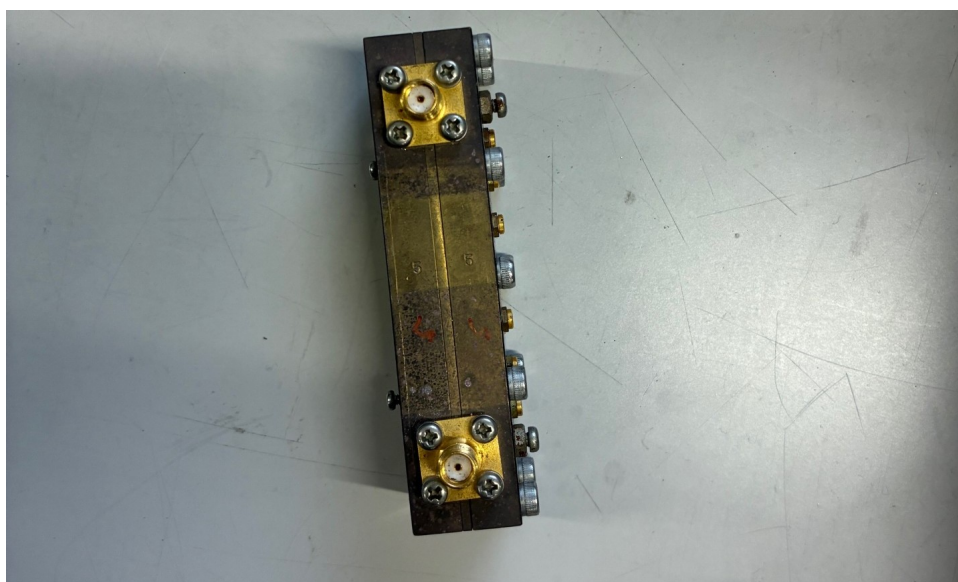


图 5.28: 8-8.8 GHz BPF

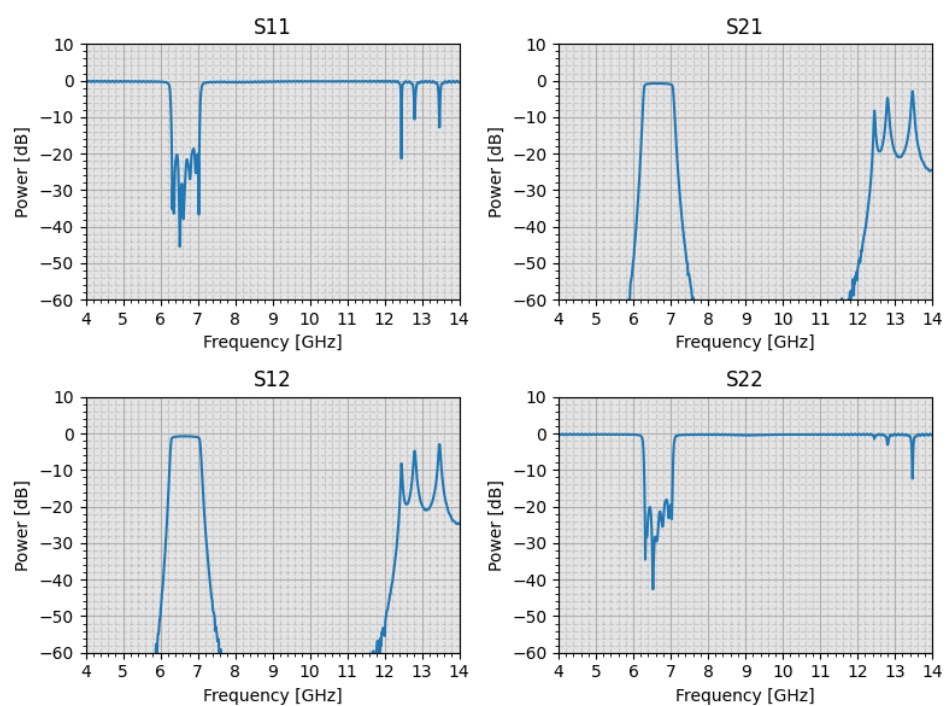


图 5.29: 6.3-7.0 GHz BPF

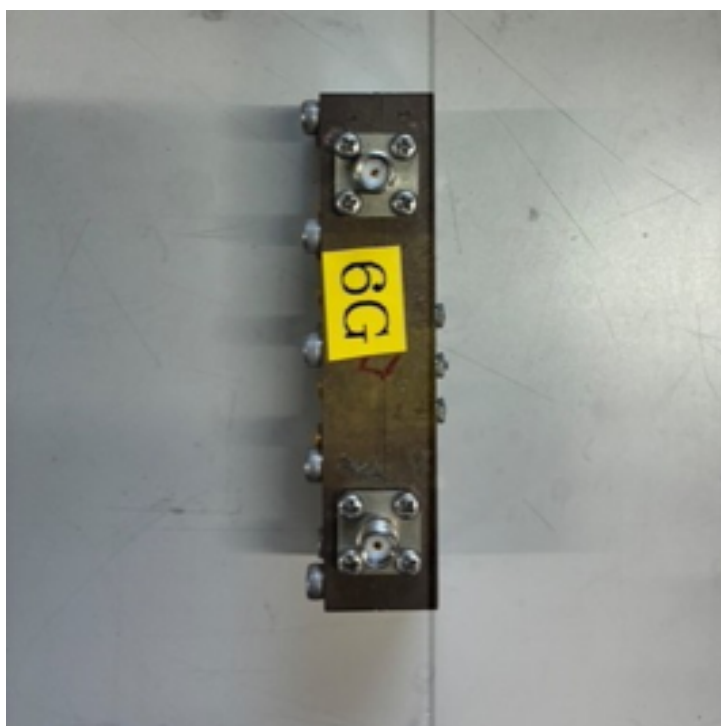


图 5.30: 6.3-7.0 GHz BPF

