

博士論文

人工電波除去機能を有する地上型

0.5-1.5GHz 帯マイクロ波放射計

デジタル処理部の研究

(Study of Digital Processor with RFI

Removal Function for 0.5–1.5 GHz

Ground-Based Microwave Radiometer)

2026 年 3 月

野母 悠矢

山口大学大学院創成科学研究科

目次

第 1 章 はじめに	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究目的と本論文の構成	2
第 2 章 マイクロ波放射計観測	4
2.1 マイクロ波放射計	4
2.2 マイクロ波放射原理	4
2.3 マイクロ波放射計による海水厚測定	7
2.3.1 海水厚測定原理	7
2.3.2 海水厚測定に対する提案法の必要性和優位性	9
第 3 章 関連研究	11
3.1 RFI 信号の種類	11
3.2 RFI 除去手法	13
第 4 章 地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計	14
4.1 地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計の概要	14
4.2 地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計の各処理部	14
4.2.1 アンテナ部	15
4.2.2 受信器部	16
4.2.3 アンテナ温度の校正方法	18
4.2.4 デジタル処理部	21
第 5 章 デジタル処理部における各処理の詳細	25
5.1 A/D 変換処理	25
5.2 FFT 処理	25
5.3 積算処理	25
5.4 RFI 除去処理	27
5.4.1 周波数間比較法 (Cross-Frequency Method, CF)	27
5.4.1.1 周波数間比較法におけるこれまでのしきい値の決定方法	27
5.4.1.2 提案手法	28
5.4.2 尖度検出法 (Kurtosis Detection Method, KM)	30
5.4.3 q 値の決定方法	32
5.5 デジタル処理部の仕様	33
5.6 ソフトウェア開発	34
5.7 FPGA への実装	34
5.7.1 実装結果	34
5.7.2 宇宙機用 FPGA におけるリソース消費率推定	37

第 6 章 測定試験	39
6.1 デジタル処理部の RFI 除去評価試験	39
6.1.1 試験構成	39
6.1.2 RFI 信号の振幅値の決定方法	40
6.1.3 結果	43
6.2 研究室内での人工電波測定試験	48
6.2.1 試験構成	48
6.2.2 結果	49
6.3 受信器部における研究室測定と性能評価	57
6.3.1 校正用雑音発生器の雑音温度決定	57
6.3.2 アンテナ温度と温度分解能	59
6.3.3 アンテナ接続時の補正	61
6.4 低周波放射計全体システムによる屋外人工電波測定試験	62
6.4.1 試験構成	62
6.4.2 結果	64
第 7 章 結言	69
参考文献	71
謝辞	77

図目次

図 1.1 欧州上空における AMSR2 の 6.9/7.3 GHz 帯の水平偏波輝度温度差. ...	3
図 2.1 プランクの熱放射則曲線[30].	6
図 2.2 300 K でのプランクの熱放射則とレイリー・ジーンズの比較図[29]. ...	7
図 2.3 海氷厚推定に使用する海水—海氷二層モデル概念図.	8
図 3.1 各信号の時間波形とそのヒストグラム.	12
図 3.2 パルス状正弦波の波形.	12
図 4.1 低周波放射計構成図.	14
図 4.2 温度制御容器内の受信器初段部の部品配置（左：上面，右：下面）. ...	17
図 4.3 受信器後段部の部品配置.	18
図 4.4 観測タイミング.	21
図 4.5 低周波放射計のデジタル処理部の構成図.	23
図 4.6 デジタル処理部（RFSoc 4x2 ボード）.	24
図 4.7 回路設計から FPGA 実装までの開発フロー図.	24
図 5.1 積算処理の構成図.	27

図 5.2	標準正規分布と切断正規分布(A).	29
図 5.3	平坦化処理から RFI 除去処理までの処理フロー図.	30
図 5.4	Mode1/2 (上段) および Mode3 (下段) における各処理の FPGA 上での配置図.	36
図 6.1	RFI 除去処理評価試験のセットアップ.	40
図 6.2	DAC から ADC へ入力した $d=0.01$, $n=2$ の疑似 RFI 信号のパワースペクトログラム.	43
図 6.3	各デューティー比 d における各手法の検出率.	45
図 6.4	周波数間比較法と尖度検出法の時間一周波数平面上における関係性.	46
図 6.5	本研究の RFI 除去処理のフロー図.	47
図 6.6	研究室内人工電波測定試験のセットアップ.	48
図 6.7	1 GHz 周辺における RFI 除去結果のスペクトログラム.	52
図 6.8	1 GHz 周辺における RFI 除去結果の比較.	53
図 6.9	1 GHz 周辺におけるパワー比スペクトルと各しきい値計算方法で計算した基準値 (赤色) としきい値 (緑線).	54
図 6.10	RFI 信号混在による MAD 計算への影響.	55
図 6.11	図 6.9 で使用したパワー比データのヒストグラム (全体分布と 1.0 付近の拡大図).	55
図 6.12	1 GHz 周辺における各しきい値計算法で計算した基準値としきい値による RFI 除去処理後のパワースペクトログラム.	56
図 6.13	温度制御容器の設定温度毎の雑音発生器雑音温度[K]の周波数分布 (上段) と 30°C における分布との差分[K] (下段).	59
図 6.14	温度制御容器の設定温度 35°C におけるアンテナ温度.	60
図 6.15	温度分解能の時間・周波数分布.	61
図 6.16	屋外測定試験のセットアップ.	63
図 6.17	天頂方向の RFI 信号除去結果スペクトログラム.	66
図 6.18	水平方向の RFI 信号除去結果スペクトログラム.	66
図 6.19	天頂方向と水平方向の 0.5-0.7 GHz における RFI 除去結果スペクトログラム.	67
図 6.20	図 4.1 のアンテナ・参照雑音源周辺における拡大図 (左図) と天頂方向の平坦化処理後の周波数分布 (右図).	68

表目次

表 2.1	現場測定と衛星測定の違い.	10
表 2.2	衛星測定における各方法の違い.	10
表 4.1	ダブルリッジドホーンアンテナの主要諸元.	15
表 4.2	低周波放射計の各系統で使用する周波数.	17
表 4.3	RFSoc 4x2 ボードの主なハードウェアリソース.	23
表 5.1	Mode1/2 と Mode3 におけるデジタル処理部の仕様.	34
表 5.2	Mode1/2 と Mode3 実装で消費した FPGA のリソース量.	35
表 5.3	Kintex のリソース量と全 Mode 実装時の推定リソース消費率.	38
表 5.4	Virtex のリソース量と全 Mode 実装時の推定リソース消費率.	38
表 5.5	AI Core のリソース量と全 Mode 実装時の推定リソース消費率.	38
表 6.1	RFI 除去処理評価試験の試験条件.	42
表 6.2	尖度検出法におけるデューティ比 d 別の検出率=100 %となる温度分解能の倍数 n .	46
表 6.3	周波数間比較法と尖度検出法の特徴.	47
表 6.4	研究室内測定試験の試験条件.	49
表 6.5	屋外人工電波測定試験の試験条件.	63

第1章 はじめに

1.1 研究背景

近年、人工衛星搭載型マイクロ波放射計により北極海における海水面積減少が確認されている[1]。海水面積減少には海水運動や海洋大気間の熱交換が関係しており、両者において海水厚が重要なパラメータとなるため、地球温暖化の監視には、海水面積に加えて海水厚分布の継続的な観測が重要となる。海水厚は新生氷～若年氷では 30 cm 未満、一年氷では 30-200 cm 程度、多年氷ではさらに厚くなる[2]。しかし、現在使用されている観測周波数帯では海水厚の測定可能範囲には限界がある。例えば、36 GHz 帯（36-37 GHz）では数 cm 程度[3]、1.4 GHz 帯（1.4-1.427 GHz）では 40 cm 程度[4]に留まる。1.4 GHz 帯よりもさらに低い周波数帯の使用により海水厚の測定範囲拡大が期待でき、理論的には 0.5 GHz で 120 cm 程度まで測定可能になることが報告されている[4]。欧州宇宙機関（ESA）では低周波観測を目的とした CryoRad が将来の地球探査ミッションとして提案されている[5]が、人工衛星搭載型マイクロ波放射計による低周波観測は未実現である。低周波観測の実現にあたり、解決すべき課題の 1 つは、人工電波による観測データへの影響、人工電波干渉（Radio-Frequency Interference, RFI）である。

電波利用は国際電気通信連合の無線通信部門（ITU-R）が定める周波数割当に沿って行われる。日本では総務省が周波数割当を管理している。周波数割当の詳細は総務省の電波利用ポータルから参照することができる[6]。人工衛星搭載型マイクロ波放射計による地球観測（受動）に対しても周波数割当は存在するが、他の電波利用と共有となっている場合や割り当てられていない場合がある。電波利用には通信・放送や携帯無線用電波など様々あるが、これら人工電波の受信電力は自然電波に比べて非常に強力である。従来型のマイクロ波放射計は数 100 MHz から数 GHz の広帯域で電波を受信、増幅し、そのまま検波器で受信信号を検波するので、人工電波が混在すると観測データが大きな影響を受ける。

RFI の発生源や経路は多岐にわたる。上述した電波利用以外にも帯域内で違法に発せられる電波や隣接する帯域からの漏れ出し電波などがある。人間活動の増大に伴い、RFI による問題は増加の一途を辿っている。日本では宇宙航空研究開発機構（JAXA）が高性能マイクロ波放射計（AMSR）シリーズを開発・運用しているが、AMSR2 の土壌水分量や海面水温（SST）の観測に重要な周波数帯である 6.9 GHz 帯（6.75-7.1 GHz 帯）では周波数が割り当てられておらず、RFI 信号による影響が確認されている（図 1.1）。なお、図 1.1 は 6.9 GHz 帯と 6.9 GHz 帯における RFI 信号対策用周波数帯である 7.3 GHz 帯との輝度温度差分を取る

ことで作成した図である[7]。輝度温度については 2.2 章で述べる。RFI 信号による影響は、10.6 GHz 帯 (10.6-10.7 GHz) [8]やアメリカ航空宇宙局 (NASA) が開発・運用する Soil Moisture Active and Passive (SMAP) や ESA が開発・運用する Soil Moisture and Ocean Salinity (SMOS) で使用されている 1.4 GHz 帯[9-18]などでも報告されている。1.4 GHz 帯よりも低い周波数帯に関しては地球観測 (受動) に対する周波数割当は一切存在せず[6]、かつ電波利用が過密であるため、RFI 信号による影響はさらに深刻となる。そのため、低周波観測の実現には RFI 信号のリアルタイム除去機能は必要不可欠である。

日本では 2025 年 6 月には AMSR シリーズの後継機である AMSR3 が打ち上げられた。2027 年には超広帯域電波デジタル干渉計 (SAMRAI) 衛星の打ち上げが予定されており、マイクロ波放射計開発の継続計画が存在する。RFI 除去に関しては上述した 7.3 GHz 帯を使用した方法があるが、この方法は 6.9 GHz 帯と 7.3 GHz 帯の両周波数帯に RFI 信号が混在する場合には機能しないため、限定的な方法である。これより、日本では RFI 除去関連の研究は非常に遅れており、低周波観測に関する研究は全く行われていない。RFI 除去関連の研究は世界的には特に米国で進んでおり、これまで様々な RFI 除去手法が研究されてきた[19], [20] (詳細は 3.2 章で述べる)。近年では、ソフトウェア無線 (SDR) 技術を使用して RFI 除去処理をデジタル的に行うデジタル処理部を搭載したデジタル型マイクロ波放射計の研究が進展し、リアルタイムでの RFI 除去処理が可能となった。1.4 GHz 帯では既に人工衛星搭載型のデジタル処理部が開発され、上述した SMAP に搭載されている。SMAP では土壤水分量および海面塩分の観測と RFI 除去処理が実施されている[21]。さらに、海氷厚の測定範囲拡大も評価されている。また、CubeRRT 衛星による軌道上での RFI 除去実験も行われた[22]。低周波観測に関しては、0.5-2 GHz を対象とした航空機実験の事例があるが、RFI 除去処理は CPU 上で行われている[23]。しかしながら、デジタル処理部の開発例は世界的にも限られており[9], [22-28]、このうち低周波観測の例は 1 件[23]のみである。

1.2 研究目的と本論文の構成

そこで低周波観測の実現を目指して、本研究では、地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計において RFI 除去の要となるデジタル処理部の研究を行い、性能評価を行った。

本論文の構成は次の通りである。第 2 章ではマイクロ波放射計観測、第 3 章では関連研究、第 4 章では地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計の概要、および全体構成、第 5 章ではデジタル処理部を構成する各処理の設計方針と実装方法、第 6 章では測定試験について述べる。

Tb Difference 6.9H-7.3H Europe Asc.

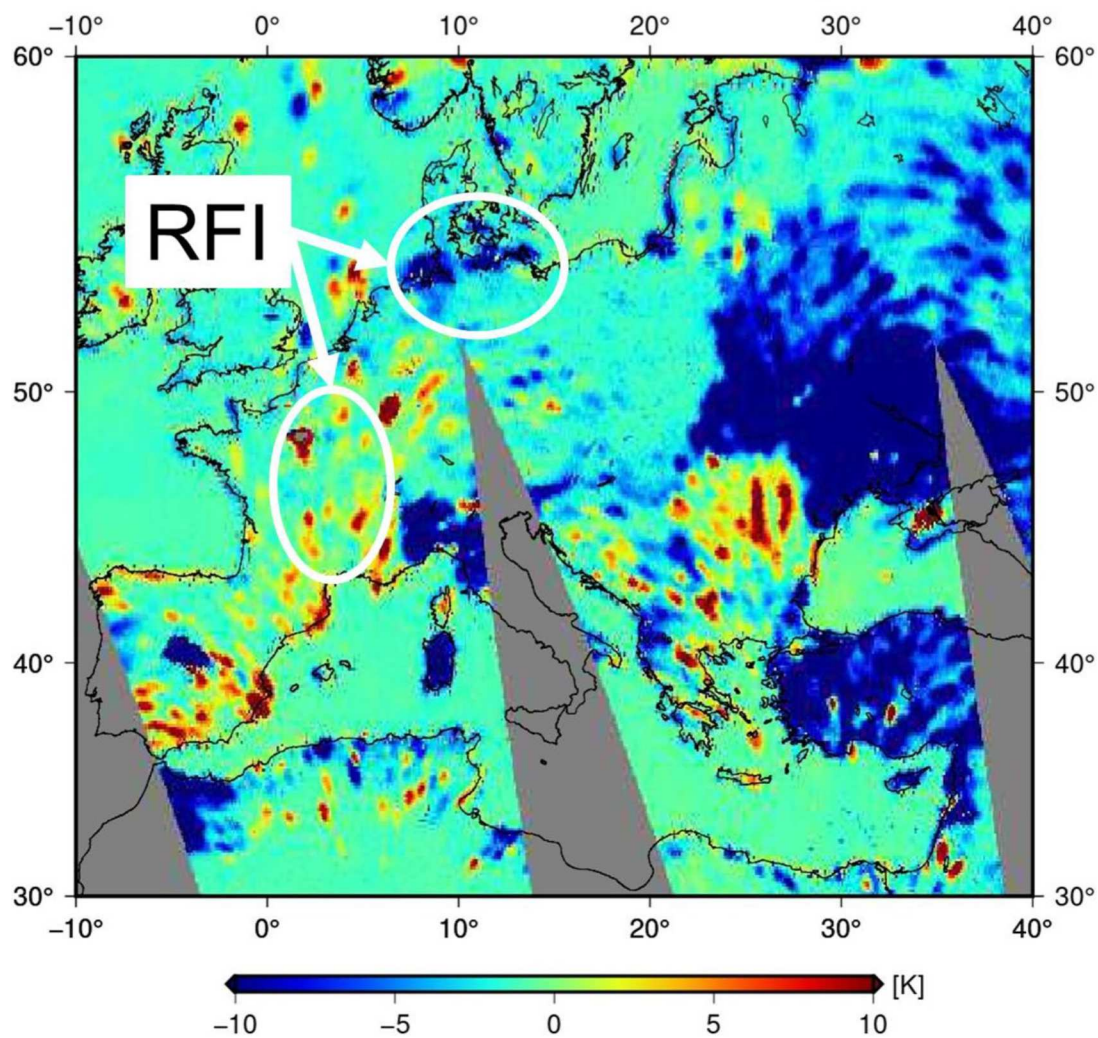


図 1.1 欧州上空における AMSR2 の 6.9/7.3 GHz 帯の水平偏波輝度温度差. 白枠内の赤 (青) が 6.9 (7.3) GHz 帯の RFI 信号が混入していると考えられる領域.

第2章 マイクロ波放射計観測

2.1 マイクロ波放射計

人工衛星搭載型マイクロ波放射計は地表面や大気から放射される微弱なマイクロ波を測定する受動型センサである。マイクロ波放射計はアンテナで対象を指向して 2.2 章で述べる輝度温度を観測する。放射量は対象の状態や周波数により変化するので、通常、複数の周波数で測定を行う。受信された信号は受信器部に送られ増幅・検波される。受信器部の構成には全電力型放射計やディック型放射計などいくつか種類があるが[29], [30], 従来型のマイクロ波放射計では、どの放射計構成においても典型的にはダイオードの性質を利用した 2 乗検波器を採用しており、これにより受信信号を検波して電圧値に変換する。検波された信号は積分器で時間平均された後に出力される。出力データからは土壌水分量、海水密接度、海水面積、および海面水温 (SST) など、主に水に関する情報を取得することができ、これらの観測を通じて気候・気象分野の研究に貢献している。

代表的なマイクロ波放射計として、米国の Special Sensor Microwave/Imager (SSM/I) が挙げられる。SSM/I は世界で初めて高精度観測を実現したマイクロ波放射計で 19-85 GHz 帯を使用し、大気や海水の観測を行った[31], [32]。後続機である Special Sensor Microwave Imager Sounder (SSMIS) は 19-183 GHz 帯を使用して観測を行った[31], [32]。日本では、2002 年から AMSR シリーズが開発・運用されている。初号機の AMSR は 2 m の大口径アンテナによる高分解能化と高精度校正の実現で当時では世界最高性能のマイクロ波放射計であった。また、6.9 GHz 帯などの追加により SST や土壌水分量の全球観測が可能となった[32-34]。後続機である AMSR-E は 2015 年に運用を終了したが、AMSR2 は現在も運用中である。AMSR2 の後継機である AMSR3 が 2025 年 8 月から観測を開始している。

2.2 マイクロ波放射原理

入射する電磁エネルギーをあらゆる波長にわたって全て吸収し、吸収した電磁エネルギーを再放射することのできる仮想的な物体を黒体 (black body) と呼ぶ[29], [30]。プランクの熱放射則によると、物理温度 T [K] の黒体表面から単位立体角、単位面積、および中心周波数 f における単位周波数帯域幅 [Hz] あたりに放射される電磁波のスペクトル輝度密度 (spectral brightness density) B_{sbd} [$Wm^{-2}Hz^{-1}Sr^{-1}$] は以下で与えられる。

$$B_{sbd} = \frac{2 \cdot h \cdot f^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{\frac{h \cdot f}{k \cdot T}} - 1}. \quad (2.1)$$

h はプランク定数で $6.63 \times 10^{-34} [\text{J} \cdot \text{s}]$, c は光速で $3.0 \times 10^8 [\text{m/s}]$, k はボルツマン定数で $1.38 \times 10^{-23} [\text{J/K}]$ である. 図 2.1 にプランクの熱放射則曲線を示す. マイクロ波帯では, 式(2.1)において $hf/kT \ll 1$ となることが知られており, この時, 式(2.1)は式(2.2)と書ける.

$$B_{sbd} \approx \frac{2 \cdot k \cdot T}{\lambda^2}. \quad (2.2)$$

λ は波長[m]である. 式(2.2)はレイリー・ジーンズの放射式と呼ばれる. 図 2.2 に 300 K におけるプランクの熱放射則とレイリー・ジーンズの比較図を示す. 中心周波数 f , 狭い周波数帯域幅 $\Delta f [\text{Hz}]$ における輝度 (brightness) $B_{bb} [\text{Wm}^{-2} \text{Sr}^{-1}]$ は, 以下のようになる.

$$B_{bb} = B_{sbd} \cdot \Delta f = \frac{2 \cdot k \cdot T}{\lambda^2} \cdot \Delta f. \quad (2.3)$$

自然界の物体は黒体のような完全な吸収体ではなく, 一部は反射される. このような物体を灰色体 (gray body) という. そのため, 物体の熱放射の輝度と同じ輝度で熱放射する黒体の物理温度を物体の輝度温度 (Brightness Temperature, T_b) [K]として定義される[29], [30]. これより, 自然界の物体の輝度 B_{nb} は

$$B_{nb} = \frac{2 \cdot k \cdot T_b}{\lambda^2} \cdot \Delta f, \quad (2.4)$$

となる. マイクロ波放射計はこの輝度温度 T_b を観測し, 観測対象の状態を把握する. 物体の輝度と, 物体と同じ物理温度の黒体の輝度の比は放射率 e と定義され, 以下の式で与えられる[29], [30].

$$e \equiv \frac{B_{nb}}{B_{bb}}. \quad (2.5)$$

すなわち,

$$T_b = e \cdot T \quad (0 \leq e \leq 1), \quad (2.6)$$

である。式(2.6)より、放射率 e は常に1以下で、輝度温度は物理温度より小さくなる。また、キルヒホッフの法則から放射率と吸収率が等しく、さらに、透過率を0とできる不透明な物体の場合、放射率は式(2.7)で与えられる。

$$e = 1 - \Gamma. \quad (2.7)$$

Γ はFresnelの電力反射係数である。式(2.7)より、物体間での界面反射が大きいほど放射率の値は小さくなる[29], [30]。滑面の場合、電力反射係数 Γ は入射角と物質の複素誘電率 $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$ で決まる[29], [30]。入射角が一定の場合は、電力反射係数 Γ は複素誘電率 ε のみの関数となり、実部 ε' と虚部 ε'' の両方に依存する。物体表面に凹凸がある場合は、表面粗度を考慮する必要がある。

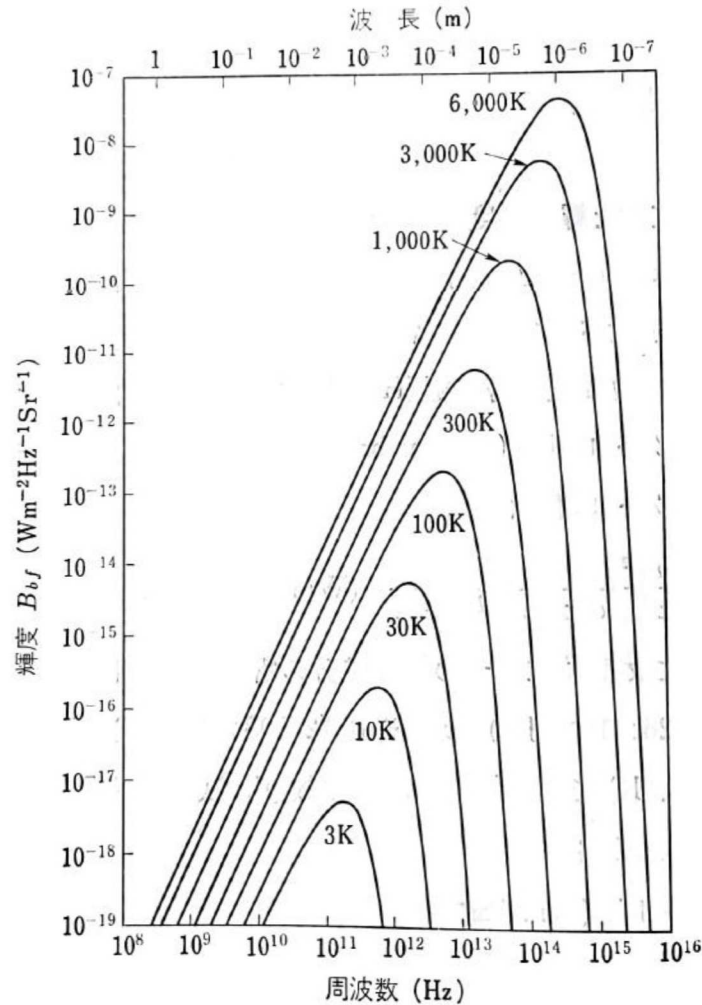


図 2.1 プランクの熱放射則曲線[30].

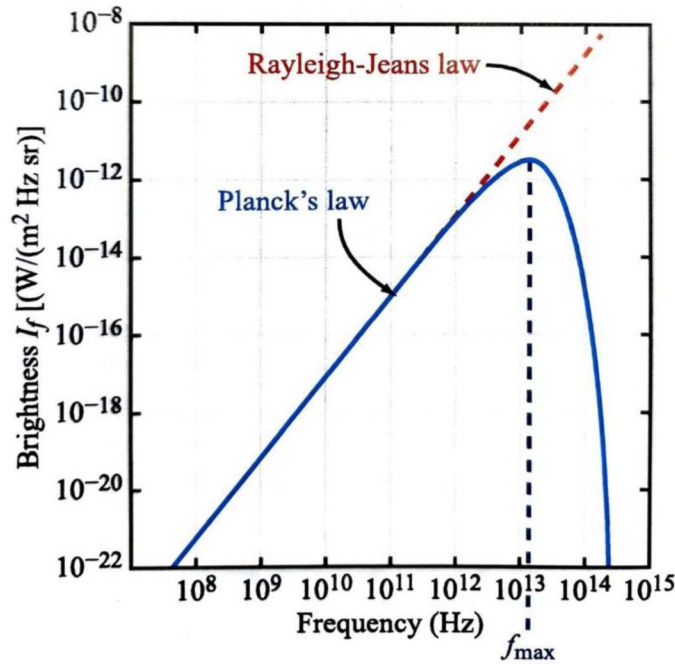


図 2.2 300 K でのプランクの熱放射則とレイリー・ジーンズの比較図[29].

