

令和4年度 修士論文

XRISM 衛星搭載極低温検出器における
電磁干渉の影響評価と低減

東京大学大学院 理学系研究科天文学専攻
宇宙航空研究開発機構 宇宙科学研究所
海老沢研究室

学籍番号 35-216120

博士前期課程 2年

栗原 明稀

kurihara@ac.jaxa.jp

2023年4月4日

本文書から非公開情報を削除するため、一部の図表を表示していません。

Abstract

極低温検出器はサブケルビンオーダーの極低温下で動作する熱検出器である。光子に対して非常に高い感度が実現できるため、天文学分野で盛んに研究が進んでおり、今後の多くの天文観測装置で採用の計画がある。しかし、その性能を引き出すには、安定した低雑音環境が必要である。主要な雑音源の一つに検出器外部からの電磁干渉が知られており、これまでの天文観測装置でも性能の劣化が報告されている。しかし、電磁干渉設計についての方法論は、標準化が進んでいる衛星設計分野でも、未確立である。

2023年打ち上げ予定のX線撮像分光衛星XRISMには、X線マイクロカロリメトリをベースとした極低温分光装置 *Resolve* が搭載される。50 mK 下で動作し、その設計は短命に終わってしまったX線天文衛星ASTRO-Hに搭載された軟X線分光装置SXSを踏襲している。SXSが実現したX線帯域での革新的な分光能力（軌道上で $\Delta E_{\text{FWHM}} \sim 5 \text{ eV} @ 6 \text{ keV}$ ）を引き継ぎ、新たなサイエンスを切り拓くことが期待される。

このSXSにおいても、衛星バス系から検出器への電磁干渉が見られた。しかし、そのメカニズムの理解は確立せず、また一部は軌道上での評価に委ねられていた。これらの課題はSXSの後継機たる *Resolve* に引き継がれた。これに取り組むのが本論文である。以下の3つの課題（図1）を設定する。

1. 衛星姿勢制御系由来の低周波磁場干渉
2. 衛星通信系由来の高周波電磁場干渉
3. 衛星電源系由来の伝導性干渉

それぞれの課題に対して、衛星バス部と装置ミッション部間の電磁的インターフェースを定義した上で、サブシステム（装置ミッション部）レベル、システム（衛星バス部 + 装置ミッション部）レベルの試験を実施し、電磁シミュレーションを行って、end-to-endの定量的評価を行った。これにより、衛星電磁干渉による *Resolve* 検出器の観測性能劣化のリスクを打ち上げ前に十分低減することができた。各課題で得た具体的成果は以下の通りである。

(1) 姿勢制御系由来の低周波磁場干渉について。SXSでは、衛星姿勢アクチュエータの一つである磁気トルカ(MTQ)のパルス幅変調駆動周波数 127 Hz 及びその高調波が検出器の線ノイズとして顕著に現れ、分光性能を劣化させていたものの、そのメカニズムは理解されていなかった。そこで、巨大ソレノイドであるMTQが作る磁場がミッション系とカップルするという仮定のもと調査した。サブシステム試験では、ASTRO-H衛星MTQの予備品を条件を変えて駆動し検出器の応答を調べたところ、SXSと同じく、127 Hz およびその高調波に線ノイズが観測された。更に、MTQと検出器の距離を変更することで、磁場寄与成分が大半であることがわかった。磁場シミュレーションの結果もこれを支持する。システム試験ではMTQ3軸のノイズ寄与についてSXSと定性的に整合する結果が得られた。得られた結果を元に、結合のメカニズムを推定した。更に、軌道上のノミナル運用を模擬した試験を行って、観測性能の劣化はSXSと同程度以下であることがわかった。また、MTQ駆動条件に応じた観測性能劣化をシミュレートするモデルも作成し、軌道上での変化にも対応できるように準備した。

(2) 通信系由来の高周波電磁場干渉について。 *Resolve* の極低温検出器が格納されている真空槽(Dewar)の上部にはゲートバルブという金属蓋がある。地上では真空を保つために閉じているが、軌道上で本格観測が始まると開かれ、Faraday ケージが破れる。このときに衛星通信系の用いる高周波電波が検出器に与える影響を評価した。これは本格運用開始前に終了したSXSで未評価の課題である。通信系アンテナからの検出器までの光路を、ゲートバルブ上をインターフェースとして2つに分け、前半を電磁界シミュレーション、後半を試験で評価した。シミュレーションでは、スーパーコンピュータ富岳と衛星詳細CADモデルを用いて、Maxwell 方程式の数値計算をし、軌道上運用でインターフェース点に作られる電場強度の最悪ケースを見積もった。試験では、その見積もり値より十分強い電波をインターフェースからDewar内部へ入射した。検出器で有意な応答はみられなかったことから、通信系由来の高周波電磁場干渉による観測性能の劣化は無視してよいと結論付けた。