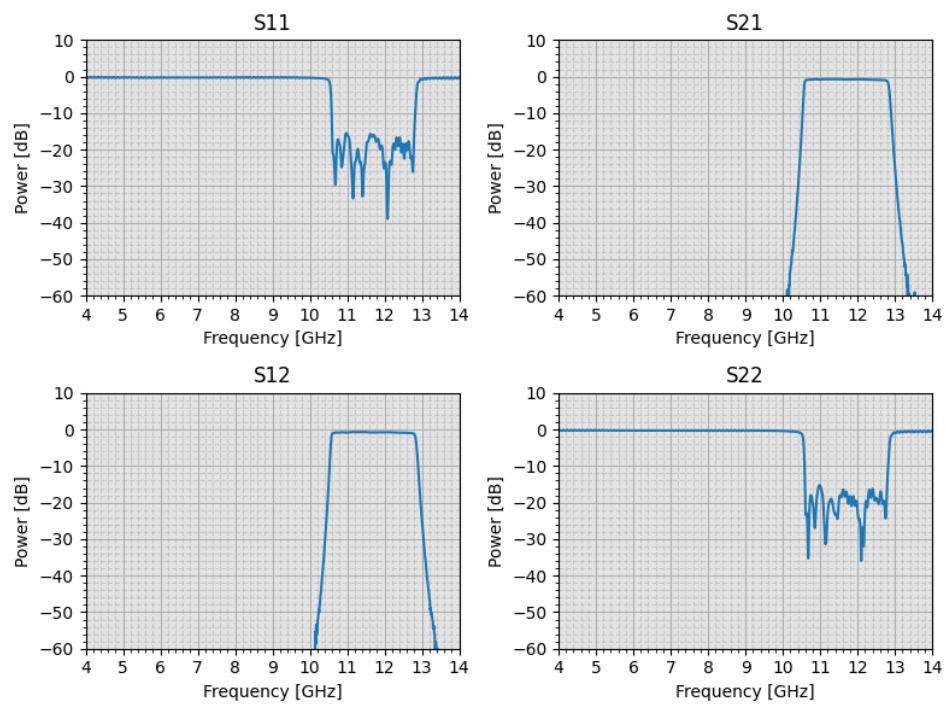


図 5.31: 10.7–12.75 GHz BPF 型番 [Mini-circuits ZVBP-11R7G-S+]

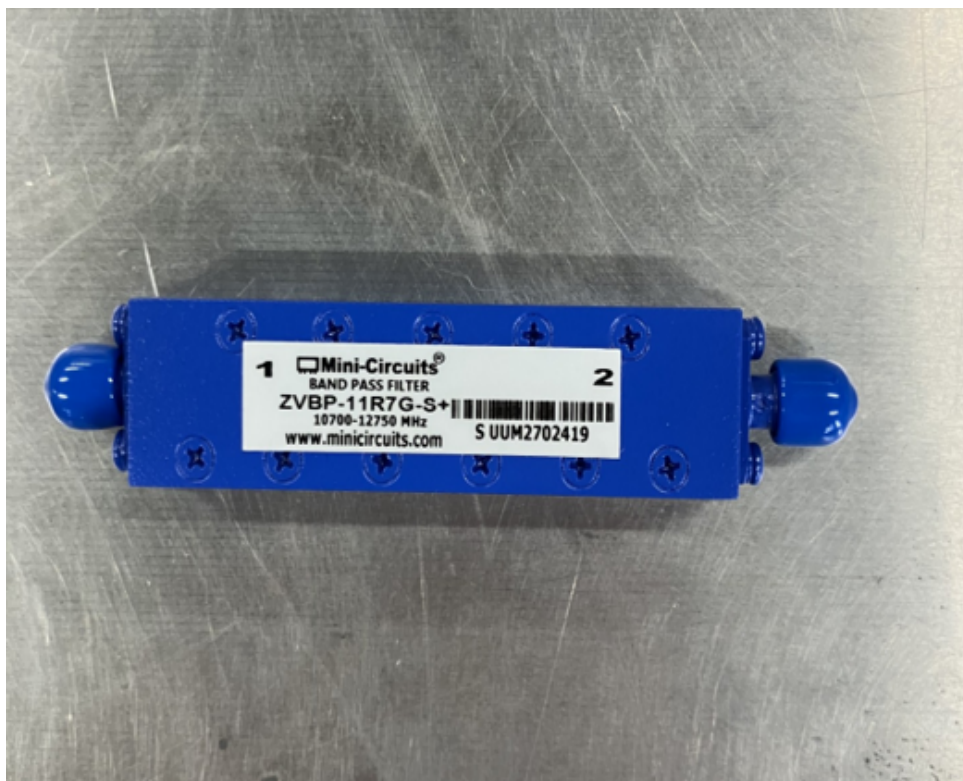


図 5.32: 10.7–12.75 GHz BPF 型番 [Mini-circuits ZVBP-11R7G-S+]