2.3 マイクロ波放射計による海水厚測定

2.3.1 海水厚測定原理

海水と海氷はどちらも水だが、相が異なる。海水は液体なので水分子の回転・配向が比較的自由に分極が電場に追従しやすいが、電場に対して即座に追従することができないため、実部 ϵ' と虚部 ϵ'' はどちらも大きくなる[29], [30], [35]。一方、海氷は固体なので水分子が結晶格子により拘束され、分極が電場に対して追従しにくいいため、実部 ϵ' と虚部 ϵ'' はどちらも小さくなる[29], [30], [35]。この相の違いにより、一般的に海水の実部 ϵ' と虚部 ϵ'' はどちらも海氷に比べて大きくなる。その結果、式(2.7)より放射率の値は海氷の方が大きくなるため、式(2.6)より輝度温度も海氷の方が高くなる。マイクロ波放射計では、海水と海氷の放射率の違いから、海氷が生成・成長することによる輝度温度の上昇を利用して海水厚を推定する。なお、海水、海氷に含まれる塩分は、電磁波の減衰に影響する[36], [37]。

図 2.3 に海水厚推定に使用する海水—海氷二層モデル概念図を示す。図 2.3 において、海氷密接度を 100 % とすると、観測される輝度温度 $T_{b,obs}$ は海水からの輝度温度 $T_{b,sea}$ と海氷からの輝度温度 $T_{b,ice}$ で決定し、式(2.8)[38]で表せる。

$$T_{b,obs} = T_{b,ice} - (T_{b,ice} - T_{b,sea})\exp(-\gamma \cdot d) \quad (2.8)$$

d は海氷の厚さである。 γ はマイクロ波が物質中を伝搬する際に吸収・散乱により減衰していく程度を表す減衰係数で、周波数が高くなるほど γ は大きくなる [29], [30]. 式(2.8)より周波数が高いほど、海氷が厚くなると海水からの寄与が急速に 0 に近づき、比較的薄い厚さで海氷からの輝度温度 $T_{b,ice}$ に飽和し、観測輝度温度 $T_{b,obs}$ は変化しなくなる。一方、周波数が低いほど、減衰係数 γ は小さく、海水からの寄与が残り続けるので、観測輝度温度 $T_{b,obs}$ の増加は緩やかになり、測定可能な厚さ範囲が拡大する。

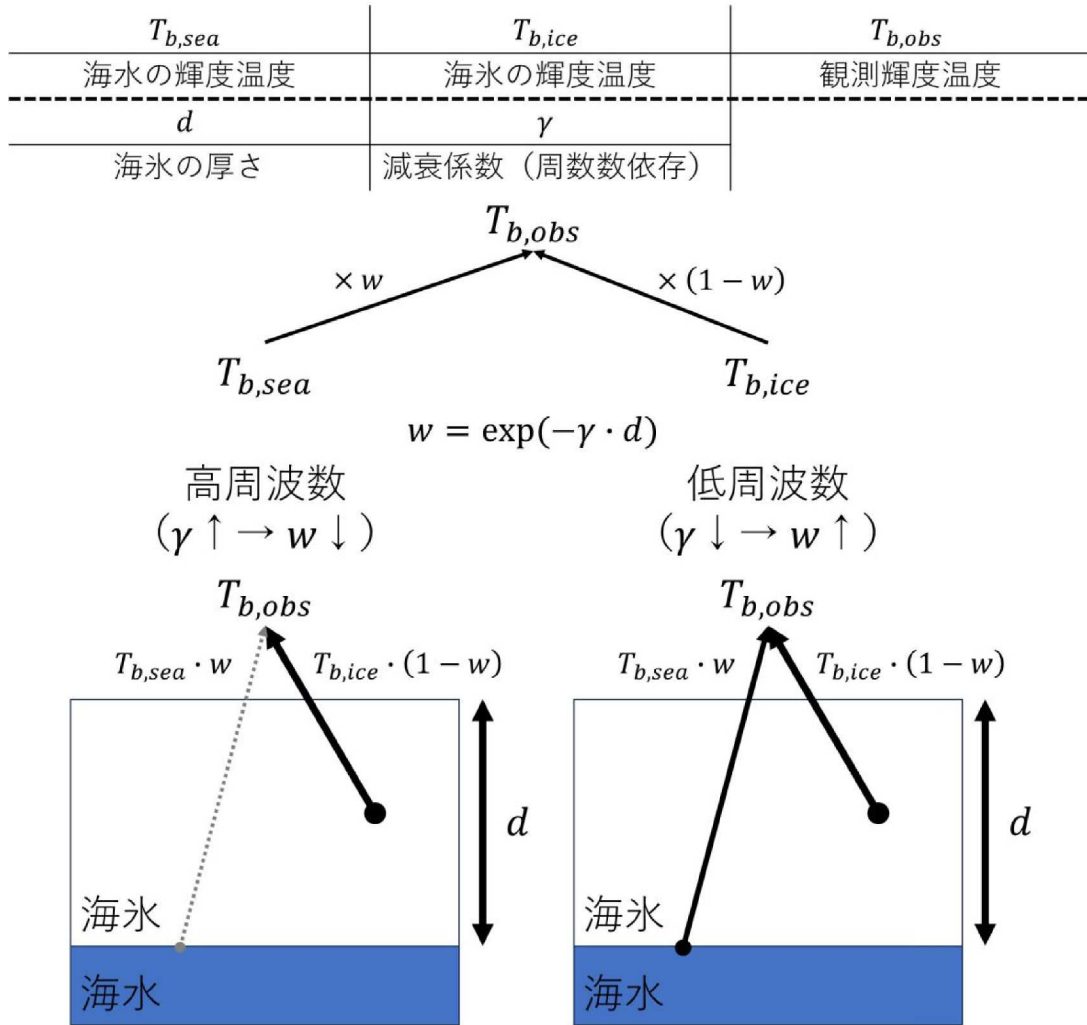


図 2.3 海氷厚推定に使用する海水—海氷二層モデル概念図. ここでは簡単のため、海氷は均質媒体とし、積雪や表面粗度などによる観測輝度温度 $T_{b,obs}$ への影響は無視できるものとする。

2.3.2 海水厚測定に対する提案法の必要性と優位性

海水は白いため、太陽光を強く反射し大気と海洋の間で断熱材として働く。またその厚さは海水—海水—大気間の熱交換や海水運動などに大きく関係する。この海水の分布や厚さ分布は極域の熱収支などを通じて地球全体の気候システムに影響を与えるが[39]、これらは風や海流により日々変動する。そのため、極域全体の高頻度観測により、その日変動を把握する必要がある、これを実現するには衛星測定が不可欠である。海水分布については、後述するマイクロ波放射計による観測が 50 年以上続いている[39]。

表 2.1 に現場測定と衛星測定による海水厚測定の違いを示す。現場測定にはドリルで海水に穴を開けて直接厚さを測定するドリル孔や海水と海水の電気伝導度の違いを利用する電磁誘導式氷厚計[40]などがある。衛星測定にはマイクロ波放射計、レーザ・レーダ高度計がある。現場測定は直接海水厚を測定するので測定精度が高い。雪厚や氷温、氷種なども併せて測定することで真値に近い値を測定可能であるが、測定範囲は限定的なため極域全域は測定できない。しかし、測定精度の高さから衛星測定の検証用として必要不可欠である。

表 2.2 に衛星測定における各方法の違いを示す。レーザ・レーダ高度計は海水面上の海水厚さを測定し、海水・積雪・海水の密度、および雪厚のデータを使用して静水圧平衡の式から海水厚を推定する[41]。代表的な衛星にアメリカ航空宇宙局（NASA）の ICESat-2（レーザ）、ESA の CryoSat-2（レーダ）がある。高度計は 0.5-4 m 程度の厚さを測定可能で、測定範囲が広い[42]。しかし、観測は直下のみのため、観測幅が狭く極域全体を観測するのに 1 ヶ月程度を要する[43]。

マイクロ波放射計の代表的な衛星として JAXA の AMSR シリーズや NASA の SMAP がある。マイクロ波放射計は海水厚測定範囲と空間分解能は高度計には及ばないが、観測幅は高度計に比べて非常に広く、地球全体を 2~3 日で観測する。極域に関しては毎日観測可能である[43]。そのため、極域全体での海水厚の日変動を追うことが可能で、1.4 GHz 帯よりもさらに低い周波数帯（0.5 GHz で 120 cm 程度）を使用した場合は、より詳細に把握できる。これより、極域全体の高頻度モニタリングという点でマイクロ波放射計による海水厚観測は非常に重要である。

表 2.1 現場測定と衛星測定の違い.

	現場測定	衛星測定
手法	ドリル孔, 電磁誘導 (EM), 上向きソナー (ULS)	レーザ・レーダ高度計, マイクロ波放射計
測定範囲	局所的 (測定点周辺)	広範囲 (極域全体)
測定頻度	実験時のみ	同じ場所を毎日～数十日おき

表 2.2 衛星測定における各方法の違い.

	マイクロ波放射計	レーザ・レーダ高度計
センサタイプ	受動型 (自然放射する電波を測定)	能動型 (送信電磁波の反射を測定)
代表的衛星	AMSR2, SMOS, SMAP	レーザ : ICESat, ICESat-2 レーダ : Sentinel-3, CryoSat-2
空間分解能	40 km	25 km
観測幅	1000-1450 km	1.6-6 km
極域全体観測 頻度	毎日	1 ヶ月に 1 回
測定厚さ	～40 cm 程度 (1.4 GHz 帯)	50-400 cm

第3章 関連研究

3.1 RFI 信号の種類

図 3.1 にガウスノイズ, ガウスノイズ+連続波, およびガウスノイズ+パルス波それぞれの時間波形とそのヒストグラムを示す. 一般的に, 正規分布に従う確率変数 x の確率密度関数 (PDF) $f(x)$ は以下の式で与えられる.

$$f(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2 \cdot \sigma^2}}. \quad (3.1)$$

σ は x の標準偏差, μ は x の平均値である. RFI 信号が存在しない場合, 自然電波はランダムノイズ (図 3.1 左上図) のように式(3.1)で与えられる正規分布に従うことが知られている[44]. 一方, RFI 信号の典型的な例としては連続波 (図 3.1 中央上図) とパルス波 (図 3.1 右上図) が挙げられる. 図 3.1 から分かるように, 自然電波と RFI 信号が混在した時の分布の形状は大きく違う. この 2 種類の信号のモデル化したものとして式(3.2)で与えられるパルス状正弦波があり, 図 3.2 のような波形となる. 3.2 章で述べる RFI 除去手法の解析や評価にはこのパルス状正弦波がよく使用される[44-46].

$$f_{RFI}(v) = (1 - d) \cdot \delta(v) + \frac{d}{\pi \cdot \sqrt{A^2 - v^2}}. \quad (3.2)$$

v , $f_{RFI}(v)$, および A はそれぞれパルス状正弦波の瞬時電圧[V], PDF[1/V], 振幅値[V]である. $\delta(v)$ はディラックのデルタ関数, d はデューティー比である. デューティー比 d はパルス状正弦波の繰り返し周期 $T(= T_{ON} + T_{OFF})$ に対する ON 時間 T_{ON} の比

$$d = \frac{T_{ON}}{T} \quad (0 \leq d \leq 1), \quad (3.3)$$

で定義される. T_{OFF} は 1 周期内の OFF 時間である. このモデルは $d=1$ の時は連続波, $d \ll 1$ の時はパルス波を表せる. 電波利用のうち, 例えば, 76.1-98.9 MHz に割り当てられている FM 放送は RFI モデル化では連続波タイプの RFI 信号として近似できる[47]. 960-1215 MHz に割り当てられている航空無線航行用電波

の 1 つである航空用測距装置（DME）はパルス波を使用するので、デューティ比 d の小さいパルス波タイプの RFI 信号としてモデル化できる[48].

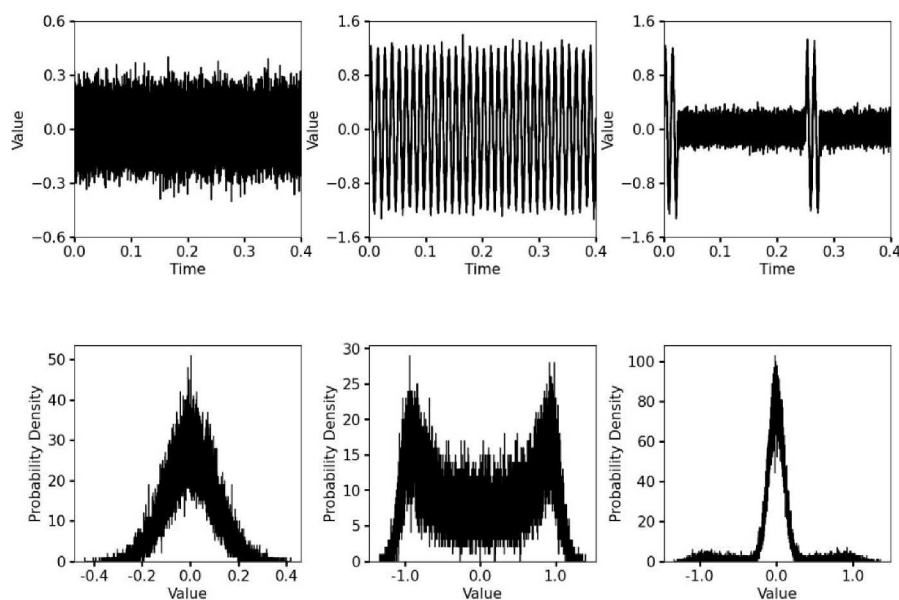


図 3.1 各信号の時間波形とそのヒストグラム. 左から順にガウスノイズ, ガウスノイズ+連続波, およびガウスノイズ+パルス波それぞれの時間波形（上段）とそのヒストグラム（下段）.

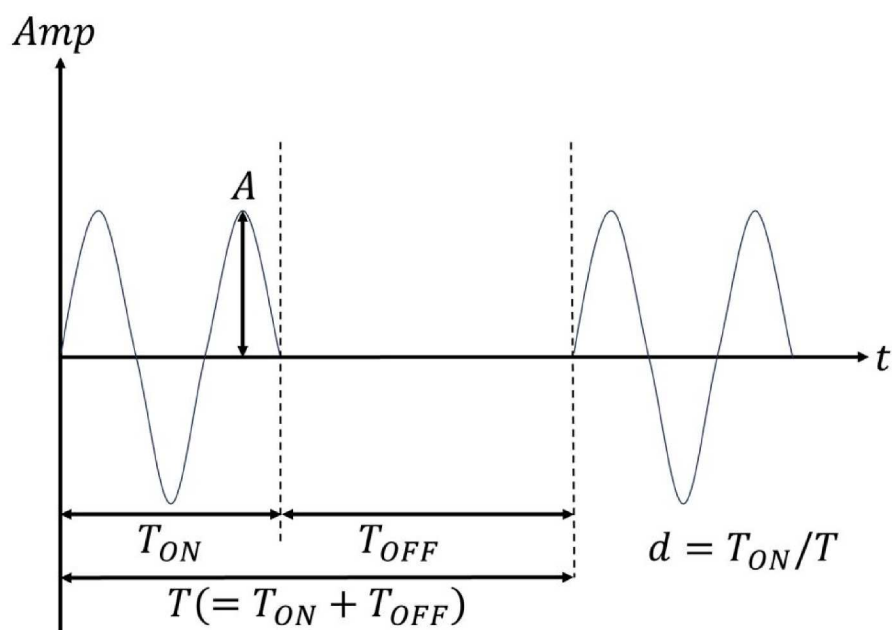


図 3.2 パルス状正弦波の波形.

3.2 RFI 除去手法

RFI 除去手法は大きく分けて以下の 5 つの領域に分けられる[19].

I 時間領域アルゴリズム

時間領域アルゴリズムは入力信号の時系列データのパワー値に対して適用される. 隣接する時間データのパワー値を比較して RFI 信号を検出する. このアルゴリズムはパルス波タイプの RFI 信号に対して有効で, パルス幅が放射計の積算時間に対して短いほど検出が容易になる. 代表的な手法としてパルスブランピング法が挙げられる[25], [27], [49]. しかし, RFI 信号対熱雑音比 INR の小さい RFI 信号や連続波に対しては検出性能が低下する.

II 周波数領域アルゴリズム

周波数領域アルゴリズム[9], [22-28], [50]は入力信号のパワースペクトルに対して適用される. 隣接する周波数ビンのパワー値を比較して RFI 信号を検出する. このアルゴリズムは一般的に恒常的に入力される狭帯域・連続波タイプの RFI 信号に対して有効である. また, RFI 信号の電力の大半が 1 つの周波数ビン内に存在する場合, INR が小さい RFI 信号も検出可能となる.

III 統計的アルゴリズム

統計的アルゴリズムは放射計で測定される雑音信号の電圧サンプルが正規分布に従うことを利用する方法で, 正規分布からの偏差を検出する. 代表的な手法として尖度検出法が挙げられる[44], [51]-[53]. この手法は確率分布の裾野の重さを評価する尖度値を使用する方法で, 特にパルス波のような断続的な RFI 信号に対して有効である. しかし, $d=0.5$ の RFI 信号に対しては機能しない[44], [54].

IV 偏波アルゴリズム

偏波アルゴリズムは偏波情報を利用する方法で, 主に, 第 3 次・第 4 次のストークスパラメータを使用する[8]. 自然電波の場合は, 第 3 次・第 4 次のストークスパラメータは 0 近傍となるが, 偏波特性を有する RFI 信号では 0 からの偏差が大きくなる.

V 空間アルゴリズム

空間アルゴリズムは図 1.1 のような観測シーン内の隣接するピクセル同士を比較して RFI 信号を検出する[15]. このアルゴリズムはシーン内の環境変動が大きい場合や低レベルの RFI 信号は検出できないので, 統計的アルゴリズムなど他のアルゴリズムに比べて検出性能は低下する.

このように, RFI 除去手法は様々な観点から研究されており, 各領域の手法を組み合わせることで, RFI 信号の発生状況に合わせた RFI 除去手法を適用することができる.

また, 近年では, 人工知能(AI)による RFI 除去手法も研究されている[55]-[59].

第4章 地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計

4.1 地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計の概要

地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計（以下、低周波放射計と呼ぶ）は、0.5-1.5 GHz 帯域（以下、低周波数帯と呼ぶ）を対象とするデジタル型広帯域放射計である。これまでの低周波観測では主に 1.4 GHz 帯が使用されてきた[60]。この帯域は電波天文および地球観測（受動）専用に保護されており、発射禁止帯となっているため[6]、他帯域に比べて RFI 信号による影響を受けるリスクは低い。また、0.5 GHz よりも低い周波数帯は単一の放射計で扱うには技術的に困難であり、電離層によるファラデー回転の影響がより顕著となるため人工衛星での測定が難しくなる。以上より、低周波放射計はこれまでの測定結果と比較するために 1.4 GHz 帯を含めた、0.5-1.5 GHz の 1 GHz 帯を対象とすることとした。

4.2 地上型 0.5-1.5 GHz 帯マイクロ波放射計の各処理部

低周波放射計の構成図を図 4.1 に示す。低周波放射計はアンテナ部、受信器部、およびデジタル処理部で構成される。以下、各処理部について述べる。

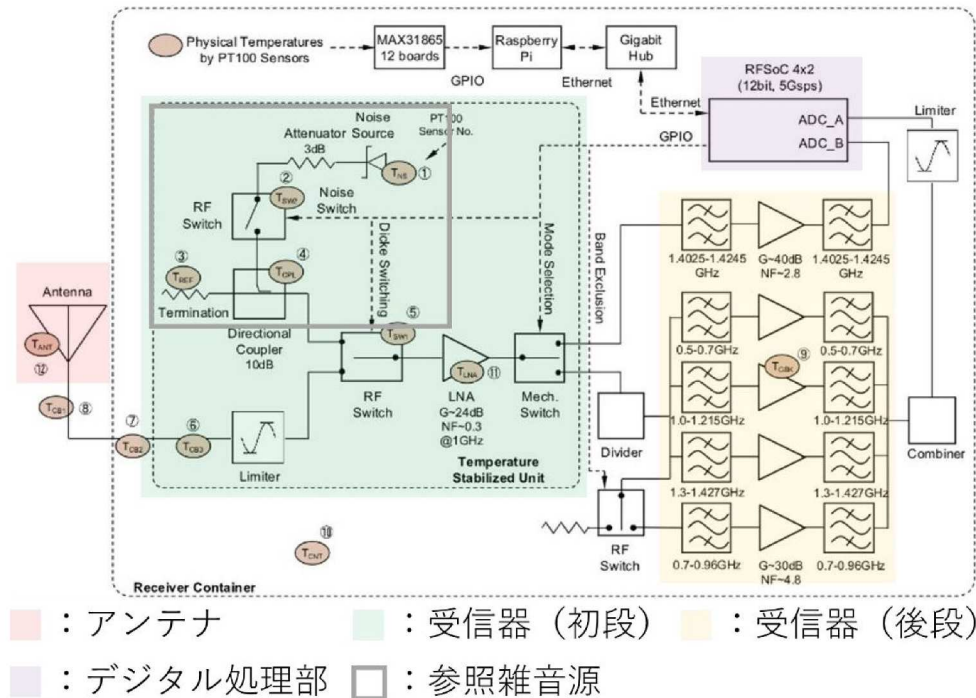


図 4.1 低周波放射計構成図。

4.2.1 アンテナ部

本低周波放射計では、屋外試験時のハンドリング、空間分解能（ビーム幅）、および広帯域性能を考慮した結果、ダブルリッジドホーンアンテナ（RF SPIN 社 DRH200）を採用した。1.4 GHz 帯を使用する放射計では、帯域が 27 MHz と狭いことから、1.4 GHz 帯に最適化したホーンアンテナや平面パッチアンテナを利用できる。特に定量的な測定が重要な場合には、主ビーム効率が強くサイドローブの影響が小さいホーンアンテナが使用されるが、ビーム幅の要求次第では非常に大型となる。例えば、ESA の SMOS の検証用に開発された ELBARAII は、全長約 2.8 m、開口径約 1.3 m、の Pickett 型ホーンアンテナを使用して±6 度の 3 dB ビーム幅を実現している[61]。低周波放射計は 1 GHz 帯域での観測を行うので、広帯域測定において性能が確保できるダブルリッジドホーンアンテナを採用した。アンテナの主要諸元を表 4.1 に示す。海氷厚の測定は、屋外に設置したプールに海水を入れて生成させた海氷を対象にして行う。限られた面積の海氷成長プールで観測を行うにはビーム幅は理想的ではないが、現実的な観点から選択した。観測偏波の変更はアンテナをビーム軸周りに 90 度回転させて行う。アンテナから受信器格納コンテナまでは 10 inch（約 25 cm）の同軸ケーブルで接続する。本来は受信器初段のスイッチ部に直結することが校正や周波数分布平坦化の点から望ましいが、現実的な取り回しの観点からケーブル接続とした。

表 4.1 ダブルリッジドホーンアンテナの主要諸元.

周波数範囲	180 MHz – 2.2 GHz
VSWR	使用帯域でほぼ 1.2 以下
3dB ビーム幅 (EL) @1GHz	約±20 度
3dB ビーム幅 (AZ) @1GHz	約±15 度
サイズ	997×998×773 mm
質量	15.8 kg

4.2.2 受信器部

受信器部は、温度制御容器に格納した初段部と後段部で構成される。

初段部では、主にアンテナ温度の利得補償と校正、および低雑音増幅を行う。アンテナで対象の輝度温度を観測する際に、アンテナの回折限界で生じるサイドローブなどによって、観測対象の輝度温度以外の影響を受ける。このようにしてアンテナで受信された信号をアンテナ温度と呼び、マイクロ波放射計における直接的な観測量となる。受信器構成としてディッケ型受信器[29]を採用した。ディッケ型受信器はアンテナ温度と参照雑音温度を高頻度で切り替え、その差分を取ることで受信器の利得変動を低減することができる。本低周波放射計で採用したディッケ型受信器は、参照雑音温度を 310-315 K 程度に固定し、測定されるアンテナ温度とは一致しないため、非平衡型である。低周波数帯は様々な用途に利用されており、放射源から距離が近い地上測定ではそれらの電力は非常に強力なため、低雑音増幅器 (LNA) などの損傷を防ぐために初段部冒頭にはリミッタを配し、12 dBm を超えないように抑圧している。アンテナ温度と参照雑音温度の切り替えには PIN ダイオードスイッチを使用する。切り替え周期は種々の理由による利得変動よりも高頻度である必要があり、典型的には 1000 Hz 程度が使用される[29], [30]。参照雑音源には無反射終端器を使用し、物理温度を計測して雑音温度を決定している。また、ノイズダイオードを用いた雑音発生器の雑音温度 (雑音温度決定の詳細については 6.3.1 章で述べる。) を、方向性結合器を用いて定期的に参照雑音温度に追加し、その増加分を既知とすることでアンテナ温度を算出する。しかし、雑音温度は各部品の損失と物理温度により変化するので、アンテナ温度を校正する際にはこれらを考慮する必要がある。雑音発生器、無反射終端器、PIN ダイオードスイッチなどの主要部品の物理温度は白金測温抵抗体で計測して記録し、アンテナ温度の校正に使用する。アンテナ温度の校正の詳細は 4.2.3 章で述べる。初段部はアルミボックスに格納し、周辺を 5 mm 厚のスタイロフォームで覆い、側面 2 面にはシートヒータを設置し加熱することで温度制御容器とした。図 4.2 に温度制御容器内部の部品配置図を示す。コネクタ部以外の部品はアルミボックスに接触しないように配置し、ファンで空気を攪拌し温度を調整している。

後段部では、主に周波数選択と増幅を行う。用途に合わせて周波数で 2 系統に分けている。表 4.2 に各系統で使用する周波数を示す。

系統 1 は低周波数帯全域を対象とするが、人工電波による飽和などの問題を避けるため、0.5-0.7 GHz, 0.7-0.96 GHz, 1.0-1.25 GHz, および 1.3-1.427 GHz の 4 帯域に分割し、個別に増幅後、再結合している。後続のデジタル処理部の損傷を防ぐために、再結合後にリミッタを挿入し、0 dBm 程度に電力を抑圧してい

る。なお、利用されている周波数帯を予め避けたため、帯域間は連続していない場合がある。また、0.7-0.96 GHz 帯には携帯電話利用に割り当てられている周波数域があり、特に実験室周辺には携帯基地局が多く設置されており非常に強力な電波が受信されるため、状況に応じてこの帯域を遮断するための RF スイッチを設けている。以降、この帯域を使用する場合を Mode1、使用しない場合を Mode2 と呼ぶ。

系統 2 は発射禁止帯である 1.4 GHz 帯のみを対象とするが、電波干渉を避けるため、実際には 1.4025-1.4245 GHz の 22 MHz のみを使用する。系統 2 は従来から測定に用いられているこの帯域との比較検証、および人工電波の影響で 1 GHz 帯域幅での測定が困難な場合などに利用することを想定している。以降、系統 2 を Mode3 と呼ぶ。図 4.3 に後段部の配置を示す。

表 4.2 低周波放射計の各系統で使用する周波数。

使用周波数 [GHz]	系統 1 (低周波数帯)		系統 2 (1.4 GHz 帯)
	Mode1	Mode2	Mode3
	0.5-0.7 0.7-0.96 1.0-1.25 1.3-1.4245	0.5-0.7 — 1.0-1.25 1.3-1.4245	1.4025-1.4245

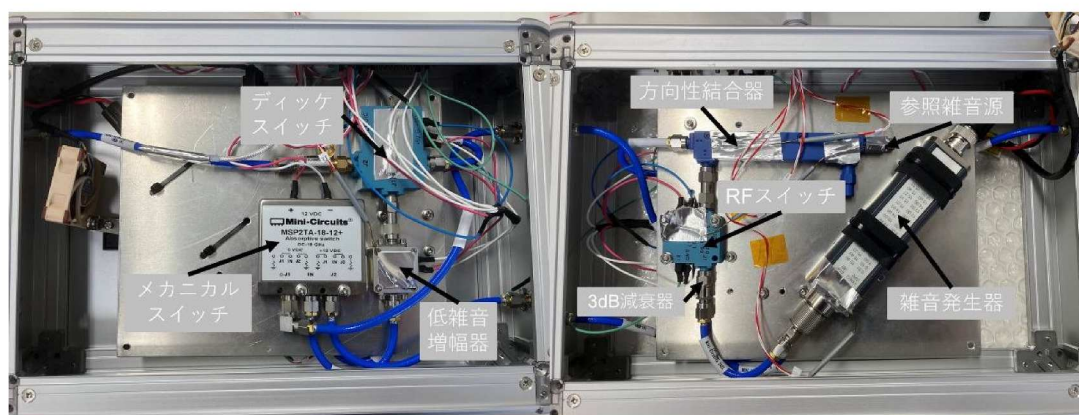


図 4.2 温度制御容器内の受信器初段部の部品配置（左：上面，右：下面）。

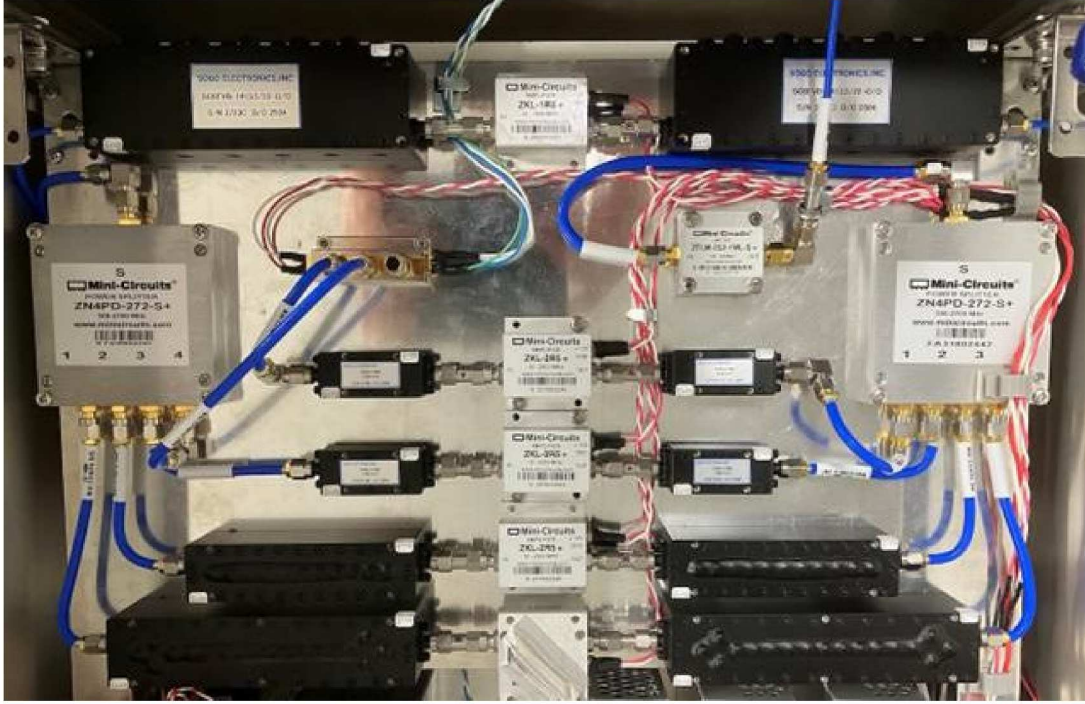


図 4.3 受信器後段部の部品配置.