(3) 電源系由来の伝導性干渉について。XRISM衛星には様々な電力消費機器があり、それらが1つのバス電源を

極低温検出器 と 電磁干渉 (S.1)

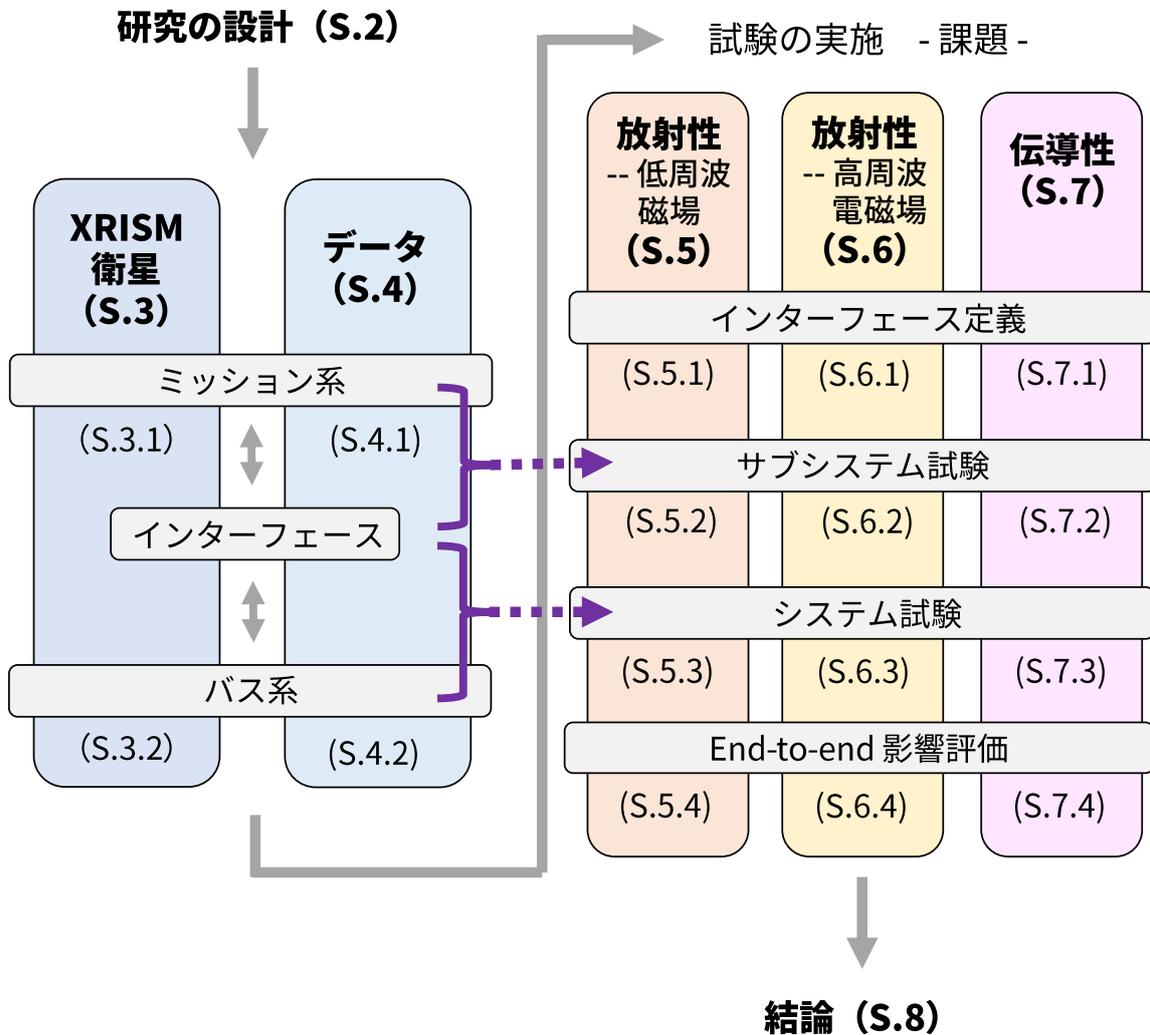


図 1. 本修論の構成 The contents and structure of this thesis

共有する。従って、各機器から発生する電磁雑音がバス給電を通して *Resolve* 装置へと侵入する。この伝導性干渉を評価した。まず、衛星と装置間のインターフェースレベルを設定し、サブシステム試験では人工的な正弦波ゆらぎを持つバス電圧を給電することで、検出器の応答を測定した。また、システム試験では、様々な衛星運用条件で、インターフェース点におけるノイズレベルや検出器の出力を測定した。これにより、end-to-end 評価を行って、定常運用の範囲内で伝導性干渉による観測性能の変化はほぼ見られないことを示した。

Abstract

A cryogenic detector is a thermal detector that operates at sub-Kelvin temperatures. With its high sensitivity, there are many plans to adopt it in astronomical instruments. In order to achieve optimal performance, stable and low noise levels are required. One of the major noise risks is electromagnetic interference (EMI) from other equipment, which has caused performance degradation in previous astronomical instruments. However, the methodology for EMI control design has not yet been consolidated in contrast to other satellite design methods such as in thermal and structural design.

The X-ray imaging spectroscopy satellite mission (XRISM), scheduled for launch in 2023, will be equipped with an X-ray microcalorimetry-based cryogenic spectrometer, *Resolve*. The *Resolve* detector operates at 50 mK and has an almost identical design to the soft X-ray spectrometer (SXS) on the short-lived X-ray astronomy satellite ASTRO-H. *Resolve* is highly promising to open up new frontiers in science by inheriting the innovative spectroscopic capability in the X-ray band ($\Delta E_{\text{FWHM}} \sim 5 \text{ eV@6 keV}$ on orbit) achieved by SXS.

SXS suffered from EMI originating from the satellite bus system. The exact coupling mechanism could not be fully determined during ground testing, and part of the evaluation was left to be performed in-orbit. This paper addresses this problem passed down to the successor *Resolve*. Specifically, we evaluated the impact of the following three EMI risks.

1. Low-frequency magnetic EMI from the attitude orbit control system of the satellite
2. Radio-frequency EMI from the satellite communication system
3. Conductive EMI from the satellite power supply system

For each, defining the electromagnetic interface between the satellite bus part (the interferer) and the mission equipment part (*Resolve*), we conducted ground tests at the subsystem level (with the mission part) and system level (with the satellite bus + the mission part). In addition, we took advantage of electromagnetic simulations to achieve an end-to-end quantitative evaluation as well as illustrate the physical interpretation of the phenomena. Overall, the risk of performance degradation of the *Resolve* detector due to satellite EMI was sufficiently reduced prior to launch. Summaries of the results obtained for each are as follows.