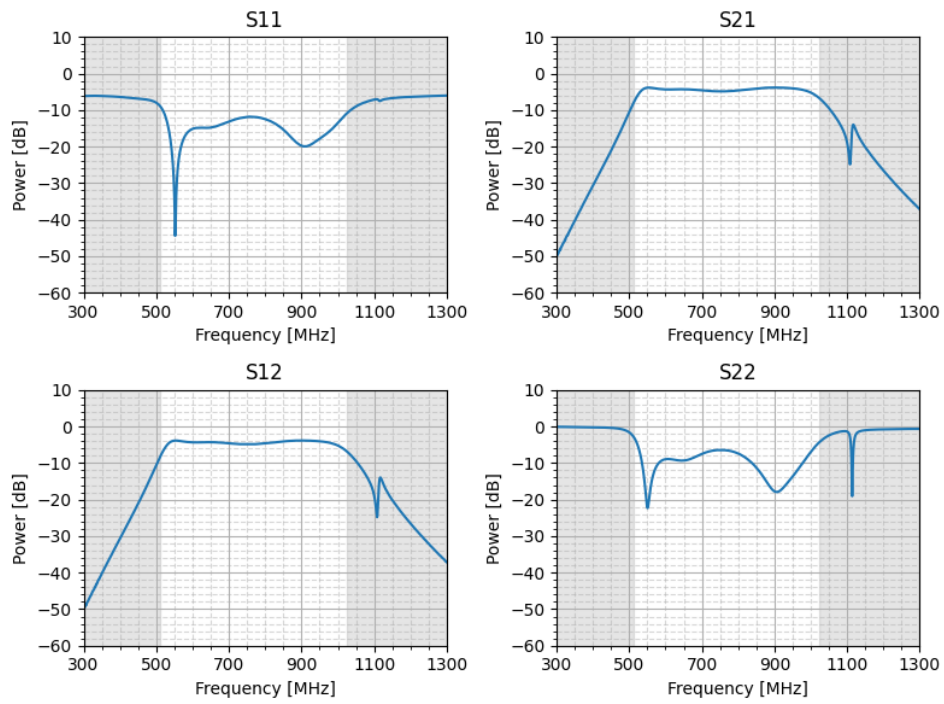


図 5.33: 512-1024 MHz BPF 6 GHz 用

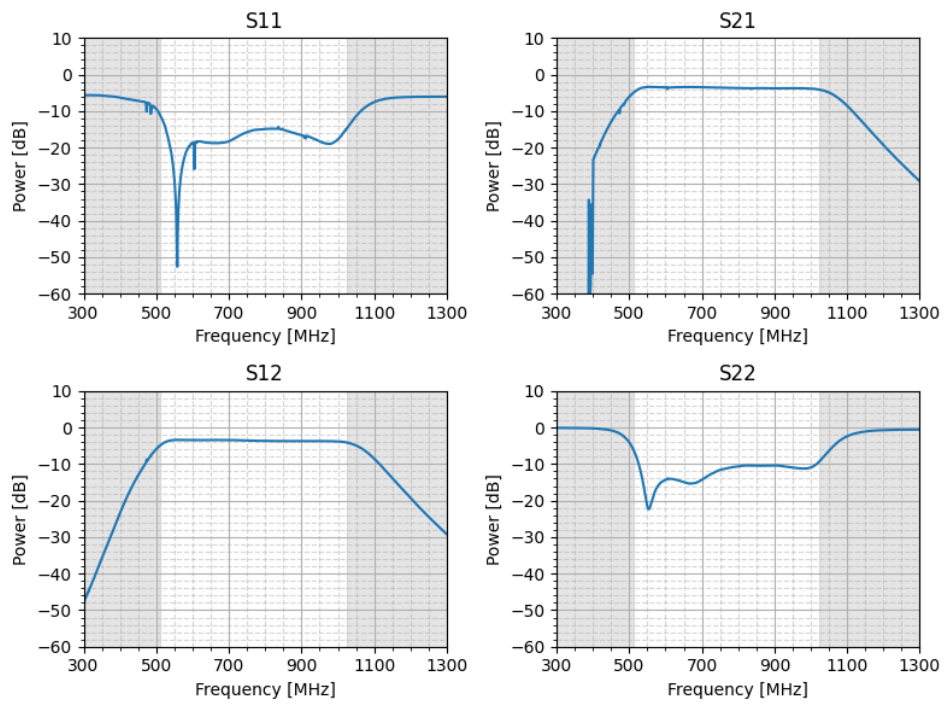


図 5.34: 512-1024 MHz BPF 12 GHz 用

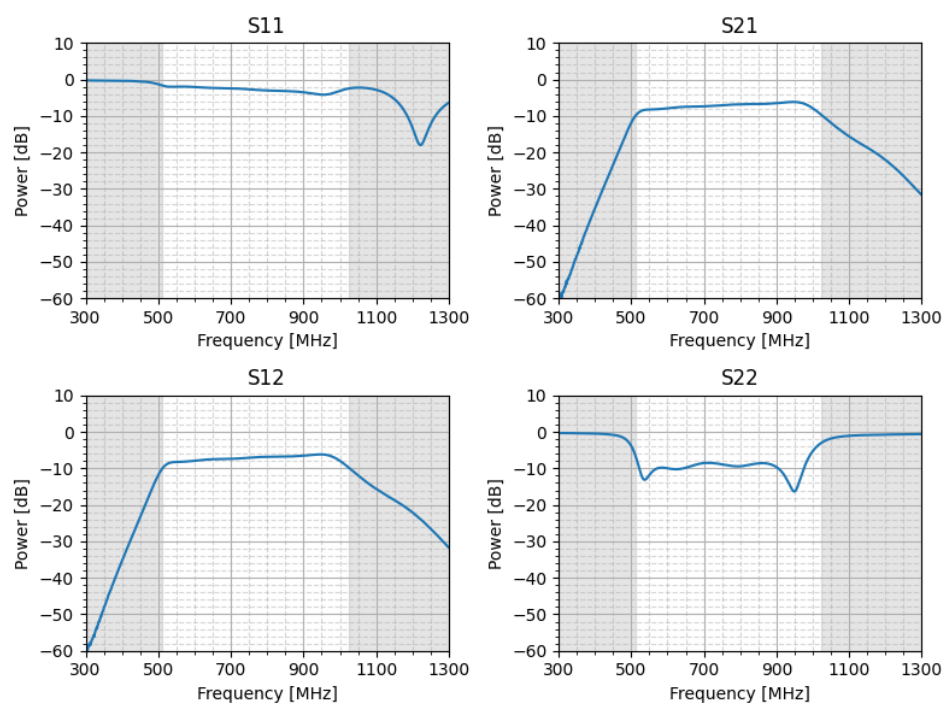


図 5.35: 512-1024 MHz BPF 8 GHz 用

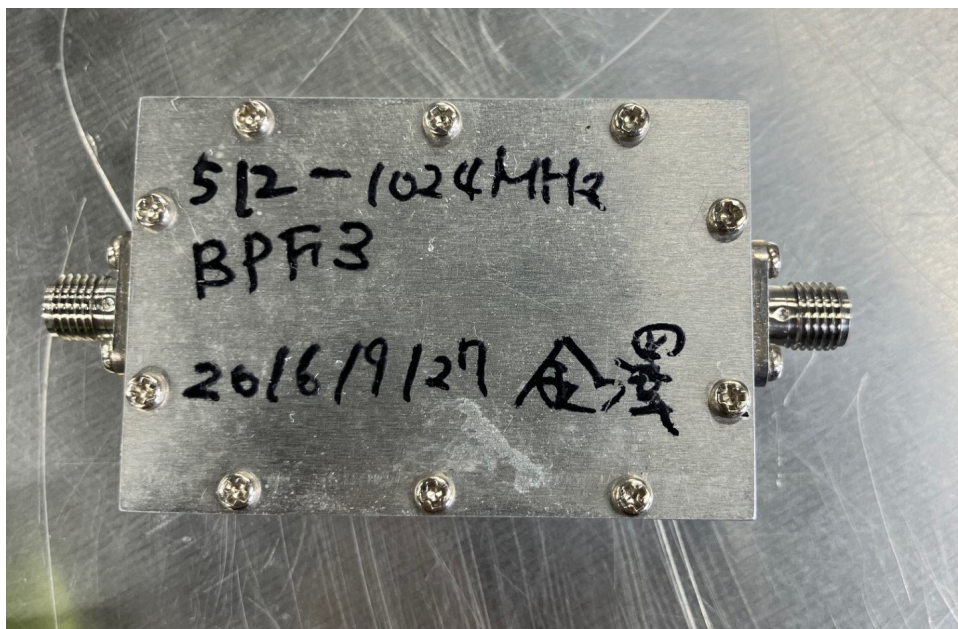


図 5.36: 512-1024 MHz BPF