4.2.3 アンテナ温度の校正方法

マイクロ波放射計で測定されるパワー値 $P[W]$ は以下で与えられる[62].

$$P = k \cdot B \cdot G \cdot (T_A + T_N). \quad (4.1)$$

k はボルツマン定数, B は帯域幅[Hz], G は利得, T_A はアンテナ温度[K], T_N は受信器雑音温度[K]である. T_N は受信器自身が発生させる雑音温度で, T_N が小さいほど性能が高い受信器となる. T_N や G は時間や物理温度に依って変化するため, 適切な方法でその影響を除去, 補正する必要がある. 本低周波放射計では, ディック型受信器構成[63]を採用することでこれらの影響を軽減するとともに, 雑音発生器の雑音温度を定期的に追加することでアンテナ温度を決定する. 図 4.1 の受信器初段部内に配している LNA の入力端において, PIN ダイオードスイッチの切り替えにより入力される連続した 1 ペアのアンテナ温度と参照雑音温度をそれぞれ T'_A , T'_R とすると, 対応するパワー値 P_A と P_R はそれぞれ以下となる.

$$P_A = k \cdot B \cdot (T'_A + T_N) \cdot G. \quad (4.2)$$

$$P_R = k \cdot B \cdot (T'_R + T_N) \cdot G. \quad (4.3)$$

G と T_N の値は、その時間変動スケールと比較して十分に短い切り替え周期を使用した場合に一定であると仮定することができる。これにより、式(4.2)と式(4.3)の差分を取ることで T_N は相殺される。

$$P_A - P_R = k \cdot B \cdot (T_A' - T_R') \cdot G. \quad (4.4)$$

また、式(4.2)と式(4.3)において、 T_N の値がアンテナ温度、あるいは参照雑音温度に比べて十分に大きい場合、パワー値に対する利得 G の影響は大きくなるが、式(4.4)よりその影響は軽減され、 $T_A' = T_R'$ となる場合には影響は最小になる。本低周波放射計では、この条件は満たされないが、一定の軽減効果は得られる。ここで、式(4.4)は以下のように変形することができる。

$$T_A' = \alpha \cdot (P_A - P_R) + T_R' \quad \left(\alpha \equiv \frac{1}{k \cdot B \cdot G} \right). \quad (4.5)$$

雑音発生器からの雑音温度を参照雑音温度に追加した際のパワー値は以下となる。

$$P_{R+D} = k \cdot B \cdot (T_{R+D}' + T_N) \cdot G. \quad (4.6)$$

式(4.6)から式(4.3)を引き、整理することで式(4.7)が得られる。

$$\alpha = \frac{1}{k \cdot B \cdot G} = \frac{T_{R+D}' - T_R'}{P_{R+D} - P_R}. \quad (4.7)$$

雑音発生器からの雑音温度追加の頻度は高くないため、一定期間の測定に対し、 α の数値を適用する。

次に T_A' と T_R' について述べる。一般に、信号が経路を伝搬する時に経路損失を受ける。入力雑音温度を T_{IN} 、経路の電力透過係数を τ 、その経路の物理温度を T_p とすると、出力雑音温度 T_{OUT} は以下のように表せる[62]。

$$T_{OUT} = \tau \cdot T_{IN} + (1 - \tau) \cdot T_p. \quad (4.8)$$

T_R' の値を算出するにあたり、図 4.1 の無反射終端器と LNA の間に配した方向性結合器、PIN ダイオードスイッチ、およびアダプタの損失の影響を式(4.9)の通りに考慮する必要がある。各部品の電力透過係数を τ_{CPL} 、 τ_{SW} 、 τ_{ADP} 、物理温度を

T_{P_CPL} , T_{P_SW} , T_{P_ADP} とすると, T_R' は以下ようになる.

$$T_R' = \tau_{CPL} \cdot \tau_{SW} \cdot \tau_{ADP} \cdot T_R + \tau_{ADP} \cdot \tau_{SW} \cdot (1 - \tau_{CPL}) \cdot T_{P_CPL} + \tau_{ADP} \cdot (1 - \tau_{SW}) \cdot T_{P_SW} + (1 - \tau_{ADP}) \cdot T_{P_ADP}. \quad (4.9)$$

各部品の電力透過係数は, 予めネットワークアナライザを使用して計測した S パラメータ S_{21} を 2 乗して求め, 物理温度は白金測温抵抗体を使用して計測し, T_R' を算出した. しかし, これらの部品は温度制御容器に格納しており, 参照雑音温度と各部品の物理温度がほぼ等しくなるため, 式(4.9)より経路による雑音温度の変化は小さくなる. 以上で求めた T_R' を使用して, 式(4.5)より T_A' が算出される. 最後に T_A を求めるためには, アンテナと LNA の間にある 3 本の同軸ケーブル, リミッタ, および PIN ダイオードスイッチの電力透過係数と物理温度を使用して, 式(4.9)と同様の考え方により逆算する必要がある. T_R' の場合とは異なり, アンテナ温度は天空測定では 10 K 以下となり, 水域においては 100 K 以下となる場合もある. そのため, 経路損失の影響は相対的に大きくなり, 各部品の電力透過係数と物理温度の測定誤差がアンテナ温度測定誤差として発生する. 上記の議論において, 信号経路の各部品間の不整合による反射の影響を考慮してはいないが, 本低周波放射計のように広帯域で測定する場合にはこの問題が顕著になることが近年報告されている[64],[65]. この影響については, 6.3.1 章, および 6.3.3 章で述べる. また, これまでの議論は全て受信器応答の直線性を仮定したものである. マイクロ波部品は, 飽和しない範囲での使用においては直線性を有するとされているが, 検波器などは非直線性を示すことが多い. 本低周波放射計の場合は, デジタル処理部の ADC の特性がこれに該当するが, 直線性を有するものとしてアンテナ温度を算出した. なお, マイクロ波放射計における直接的な観測量であるアンテナ温度から, 観測対象の輝度温度を推定するにあたり, アンテナパターン補正などを行う必要があるが, ここでは省略する.

図 4.4 に実際の観測タイミングを示す. アンテナ温度と参照雑音温度を, サンプルング時間 T_{SAMP} でそれぞれ交互に測定し, 1 回の積算区間内にそれぞれ積算時間 T_{INTG} となるように積算した後, それらの時間積算値を出力する. 事後の計算時に式(4.5)により両者の差分を取る. 雑音発生器から雑音温度を追加する積算区間を定期的に設定して式(4.6)の P_{R+D} を取得し, その後の積算区間における P_R を使用して式(4.7)よりアンテナ温度を算出するのに必要な係数 α を算出する.

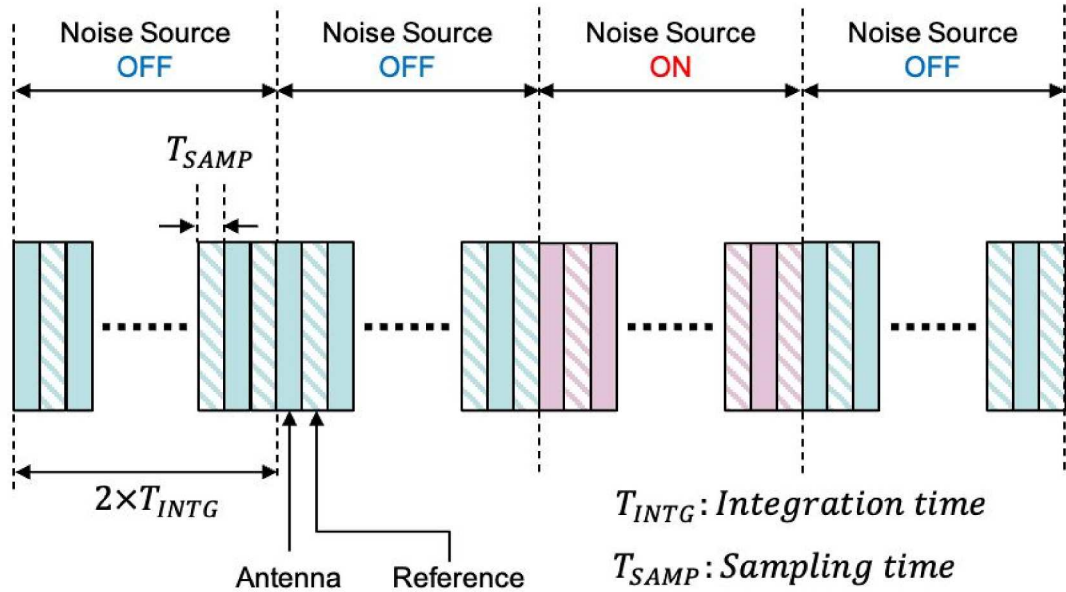


図 4.4 観測タイミング.

4.2.4 デジタル処理部

デジタル処理部では受信器から転送される信号を A/D 変換し、以降の処理を書き換え可能な集積回路 Field Programmable Gate Array (FPGA) 上でデジタル的に行う。FPGA は、チップ上に多数配置された論理リソースをユーザーが構成・配線することで任意の論理回路を実現でき、実装する機能を繰り返し変更可能なデバイスである。さらに、特定演算に特化した専用回路を実装できる。FPGA を使用することで、RFI 除去専用回路を構築でき、RFI 除去処理をリアルタイムで実行可能となる。加えて、RFI 信号の発生状況に応じて、実装機能を柔軟に変更できる。特に人工衛星搭載型マイクロ波放射計では、FPGA ベースの再構成可能な設計を採用することで、打ち上げ後の機能変更にも対応可能であり、非常に有効である。

本研究では、RealDigital 社の RFSoc 4x2 ボードを用いてデジタル処理部の研究を行った。ボード上には AMD Xilinx 社が開発した FPGA (Programmable Logic, PL), 5 Giga Samples per Seconds (GSPS)・14 bit の A/D コンバータ (ADC), 9.85 GSPS・14 bit の DA コンバータ (DAC) および、CPU (Processing System, PS) を統合した Zynq UltraScale+ RFSoc XCZU48DR デバイス (以下、XCZU48DR と呼ぶ) が搭載されている。RFSoc 4x2 ボードを用いることで 1 GHz 帯域幅信号の一括処理と放射計システムの制御を行うことができる。RFSoc 4x2 ボードの主なリソースを表 4.3 に示す[66]。表 4.3 において、Look Up Table (LUT) は論理

回路実装のためのテーブル型回路である。Flip Flop (FF) は 1 bit 記憶素子で、クロックに同期して入力値を取り込み、保持するレジスタ回路である。Digital Signal Processing (DSP) ブロックは主に乗算器・加算器から構成され、算術演算を主用途とする専用回路である。ブロック RAM (BRAM) とウルトラ RAM (URAM) は FPGA 内蔵のメモリリソースで、URAM は BRAM に比べて 1 ブロックあたりの記憶容量が大きく、大容量データ保存に適している。

図 4.5 にデジタル処理部の構成図、図 4.6 にデジタル処理部 (RFSoc 4x2 ボード) を示す。本研究では、FPGA 上に高速フーリエ変換 (FFT) 処理、積算処理および RFI 除去処理を実装した。A/D 変換した信号に対して FFT 処理を実行し、続いて積算処理と RFI 除去処理を行う。RFI 除去後のデータは Direct Memory Access (DMA) 回路により CPU 処理を介さずに PL から PS へ転送され、その後 Ethernet 経由で PS から外部 PC へ送信される。各処理の詳細は第 5 章で述べる。受信器部ではアンテナ温度と参照雑音温度の切り替え、およびノイズダイオードを用いた雑音発生器による雑音温度追加の ON/OFF に PIN ダイオードスイッチを使用している。また、Mode1 と Mode2 の切り替えは RF スイッチ、Mode1/2 と Mode3 の切り替えにはリレーを用いている。これら各スイッチは RFSoc 4x2 ボード上の外部デバイスである Pmod+ を介して制御している。

図 4.7 に回路設計から FPGA へ実装するまでの開発フロー図を示す。FPGA 実装回路の開発には Vivado および HDL Coder を用いて行った。HDL Coder は、MathWorks 社が提供する自動コード生成ツールで、MATLAB 関数や Simulink モデルから合成可能なハードウェア記述言語 (Verilog/VHDL) を生成し、IP コアと呼ばれる回路機能をパッケージ化したものを生成する。FFT 処理、積算処理および RFI 除去処理はこのツールで作成した。Vivado は AMD Xilinx 社が提供する FPGA 開発用ソフトで、IP コアを IP インテグレータと呼ばれる GUI 上で接続し、ビットストリームと呼ばれる FPGA に実装する回路機能をまとめたバイナリファイルを生成する。DMA 回路や PS、ADC 設定など、FFT、積算、および RFI 除去処理以外の機能には AMD Xilinx 社提供の既存 IP コアを利用した。生成されたビットストリームを FPGA へ書き込むことで設計した機能を FPGA 上に実現した。

表 4.3 RFSoc 4x2 ボードの主なハードウェアリソース.

	リソース		リソース量	典型的な用途
XCZU48DR	ADC		4ch (14 bit, 5 GSPS)	RF サンプリング
	DAC		2ch (14 bit, 9.85 GSPS)	RF 信号生成
	CPU	Arm Cortex-A53	4	コンピューティング
		Cortex-R5	2	システム制御
		DRAM (PS 用)	4 GB	メモリ
	FPGA	LUT	425,280	組み合わせ回路
		FF	850,560	レジスタ
		DSP	4,272	四則演算
		Block RAM (36 kb/blk)	1,080 (合計 38 Mb)	メモリ
		Ultra RAM (288 kb/blk)	80 (合計 22.5 Mb)	メモリ
		DRAM (PL 用)	4 GB	メモリ
ボード I/O	Pmod		2	GPIO
	SD カード スロット		1	PS のブートと ストレージ

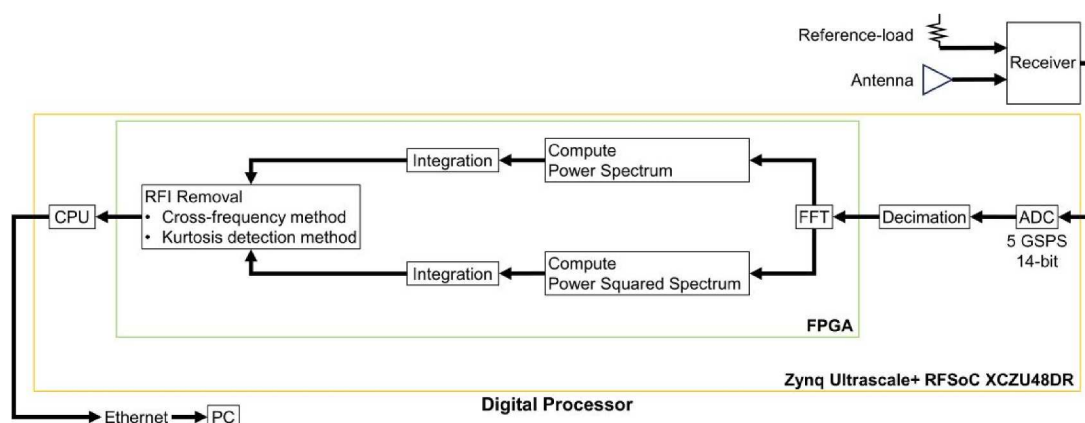


図 4.5 低周波放射計のデジタル処理部の構成図. 黄色枠と黄緑枠はそれぞれデジタル処理部と FPGA の主要な機能を示している.

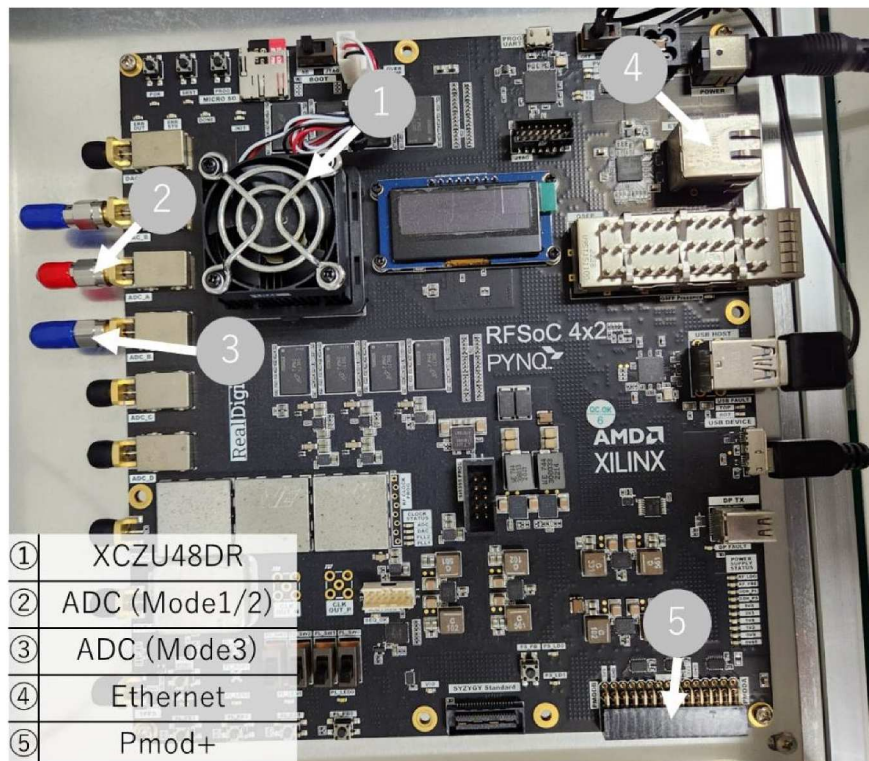


図 4.6 デジタル処理部 (RFSoc 4x2 ボード). ファンの下に XCZU48DR デバイスがある.

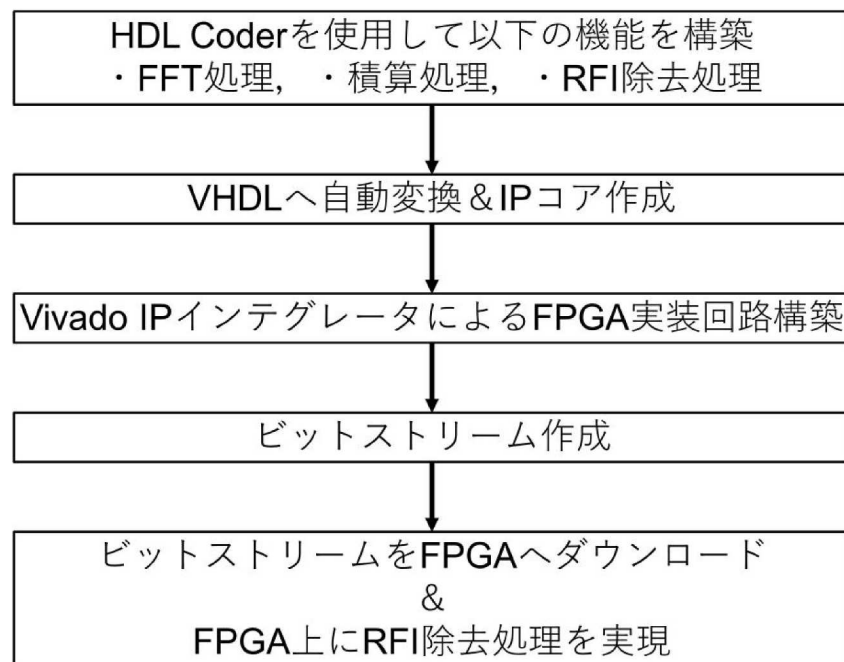


図 4.7 回路設計から FPGA 実装までの開発フロー図.

第5章 デジタル処理部における各処理の詳細

5.1 A/D 変換処理

XCZU48DR に内蔵されている ADC を使用して受信器部から転送される信号をデジタル信号に変換し、RF Data Converter (RFDC) と呼ばれる AMD Xilinx 社製の IP に転送する。この IP ではデジタルダウンコンバージョン (DDC) 処理を行う。A/D 変換後の信号を数値制御発振器 (NCO) で複素直交ミキシングを行い、0 Hz へシフトさせる。ここで NCO とは、指定した周波数の正弦波をデジタル回路内で生成できる発振器である。シフト後、ローパスフィルタで信号の帯域を制限し、デシメーション処理を行うことでサンプリングレートを低減させる。DDC 処理された信号は 1 クロックあたり複数個の時刻データがまとめて出力され、FFT 処理へ転送される。

5.2 FFT 処理

FFT 処理では、A/D 変換処理後の信号に対して窓関数の適用、複素 FFT 演算、およびパワースペクトル計算を実施する。FFT 演算には HDL Coder に付属する FFTHDL Optimized ブロックを用いた。この FFT ブロックは Radix-4 アルゴリズムを採用した FFT 処理を提供するブロックで、FPGA 向けに最適化されている。FFT 演算は固定小数点で実施し、入力データのビット幅は 16 bit とした。

FFT 演算後に得られる複素スペクトル $X(l)$ からパワー値 $P(l) = |X(l)|^2$ と 5.4.2 章で述べる尖度計算を考慮してパワーの 2 乗値 $P(l)^2$ をそれぞれ 64 bit 浮動小数点で算出する。 l は周波数ビンの番号 ($l = 1, \dots, FFTsize$, $FFTsize$ は FFT の点数) である。計算終了後、積算処理へ入力する。

5.3 積算処理

FFT 処理から転送されたパワー値 $P(l)$ とパワーの 2 乗値 $P(l)^2$ に対してデータレートを削減するために積算処理を実施する。積算処理では、BRAM および URAM を使用して加算データを一時的に保存し、図 4.4 で示される通り、アンテナ温度と参照雑音温度それぞれで周波数ビン毎に時間積算を行う。加算処理は 64 bit 浮動小数点で実施する。

図 5.1 に積算処理の構成図を示す。積算処理は 2 段構成になっている。1 段目はサンプリング時間 T_{SAMP} 、2 段目は積算時間 T_{INTG} における積算処理である。1 段目におけるパワーの時間積算値 $S1_p(l)$ とパワーの 2 乗の時間積算値 $S1_{p^2}(l)$ は

式(5.1)および式(5.2)となり、積算回数 I_{SAMP} は式(5.3)で決定する。

$$S1_p(l, i) = \sum_{k=1}^{I_{SAMP}} P(l, k, i), \quad (5.1)$$

$$S1_{p^2}(l, i) = \sum_{k=1}^{I_{SAMP}} P(l, k, i)^2, \quad (5.2)$$

$$I_{SAMP} = \frac{F_s \cdot T_{SAMP}}{D \cdot FFTsize}. \quad (5.3)$$

F_s はサンプリング周波数[SPS]、デシメーション数 D 、 k と i はそれぞれサンプリング時間 T_{SAMP} および積算時間 T_{INTG} における積算フレーム番号である。 I_{SAMP} 回の積算処理終了後、 I_{SAMP} 回目の加算データのみを2段目に転送する。2段目におけるパワーの時間積算値 $S2_p(l)$ とパワーの2乗の時間積算値 $S2_{p^2}(l)$ は式(5.4)および式(5.5)となり、積算回数 I_{INTG} は式(5.6)で決定する。積算後、 I_{INTG} 回目の加算データのみを32 bit 浮動小数点に変換し、RFI 除去処理へ入力する。

$$S2_p(l) = \sum_{i=1}^{I_{INTG}} S1_p(l, i), \quad (5.4)$$

$$S2_{p^2}(l) = \sum_{i=1}^{I_{INTG}} S1_{p^2}(l, i), \quad (5.5)$$

$$I_{INTG} = \frac{T_{INTG}}{T_{SAMP}}. \quad (5.6)$$

総積算回数 I_{TOTAL} は式(5.7)となる。

$$I_{TOTAL} = I_{SAMP} \cdot I_{INTG}. \quad (5.7)$$

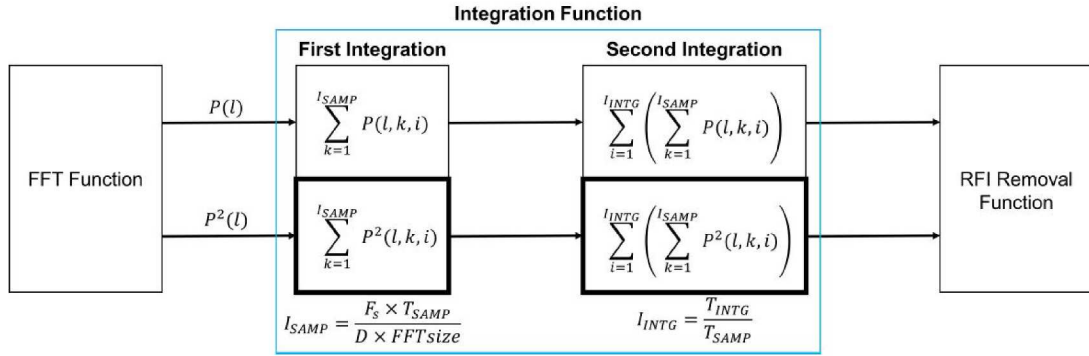


図 5.1 積算処理の構成図.