(1) Low-frequency magnetic EMI: Magnetic torquers (MTQs), one of the satellite attitude actuators, are driven with 127 Hz pulse-width modulation. In SXS, the line noises detected at the driving frequency and its harmonics caused the degradation of spectral resolution, though the coupling nature was not well understood. Therefore, under the assumption that the magnetic field created by the MTQs caused this degradation, we tested the possible coupling between the MTQs and *Resolve*. In the subsystem level test, we drove a spare MTQ from ASTRO-H under different configurations and examined the detector response. The line noise was observed at 127 Hz and its harmonics similar to SXS. Furthermore, by changing the distance between the MTQ and the detector, we found that the magnetic field from the MTQ accounts for a large part of the line noises. The magnetic field simulation calculations also support this result. In the system level test, we measured the noise contribution in all three MTQ axes and found the results are qualitatively consistent with what was observed in SXS. Based on the results obtained, we speculated the coupling mechanism. Moreover, we executed test runs of in-orbit operations and confirmed the degradation of energy resolution was less than that of SXS. We also developed a tool to calculate the degradation at a given MTQ operating condition as a preparation for the unexpected aggravation in orbit.

(2) Radio-frequency (RF) EMI: There is a metal lid called a gate valve on the top of the vacuum chamber (dewar) in which the *Resolve* detector is housed. The gate valve remains closed on the ground to maintain vacuum and the dewar works as a Faraday cage. However, once it is opened for scientific observation in orbit and the cage is broken, RF signals from the satellite communication system can potentially jeopardize the *Resolve* detector. This RF EMI has not yet been investigated in SXS, so we arranged and executed a new evaluation test. The potential optical coupling path from the communication antennas to the detector was divided into two parts with the interface at the gate valve: the first half was evaluated by electromagnetic simulation whereas the second half by measurement. In the simulation, we solved the Maxwell equations numerically to calculate the worst-case electric field strength at the interface due to the communication antennas. The simulation model includes satellite structures taken from a detailed satellite CAD model and the results were calculated using the supercomputer Fugaku. In the measurement, radio signals sufficiently stronger than the simulated value were injected from the interface into the interior of the dewar. No significant response was observed at the detector, and we concluded that the performance degradation due to RF EMI from the satellite communication system can be negligible.