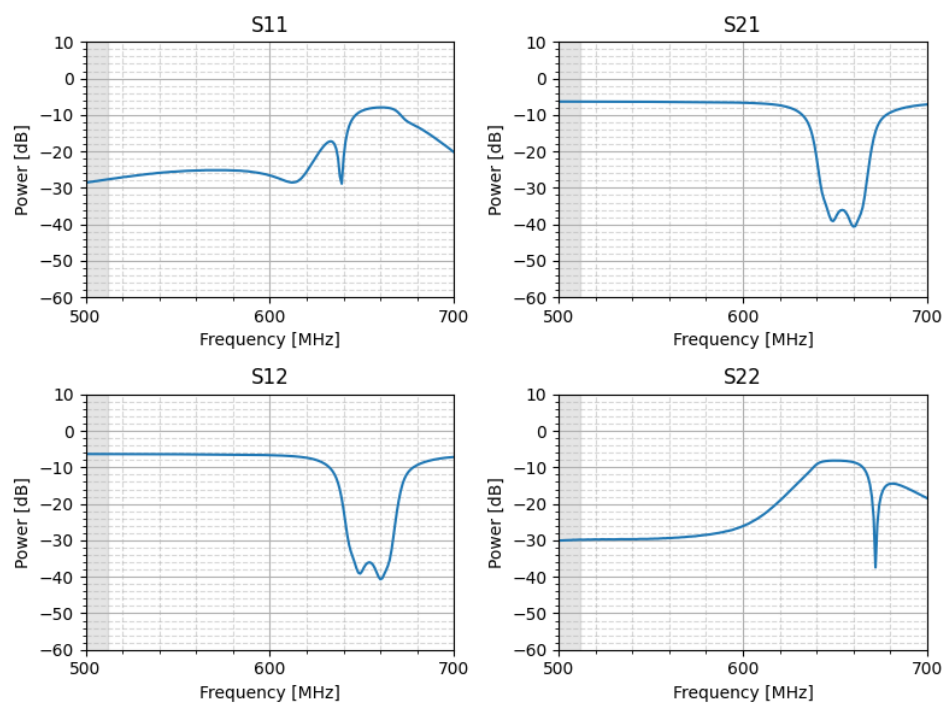


图 5.37: notch filter

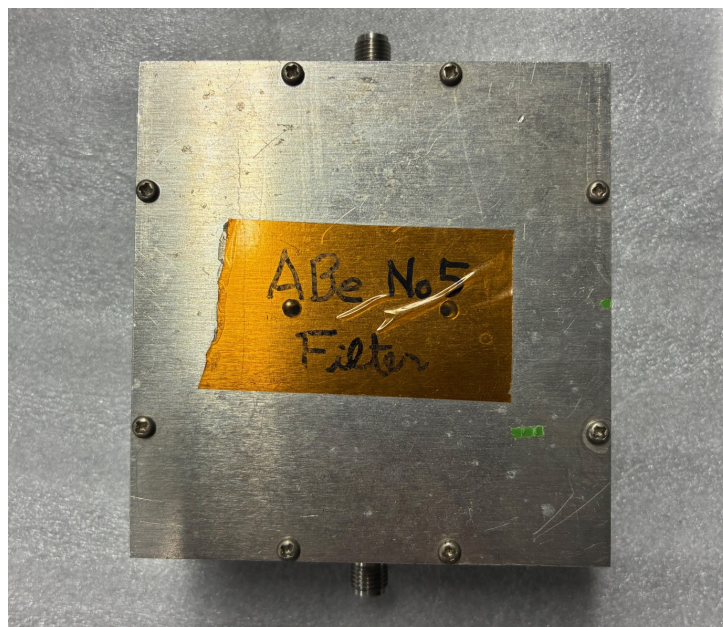


图 5.38: notch filter

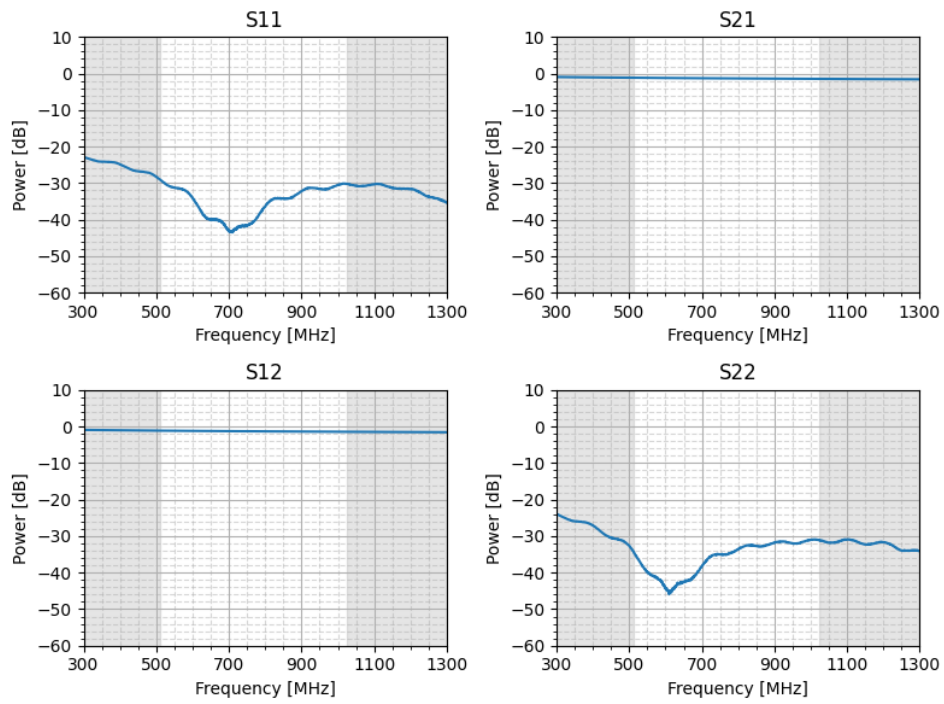


図 5.39: 可変 Attenuator 6 GHz 用 型番 [TAMAGAWA Elec SPA-415A]

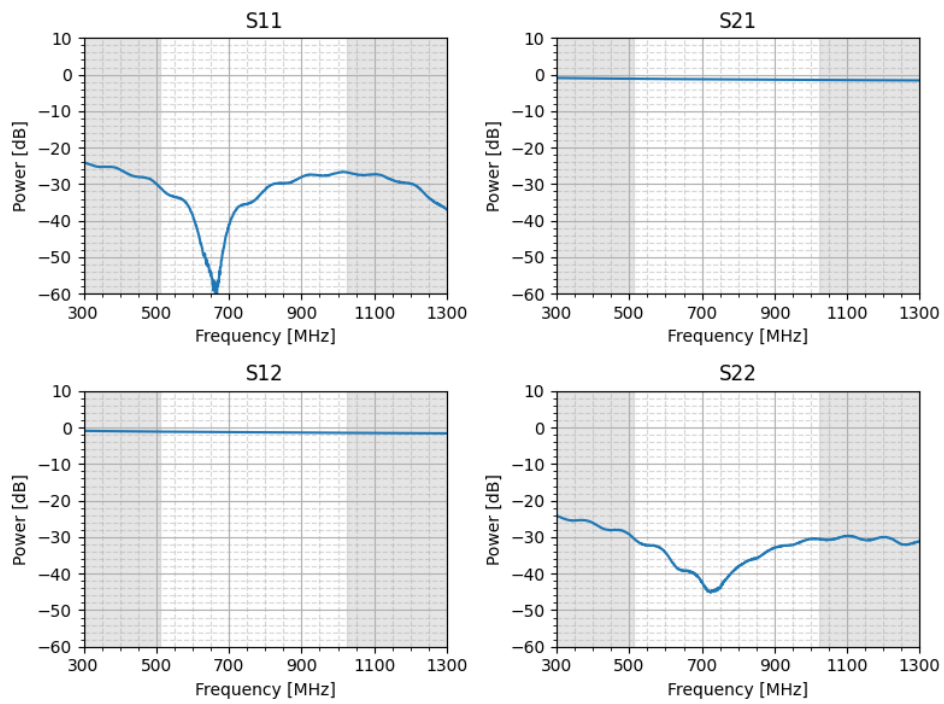


図 5.40: 可変 Attenuator 12 GHz 用 型番 [TAMAGAWA Elec SPA-415A]