5.4 RFI 除去処理

積算処理から転送されてきたパワーの時間積算値 $S2_p(l)$ およびパワーの 2 乗の時間積算値 $S2_{p^2}(l)$ を用いて RFI 除去を行う。RFI 除去方法として、代表的な手法である周波数間比較法と尖度検出法を実装した。これらの手法は積算処理から転送されてくるデータに対してそれぞれ独立に適用した。

5.4.1 周波数間比較法（Cross-Frequency Method, CF）

5.4.1.1 周波数間比較法におけるこれまでのしきい値の決定方法

周波数間比較法は、パワースペクトルを利用する方法で、各周波数ビンのパワー値を設定したしきい値と比較することで RFI 判定を行う。これまでに周波数間比較法における様々なしきい値計算方法が提案されてきた[9], [22-28], [50]。例えば、先行研究[24]では、帯域全体における標準誤差（SE）を算出して RFI 信号を検出している。低周波数帯では電波利用が過密であるため、広帯域にわたって RFI 信号が発生する場合がある。そのため、帯域全体からしきい値を設定する方法ではしきい値を正確に設定できず、RFI 信号を検出することができない。外れ値に強い方法として、中央絶対偏差（MAD）を使用した方法も使用されるが[9]、この方法も RFI 信号が全体の 50 % 以上を占める場合には使用できない。

そこで本研究では、より RFI 信号に強い方法として、下位 10-25 % のデータの平均値と標準偏差から切断正規分布（Truncated normal distribution）の考え方[67]を利用して母平均値と母標準偏差を推定し、基準値としきい値を設定する Lower-Percentile Truncated-Normal（LPTN）法を考案した。

5.4.1.2 提案手法

積算処理から転送されたパワーの時間積算値 $S2_p(l)$ の平均値 $\bar{P}(l)$ ($= (1/I_{TOTAL}) \cdot S2_p(l)$) を算出した後、平坦化処理を行った。平坦化処理は平均アンテナ温度 $\bar{P}_{ant}(l)$ と平均参照雑音温度 $\bar{P}_{ref}(l)$ のパワー比 $PR(l)$ ($= \bar{P}_{ant}(l)/\bar{P}_{ref}(l)$) を取ることで、放射計システムの周波数特性を軽減するために実施した。その後、RFI 信号が存在しないと考えられるパワー比の下位 10-25 % のデータから基準値となる RFI-Free Power Ratio (RFPR) としきい値を算出して RFI 信号を識別した。推定方法は次の通りである。

図 5.2 に標準正規分布と切断正規分布(A)を示す。平均 μ 、分散 σ^2 の正規分布 X を考える。この正規分布の標準正規分布 Y の PDF を φ 、累積分布関数 (CDF) を Φ とすると、分位点 p_{low} 、 p_{high} に対応する z 値 (a と b) は以下となる。

$$a = \Phi^{-1}(p_{low}). \quad (5.8)$$

$$b = \Phi^{-1}(p_{high}). \quad (5.9)$$

これより、区間 $[a, b]$ での平均値 $m_{t,ab}$ 、分散 $v_{t,ab}$ は以下となる[67]。

$$m_{t,ab} := E[Y|a \leq Y \leq b] = \frac{\varphi(a) - \varphi(b)}{\Phi(b) - \Phi(a)}. \quad (5.10)$$

$$v_{t,ab} := Var[Y|a \leq Y \leq b] = 1 + \frac{a \cdot \varphi(a) - b \cdot \varphi(b)}{\Phi(b) - \Phi(a)} - m_{t,ab}^2. \quad (5.11)$$

これより、実データにおける区間 $[a, b]$ の平均値 $m_{r,ab}$ と標準偏差 $s_{r,ab}$ から推定した推定母平均値 $\hat{\mu}$ および推定母標準偏差 $\hat{\sigma}$ はそれぞれ、

$$\hat{\mu} = m_{r,ab} - \hat{\sigma} \cdot m_{t,ab}, \quad (5.12)$$

$$\hat{\sigma} = \frac{s_{r,ab}}{\sqrt{v_{t,ab}}}, \quad (5.13)$$

となる。

自然電波のみの場合、FFT 結果から得られる瞬時パワー値 $P(l)$ は指数分布に従い、これを時間方向に積算した平均パワー値 $\bar{P}(l)$ はガンマ分布に従う。積算回数 I_{TOTAL} が十分大きい場合には、中心極限定理より正規分布に近似できる[67]。この時、パワー比 $PR(l)$ も正規分布に近似するとみなせる。パワー比の下位 10-25 % の範囲に RFI 信号が存在しないと考えられる場合、下位 10-25 % のデータは、母

集団が正規分布に従うと仮定した場合の切断サンプルに対応する。従って、パワー比 $PR(l)$ の $[a, b] = [\Phi^{-1}(0.1), \Phi^{-1}(0.25)]$ の平均値と標準偏差から母平均値と母標準偏差を推定した。

母平均値 $\hat{\mu}$ を RFPR, しきい値を $\hat{\mu} \pm q_{cross} \cdot \hat{\sigma}$ として設定し, RFI 判定は式(5.14)に基づいて行った。 q_{cross} 値はしきい値係数で, 決定方法は 5.4.3 章で述べる。

$$f_{cross} = \begin{cases} 1, & \text{if } |PR(l) - RFPR| > q_{cross} \cdot \hat{\sigma} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.14)$$

f_{cross} は周波数間比較法による RFI 判定フラグである。しかしながら, LPTN 法は RFI 信号が帯域の 75 % 以上に存在する場合には機能しない。図 5.3 に周波数間比較法における平坦化処理から RFI 除去処理までの処理フロー図を示す。

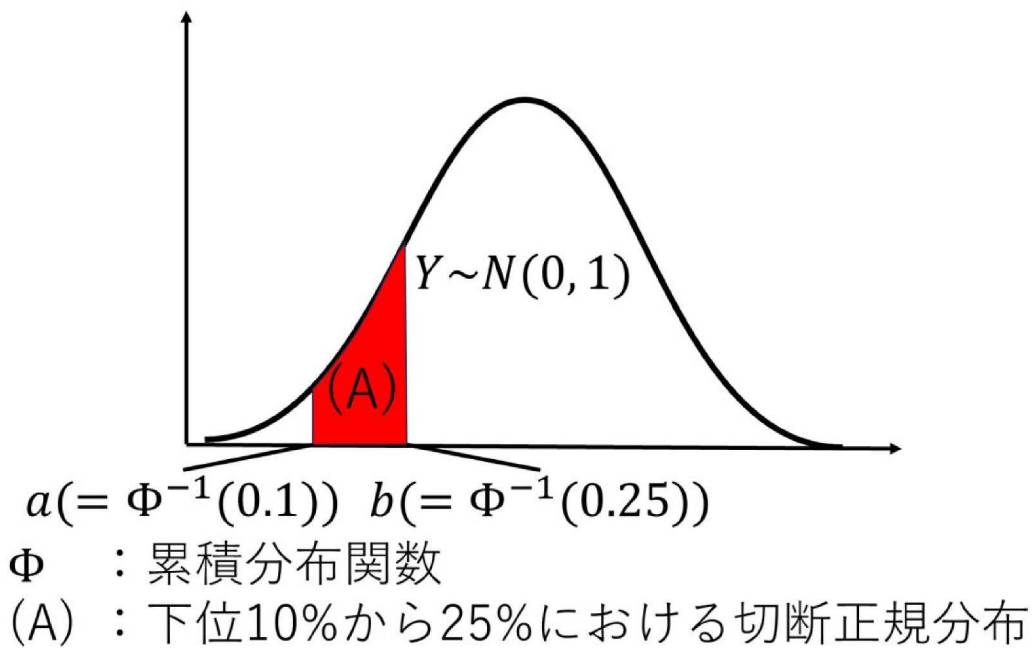


図 5.2 標準正規分布と切断正規分布(A).

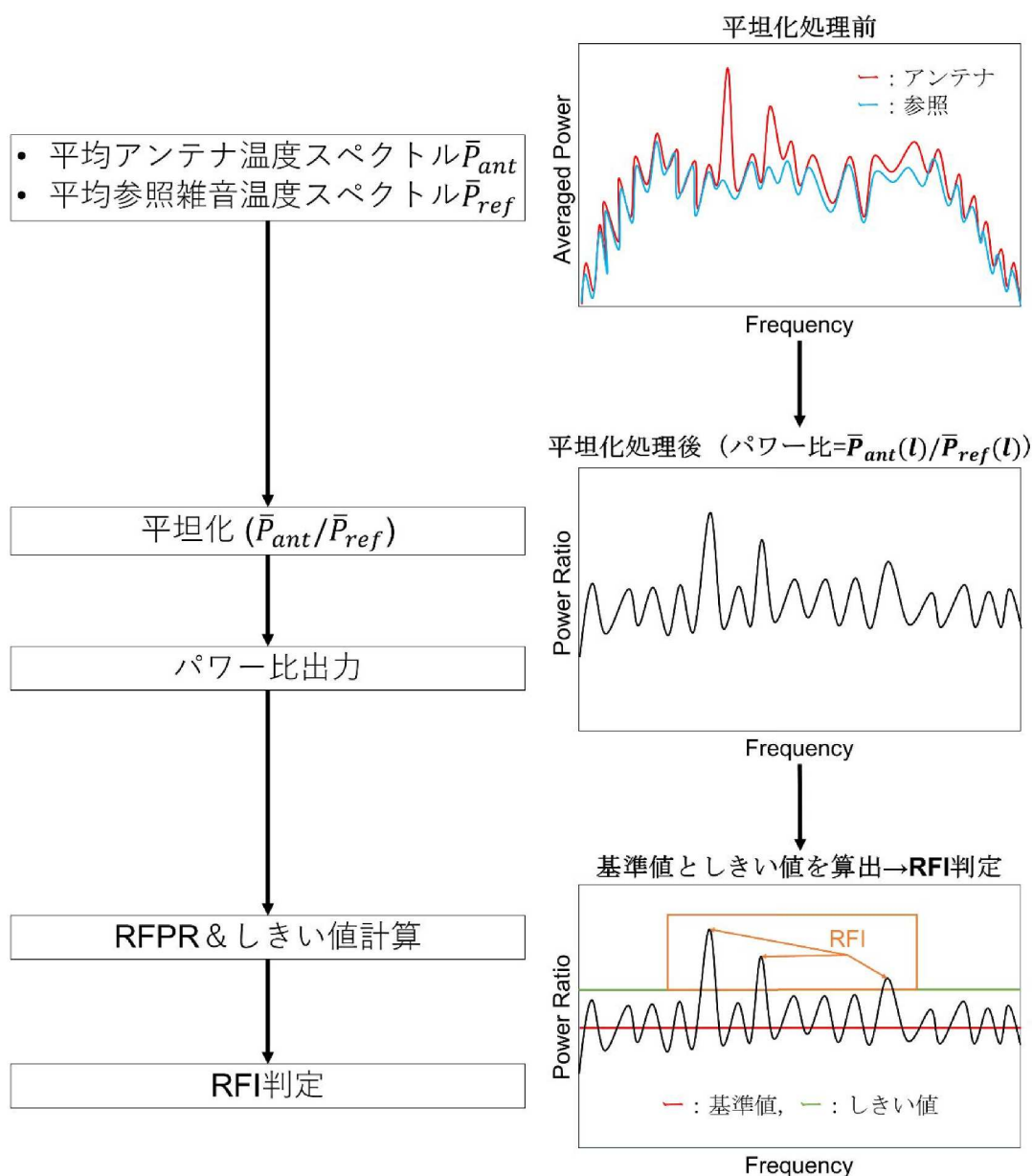


図 5.3 平坦化処理から RFI 除去処理までの処理フロー図. 右下の RFI Flag 図において, 赤線が RFPR, 緑線がしきい値. 黄色枠で囲まれた信号が RFPR としきい値で RFI 信号であると判定された信号.

5.4.2 尖度検出法 (Kurtosis Detection Method, KM)

スペクトル尖度 (Spectral Kurtosis, SK) 値は放射計測定から得られたパワー値の 1 次モーメント $mo_1(= E[|X(l)|^2])$, および 2 次モーメント $mo_2(= E[|X(l)|^4])$ が

ら計算される統計値で、以下の式で与えられる[68].

$$SK(l) = \frac{mo_2}{mo_1^2} - 2 = \frac{E[|X(l)|^4] - 2 \cdot (E[|X(l)|^2])^2}{(E[|X(l)|^2])^2}. \quad (5.15)$$

$SK(l)$ は各周波数ビンのスペクトル尖度値である。マイクロ波放射計は大気や地表面から放射される熱放射の雑音電力を測定することを目的としており、RFI 信号が存在しない場合には、自然放射されるマイクロ波信号の雑音電圧は正規分布に従うことが知られている[44]. この場合には、 $SK(l) \approx 0$ となる。しかし、RFI 信号が混在した場合には値は 0 から変化する。連続波が混在した場合には $SK(l) < 0$ となり、パルス波のような断続的な信号が混在した場合には $SK(l) > 0$ となる。尖度検出法はこの尖度値の変化を利用して RFI 信号を検出する。本研究では、尖度計算に使用するサンプル数が有限であることから生じるバイアスを補正した以下の式で与えられる不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ を使用した[68]. 不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ は積算処理から転送されるパワーの時間積算値 $S2_p(l)$ とパワーの 2 乗の時間積算値 $S2_{p^2}(l)$ により計算される。

$$\widehat{SK}(l) = \frac{M}{M-1} \left[\frac{(M+1) \cdot \sum_{k=1}^M |X(l, k)|^4}{(\sum_{k=1}^M |X(l, k)|^2)^2} - 2 \right] = \frac{M}{M-1} \left[\frac{(M+1) \cdot S2_{p^2}(l)}{(S2_p(l))^2} - 2 \right]. \quad (5.16)$$

M は尖度値計算に使用した独立サンプル数 (=積算回数 I_{TOTAL}) である。尖度検出法の RFI 判定は式(5.17)に基づいて行った。

$$f_{kurt} = \begin{cases} 1, & \text{if } |\widehat{SK}(l) - \mu_{SK}| > q_{kurt} \cdot \sigma_{kurt} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (5.17)$$

f_{kurt} は尖度検出法による RFI フラグ、 μ_{SK} は不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ の平均値で本研究では $\mu_{SK}=0$ 、 q_{kurt} 値は周波数間比較法と同様にしきい値係数、 σ_{kurt} は不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ の標準偏差であり、本研究では理論値を使用した。不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ の分散の理論値 Var_{kurt} は以下の式で与えられる[68].

$$Var_{kurt} = \frac{4 \cdot M^2}{(M-1) \cdot (M+2) \cdot (M+3)}. \quad (5.18)$$

M が十分大きい時、式(5.18)は以下のように近似できる[68].

$$Var_{kurt} \approx \frac{4}{M}. \quad (5.18)$$

これより、不偏化スペクトル尖度推定値の標準偏差 σ_{kurt} は

$$\sigma_{kurt} = \sqrt{Var_{kurt}} = \sqrt{\frac{4}{M}}, \quad (5.19)$$

となる.

5.4.3 q 値の決定方法

q 値は、誤警報率 (False Alarm Rate, FAR) に基づいて決定する. FAR は Familywise error rate (FWE) [69]として定義し, RFI 信号が存在しない場合に, 全周波数ビンのうち少なくとも 1 周波数ビンが誤検出される確率を FAR_{all} とする.

各周波数ビンにおける確率変数 Z を考える. 確率変数 Z が標準正規分布 $N(0, 1)$ に従う場合, その CDF は確率変数 Z の PDF を $f(t)$ とすると,

$$F(q) = P(Z < q) = \int_{-\infty}^q f(t) dt, \quad (5.20)$$

となる. この時, q 値を超える確率 P_q は

$$P_q = 1 - F(q) = \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \operatorname{erf} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right) \right) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right), \quad (5.21)$$

となる. $\operatorname{erf} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right)$ と $\operatorname{erfc} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right)$ はそれぞれ q 値に関する誤差関数と相補誤差関数である. RFI 信号が存在しない場合, P_q は片側誤警報率 $FAR_{bin,one}$ となる. 両側誤警報率 $FAR_{bin,two}$ は,

$$FAR_{bin,two} = 2 \cdot P_q = 1 - \operatorname{erf} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right) = \operatorname{erfc} \left(\frac{q}{\sqrt{2}} \right), \quad (5.22)$$

となる。ここで、1 周波数ビンの誤警報率 FAR_{bin} と全体誤警報率 FAR_{all} の関係は

$$FAR_{bin,one} = 1 - (1 - FAR_{all,one})^{\frac{1}{N_{bin}}} \quad (5.23)$$

$$FAR_{bin,two} = 1 - (1 - FAR_{all,two})^{\frac{1}{N_{bin}}} \quad (5.24)$$

となる。 N_{bin} はRFI判定を行う周波数ビンの数である。これより、任意の FAR_{all} において片側判定の q_{one} 値と両側判定の q_{two} 値はそれぞれ

$$q_{one} = \sqrt{2} \cdot \text{erfc}^{-1}(2 \cdot FAR_{bin,one}), \quad (5.25)$$

$$q_{two} = \sqrt{2} \cdot \text{erfc}^{-1}(FAR_{bin,two}), \quad (5.26)$$

となる。本研究では両側判定により RFI 信号を検出する。中心極限定理より、積算回数 I_{TOTAL} が十分大きい場合には、平均パワー $\bar{P}(l)$ と不偏化スペクトル尖度推定値 $\bar{SK}(l)$ の分布は正規分布とみなすことができるので[69]、 q_{kurt} 値と q_{cross} 値は

$$q_{cross} = q_{kurt} = q(two - side), \quad (5.27)$$

とした。

5.5 デジタル処理部の仕様

表 5.1 に Mode1/2 と Mode3 におけるデジタル処理部の仕様を示す。

Mode1/2 ではサンプリング周波数 F_s 、デシメーション数 D をそれぞれ 4.9152 GSPS と 4、Mode3 ではそれぞれ 4.096 GSPS と 64 に設定した。FFT 処理や積算処理を動かすためのクロック周波数 F_c はサンプリング周波数 F_s 、デシメーション数 D 、および 1 クロックあたりのデータ数 N_c を使用して式(5.28)で決定する。

$$F_c = \frac{F_s}{D \cdot N_c}. \quad (5.28)$$

FFT の点数は全 Mode で 1,024 とした。窓関数は Blackman, Hanning, Hamming, Bartlett, および Rectangular の中から必要に応じて選択できるように設計した。また、サンプリング時間 T_{SAMP} と積算時間 T_{INTG} 、および雑音発生器からの雑音温度追加のタイミングに関しても変更できるように設計した。

表 5.1 Model/2 と Mode3 におけるデジタル処理部の仕様.

各パラメータ	Mode1/2	Mode3
サンプリング周波数 F_s [GSPS]	4.9152	4.096
デシメーション数 D	4	64
1 クロックあたりのデータ数 N_c	4	2
帯域幅[MHz]	1228.8	64
FFT 点数	1,024	
周波数分解能[kHz]	1,200	62.5
窓関数	Blackman, Hanning, Hamming, Bartlett, Rectangular	
サンプリング時間 T_{SAMP} [ms]	1-1000	
積算時間 T_{INTG} [ms]	1-1000	
雑音発生器からの 雑音温度追加タイミング	1-100	

5.6 ソフトウェア開発

XCZU48DR には PYNQ と呼ばれるフレームワークが用意されている。PYNQ は AMD Xilinx 社が提供するオープンソースのフレームワークで, Ubuntu, Jupyter, および Python をベースとしている。PYNQ を使用することで, Jupyter Notebook を介して, PS から PL 上の各機能へのアクセスや PL の制御を簡単に行うことができる。本研究では, この PYNQ を使用して PS から放射計システムの全体制御や外部へのデータの送信などを行う。

PS では FPGA や ADC の初期設定, ADC に付帯する NCO の周波数設定, FPGA で計算したスペクトルデータの画面表示, および PS と Ethernet を介して接続している外部 PC へのスペクトルデータ転送を行う。また, 積算回数や FFT 処理における窓関数の切り替え, 後処理のためのスペクトルデータの保存を行う。Pmod+の制御やスイッチの切り替えのタイミングも PS から指示している。

5.7 FPGA への実装

5.7.1 実装結果

設計した各処理機能を IP インテグレータで回路に組み込み, FPGA 上に実装した。表 5.2 に Model/2 と Mode3 におけるリソース消費結果を示す。Model/2 と

Mode3 における FPGA 実装結果を図 5.4 に示す。

表 5.2 の結果から全 Mode において、最大リソース消費率は Model/2 における LUT の 21.9% であった。これより FFT 処理、積算処理、および RFI 除去処理を過大なリソース消費なく実装できたことを確認した。リソース消費量を抑えることができた主因は、(1) DSP ブロックの使用により LUT/FF の消費量を抑えたこと、(2) 複数の統計量算出処理に対して、演算リソースを共有化することで実装規模を縮小したこと、(3) ストリーム処理を前提として各機能を構成したことで、メモリの消費量を抑えたことである。ここでストリーム処理とは、入力データを大容量メモリに一括格納せずに、到着順に連続的に処理する方式である。また、実装後のタイミング解析により、要求動作周波数におけるタイミング要件を満足することを確認した。

表 5.2 Model/2 と Mode3 実装で消費した FPGA のリソース量。

リソース（総量）	消費率[%]（消費量）	
	Model/2	Mode3
LUT（425k）	21.9（93k）	12.0（51k）
FF（850k）	15.2（130k）	8.8（75k）
DSP（4,272）	6.2（266）	1.3（55）
BRAM（1,080）	7.8（84）	4.2（45）
URAM（80）	—	2.5（2）

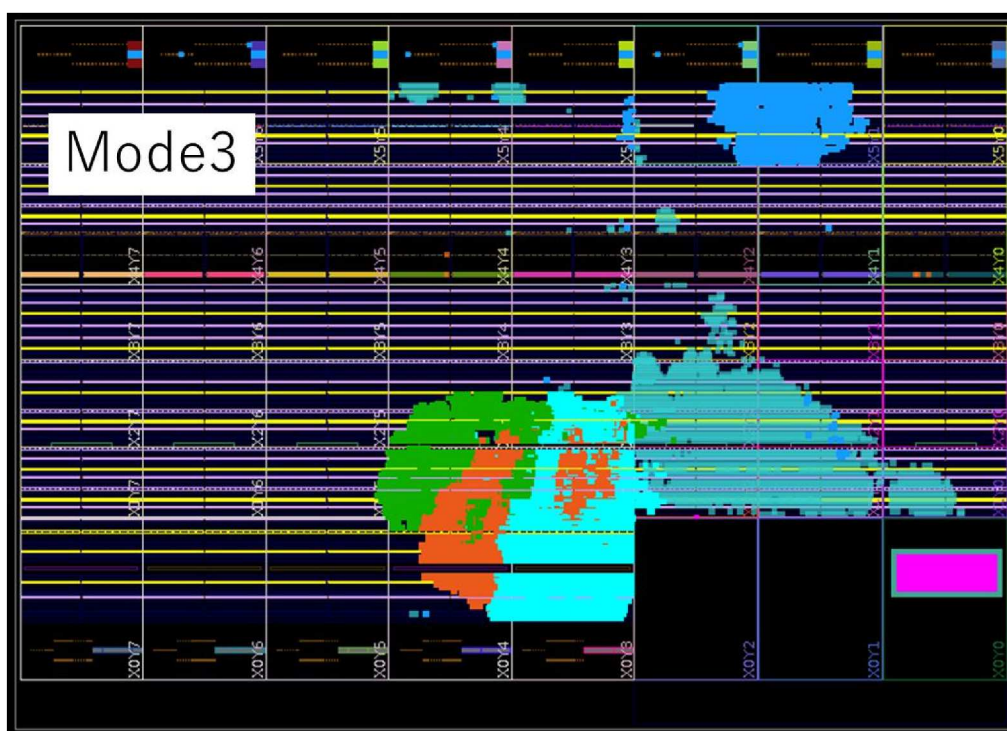
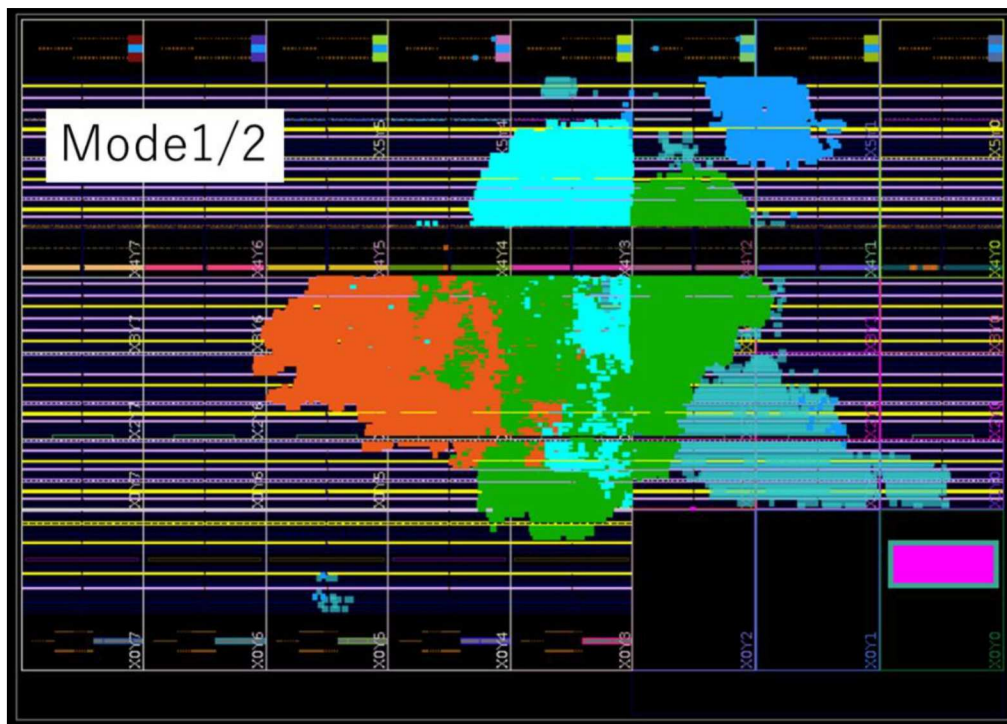


図 5.4 Mode1/2（上段）および Mode3（下段）における各処理の FPGA 上での配置図. 濃緑は FFT 処理, 橙色は積算処理, 水色は RFI 除去処理, ピンクは CPU, 濃青は RFDC および ADC を示している.

5.7.2 宇宙機用 FPGA におけるリソース消費率推定

本研究で使用した XCZU48DR は 5G や LTE 無線，衛星通信などに使用されるが，宇宙機用を想定したものではない．そこで，本研究の処理機能を宇宙機用 FPGA に実装した場合のリソース消費率を推定した．対象は XCZU48DR のメーカーである AMD Xilinx 社から提供されている宇宙機用 FPGA である Kintex UltraScale XQRKU060（以下，Kintex と呼ぶ）と Virtex 5QV XQRV5QV（以下，Virtex と呼ぶ），および Versal XQRVC1902-1MSBVSRA2197 (AI Core Series)（以下，AI Core と呼ぶ）とした．Virtex については NASA による Intelligent Payload Experiment (IPEX) という衛星ミッションで使用された例がある[70]．表 5.3～表 5.5 に Kintex[71]，Virtex[72]，AI Core[73]の各宇宙用 FPGA のリソース量，ならびに Model/2 および Mode3 を実装した場合の推定リソース消費率を示す．ここで，Mode3 において，Kintex と Virtex には URAM は搭載されていないので，URAM 分のリソース消費量を，BRAM を使用した場合のリソース消費量に換算してある．

Kintex のリソース量は BRAM を除いて XCZU48DR の 5 分の 4 程度となっている．AI Core は BRAM の搭載数は XCZU48DR と同程度であり，LUT と FF は XCZU48DR の 2 倍程度，URAM は 5 倍程度，DSP は半分弱程度となっている．両 FPGA に Model/2 と Mode3 を実装した場合，リソースの推定最大消費率は Kintex の場合は Model/2 の LUT の 28.1%，AI Core の場合は Model/2 の DSP の 13.5%となった．そのため，リソース量の観点から現在の処理構成を大幅に変更することなく Kintex と AI Core に移植できる可能性があることが分かった．しかし，Virtex の場合はリソース量が XCZU48DR の 10 分の 1 程度で，LUT，FF でリソース消費率が 100%を超える場合があり，現在の処理構成では Virtex への実装は不可能である．LUT，FF は主に FFT 演算，除算演算，および 64 bit 浮動小数点への変換処理で使用している．RFI 除去機能を有した SMAP[21]や軌道上でのリアルタイム RFI 除去試験[22]ではリソース消費量を抑えるために周波数ビン数の削減や固定小数点での積算処理実施，除算処理を避けるなどの工夫がされており，本研究で実装した処理を Virtex へ移植する場合はこれらの工夫を行う必要がある．宇宙用 FPGA に必要な性能に放射線耐性がある．例えば，トータルドーズ効果（TID）がある．これは半導体の劣化を引き起こすまでに半導体が蓄積した放射線量を表す指標で，高いほど放射線を長い時間浴び続けても性能が劣化しない．今回比較した宇宙用 FPGA において，Virtex が最も放射線耐性が高い[71]，[72]，[73]．性能や規模は AI Core が最も優れている．そのため，放射線耐性と実装する処理構成（RFI 除去手法の数や周波数ビンの数，演算処理のデータ型など）の両方を考慮して使用する宇宙用 FPGA を決定する必要がある．

表 5.3 Kintex のリソース量と全 Mode 実装時の推定リソース消費率.

リソース (総量)	消費率[%] (消費量)	
	Mode1/2	Mode3
LUT (331k)	28.1 (93k)	15.4 (51k)
FF (663k)	19.5 (130k)	11.3 (75k)
DSP (2,760)	9.6 (266)	2.0 (55)
BRAM (1,080)	7.8 (84)	5.6 (61)

表 5.4 Virtex のリソース量と全 Mode 実装時の推定リソース消費率.

リソース (総量)	消費率[%] (消費量)	
	Mode1/2	Mode3
LUT (87k)	105 (93k)	57.9 (51k)
FF (87k)	147 (130k)	84.9 (75k)
DSP (320)	83.1 (266)	17.2 (55)
BRAM (298)	28.2 (84)	20.5 (61)

表 5.5 AI Core のリソース量と全 Mode 実装時の推定リソース消費率.