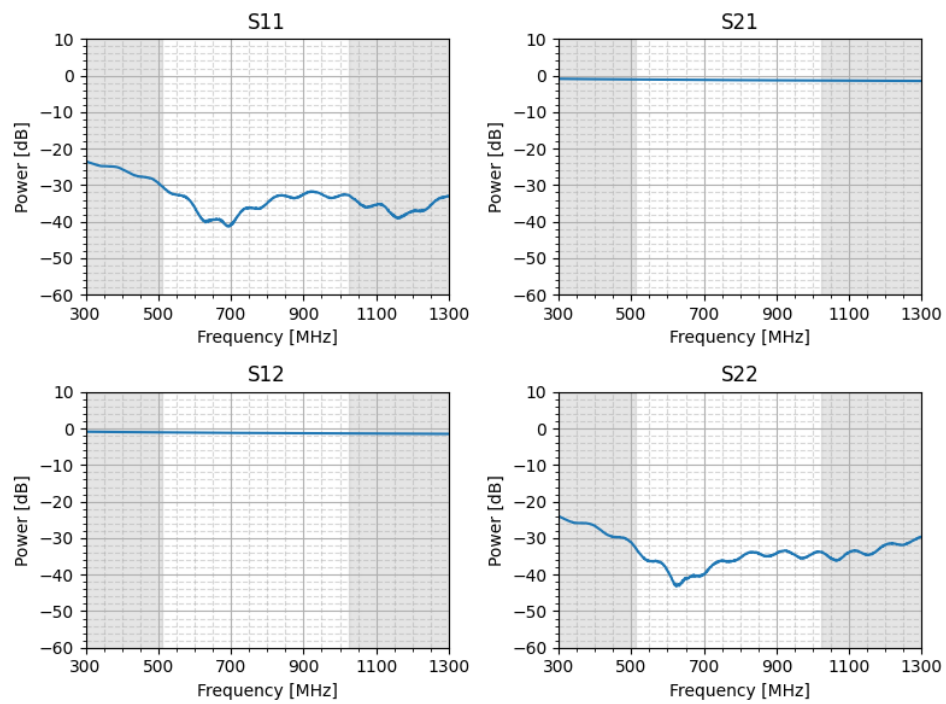


図 5.41: 可変 Attenuator 8 GHz 用 型番 [TAMAGAWA Elec SPA-415A]

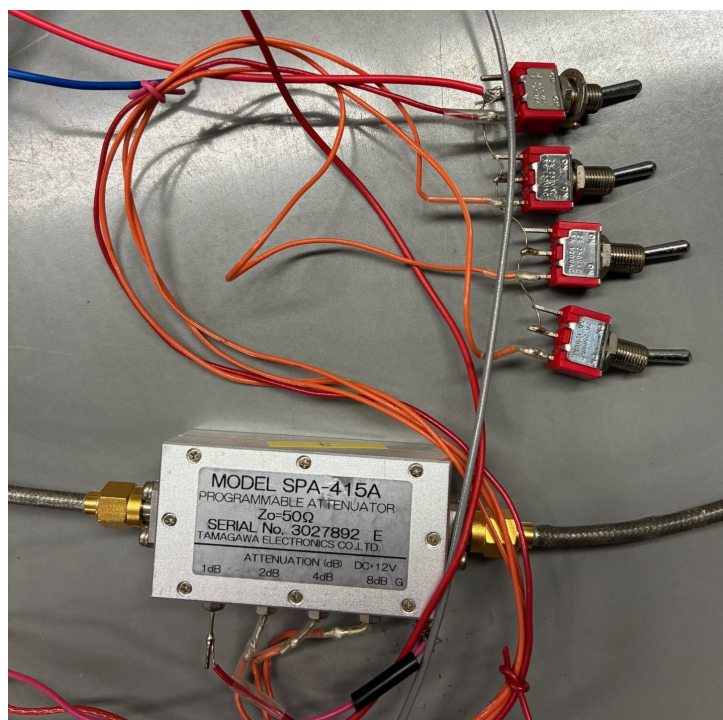


図 5.42: 可変 Attenuator 型番 [TAMAGAWA Elec SPA-415A]

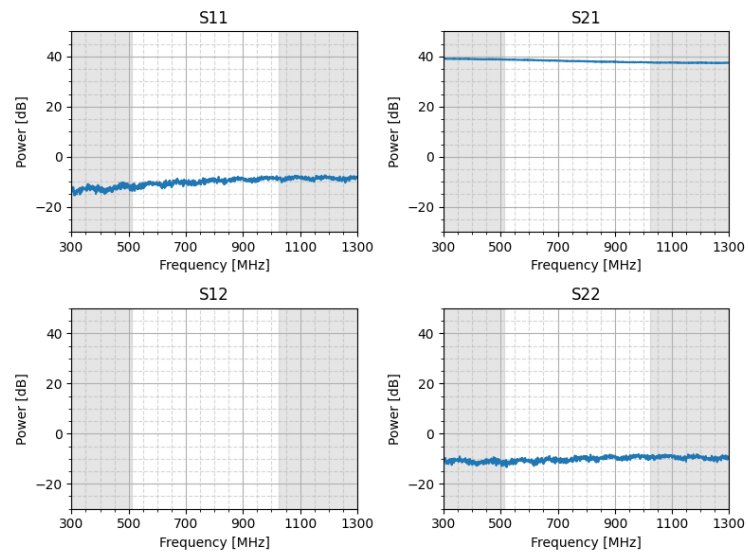


図 5.43: IF Amp 型番 [R&K LA130-0S]



図 5.44: IF Amp 型番 [R&K LA130-0S]