リソース (総量)	消費率[%] (消費量)	
	Mode1/2	Mode3
LUT (899k)	10.4 (93k)	5.7 (51k)
FF (1,799k)	7.2 (130k)	4.1 (75k)
DSP (1,968)	13.5 (266)	2.8 (55)
BRAM (967)	8.7 (84)	4.7 (45)
URAM (463)	—	0.4 (2)

第6章 測定試験

6.1 デジタル処理部の RFI 除去評価試験

実際の観測では観測信号のどれが RFI 信号であるかを事前に特定するのは困難である。そのため、振幅値 A およびデューティ比 d が既知の疑似 RFI 信号を使用して、デジタル処理部単体での RFI 除去処理の性能評価を行った。

6.1.1 試験構成

図 6.1 に評価試験のセットアップを示す。この評価試験では、システム雑音をガウスノイズ、RFI 信号を式(3.2)のパルス状正弦波で模擬し、XCZU48DR に内蔵されている DAC を使用してガウスノイズと疑似 RFI 信号を出力し、RF スイッチ (ZX80-DR230-S+) を介して ADC へ入力した。RF スイッチのもう片方には無反射終端器を接続し、参照雑音源とした。また、ADC の前にはアンチエイリアシングフィルタとしてローパスフィルタ (VLF-1800+) および過大入力から ADC を保護するためのリミッタ (ZFLM-252-1WL—S+) を設けた。RF スイッチは Pmod+ で制御した。PS から外部 PC へは USB ケーブルを介してデータを転送した。RFI 信号は DAC に付帯する NCO を使用して、0.5 GHz から 1.5 GHz まで 3 s 毎に 12 MHz ずつシフトしながら DAC から出力した。なお、本評価試験で使用する RFI 信号の振幅値 A は 6.1.2 章で述べる方法で計算されるが、その値は微小で、量子化により DAC 出力が 0 となる可能性があるため、予め 40 dB 上げた値を DAC から出力し、出力直後にアッテネータで 40 dB 減衰してから ADC へ入力した。RFI 信号のデューティ比 d や振幅値 A の変更、NCO の周波数などの設定、および解析などの後処理のためのデータ保存は全て PS から行った。ガウスノイズおよび RFI 信号を出力するための処理機構も積算処理などと同様に HDL Coder を使用して作成した。この評価試験では、 $FAR_{all}=1\%$ とした。

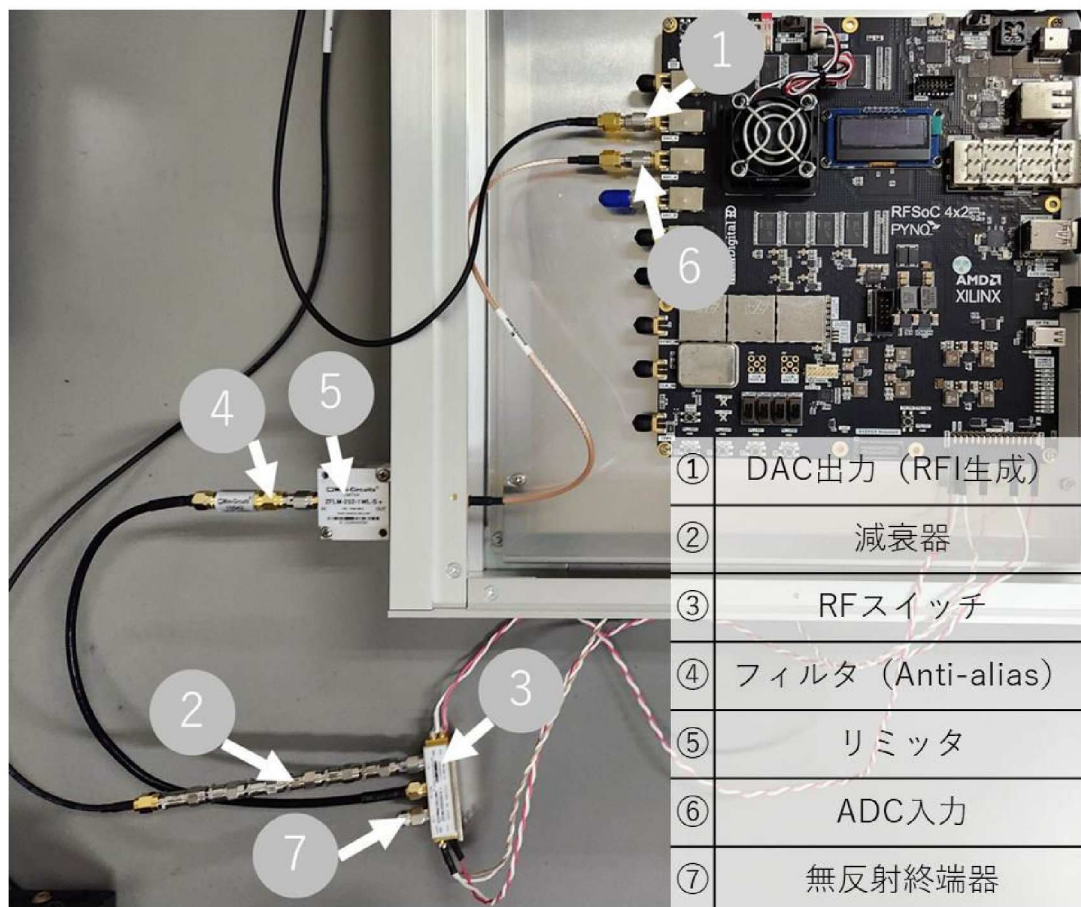


図 6.1 RFI 除去処理評価試験のセットアップ。

6.1.2 RFI 信号の振幅値の決定方法

本評価試験では、疑似 RFI 信号の振幅値 A を温度分解能基準で決定する。温度分解能 (Radiometric Sensitivity) とは、マイクロ波放射計が検出できる最小の変化のことで、値が小さいほどマイクロ波放射計はより小さな変化を検出できる。

式(3.2)より、パルス状正弦波の平均パワー値 $P_{RFI}[W]$ は、

$$P_{RFI} = \frac{d \cdot A^2}{2}, \quad (6.1)$$

となる。マイクロ波放射計で測定される熱雑音のパワー値 P は式(4.1)より

$$P = \sigma_{sys}^2 = k \cdot (T_A + T_N) \cdot B = k \cdot T_{sys} \cdot B, \quad (6.2)$$

と表せる。 σ_{sys} は熱雑音電圧の標準偏差[V], T_{sys} はマイクロ波放射計のシステム雑音温度[K], B は帯域幅[Hz]である。式(6.1)と式(6.2)より, RFI 信号対雑音比 INR は

$$INR = \frac{d \cdot A^2}{2 \cdot \sigma_{sys}^2} = \frac{P_{RFI}}{k \cdot T_{sys} \cdot B} = \frac{T_{RFI}}{T_{sys}}, \quad (6.3)$$

となる[44]. T_{RFI} は RFI 信号の等価雑音温度[K]である。式(6.3)より, RFI 信号の振幅値 A は

$$A = \sigma_{sys} \cdot \sqrt{\frac{2}{d} \cdot INR}, \quad (6.4)$$

となる。温度分解能 ΔT [K] は,

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B \cdot T_{INTG}}}, \quad (6.5)$$

で与えられる[29], [30]. 評価の基準として, 等価雑音温度 T_{RFI} を温度分解能 ΔT の n 倍 ($n > 0$) とおくと,

$$T_{RFI} = n \cdot \Delta T, \quad (6.6)$$

と表せる。この時 INR は以下で表せる。

$$INR = \frac{T_{RFI}}{T_{sys}} = \frac{n \cdot \Delta T}{T_{sys}} = \frac{n}{\sqrt{B \cdot T_{INTG}}}, \quad (6.7)$$

本評価試験では, 評価を簡単にするため, 1 つの周波数ビンに RFI 信号が集中した場合を考える。この時, 1 周波数ビン内で必要な RFI 信号の等価雑音温度 $T_{RFI,bin}$ は,

$$T_{RFI,bin} = n \cdot \Delta T_{1\text{ GHz}} \cdot \frac{B_{1\text{ GHz}}}{B_{bin}}, \quad (6.8)$$

となる。 $\Delta T_{1\text{ GHz}}$ は 1 GHz 帯域幅での温度分解能[K], $B_{1\text{ GHz}}$ は 1 GHz 帯域幅, B_{bin}

は等価雑音帯域幅（ENBW）である。ENBW は窓関数適用時の雑音電力と等価な雑音電力を通過させる理想的な矩形フィルタの帯域幅のことで、実効的な1周波数ビンの帯域幅である[74]。ENBW の値は、窓関数の種類に依存する。式(6.4), (6.7), および式(6.8)より、1周波数ビンのRFI信号振幅値 A_{bin} [V]は、

$$A_{bin} = \sigma_{sys,bin} \cdot \sqrt{\frac{2}{d} \cdot \frac{B_{1\text{ GHz}}}{B_{bin}} \cdot \frac{n}{\sqrt{B_{1\text{ GHz}} \cdot T_{INTG}}}}, \quad (6.9)$$

となる。 $\sigma_{sys,bin}$ は1周波数ビン内の雑音電圧値の標準偏差[V]で、式(6.2)より

$$\sigma_{sys,bin} = \sqrt{k \cdot T_{sys} \cdot B_{bin}}, \quad (6.10)$$

となる。式(6.9)と式(6.10)により1周波数ビンのRFI信号振幅値 A_{bin} を算出する。

試験条件を表 6.1 に示す。本評価試験では周波数間比較法と尖度検出法のデューティー比 d に対する検出性能を評価するため、温度分解能の倍数 n が一定となるようにRFI信号振幅値 A_{bin} を調整した。これにより、積算後のRFI信号の平均パワーはデューティー比 d に依らず同一となるように設定した。

表 6.1 RFI 除去処理評価試験の試験条件.

デジタル処理部	サンプリング周波数 F_s [GSPS]	4.9152
	デシメーション数 D	4
	1クロックあたりのデータ数 N_c	4
	帯域幅[GHz]	1.2288
	FFT サイズ	1,024
	窓関数	Blackman
	周波数分解能 [MHz]	1.2
	サンプリング時間 T_{SAMP} [ms]	1
	積算時間 T_{INTG} [ms]	100
	FAR_{all} [%]	1
ガウスノイズ	システム雑音温度 T_{sys} [K]	900
	ENBW B_{bin} [MHz]	2.08
参照雑音源	無反射終端器	

6.1.3 結果

図 6.2 に DAC からデジタル処理部へ入力した疑似 RFI 信号のパワースペクトログラムを示す。図 6.2 において、0.5-1.5 GHz にわたる階段状の信号が DAC から出力した疑似 RFI 信号である。得られたパワースペクトログラムには全データにおいて、測定開始から終了まで以下の恒常的な高パワー値の信号が確認された。

(a) ADC のサンプリングクロック由来と考えられるスプリアス信号 (614.4 MHz, 819.2 MHz, 1.2292 GHz)

(b) 外来由来と考えられる信号 (953.2 MHz)

解析はこれらの信号を除外して行った。

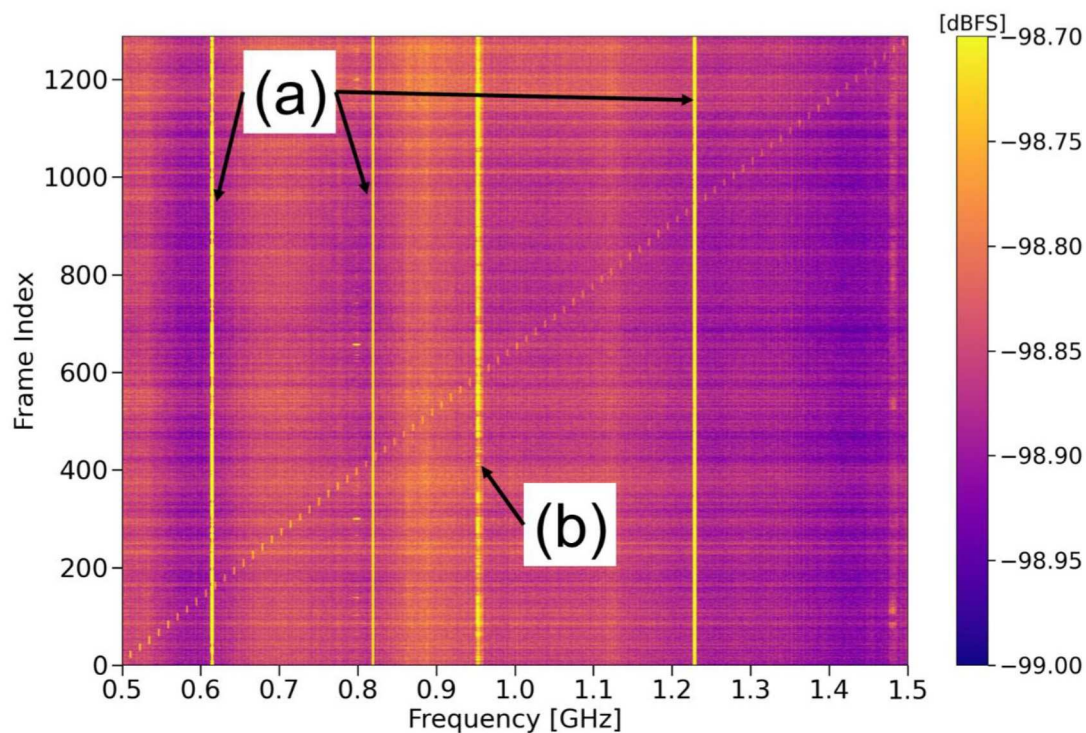


図 6.2 DAC から ADC へ入力した $d=0.01$, $n=2$ の疑似 RFI 信号のパワースペクトログラム。0.5 GHz から 1.5 GHz まで階段状になっている信号が DAC から出力した RFI 信号。縦軸はデータ数、横軸は周波数[GHz]、カラーバーはパワー値[dBFS]。(a) ADC のサンプリングクロック由来と考えられるスプリアス信号。(b) 外来由来と考えられる信号。

図 6.3 に周波数間比較法、尖度検出法、および両手法を組み合わせた場合の各デューティー比 d における検出率を示す。図 6.3 (a)において、尖度検出法はデューティー比 d が小さい場合（例： $d=0.01$ ）には検出性能が高く、温度分解能の倍数 n が小さい条件でも機能した。一方で、検出性能はデューティー比 d の増加に伴って低下し、 $d=0.5$ 付近（ $d=0.4, 0.6$ ）で最小となり、 $d=0.5$ では理論通り、尖度検出法は全く機能しなかった。 $d>0.5$ では $d=0.5$ を基準に検出性能は漸増したが、 $d=1$ では低デューティー比（例： $d=0.01$ ）の場合と比較すると検出性能は低かった。 $FAR_{all}=1\%$ とした場合の尖度検出法の各デューティー比 d における検出率 $=100\%$ となる温度分解能の倍数 n は表 6.2 のようになった。

図 6.3 (b)において、周波数間比較法は、本試験条件の場合には、検出性能はデューティー比 d に依らず、ほぼ同程度となった。また、尖度検出法が機能しなかった $d=0.5$ の RFI 信号に対しても機能した。周波数間比較法では、 $FAR_{all}=1\%$ とした場合には $n=0.3$ の等価雑音温度 T_{RFI} まで検出することができた。また検出率 $=100\%$ となる温度分解能の倍数 n は 2 であった。

図 6.4 に周波数間比較法と尖度検出法の時間—周波数平面上における関係性を示す。周波数間比較法は周波数軸のパワー列（青枠）に対して適用する手法である。相対的にパワー値が小さい周波数ビンには RFI 信号が混在しないと仮定しているのみであり、微弱な RFI 信号が混在している可能性は排除できない。一方、尖度検出法は各周波数ビンにおけるパワー時系列（赤枠）に対して適用する手法である。検出性能はデューティー比 d に強く依存する。このように両手法では対象とするデータの種類と RFI 判定を行う上での原理が異なるため、原理的に独立しており、両手法には表 6.3 のような特徴の違いがある。実際、両手法の検出結果を比較すると、 $d=0.01$ の RFI 信号に対しては尖度検出法が、他のデューティー比 d の RFI 信号に対しては周波数間比較法が優位となった。これより、図 6.5 のように両手法を組み合わせることで相補的に作用し、図 6.3 (c)に示されるように、単一では検出困難な RFI 信号が検出可能となり、全体として検出性能が向上した。

しかしながら、6.4 章で改めて述べるが、実際には放射計システムの周波数特性の影響により平坦化処理の実施は困難である。一方、尖度検出法は周波数ビン毎にパワー時系列の分布形状を評価するため、周波数特性の影響に左右されにくく、周波数間比較法に比べて RFI 除去を比較的容易に行うことができる。そのため、尖度検出法は RFI 除去を行うにあたり重要な手法となる。

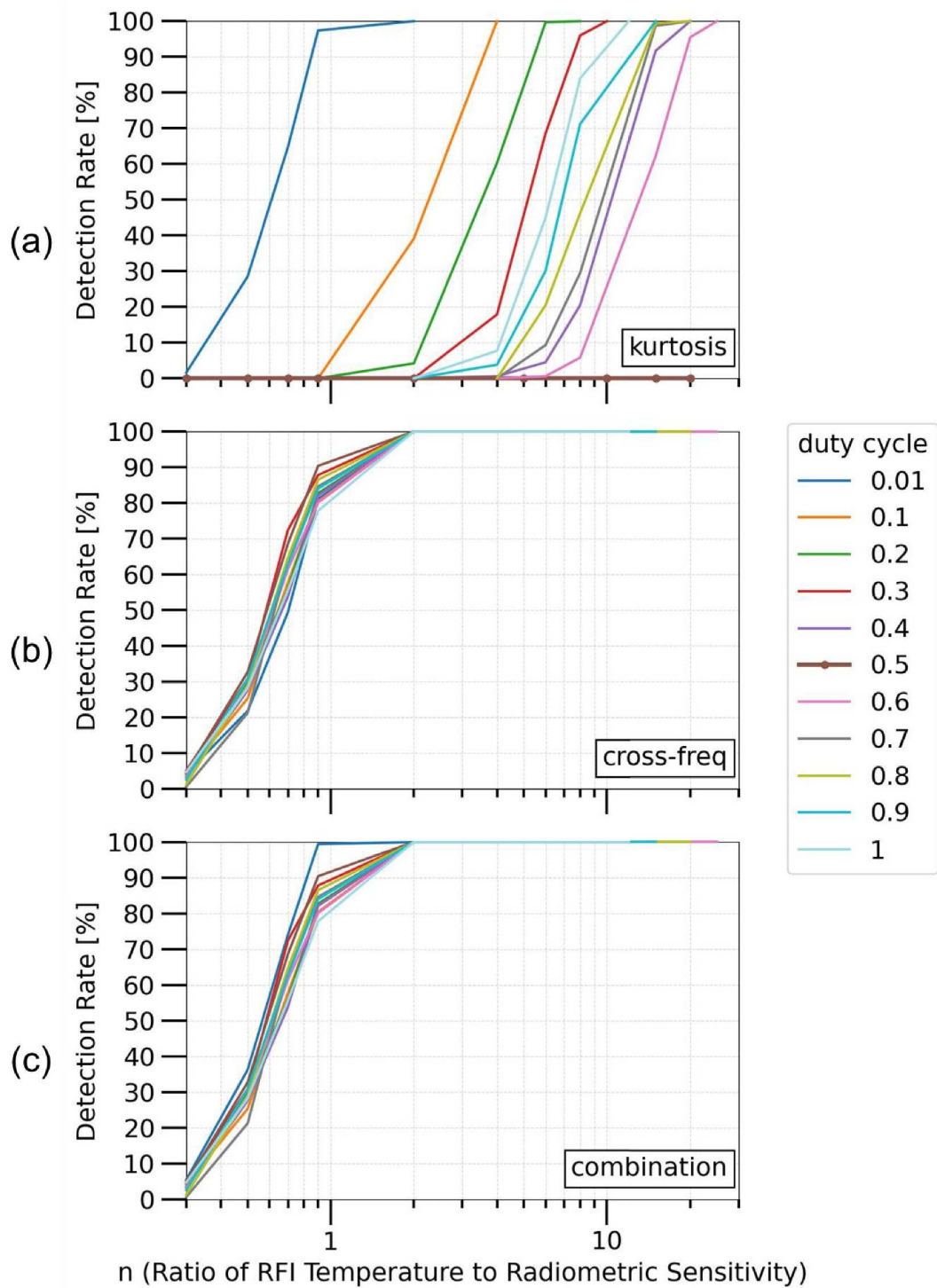
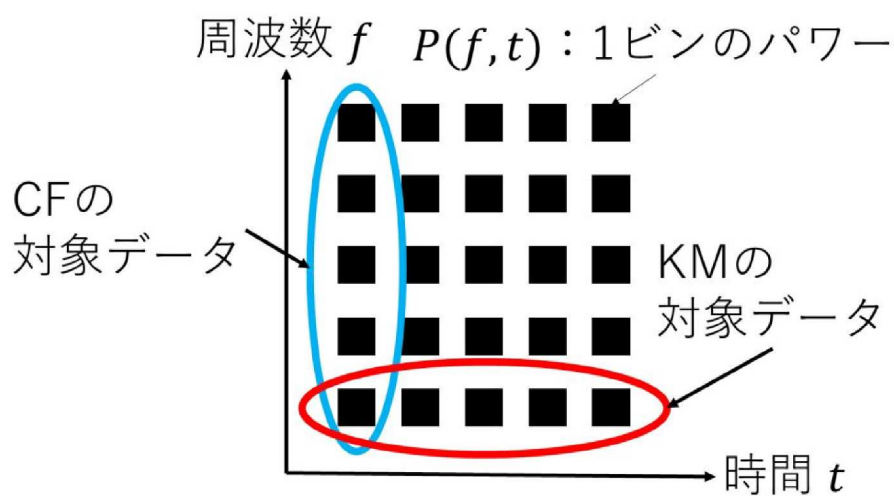


図 6.3 各デューティー比 d における各手法の検出率. (a) 尖度検出法. (b) 周波数間比較法. (c) 周波数間比較法と尖度検出法の組み合わせ. 横軸は温度分解能の倍数 n で対数表示にしている. 縦軸は検出率[%].

表 6.2 尖度検出法におけるデューティー比 d 別の検出率=100 %となる温度分解能の倍数 n .

デューティー比 d	0.01	0.1	0.2	0.3	0.4
温度分解能の倍数 n	2	4	8	10	20
デューティー比 d	0.6	0.7	0.8	0.9	1
温度分解能の倍数 n	25	20	20	15	12



周波数間比較法 (CF)

- 対象データ：周波数軸データ (青枠)

尖度検出法 (KM)

- 対象データ：時間軸データ (赤枠)

図 6.4 周波数間比較法と尖度検出法の時間—周波数平面上における関係性.

表 6.3 周波数間比較法と尖度検出法の特徴.

	周波数間比較法	尖度検出法
判定基準	周波数方向の外れ値 (小パワー信号を RFI 信号でないと仮定)	RFI 信号混在による 非ガウス性 (RFI 信号を明確に区別可)
得意な RFI 信号	狭帯域・連続波	低 d (例: $d=0.01$) のパルスやバースト信号
d 依存	原理的には一定 (n 一定 $\rightarrow d$ 非依存)	強く依存 (低 (高) d には有利 (不利))
FPGA への実装コスト	低い (平均パワー $\bar{P}(l)$ のみ)	高い (パワー2乗値も必要)
注意点	● 全域の 75 %以上が RFI 信号の場合は適用不可 ● 平坦化前提	$d=0.5$ では機能しない

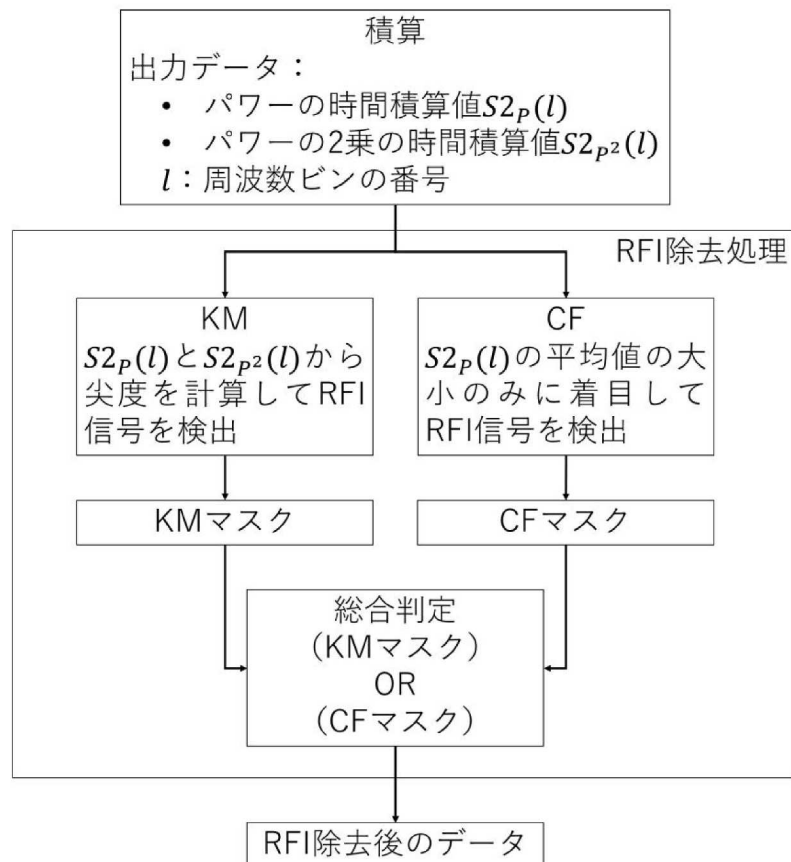


図 6.5 本研究の RFI 除去処理のフロー図.

6.2 研究室での人工電波測定試験

6.1 章では振幅値 A とデューティ比 d が既知の疑似 RFI 信号を使用してデジタル処理部単体の RFI 除去性能を評価した。次に、実測データにおけるデジタル処理部での RFI 除去処理性能を確認するために、研究室においてデジタル処理部単体での人工電波測定試験を行った。

6.2.1 試験構成

図 6.6 に測定試験のセットアップを示す。本試験では増幅器などを使用せず、簡易ダイポールアンテナと参照雑音源を RF スイッチ経由で直接 ADC に接続した。6.1 章と同様に、参照雑音源には無反射終端器を使用し、ADC の前にはアンチエイリアシングフィルタとしてローパスフィルタと過大入力から ADC を保護するためのリミッタを設けた。RF スイッチは Pmod+ で制御した。解析などの後処理のためのデータ保存は PS から行った。PS から外部 PC へは USB ケーブルを介してデータを転送した。この測定試験では、 $FAR_{all}=1\%$ とした。表 6.4 に本測定試験の試験条件を示す。

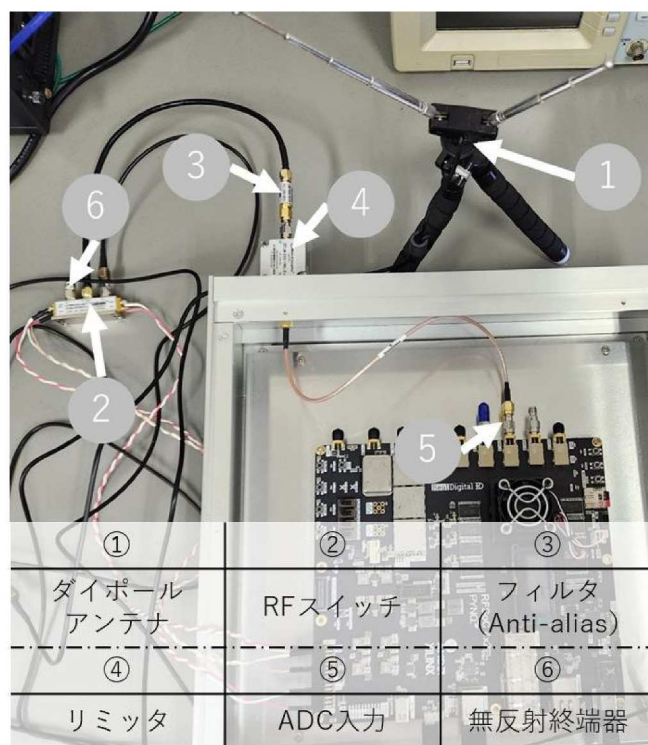


図 6.6 研究室人工電波測定試験のセットアップ。

表 6.4 研究室内測定試験の試験条件.

デジタル処理部	サンプリング周波数 F_s [GSPS]	4.9152
	デシメーション数 D	4
	1 クロックあたりのデータ数 N_c	4
	帯域幅[GHz]	1.2288
	FFT サイズ	1,024
	窓関数	Blackman
	周波数分解能[MHz]	1.2
	サンプリング時間 T_{SAMP} [ms]	1
	積算時間 T_{INTG} [ms]	100
	FAR_{all} [%]	1
参照雑音源	無反射終端器	

6.2.2 結果

図 6.7 に 1 GHz 周辺の RFI 除去処理結果を示す. 図 6.7 (c)は周波数間比較法と尖度検出法を組み合わせた場合の RFI 除去処理の結果である. 図 6.7 (b)の不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ のスペクトログラムにおいて, 0.86-0.9 GHz などでは広帯域の正の偏差 ($\widehat{SK}(l)>0$, 赤色), 1.0 GHz 付近などでは狭帯域の正の偏差が確認される. これらはパルス波のような断続的に入力される RFI 信号によるものだと考えられる. 0.5-0.7, 0.7-1.0 GHz はそれぞれ地上デジタル放送用および携帯無線通信用に割り当てられている. これらの伝送方式には直交周波数分割多重 (OFDM) 方式が使用されている. OFDM 方式の尖度値は 0 より大きくなる場合があることが報告されている[75]. そのため, 0.5-1.0 GHz で確認される正の偏差はこれらによる可能性がある. 一方, 1.2 GHz 付近などで狭帯域の負の偏差 ($\widehat{SK}(l)<0$, 青色) が確認される. これらは連続波タイプの RFI 信号だと考えられる. 0.6, 0.82, および 1.23 GHz 付近の連続波タイプの RFI 信号は ADC のサンプリングクロック由来のスプリアス信号であると考えられる. 図 6.7 (c)から両手法により RFI 信号と判定された信号は常に除去されていたことから, 周波数間比較法と尖度検出法は正常に機能していることが確認された.

図 6.8 に 1 GHz 周辺の RFI 除去後のスナップショットを示す. 図 6.8 (c)は同一フレームにおける周波数間比較法と尖度検出法の RFI 除去結果を重ねて比較した図である. 図 6.8 (a)と(b)より本フレームでは, 周波数間比較法の方が尖度検出法よりも多くの RFI 信号を除去した. ただし, 図 6.8 (c)が示すように, 周波数間比較法で除去されなかった一部の信号に対し, 尖度検出法が有効に機能した.

図 6.8 (c)において、周波数間比較法では、1.23 GHz 付近に未除去のパワー値の大きな信号が確認される（灰色矩形内の赤）。この信号は上述した通り ADC 由来の信号であると考えられ、参照雑音源側にも同様に現れたため、平坦化処理により相殺され、周波数間比較法では RFI 信号として判定されなかったと考えられる。また、周波数間比較法はパワー値の小さい RFI 信号は除去することができないため、0.82 GHz 周辺および 1.07 GHz 付近の比較的小さい信号（灰色円内の赤）は除去されなかった。一方、尖度検出法では、0.55 GHz 周辺に確認されるパワー値が大きい信号（水色棒）は除去されなかった。これらの信号は $\widehat{SK}(l) < 0$ であり、 $d > 0.5$ の高デューティ比の RFI 信号を示唆するので、6.1 章で示される結果通り、尖度検出法の検出性能が低下したと考えられる。また、周波数間比較法で未除去であった 0.82 GHz 周辺および 1.07 GHz 付近の比較的小さい信号は $\widehat{SK}(l) > 0$ であり、 $d < 0.5$ の低デューティ比の RFI 信号であると示唆される。そのため、尖度検出法が良く機能し、除去されたと考えられる。以上より、両手法を組み合わせることで、より多くの RFI 信号を除去することができることが実測データで確認された。

図 6.9 に LPTN 法、SE、および MAD で計算した基準値としきい値の比較図を示す。ここで、SE と MAD はそれぞれ式(6.11)と式(6.12)で計算され、RFI 判定は式(6.13)と式(6.14)に基づいて行った。

$$SE = \frac{mean_{all}}{\sqrt{M}}, \quad (6.11)$$

$$MAD = 1.4826 * median_l(|PR(l) - median_l(PR(l))|), \quad (6.12)$$

$$f_{cross,SE} = \begin{cases} 1, & \text{if } |PR(l) - mean_{all}| > q_{cross} \cdot SE \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (6.13)$$

$$f_{cross,MAD} = \begin{cases} 1, & \text{if } |PR(l) - median_l(PR(l))| > q_{cross} \cdot MAD \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}. \quad (6.14)$$

式(6.11)において、 $mean_{all}$ は帯域全体から求めた平均値である。式(6.12)において、 $median_l(PR(l))$ は全周波数ビンから求めたパワー比の中央値である。 $median_l(PR(l))$ を算出した後、周波数ビン毎にパワー比と $median_l(PR(l))$ の絶対偏差を取り、その中央値を計算する。この絶対偏差の中央値に定数 1.4826 を乗算し、正規分布の標準偏差に変換する。式(6.13)において、 $f_{cross,SE}$ は SE による RFI 判定フラグである。式(6.14)において、 $f_{cross,MAD}$ は MAD による RFI 判定

フラグである。図 6.9 で使用したパワー比データでは、尖度検出法と目視確認の結果から、RFI 信号が約 40 %を占めると推定された。図 6.9 において、SE を使用した場合には基準値は 2.051 となり、0.8 GHz 周辺などで確認される値の大きい信号の影響により上方に偏っていた。これに伴い、しきい値も大きくなった。MAD を使用した場合には基準値は 1.014、しきい値は 1.123 であった。LPTN 法では RFPR は 1.009 となり MAD の場合と同程度あったが、しきい値は 1.051 となり MAD と比べてより適切に設定できた。MAD は帯域全体に対する RFI 信号の占有率が 50 %未満であれば正常に機能する外れ値に強い方法であるが、RFI 信号混在による影響は受ける[76]。図 6.10 に外れ値混入による MAD 計算への影響をシミュレーションした結果を示す。図 6.10 のガウスノイズ+外れ値のデータでは、実測データと同様に外れ値割合を 40 %とした。図 6.10 のヒストグラムにおいて、ガウスノイズ単体とガウスノイズ+外れ値では中央値 $median_l(PR(l))$ は同一である。MAD は式(6.12)より、「中央値からの距離」の中央値 $median_l(|PR(l) - median_l(PR(l))|)$ を計算する。外れ値がデータ内に存在する場合には、外れ値は「大きい距離」として距離分布の右側に集まる。この時、ノイズ成分の中でも相対的に大きい距離が中央値計算に含まれやすくなる。その結果、MAD により推定された正規分布の標準偏差には系統的なバイアスが生じると考えられる。図 6.11 に図 6.9 で使用したパワー比データのヒストグラムを示す。分布は 1.0 付近に最頻値のピークを持つ一方で、RFI 信号混在により上側へ偏った分布形状を示した。図 6.10 より、データ内の外れ値の割合が 40 %でも MAD 計算に影響が出ることから、今回の実測データにおいても RFI 信号混在による MAD 計算に影響が生じたと考えられる。一方、LPTN 法は下位帯域のデータ（図 6.11 の 1.0 付近）のみを使用しているので、RFI 信号の影響を抑えつつ、母平均値と母標準偏差を推定することができた。図 6.12 に LPTN 法、SE、および MAD による RFI 除去後のパワースペクトログラムを示す。SE では、パワー比が 1 付近の値の小さい信号も含めほぼ全ての信号が除去されていた。一方、LPTN 法と MAD の場合には、主に値の大きい信号が除去されていた。除去率は、LPTN 法では 34 %、MAD では 22.6 %であり、LPTN 法の方がより多くの信号を除去することができていた。以上より、本研究で提案した LPTN 法の従来のしきい値計算方法に対する優位性が確認された。

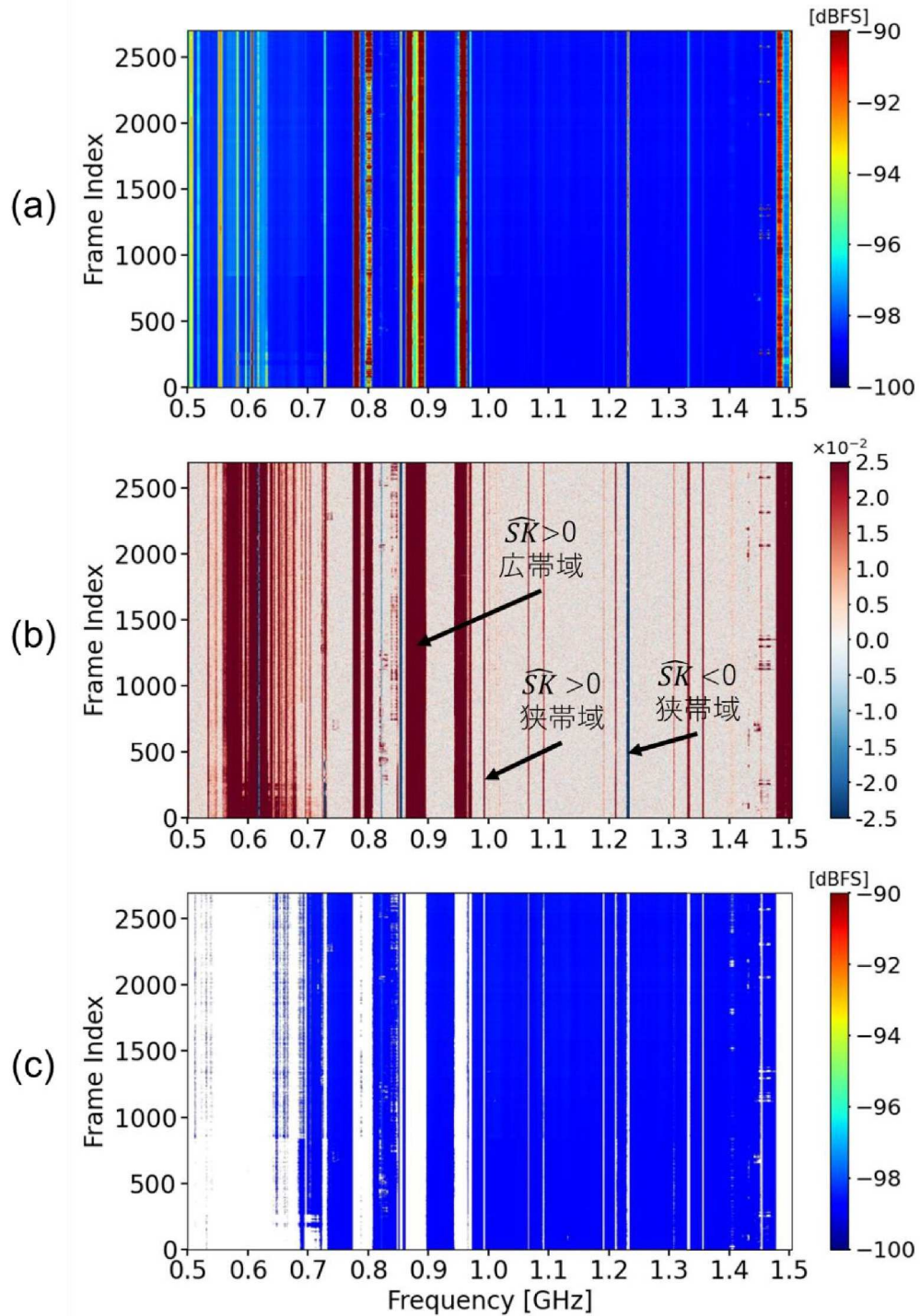


図 6.7 1 GHz 周辺における RFI 除去結果のスペクトログラム. (a) RFI 除去処理前. (b) 不偏化スペクトル尖度推定値 $\hat{SK}(l)$. (c) RFI 除去処理後. 縦軸はデータ数, 横軸は周波数[GHz], カラーバーは (a), (c) はパワー値[dBFS], (b) は尖度値. (c) において, 白くなっている部分が除去されたデータ.

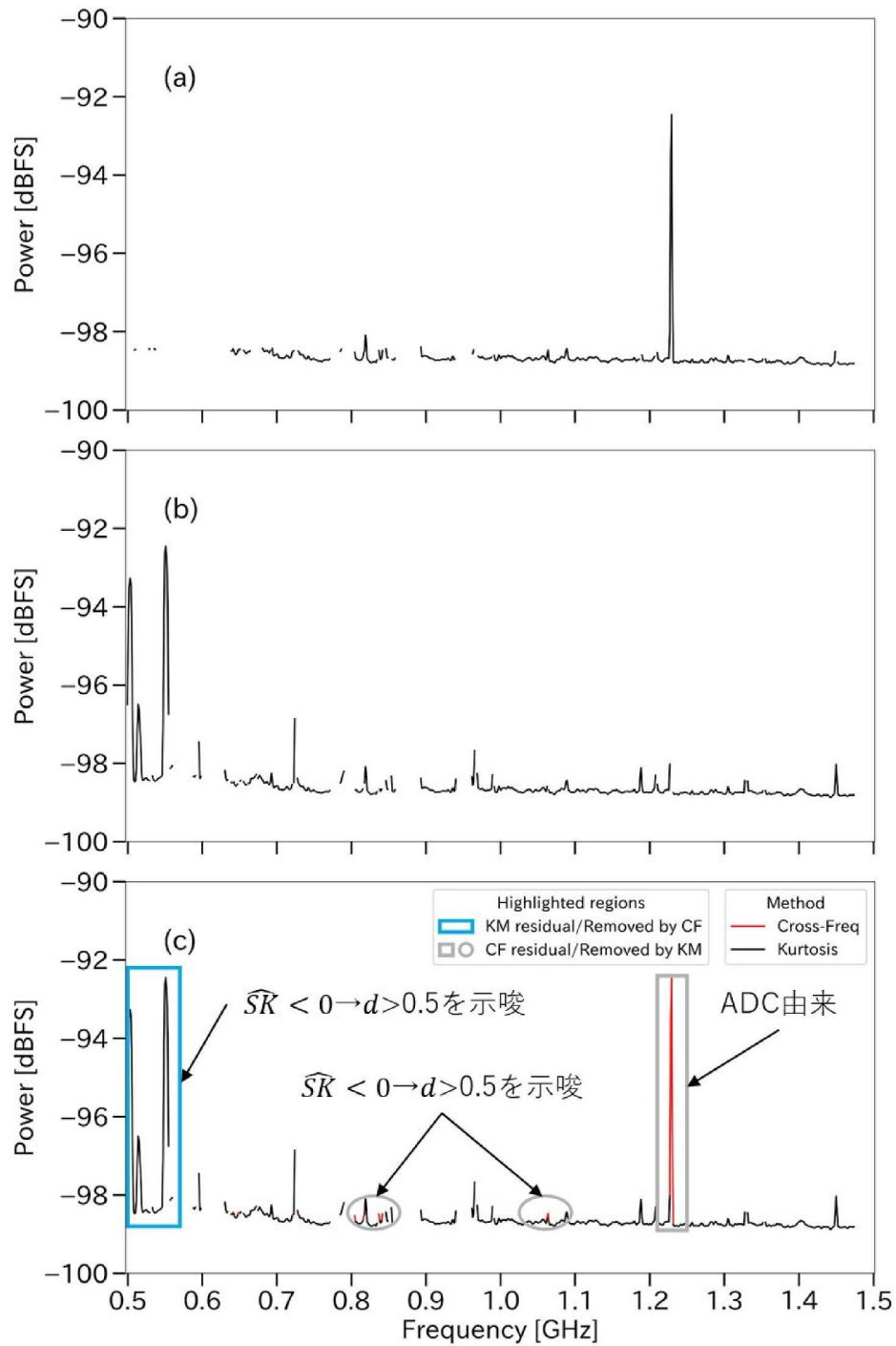


図 6.8 1 GHz 周辺における RFI 除去結果の比較. (a) 周波数間比較法. (b) 尖度検出法. (c) 同一フレームでの両手法の除去結果の重ね合わせ. 縦軸はパワー値[dBFS], 横軸は周波数[GHz]. (c) において, 赤 (黒) は周波数間比較法 (尖度検出法) による結果を示しており, 灰色枠内の赤で示された信号は周波数間比較法では除去されず, 尖度検出法によってのみ除去された信号.

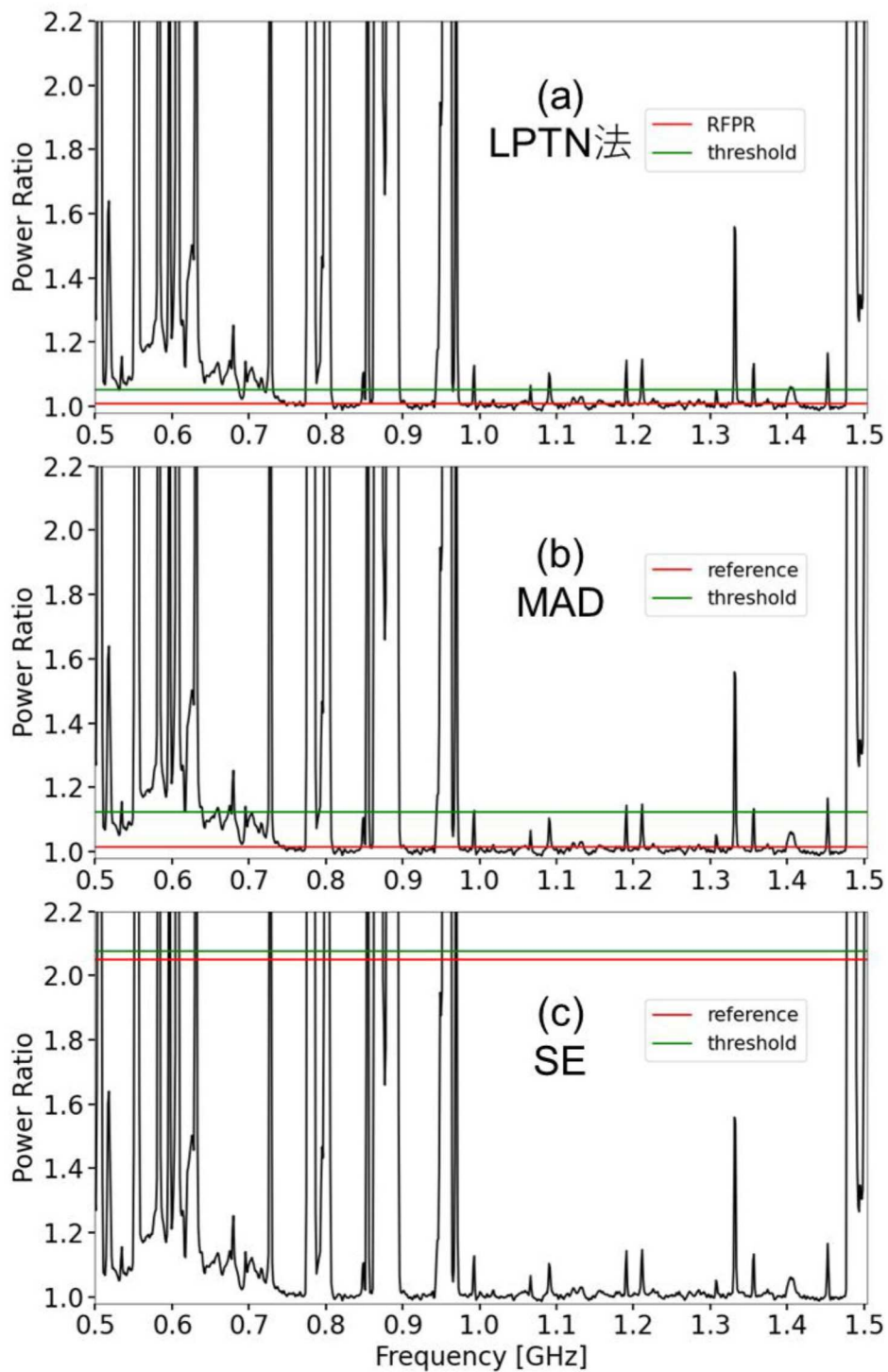


図 6.9 1 GHz 周辺におけるパワー比スペクトルと各しきい値計算方法で計算した基準値（赤色）としきい値（緑線）. (a) LPTN 法. (b) MAD. (c) 標準誤差 (SE). 縦軸はパワー比, 横軸は周波数[GHz].

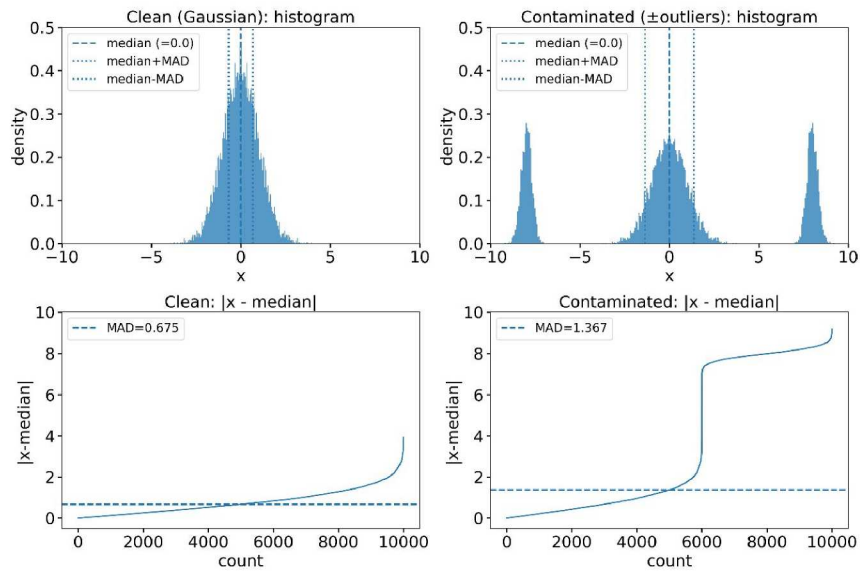


図 6.10 RFI 信号混在による MAD 計算への影響. 左から順にガウスノイズ単体とガウスノイズ+外れ値それぞれにおけるヒストグラム（上段）と「中央値からの距離」のソート図（下段）.

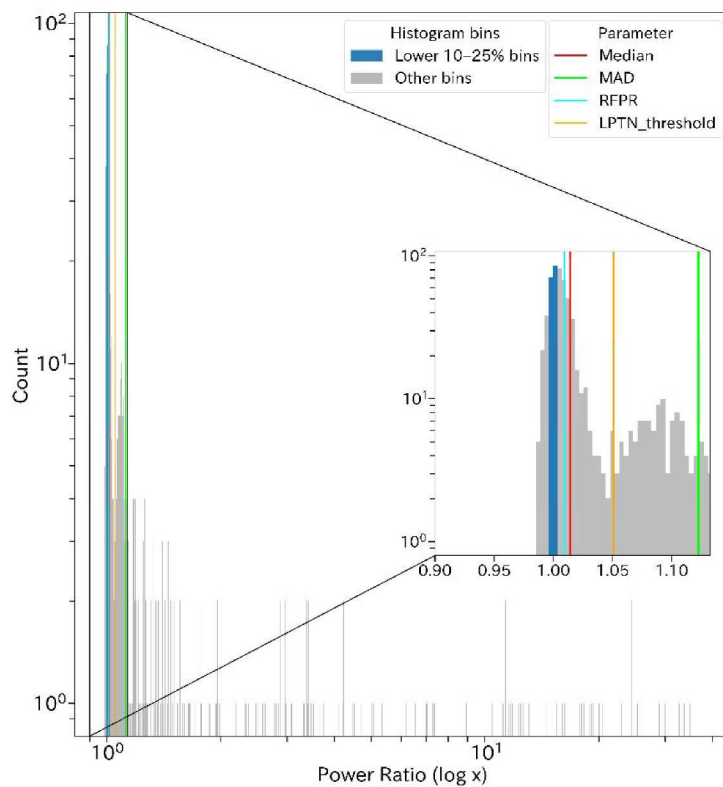


図 6.11 図 6.9 で使用したパワー比データのヒストグラム（全体分布と 1.0 付近の拡大図）. 全体分布における横軸と縦軸, 拡大図における縦軸は対数スケール.

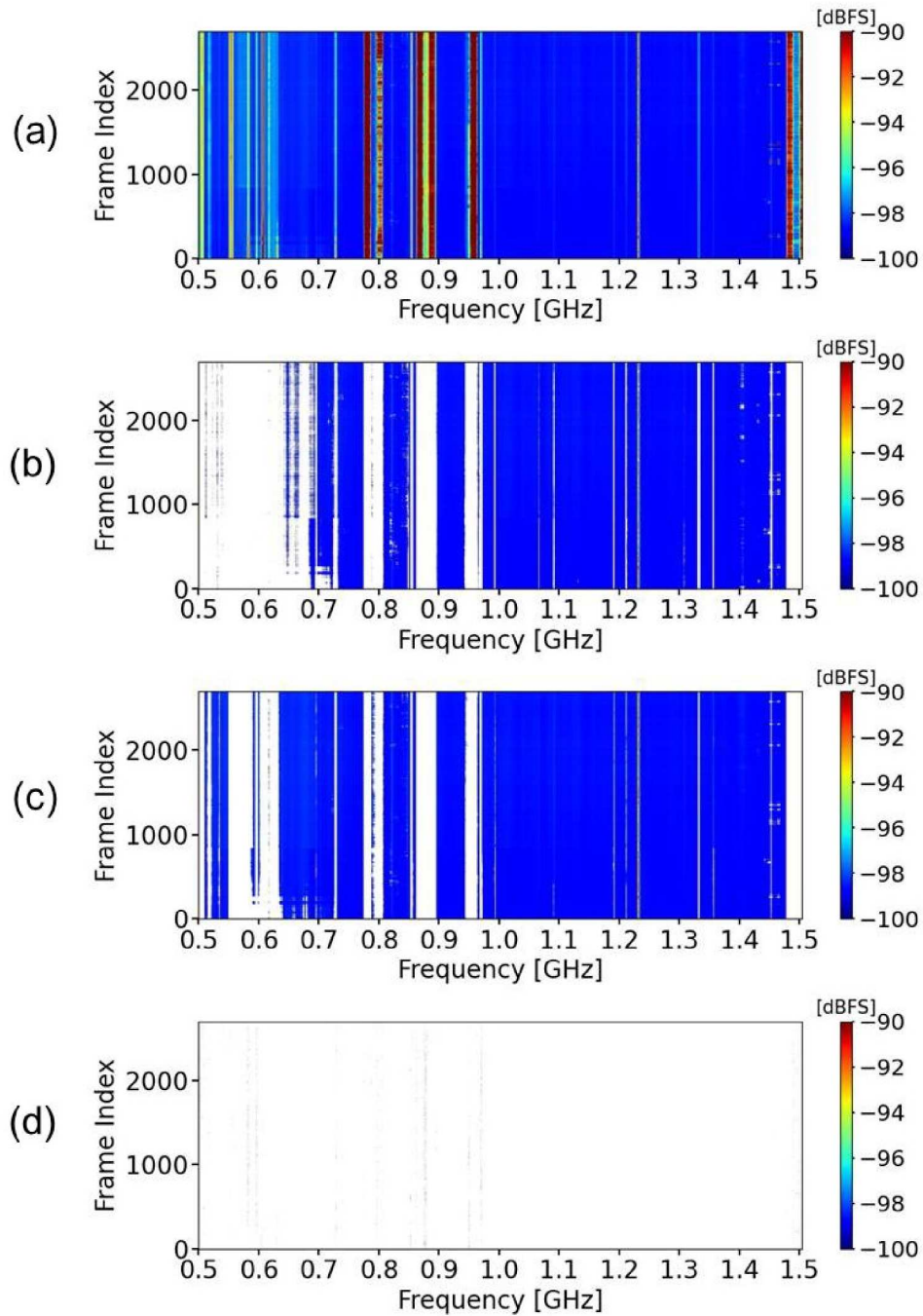


図 6.12 1 GHz 周辺における各しきい値計算法で計算した基準値としきい値による RFI 除去処理後のパワースペクトログラム. (a) RFI 除去処理前. (b) LPTN 法. (c) MAD. (d) 標準誤差 (SE). 縦軸はデータ数, 横軸は周波数[GHz], カラーバーはパワー値[dBFS]. (b), (c), (d) において, 白くなっている部分が除去されたデータ.