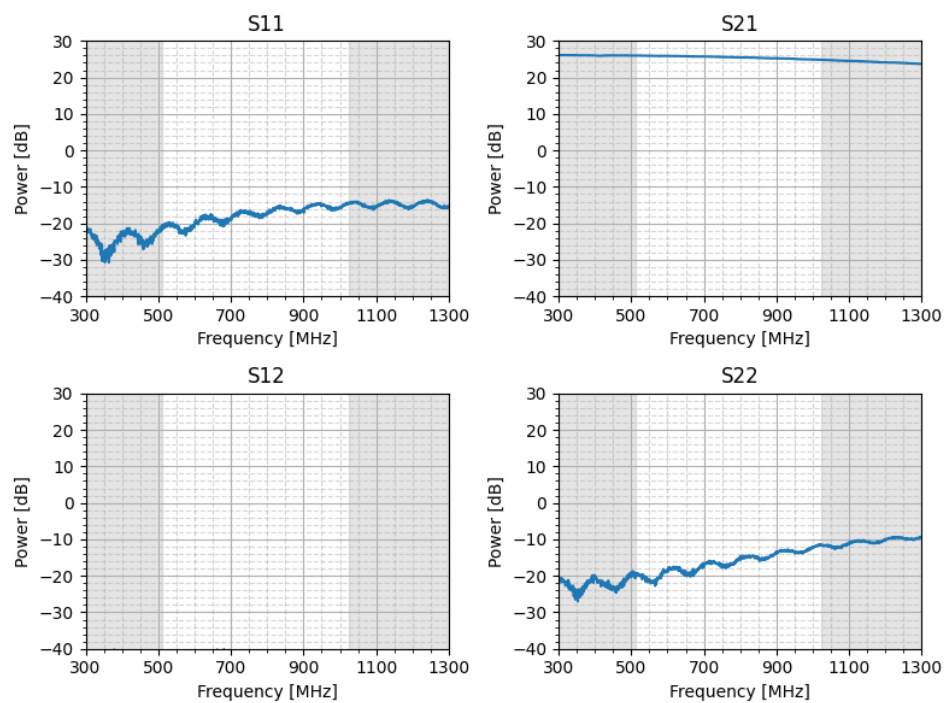


図 5.45: IF 自作 Amp +25dB 6 GHz 用

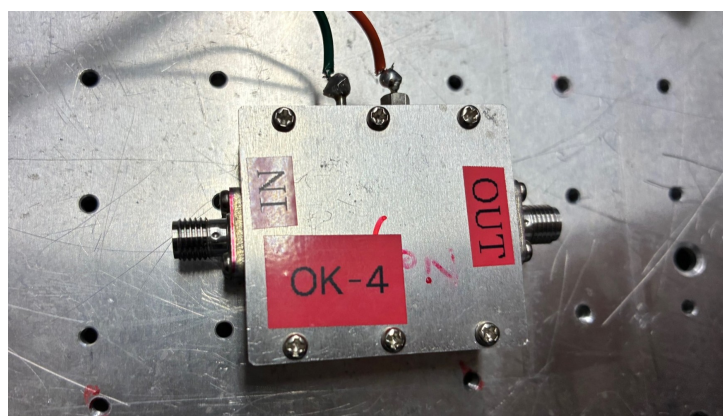


図 5.46: IF 自作 Amp +25dB 6 GHz 用

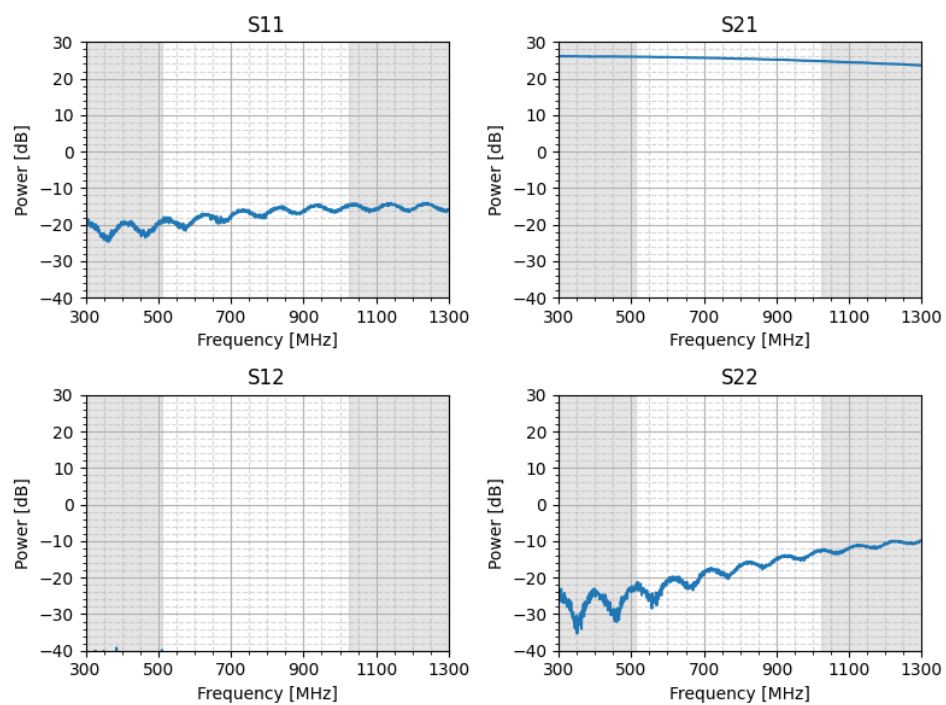


図 5.47: IF 自作 Amp +25dB 12 GHz 用

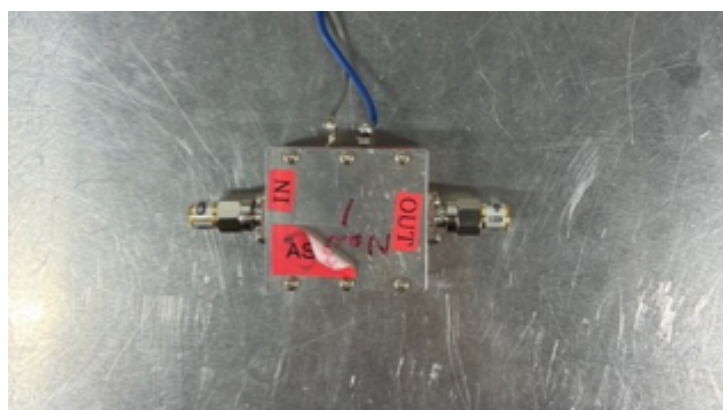


図 5.48: IF 自作 Amp +25dB 12 GHz 用

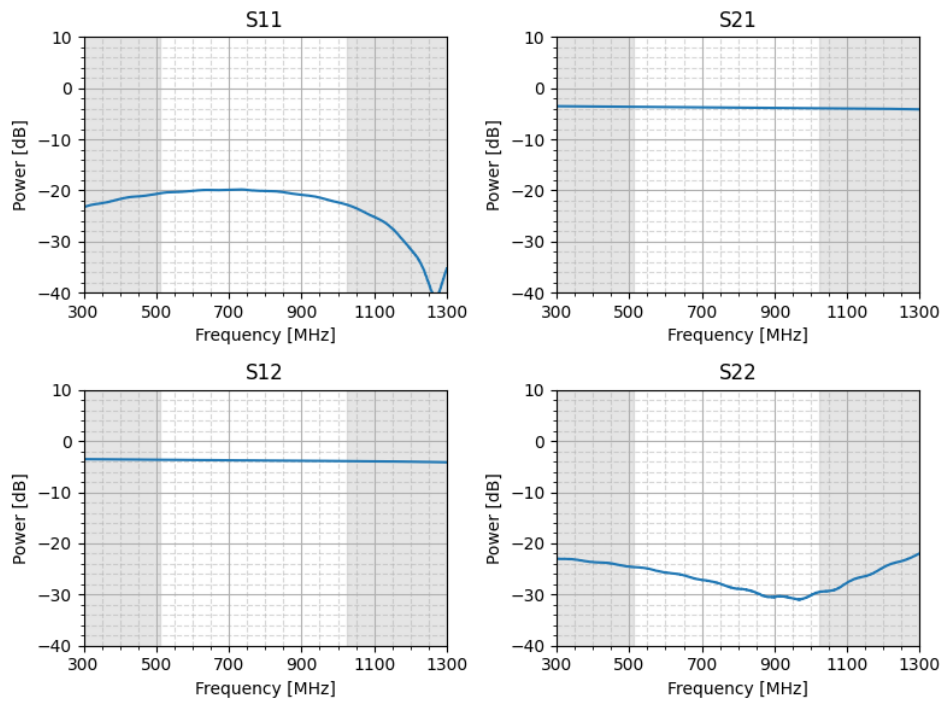


図 5.49: IF divider 型番 [R&K PD040-0S] 6 GHz 用 port1

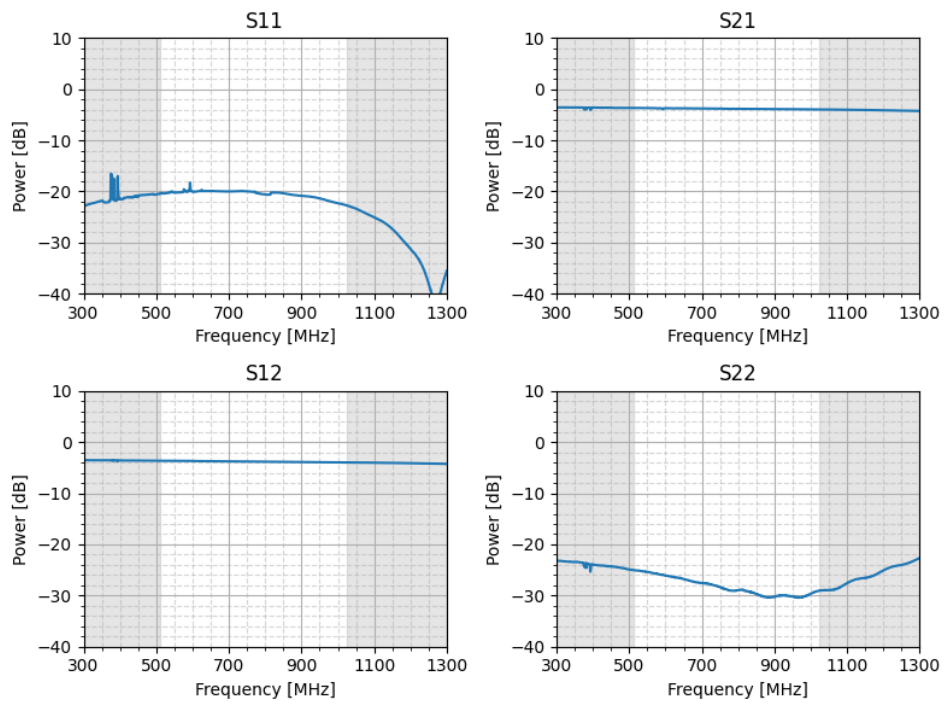


図 5.50: IF divider 型番 [R&K PD040-0S] 6 GHz 用 port2

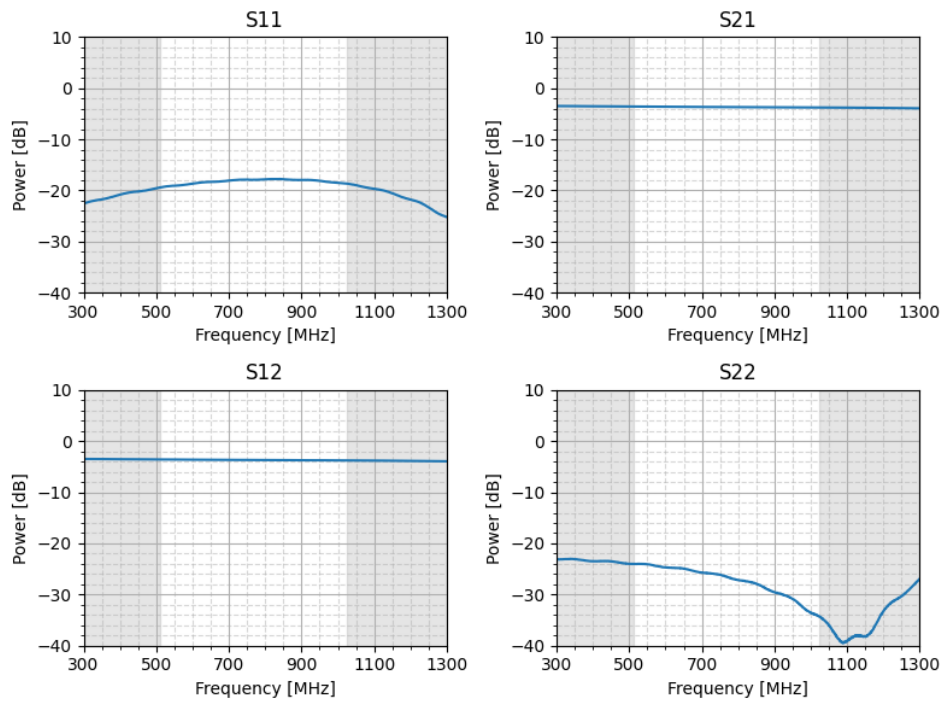


図 5.51: IF divider 型番 [R&K PD040-0S] 12 GHz 用 port1