6.3 受信器部における研究室測定と性能評価

測定データから校正によりアンテナ温度を算出するために必要な雑音発生器の雑音温度の決定試験を行い、決定した雑音温度データを使用して研究室内における温度分解能を確認した。

6.3.1 校正用雑音発生器の雑音温度決定

雑音発生器には過剰雑音比 (ENR) の出荷時測定値が付与されており、その値を使用して雑音温度を算出することができるが、その誤差は 0.1-0.2 dB とされており、マイクロ波放射計で測定する微弱信号レベルの精度は有していないことに加えて、雑音発生器から LNA に至る経路における損失や不整合の影響がある。そのため、実質的な雑音温度は試験的に求める必要がある。そこで、アンテナとその直後の同軸ケーブルの代わりに、極低温用の無反射終端器を熱伝導率の低いキュプロニッケル製のセミリジッドケーブルで接続し、液体窒素に直接挿入して冷却することで既知の雑音温度を有する雑音源とみなし、参照雑音温度と併せて 2 点外挿によって雑音発生器の雑音温度を算出した。雑音発生器の雑音温度は物理温度に依存すると考えられること、および信号経路の物理温度により損失や不整合の効果が異なると考えられるため、受信器初段部の温度制御容器の設定温度を 4 段階に変化させて試験を行った。設定温度は外気温よりも高くする必要があるため、30, 35, 40, 45 °C に設定した。雑音発生器や LNA などの能動部品の発熱により、温度制御容器の物理温度は設定温度よりも高くなる傾向がある。設定温度を変更後、1 時間弱待機し、物理温度が安定した状態で極低温用無反射終端器を液体窒素に挿入して設定温度毎に 2 分程度の測定を行った。極低温用の同軸ケーブルは 2 点で物理温度を測定し、経路損失補正に使用した。PIN ダイオードスイッチの切り替え周期を 1000 Hz に設定し、積算時間はアンテナ温度と参照雑音温度でそれぞれ 0.5 s とした。雑音発生器の雑音温度は 10 回に 1 回の頻度で追加した。周波数分解能は 1.2 MHz であった。液体窒素の沸点は気圧に依存し、いくつかの近似式が提案されているが[77]、その変化率は -0.00825 K/hPa 程度と小さい。そこで本研究では標準的な値である 77 K とした。まず、雑音発生器の雑音温度を追加した直後の積算区間のデータを使用して α を算出した。

$$\alpha = \frac{T_{A_LN2}' - T_R'}{P_{A_LN2} - P_R}. \quad (6.15)$$

$T_{A_{LN2}}'$ と $P_{A_{LN2}}$ は液体窒素に挿入した無反射終端器を測定した際のアンテナ温度とパワー値である。アンテナ温度は無反射終端器の雑音温度を 77 K とし、LNA 入力端までの経路損失を考慮した値である。算出した α を直前の雑音発生器の雑音温度を追加したデータに適用し、LNA 入力端における雑音温度 T_{R+D}' を算出する。

$$T_{R+D}' = \alpha \cdot (P_{R+D} - P_R) + T_R'. \quad (6.16)$$

この値は方向性結合器により参照雑音源と雑音発生器の雑音温度を合わせたものであるため、経路損失を考慮したうえで参照雑音源の雑音温度を差し引き、方向性結合器により加算される T_D を求める。実験室内でのアンテナを接続しない測定にも関わらず、人工電波の影響が確認されたため、尖度による RFI 除去を行った。それでも完全には除去できなかったため、目視で影響のある周波数帯を除去し、直線補完後に移動平均を適用し T_D を算出した。

試験データから算出された雑音温度の周波数分布を受信器初段部の設定温度毎に図 6.13 に示す。測定帯域にわたって、 ± 100 K にもおよぶ変動が確認された。この変動幅は雑音発生器の出荷時 ENR に付与されている誤差よりも遥かに大きい。変動はリップル形状となっていることから、部品間の反射による定在波などの影響による可能性が高いと推測され、アンテナ温度側の経路と雑音発生器側の経路の特性の違いが全て含まれた結果に、雑音発生器の特性が加わったと考えられる。そのため、これは雑音発生器固有の誤差とは考えられないが、アンテナ温度の算出に関しては全ての誤差を雑音発生器の雑音温度に含めて処理することとした。図 6.13 下段の図から、温度制御容器の設定温度が上昇すると雑音温度が増加する傾向が確認される。これは、雑音発生器の温度特性だけでなく、途中の経路損失の影響も温度によって変化することも含んでいると考えられる。周波数分布の変化も若干確認されるものの、顕著ではなかった。

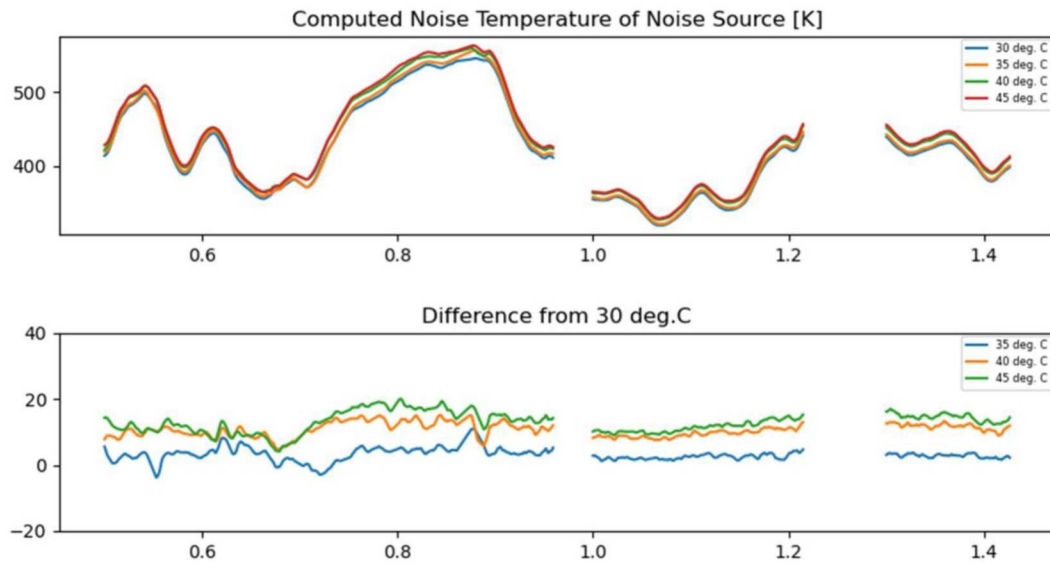


図 6.13 温度制御容器の設定温度毎の雑音発生器雑音温度[K]の周波数分布（上段）と 30℃における分布との差分[K]（下段）.

6.3.2 アンテナ温度と温度分解能

6.3.1 章で算出した雑音発生器の雑音温度を使用して，実験室測定データのアンテナ温度可視化と温度分解能の確認を行った．今後の測定では，温度制御容器の温度を 35℃に設定して行うことを考えているため，35℃における雑音温度を使用した．図 6.14 に，温度制御容器の設定温度が 35℃の時間帯における，液体窒素に挿入した無反射終端器のアンテナ温度を示す．アンテナ温度が液体窒素の温度 77 K となるように雑音発生器の雑音温度を決定したため，当然ではあるが，77 K 付近の値となっている．0.5-1.0 GHz 帯に確認される赤い部分は人工電波であると考えられる．時間帯最後の赤い部分は液体窒素挿入を終えたことによる温度上昇である．但し，図には示していないが，液体窒素挿入時のアンテナ温度は正常に算出された一方で，常温への推移に伴いリップル形状が現れた．アンテナ温度側の経路と雑音発生器側の経路の特性の違いを補正していないことが原因である可能性が高いが，ここではこれ以上の補正は行っていない．

次に，温度分解能の評価を行った．アンテナ温度が一定であるとして，連続する 10 点のデータの標準偏差を温度分解能とした．雑音発生器の雑音温度は，温度制御容器の設定温度が 35℃の時のものを使用している．図 6.15 に温度分解能の時間・周波数分布を示す．上段はアンテナ温度と参照雑音温度の差分に対して，下段は参照雑音温度に対して算出した結果である．そのため，実際の温度分解能

は上段となる。下段では観測時刻中頃から温度分解能の増加が確認される。これは温度制御容器の設定温度を 40°C に設定した時刻に対応しているが、実際のデータを見ると、10 点の測定間の変動が顕著であった。上述した通り、温度分解能は連続する 10 点の標準偏差から算出しているため、変動の影響を受けていると考えられる。上段では、アンテナ温度と参照雑音温度の差分を取ることで利得などの変動の影響が軽減され、温度分解能の変化が小さくなった。無反射終端器の液体窒素挿入時など、アンテナ温度が急激に変化する時間帯では同様の理由により温度分解能は増加しているが、これらを除けば 6 時間弱の測定時間内で温度分解能は安定していると考えられる。温度分解能の値は、温度制御容器の設定温度が 35°C の時間帯では $0.6\text{--}0.7\text{K}$ 程度であり、LNA の雑音指数などから概算した値とほぼ等しくなっている。

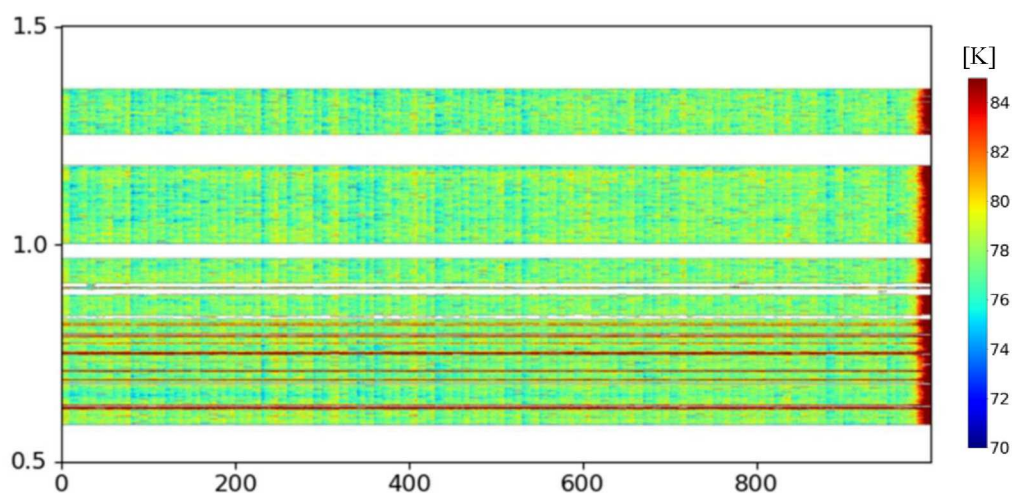


図 6.14 温度制御容器の設定温度 35°C におけるアンテナ温度。縦軸は周波数 [GHz]，横軸はデータ数。

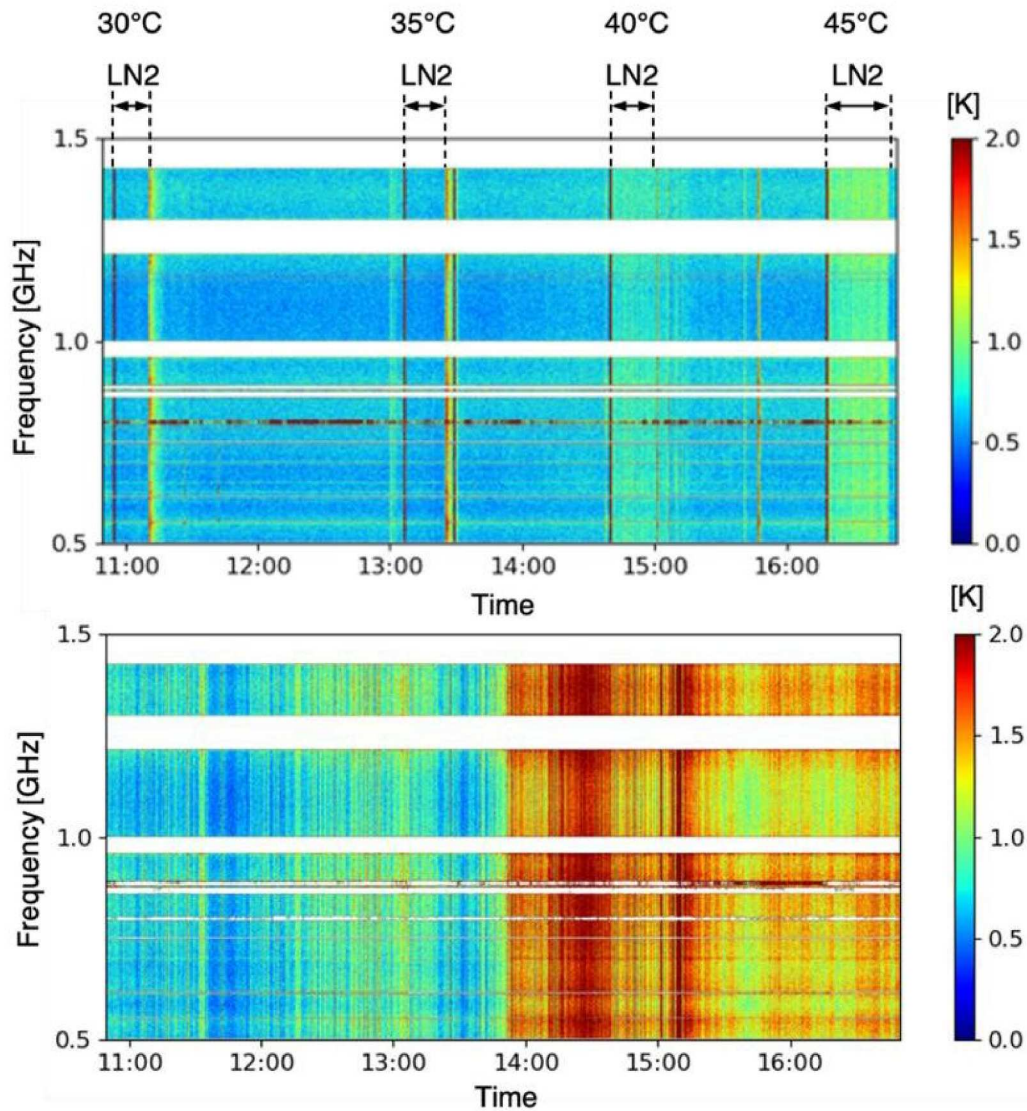


図 6.15 温度分解能の時間・周波数分布. アンテナ温度と参照雑音温度の差分 (上), および参照雑音温度 (下) に対して算出したもの. 縦軸は周波数[GHz], 横軸は時間, カラーバーは温度分解能[K].

6.3.3 アンテナ接続時の補正

6.3.1 章で述べた通り, 広帯域の観測では部品間の反射などの影響が大きいことが分かった. 図 6.13 で示した雑音発生器の雑音温度の周波数分布は, 室内実験室での機器構成, つまりアンテナではなく無反射終端器と同軸ケーブルを接続した時の結果である. よって, 実際にアンテナを同軸ケーブルに接続した際には, 異なるリップル形状が発生すると考えられる. 理想的には, アンテナを接続

した状態で一様な輝度温度を有する対象を測定し、絶対値校正を行う必要がある。具体的には、液体窒素に浸した電波吸収体を使用した測定や宇宙背景放射が支配的である天空測定である。しかしながら、本研究で使用するアンテナサイズの点で液体窒素を利用した方法は困難であると考えられる。また、天空測定においても、人工電波の影響は避けられないことに加え、アンテナのビーム幅が広く天空以外の寄与が影響すると考えられる。今後現実的な方法を考える必要があるが、これは本研究の対象外とする。

6.4 低周波放射計全体システムによる屋外人工電波測定試験

低周波放射計にデジタル処理部を実装し、屋外での人工電波測定試験を行った。

6.4.1 試験構成

2025 年 10 月 9 日に山口きらら博記念公園 (34.008° N, 131.371° E) にて低周波放射計を使用して人工電波測定を実施した。測定は 11 時 59 分から 12 時 20 分まで天頂方向と水平方向 (北西 330 度) に対して行った。

図 6.16 に人工電波測定のセットアップ写真を示す。この測定試験では特定の対象を指向せず、人工電波を収集することが目的であるため、軽量のログペリアンテナ (AARONIAAG 社, HyperLOG4040) を使用した。このログペリアンテナと低周波放射計を同軸ケーブルで接続し、測定データは Ethernet を介して PS から外部 PC へ転送した。解析などの後処理のためのデータ保存は PS から行った。今回測定を行った山口きらら博記念公園では 0.7-0.96 GHz 帯内に割り当てられている携帯無線通信用電波が非常に強力で帯域全体が飽和してしまうため、本屋外測定試験では Mode2 のみでの測定を行った。温度制御容器の設定温度は 35 度に設定し、校正を行い、アンテナ温度を算出した。 FAR_{all} を 1% と設定してしきい値を設定した。なお、6.3.3 章で述べたアンテナ接続時の補正は行わずに測定を実施した。そのため、平坦化処理が機能せず、周波数間比較法を適用することができないので、尖度検出法のみを使用した。表 6.5 に試験条件を示す。

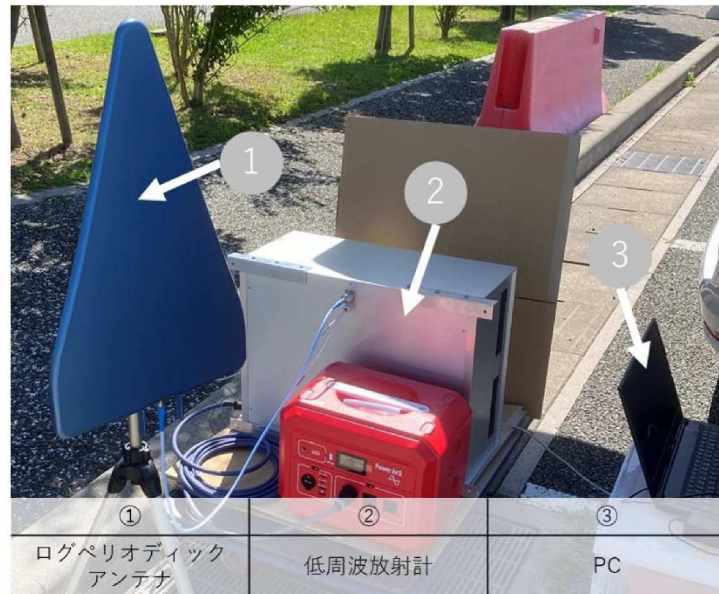


図 6.16 屋外測定試験のセットアップ。写真は天頂方向測定時。

表 6.5 屋外人工電波測定試験の試験条件。

測定場所	山口きらら博記念公園	—
測定日時	2025/10/09 11:59-12:20	—
測定方向	天頂・水平（北西 330 度）	—
受信器部	使用モード	Mode2
	雑音発生器からの雑音温度追加のタイミング	10 回に 1 回
	設定温度	35 °C
デジタル処理部	サンプリング周波数 F_s [GSPS]	4.9152
	デシメーション数 D	4
	1 クロックあたりのデータ数 N_c	4
	帯域幅[GHz]	1.2288
	FFT サイズ	1,024
	窓関数	Blackman
	周波数分解能[MHz]	1.2
	サンプリング時間 T_{SAMP} [ms]	1
	積算時間 T_{INTG} [ms]	500
	使用 RFI 除去手法	尖度検出法
	FAR_{all} [%]	1

6.4.2 結果

図 6.17 に天頂方向測定 of RFI 除去処理結果を示す。図 6.17 (a)において、0.5-0.57 GHz など 10 万 K を超える非常に高いアンテナ温度（濃赤）が観測された。図 6.17 (b)の不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ のスペクトログラムにおいて、0.65 GHz 周辺などで広帯域、1.32 GHz 付近などで狭帯域の正の偏差が確認された（ $\widehat{SK}(l)>0$, 赤色）。これらはパルス波のような断続的に入力される RFI 信号によるものだと考えられる。6.2 章と同様に、0.5-0.7 GHz で確認される正の偏差はそれぞれ地上デジタル放送用および携帯無線通信用による可能性がある。また、発射禁止帯である 1.4 GHz 帯でも一部に正の偏差が確認された（図 6.17 (b)の水色枠）。一方、0.6 GHz 周辺で狭帯域の負の偏差（ $\widehat{SK}(l)<0$, 青色）が確認された。これは連続波タイプの信号であると考えられる。0.5-0.7 GHz 帯は地上デジタル放送（一次業務）に加えて、二次業務として特定ラジオマイクが割り当てられている[6]。特定ラジオマイク（アナログ）は連続波を使用している[78]。地上デジタル放送用電波のホワイトスペースである 0.6 GHz 周辺は特定ラジオマイク（アナログ）に割り当てられており、山口きらら博記念公園では屋外での使用実績が存在する[79]。0.6 GHz 周辺で確認される連続波タイプの RFI 信号は特定ラジオマイク（アナログ）による可能性がある。図 6.17 (c)より検出された RFI 信号は尖度検出法により除去された。しかし、0.5-0.7 GHz で確認された 10 万 K を超える高いアンテナ温度の一部は除去されずに残った（図 6.17 (c)の緑枠）。

図 6.18 に水平方向測定 of RFI 信号除去結果を示す。図 6.18 (a)において、水平方向ではアンテナ温度は天頂方向に比べて全体的に高くなっており、天頂方向と同様に 10 万 K を超える高いアンテナ温度が確認された（濃赤）。図 6.18 (b)の不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$ のスペクトログラムより、ほぼ全域で正の偏差が確認された。同様に発射禁止帯である 1.4 GHz 帯でも多くの時間帯で正の偏差が確認された。（図 6.18 (b)の水色枠）一方、0.64-0.68 GHz では負の偏差が確認され、連続波タイプの RFI 信号だと考えられる。0.5-0.6 GHz に確認される正負の偏差の発生源は天頂方向と同様であると考えられる。図 6.18 (c)より確認された RFI 信号は尖度検出法により除去された。水平方向でも天頂方向と同様に、0.5-0.7 GHz 帯では 10 万 K を超える高いアンテナ温度が一部残っていた（図 6.18 (c)の緑枠）。

両測定方向において、1.4 GHz 帯で除去されている部分の多くは 1.3-1.4 GHz 帯との境界周辺だったことから、1.4 GHz 帯で確認された RFI 信号の大半は 1.3-1.4 GHz 帯に混在した RFI 信号の 1.4 GHz 帯への漏れ込みであると考えられる。

図 6.19 に両測定方向の 0.5-0.7 GHz における拡大図を示す。図 6.19 (a)および

(c)において、濃赤領域が尖度検出法では除去されなかった 10 万 K を超えるアンテナ温度である（図 6.19 の緑枠）。図 6.19 (b)および(d)において、10 万 K を超えるアンテナ温度が除去されていない時間帯では尖度値が 0 付近になっており、その多くが負側に偏っていた。これより、当該時間帯では、信号が継続的に入力されたことでパワー時系列の分布形状変化が小さくなり、尖度検出法では除去されなかった可能性がある。これより、周波数間比較法など別の手法を併用する必要があるが、6.4.1 章で述べた通り、屋外測定試験ではアンテナ接続時の補正を行っていないため、周波数間比較法における平坦化処理の実施は困難であった。図 6.20 に 1 例として 11:59:02 における天頂方向の平坦化処理後の周波数分布を示す。尖度検出法と目視確認の結果からこの時間の 1.4 GHz 帯のデータには顕著な RFI 信号は含まれていないと推定されたが、図 6.20（右）の通り、平坦化処理は全く機能しなかった（図中水色枠）。このことから、周波数間比較法は適用できなかったことが分かる。一方、尖度検出法は放射計システムの周波数特性の影響への依存性が小さかったことから、周波数間比較法に比べて適用しやすく、RFI 除去処理を容易に行えることが分かった。

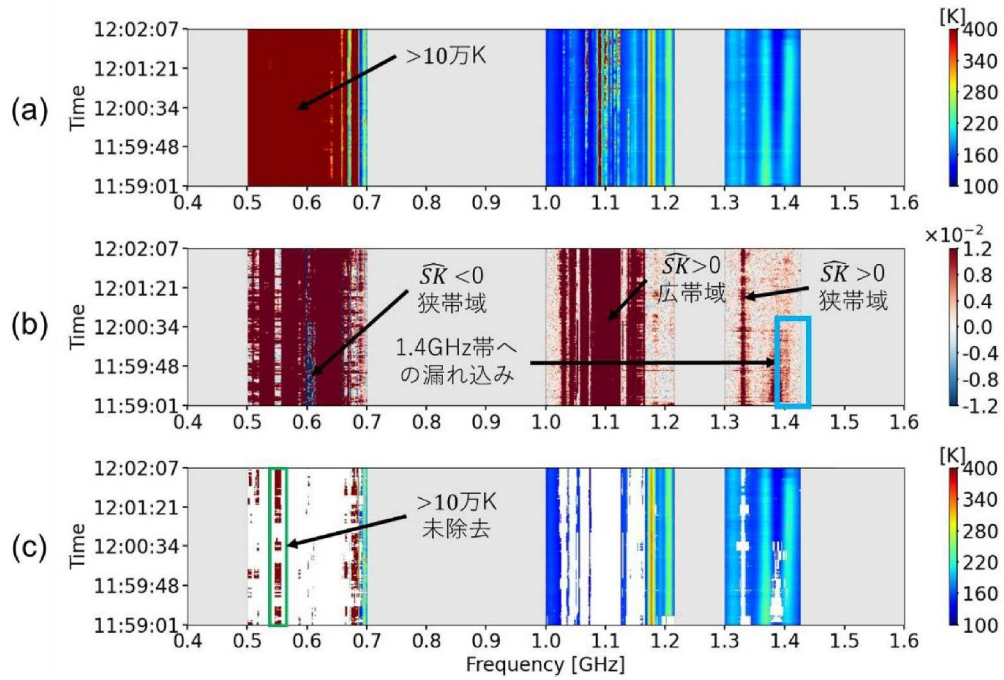


図 6.17 天頂方向の RFI 信号除去結果スペクトログラム. (a) RFI 除去前. (b) 不偏化スペクトル尖度推定値 $\overline{SK}(l)$. (c) RFI 除去後. 横軸は周波数[GHz], 縦軸は時間, カラーバーは (a), (c) はアンテナ温度[K], (b) は尖度値.

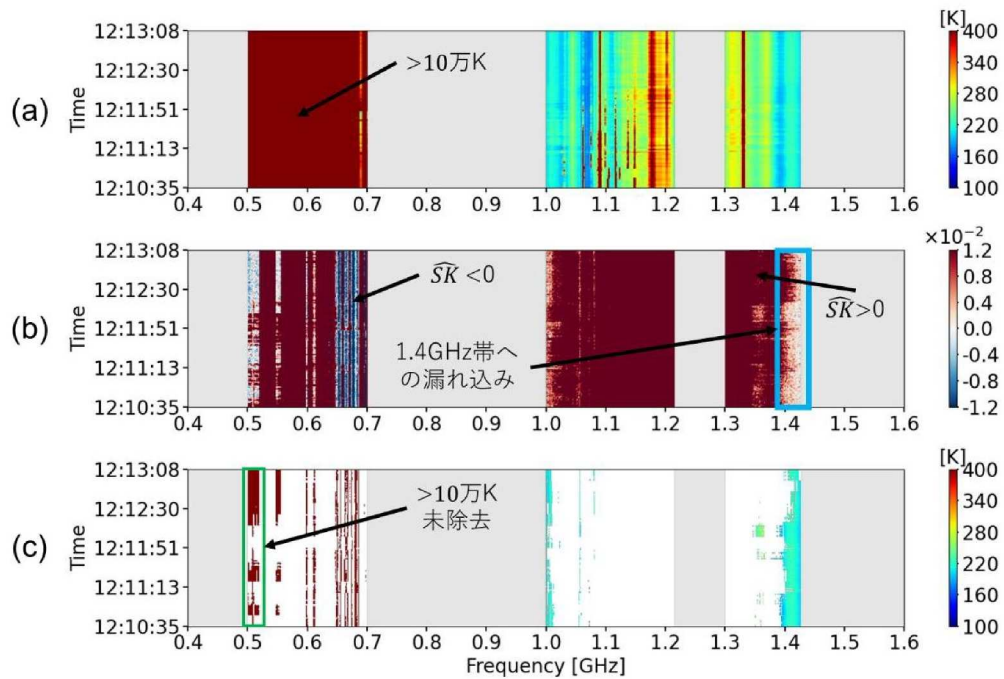


図 6.18 水平方向の RFI 信号除去結果スペクトログラム. 以下, 図 6.17 と同様.