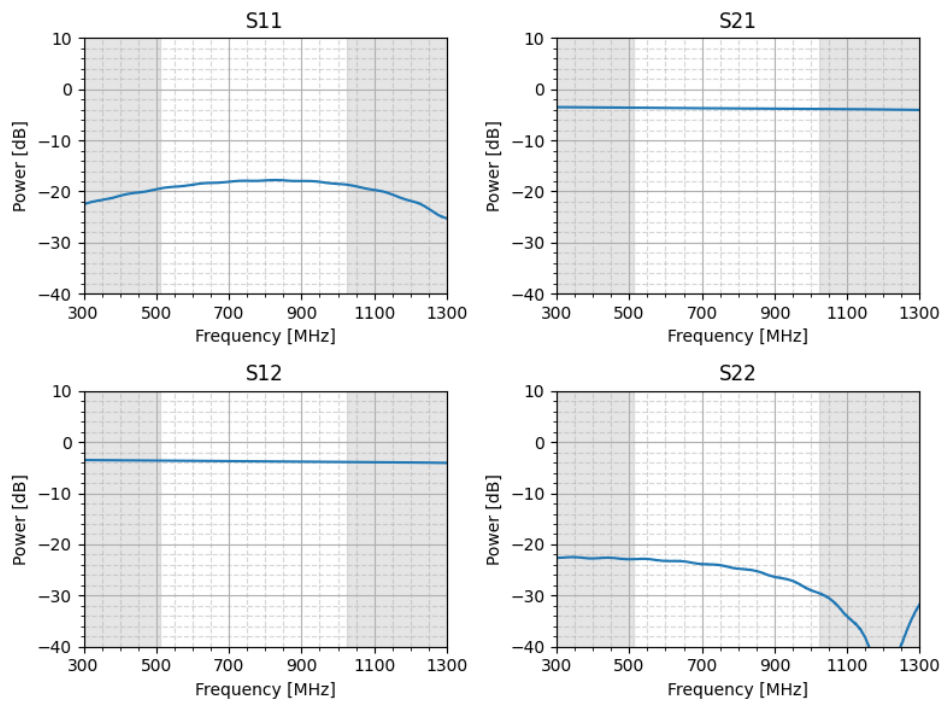


図 5.52: IF divider 型番 [R&K PD040-0S] 12 GHz 用 port2

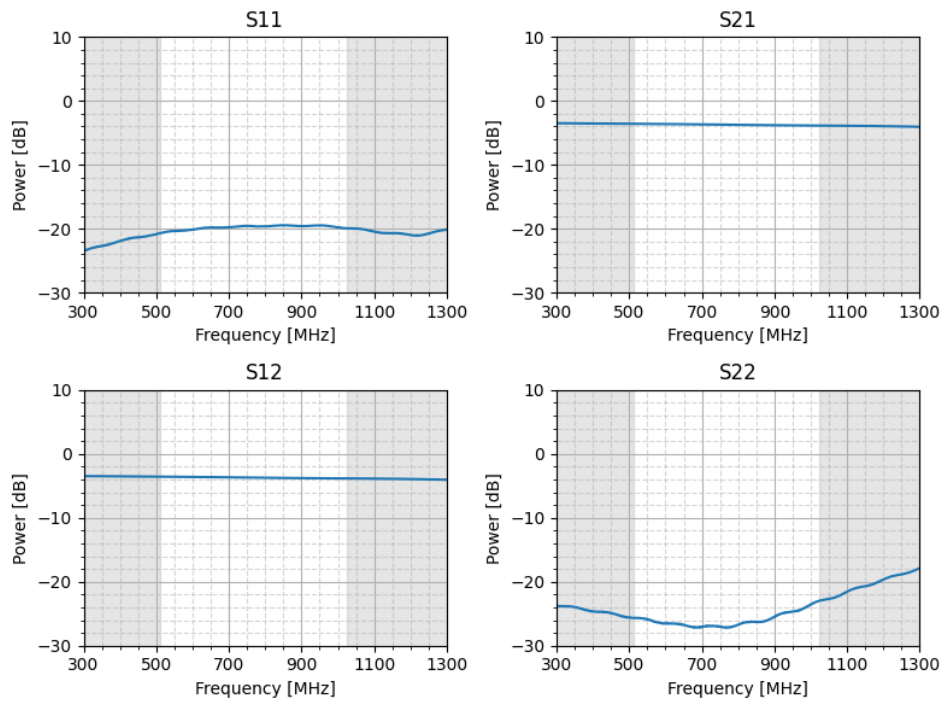


図 5.53: IF divider 型番 [R&K PD040-0S] 8 GHz 用 port1

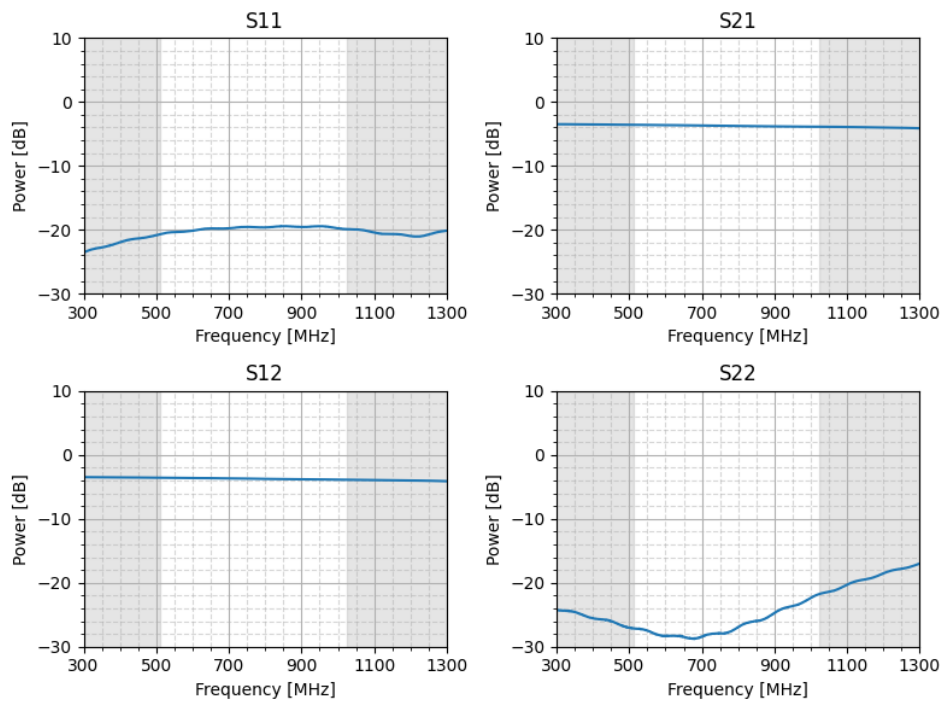


図 5.54: IF divider 型番 [R&K PD040-0S] 8 GHz 用 port2



図 5.55: IF divider 型番 [R&K PD040-0S]