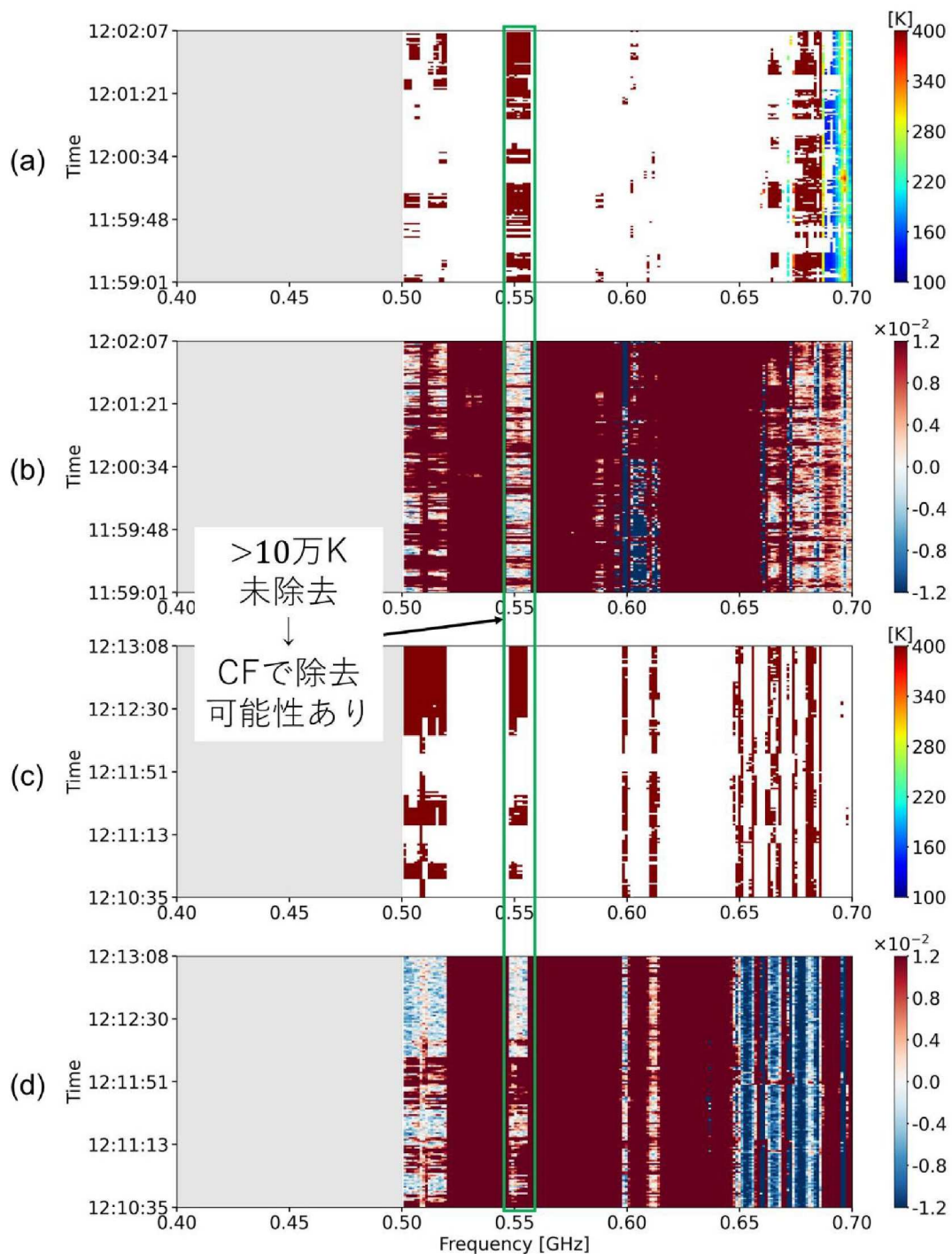


図 6.19 天頂方向と水平方向の 0.5-0.7 GHz における RFI 除去結果スペクトログラム. (a), (b) 天頂方向の RFI 除去後と不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$. (c), (d) 水平方向の RFI 除去後と不偏化スペクトル尖度推定値 $\widehat{SK}(l)$.

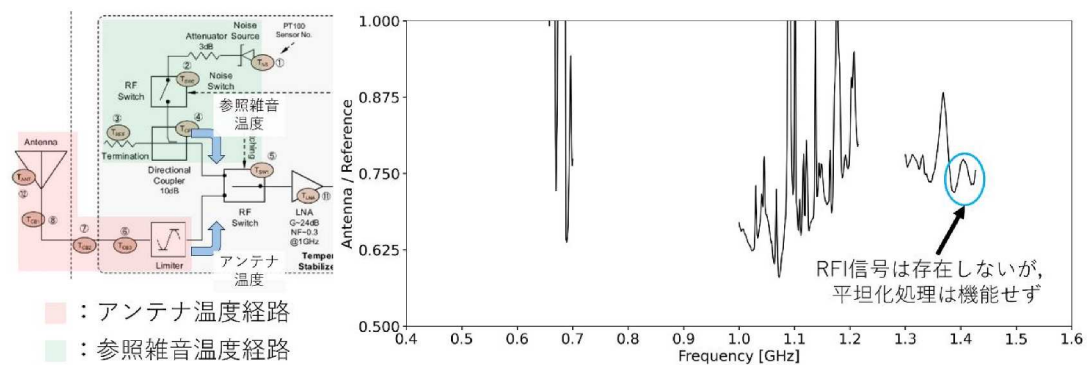


図 6.20 図 4.1 のアンテナ・参照雑音源周辺における拡大図（左図）と天頂方向の平坦化処理後の周波数分布（右図）。右図において、縦軸は平均アンテナ温度スペクトルと平均参照雑音温度スペクトルの比、横軸は周波数[GHz]。

第7章 結言

本研究では、低周波観測の実現を目指して、地上型 0.5-1.5 GHz 帯低周波放射計において RFI 除去機能の要となるデジタル処理部の研究と評価試験を行った。

デジタル処理部の研究には ADC (5 GSPS), DAC (9.85 GSPS), 地上用 FPGA, および CPU を統合した Zynq UltraScale+ RFSoc デバイスを有する RFSoc4x2 ボードを使用した。FPGA 上に FFT 処理, 積算処理, および RFI 除去処理を実装した。RFI 除去手法として、尖度検出法と周波数間比較法を使用した。本研究では、周波数間比較法における新たなしきい値計算法として、パワー比の下位データから母平均値と母標準偏差を切断正規補正により推定し、RFI 判定を行う LPTN 法を提案した。また、FPGA 実装結果からリソース量の観点において、近年登場している、リソース規模が XCZU48DR と同程度の宇宙機用 FPGA に対しては、本研究で実装した機能を大きな変更なく移植できる可能性があることが分かった。

実装完了後、振幅値 A とデューティー比 d が既知のパルス状正弦波により生成した疑似的な RFI 信号を使用してデジタル処理部単体の RFI 除去処理評価を行った。その結果、尖度検出法はデューティー比 d に強く依存し、 $d=0.5$ では理論通り全く機能せず、 $d=0.5$ 付近で検出性能が最も低下した。 $d<0.5$ では高い検出性能を示し、 $d>0.5$ ではデューティー比 d の増加に伴って検出性能は徐々に向上したが、 $d<0.5$ と比較すると検出性能は低かった。一方、周波数間比較法は、本試験条件の場合には、デューティー比 d に依らず、尖度検出法が機能しなかった $d=0.5$ の場合にも機能した。両手法は原理的に独立しているため、検出性能が異なる。これより、両手法は相補的に作用し、デューティー比 d が小さい場合には尖度検出法、デューティー比 d が大きい場合には周波数間比較法を適用することで全体として検出性能が向上した。

研究室内でのデジタル処理部単体での人工電波測定試験では、アンテナと参照雑音源を RF スイッチ経由で直接 ADC に接続して人工電波を測定した。解析の結果、両手法は正常に機能したが、周波数間比較では、ADC 由来と考えられるスプリアス信号やパワー値の小さい RFI 信号は除去できなかった。一方、尖度検出法では周波数間比較法で除去できなかったこれらの信号は除去された。これより、両手法の組み合わせによる検出性能の向上が実測データにおいても確認された。また、実測データを使用して、本研究で提案した LPTN 法を従来のしきい値計算法 (MAD, SE) と比較した。使用したパワー比データでは、RFI 信号が全体の 40 %を占める条件であったが、LPTN 法は RFI 信号の影響を受けにくく、しきい値を最も正確に設定できた。SE は RFI 信号でないと考えられるパワー比の小さい信号も含めてほぼ全ての信号を除去していた。除去率は、LPTN

法は 34 %, MAD は 22.6 %であり, LPTN 法の従来しきい値計算法に対する優位性が確認された。

低周波放射計全体システムによる屋外人工電波測定試験では, 天頂方向と水平方向 (北西 330 度) の 2 方向において Mode2 で測定したデータに対して校正を行い, アンテナ温度を算出した。RFI 除去手法は尖度検出法のみを使用した。解析の結果, 両方向において, 特に 0.5-0.7 GHz では, ほぼ全域において, アンテナ温度が 10 万 K を超え, 尖度値 $|\widehat{SK}|$ は 0 より大きかった。1.4 GHz 帯においても隣接周波数帯からの漏れ込みが示唆された。尖度検出法は多くの RFI 信号を検出できた一方で, 0.5-0.7 GHz 内の高アンテナ温度の信号は一部除去されなかった。周波数間比較法など別の手法と組み合わせることで除去できる可能性があるが, 今回の屋外測定ではアンテナの接続時の補正をしていないため, 平坦化処理をしても全く平坦にならず周波数間比較法は適用できなかった。しかしながら, 尖度検出法ではこの条件下でも RFI 信号を検出できたことから, 尖度検出法は有効に機能することが分かった。

以上の通り, 本研究では低周波放射計のデジタル処理部の構築と性能評価を行い, 実データに対する良好な RFI 除去性能を確認するとともに, 周波数間比較法の新たなしきい値設定法の優位性を確認した。本研究の成果は, 人工衛星による低周波観測の実現に加え, RFI 対策の観点から日本のマイクロ波放射計の将来計画にも貢献できると考えられる。

参考文献

- [1] 長幸平, 直木和弘, “地球温暖化の現状と衛星による海氷観測の重要性”, 画像電子学会誌, vol. 51, pp. 218-225, 2022.
- [2] F. Fetterer, “The Global Digital Sea Ice Data Bank at NSIDC 1986-2005,” *National Snow and Ice Data*, 2022.
- [3] 直木和弘, 中山雅茂, 谷川朋範, 長幸平, 海氷の厚さと3周波数帯のマイクロ波輝度温度の関係. 雪氷研究大会 (2020.11.16 – 18). オンライン.
- [4] J. T. Johnson, K. C. Jezek, G. Macelloni M. Brogioni et al., “Microwave Radiometry at Frequencies From 500 to 1400MHz: An Emerging Technology for Earth Observations,” *IEEE J. Sel. Topics Earth Observ. Remote Sens.*, vol. 14, pp. 4894-4914, 2021.
- [5] G. Macelloni, M. Brogioni, M. Ledec-Leballeur, F. Montomoli, A. Bartsch and A. Mialon et al., “Cryorad: A low frequency wideband radiometer mission for the study of the cryosphere,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 1998-2000, 2018.
- [6] 総務省, “電波利用ポータル”, 参照日 : 2025-10-29, <https://www.tele.soumu.go.jp/>.
- [7] 今岡啓治他, GCOM-W1 搭載 AMSR2 とプロダクトの概要, 写真測量とリモートセンシング, vol. 52, pp. 182-190, 2013.
- [8] S. W. Ellingson and J. T. Johnson, “A Polarimetric Survey of Radio-Frequency Interference in C-Band and X-Band in the Continental United States Using WindSat Radiometry,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 44, pp. 540-548, 2006.
- [9] H. Rajabi and M. Aksoy, “Characteristics of the L-Band Radio Frequency Interference Environment Based on SMAP Radiometer,” *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, vol. 16, pp. 1736-1740, 2019.
- [10] M. Aksoy, J. T. Johnson, S. Misra, A. Colliander and I. O’Dwyer, “L-Band Radio-Frequency Interference Observations During the SMAP Validation Experiment 2012,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 54, pp. 1323-1335, 2016.
- [11] J. R. Piepmeier, J. T. Johnson, P. N. Mohammed, D. Bradley et al., “Radio-Frequency Interference Mitigation for the Soil Moisture Active Passive Microwave Radiometer,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 52, pp. 761-775, 2014.
- [12] F. Bonjean, J. Boutin, J-L. Vergely, P. Richaume and R. Sabia, “Recovery of SMOS Salinity Variability in RFI-Contaminated Regions,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 62, 5301619, 2024.
- [13] A. Bringer, J. T. Johnson, P. N. Mohammed, S. Misra and D. Le Vine, “Monitoring

- the L-Band RFI Environment Tracking RFI Sources Observed by SMAP, “in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 4240-4243, 2022.
- [14] P. de Matthaeis, P. Mohammed, D. M. Le Vine, A. Bringer and J. Higgins, “Radio Frequency Interference (RFI) at L-Band Update on the SMAP RFI Team Efforts to Reduce Its Global Impact,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 746-748, 2022.
- [15] A. Bringer, J. T. Johnson, P. N. Mohammed and J. R. Piepmeier, “Performance of SMAP Radiometer RFI Detection Algorithms and Analysis of Residual RFI Sources,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 1243-1246, 2017.
- [16] Y. Soldo, D. M. Le Vine, A. Bringer, P. de Matthaeis et al., “Location of Radio-Frequency Interference Sources Using the SMAP L-Band Radiometer,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 56, pp. 6854-6866, 2018.
- [17] E. Daganzo-Eusebio, R. Oliva, Y. H. Kerr, S. Nieto, P. Richaume and S. M. Mecklenburg, “SMOS Radiometer in the 1400-1427-MHz Passive Band: Impact of the RFI Environment and Approach to Its Mitigation and Cancellation,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 51, pp. 4999-5007, 2013.
- [18] H. Park, V. Gonzalez-Gambau, A. Camps and M. Vall-llossera, “Improved MUSIC-Based SMOS RFI Source Detection and Geolocation Algorithms,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 54, pp. 1311-1322, 2015.
- [19] J. Querol, A. Perez, and A. Camps, “A Review of RFI Mitigation Techniques in Microwave Radiometry,” *Remote Sens.*, vol. 11, 3042, 2019.
- [20] J. M. Tarongi and A. Camps, “Normality Analysis for RFI Detection in Microwave Radiometry,” *Remote Sens.*, vol. 2, pp. 191-210, 2010.
- [21] P. N. Mohammed, M. Aksoy, J. P. Piepmeier, J. T. Johnson and A. Bringer, “SMAP L-Band Microwave Radiometer: RFI Mitigation Prelaunch Analysis and First Year On-Orbit Observations,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 54, pp. 6035-6047, 2016.
- [22] J. T. Johnson, C. Ball, C-C. Chen, C. McKelvey et al., “Real-Time Detection and Filtering of Radio Frequency Interference Onboard a Spaceborne Microwave Radiometer: The CubeRRT Mission,” *IEEE J. Sel. Topics Earth Observ. Remote Sens.*, vol. 13, pp. 1610-1624, 2020.
- [23] M. J. Andrews, J. T. Johnson, K. C. Jezek, H. Li, A. Bringer and C-C. Chen et al., “The Ultrawideband Software-Defined Microwave Radiometer: Instrument Description and Initial Campaign Results,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 56, pp. 5923-5935, 2018.
- [24] S. Misra, J. Kocz, R. Jarnot, S. T. Brown et al., “Development of On-Board Wide-

- Band Processor for Radio Frequency Interference Detection and Filtering,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 57, pp. 3191-3203, 2019.
- [25] J. Lahtinen, S. S. Kristensen, A. Kovanen, and K. Lehtinen et al., “Real-Time RFI Processor for Future Spaceborne Microwave Radiometer,” *IEEE J. Sel. Topics Earth Observ. Remote Sens.*, vol. 12, pp. 1658-1669, 2019.
- [26] B. Guner, J. T. Johnson and N. Niamsuwan, “Time and Frequency Blanking for Radio-Frequency Interference Mitigation in Microwave Radiometer,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 45, pp. 3672-3679, 2007.
- [27] N. Niamsuwan, J. T. Johnson and S. W. Ellingson, “Examination of a simple pulse blanking technique for RFI mitigation,” *Radio Science*, vol. 40, pp. 1-11, 2005.
- [28] A. Perez-Portero et al., “Development of a Dynamically Re-Configurable Radio-Frequency Interference Detection System for L-Band Microwave Radiometers,” *Sensors*, vol. 24, 4034, 2024.
- [29] F. T. Ulaby and D. G. Long, “Microwave Radar and Radiometric Remote Sensing”, *University of Michigan Press*, p. 922, 2014.
- [30] 古濱洋治, 岡本謙一, 増子治信, 人工衛星によるマイクロ波リモートセンシング, 電子通信学会, p. 266, 1986.
- [31] 中島考, 沖理子, ”気象と気候研究で利用される衛星搭載可視赤外イメージャとマイクロ波センサ”, 日本気象学会, 2007.
- [32] 可知美佐子, ”第 27 回マイクロ波放射計の観測データとその利用”, *J. Remote Sens. Society Japan*, vol. 38, pp. 466-469.
- [33] 青梨和正, 柴田彰, 上田博, ”高性能マイクロ波放射計 AMSR について—ADEOS-2 研究募集に関連して—”, 日本気象学会, 1995.
- [34] 江淵直人, 可知美佐子, 笠原希仁, ”AMSR シリーズによる全球水循環の観測”, *J. Remote Sens. Society Japan*, vol. 41, pp. 267-269.
- [35] 高重正明, 物質構造と誘電体入門, 裳華房, p. 218, 2003.
- [36] L. A. Klein and C. T. Swift, “An Improved Model for the Dielectric Constant of Sea Water at Microwave Frequencies,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 25, pp. 104-111, 1977.
- [37] O. Demir et al., “Studies of Sea-Ice Thickness and Salinity Retrieval Using 0.5-2.0 GHz Microwave Radiometry,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 60, pp. 1-12, 2022.
- [38] X. Tian-Kunze et al., “SMOS-derived thin sea ice thickness: algorithm baseline, product specifications and initial verification,” *The Cryosphere*, vol. 8, pp. 997-1018, 2014.
- [39] S. Sandven et al., “Sea Ice Remote Sensing-Recent Developments in Methods and

- Climate Data Sets,” *Surveys in Geophysics*, vol. 44, pp. 1653-1689, 2023.
- [40] K. Tateyama et al., “Standardization of electromagnetic-induction measurements of sea-ice thickness in polar and subpolar seas,” *Annals of Glaciology*, vol. 44, pp.240-246, 2006.
- [41] S. Kacimi and R. Kwok, “Two Decades of Arctic Sea-Ice Thickness from Satellite Altimeters: Retrieval Approaches and Record of Changes (2003-2023),” *Remote Sens.*, vol. 16, 2983, 2024.
- [42] H. Sallila et al., “Assessment of Contemporary Satellite Sea Ice Thickness Products for Arctic Sea Ice,” *The Cryosphere Discuss.*, pp. 1-44, 2018.
- [43] R. Ricker et al., “A Weekly Arctic Sea-Ice Thickness Data Record from Merged CryoSat-2 and SMOS Satellite Data,” *The Cryosphere*, vol. 11, pp. 1607-1623, 2017.
- [44] R. D. De Roo, S. Misra and C. S. Ruf, “Sensitivity of the kurtosis statistics as a detector of pulsed sinusoidal RFI,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 45, no. 7, pp. 1938-1946, 2007.
- [45] S. Misra and C. Ruf, “Comparison of Pulsed Sinusoid Radio Frequency Interference Detection Algorithms Using Time and Frequency Sub-Sampling,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 153-156, 2008.
- [46] J. T. Johnson and L. C. Potter, “Performance Study of Algorithms for Detecting Pulsed Sinusoidal Interference in Microwave Radiometry,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 47, pp. 628-636, 2009.
- [47] 総務省, ”ワイド FM”, 放送政策の推進, 参照日 : 2025-10-30,
https://www.soumu.go.jp/menu_seisaku/ictseisaku/housou_suishin/fm-seibi.html.
- [48] 毛塚敦, 斎藤真二, 長谷川務, 高島宗彦, 関尾友啓, ”GNSS 代替としてのマルチ DME 測位の国内適用評価”, 第 25 回電子航法研究所研究発表会講演概要, pp. 19-22, 2025
- [49] S. Misra, P. N. Mohammed, B. Guner, C. S. Ruf, J. R. Piepmeier and J. T. Johnson, “Microwave Radiometer Radio-Frequency Interference Detection Algorithms: A Comparative Study,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 47, pp. 3742-3754, 2009.
- [50] B. Guner N. Niamsuwan and J. T. Johnson, “Performance Study of a Cross-Frequency Detection Algorithm for Pulsed Sinusoidal RFI in Microwave Radiometry,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 48, pp. 2899-2908, 2010.
- [51] S. Misra, C. Ruf and R. Kroodsma, “Detectability of Radio Frequency Interference due to Spread Spectrum Communication Signals using the Kurtosis Algorithm,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 335-338, 2008.
- [52] S. Misra and C. Ruf, “Inversion Algorithm for Estimating Radio Frequency

- Interference Characteristics Based on Kurtosis Measurements,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 162-165, 2009.
- [53] R. D. De Roo and S. Misra, “A Demonstration of the Effects of Digitization on the Calculation of Kurtosis for the Detection of RFI in Microwave Radiometer,” *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 46, pp. 3129-3136, 2008.
- [54] G. M. Nita, D. E. Gray and Z. Liu, “Radio Frequency Interference Excision Using Spectral-Domain Statistics,” *Astronomical Society of the Pacific*, vol. 119, pp. 805-827, 2007.
- [55] P. N. Mohammed and J. R. Piepmeier, “Microwave Radiometer RFI Detection Using Deep Learning,” *IEEE J. Sel. Topics Earth Observ. Remote Sens.*, vol. 14, pp. 6398-6405, 2021.
- [56] A. M. Alam, M. Kurum and A. C. Gurbuz, “High-Resolution Radio Frequency Interference Detection in Microwave Radiometry Using Deep Learning,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 6779-6782, 2023.
- [57] A. M. Alam, A. C. Gurbuz and M. Kurum, “SMAP Radiometer RFI Prediction with Deep Learning Using Antenna Counts,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 8016-8019, 2022.
- [58] M. Aksoy and I. M. Nazar, “A Multi-Dimensional Radio Frequency Interference Detection Algorithm for Microwave Radiometer,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 5278-5281, 2022.
- [59] I. M. Nazar, M. Aksoy, “Radio Frequency Interference Detection in Passive Microwave Remote Sensing Using One-Class Support Vector Machines,” *IEEE J. Sel. Topics Earth Observ. Remote Sens.*, vol. 16, pp. 6682-6692, 2023.
- [60] J. R. Piepmeier and F. A. Pellerano, “Mitigation of Terrestrial Radar Interference in L-Band Spaceborne Microwave Radiometers,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*, pp. 2292-2296, 2006.
- [61] M. Schwank, A. Wiesmann, C. Werner, C. Mätzler, D. Weber, A. Murk, I. Völksch, and U. Wegmüller, “ELBARA II, an L-band Radiometer System for Soil Moisture Research,” *Sensors*, 10, 584-612, 2010.
- [62] D. Le Vine and N. Skou, “Microwave Radiometer Systems, Design and Analysis,” *Artech House*, p. 250, 2006.
- [63] R. Dicke, “The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies,” *Rev. Sci. Instr.*, vol. 17, p. 268-279, 1946.
- [64] M. Ogut, S. Misra, X. Bosch-Lluis, C. Felten, I. Ramos-Perez, B. Latham, T. Lee, S. Yueh, and S. Brown, “The Calibration and Stability Analysis of the JPL Ultra-Wide P/L-Band Radiometer,” in *Proc. IEEE Int. Geosci. Remote Sens. Symp. (IGARSS)*,

- pp. 8897-8900, 2019.
- [65] M. Andrews, J. Johnson, K. Jezek, A. Bringer, M. Brogioni, G. Macelloni, and M. Leduc-Leballeur, "P-band radiometry: RFI and calibration for UWBRAD," *Proc. IGARSS 2020*, pp. 6434-6437, 2022.
- [66] AMD, "Zynq UltraScale+ RFSoc Data Sheet: Overview," 参照日 : 2025-10-30, <https://docs.amd.com/v/u/en-US/ds889-zynq-usp-rfsoc-overview>.
- [67] 蓑谷 千鳳彦, "統計分布ハンドブック", 朝倉書店, p. 709, 2003.
- [68] V. Vrabie, P. Granjon and C. Serviere, "Spectral Kurtosis: from definition to application," HAL, 2006.
- [69] 永田 靖, 吉田 道弘, 統計的多重比較法の基礎, サイエンティスト社, p. 182, 1997.
- [70] eoPortal, "IPEX (intelligent Payload Experiment)," *Satellite Missions Catalogue*, 参照日 : 2025/11/04, <https://www.eoportal.org/satellite-missions/ipex>.
- [71] AMD, "Radiation Tolerant Kintex UltraScale XQRKU060 FPGA Data Sheet," 参照日 : 2025/10/30, https://docs.amd.com/api/khub/documents/Jqgzy5jBqq95uRdHWFZE_w/content.
- [72] AMD, "Radiation-Hardened, Space-Grade Virtex-5QV Family Data Sheet: Overview," 参照日 : 2025/10/30, https://docs.amd.com/api/khub/documents/s_felebClzEDzDbe6jD1wA/content.
- [73] AMD, "Radiation Tolerant Versal AI Core Series Data Sheet," 参照日 : 2025/12/25, <https://docs.amd.com/r/en-US/ds946-xqr-versal-ai-core/XQRVC1902-1MSBVSRA2197-Features>.
- [74] F. J. Harris, "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform," *Proc. of the IEEE*, vol. 66, pp. 51-83, 1978.
- [75] M. Haque, Y. Sugiura and T. Shimamura, "Spectrum Sensing Based on Higher Order Statistics for OFDM Systems over Multipath Fading Channels in Cognitive Radio," *Journal of Signal Processing*, pp. 257-266, 2019.
- [76] J. Klooster and B. Nielsen, "On (in) Consistency of M-estimators under Contamination," *arXiv*, 2025.
- [77] G. Maschwitz, U. Löhnert, S. Crewell, T. Rose, and D. Turner, "Investigation of Ground-Based Microwave Radiometer Calibration Techniques at 530 hPa," *Atmos. Meas. Tech. Discuss.*, 6, pp. 989-1P032, 2013.
- [78] 濱住啓之, 五味貞博, "特定ラジオマイクの伝送方式", *映像情報メディア学会誌*, vol. 69, pp. 412-415, 2015.
- [79] 総務省, "[アナログ特定ラジオマイク] ホワイトスペースチャンネルリス

ト”，総務省電子利用ポータル，参照日：2025-10-29，
<https://www.tele.soumu.go.jp/resource/j/material/radio/analog.pdf>.

謝辞

本研究を行うにあたり，指導教員である山口大学大学研究推進機構 今岡啓治教授には本研究に関して多大なるご指導とご助言を頂きました。本研究を通して，機械工学系の研究室にも関わらず，FPGA という全くの他分野の技術に挑戦することができました。また，新銀秀徳准教授と小河原加久治教授には私が計測情報工学研究室に移籍してきた当初からゼミをはじめ，様々な場面で長い間ご指導いただきました。今岡啓治教授，新銀秀徳准教授，ならびに小河原加久治教授（現：広島工業大学）に心より感謝申し上げます。

また，ご多忙の中，本学位論文審査の副査としてご指導・ご助言を賜りました望月信介教授，大澤高浩教授，井田悠太准教授に厚く御礼申し上げます。

計測情報工学研究室の後輩の皆様にはゼミや研究を通して大変お世話になりました。心より感謝申し上げます。

低周波放射計の受信器部加工，および架台部の設計・製作につきまして，機械工作工房の皆様にご多大のお世話になりました。

本研究の実施にあたり JSPS 科研費 JP22H03724 と JP23K24978 の助成を受けました。また，使用した測定器の一部は地球観測研究公募の下で宇宙航空研究開発機構から貸与していただきました。

最後に大学まで学ぶ機会を与え，常に支えてくれた両親に感謝の意を込めて博士論文の終わりとさせていただきます。