(3) Conductive EMI from the power supply system: XRISM satellite has various power-consuming devices that share a single bus power supply. Thus, the electromagnetic noise generated by each device can propagate to one another through the bus power supply. We investigated this conductive EMI with *Resolve*. The interface for conductive EMI testing and the requirement noise level there were set accordingly to the mission criteria. In the subsystem level test, we injected artificial sinusoidal fluctuations of the bus voltage from the interface and obtained the detector response. In the system level test, we measured the noise level at the interface and detector outputs under various satellite operating conditions. End-to-end evaluations based on the tests conclude that there is no change in the observation performance due to conductive EMI under nominal operation conditions.

目次

第 1 章	極低温検出器と電磁干渉	18
1.1	極低温検出器	19
1.1.1	極低温検出器	19
1.1.2	X 線マイクロカロリメータ	19
1.2	電磁干渉	24
1.2.1	電磁干渉とは	24
1.2.2	極低温検出器における電磁干渉の実例	25
第 2 章	研究の設計	31
2.1	目的	32
2.2	課題	35
2.2.1	放射性干渉 — 低周波磁場	35
2.2.2	放射性干渉 — 高周波電磁場	36
2.2.3	伝導性干渉	36
2.3	構成	37
第 3 章	装置	38
3.1	ミッション系 (<i>Resolve</i> 装置)	39
3.1.1	検出器	39
3.1.2	クライオスタット	40
3.1.3	冷却系	41
3.1.4	信号処理系	42
3.1.5	電源系	46
3.1.6	光学系	47
3.2	バス系 (XRISM 衛星)	50
3.2.1	XRISM 衛星	50
3.2.2	電源系	52
3.2.3	姿勢制御系	52
3.2.4	通信系	53
第 4 章	データ	57
4.1	ミッション系 (<i>Resolve</i> 装置)	58
4.1.1	HK データ	58
4.1.2	ノイズデータ	58

4.1.3	イベントデータ	60
4.2	バス系 (XRISM 衛星)	61
第 5 章	課題 (1) 放射性干渉 — 低周波磁場	63
5.1	インターフェース定義	64
5.1.1	概要	64
5.1.2	機材	64
5.1.3	シミュレーション	65
5.2	サブシステム試験	78
5.2.1	目的	78
5.2.2	機材	78
5.2.3	試験	84
5.2.4	結果	88
5.3	システム試験	104
5.3.1	目的	104
5.3.2	機材	104
5.3.3	試験	104
5.3.4	結果	106
5.4	議論	123
第 6 章	課題 (2) 放射性干渉 — 高周波電磁場	144
6.1	インターフェース定義	145
6.1.1	概要	145
6.1.2	機材	147
6.1.3	シミュレーション	150
6.2	サブシステム試験	157
6.2.1	目的	157
6.2.2	機材	159
6.2.3	試験	162
6.2.4	結果	163
6.3	システム試験	168
6.3.1	目的	168
6.3.2	機材	168
6.3.3	試験	169
6.3.4	結果	169
6.4	議論	171
第 7 章	課題 (3) 伝導性干渉	174
7.1	インターフェース定義	175
7.2	サブシステム試験	176
7.2.1	目的	176
7.2.2	機材	176
7.2.3	試験	177

7.2.4	結果	179
7.3	システム試験	190
7.3.1	目的	190
7.3.2	機材	190
7.3.3	試験	190
7.3.4	結果	190
7.4	議論	199
第 8 章	結論	202
付録 A	偏微分方程式の数値解法	204
A.1	有限差分法	205
A.1.1	FDTD 法	205
A.1.2	境界条件	208
A.1.3	ダイポールアンテナのシミュレーション	210
A.2	有限要素法	212
付録 B	試験機材の製作と評価 (1) 低周波磁場	214
B.1	ソレノイド	215
B.1.1	要求分析	215
B.1.2	設計と製作	215
B.1.3	測定	216
付録 C	試験機材の製作と評価 (2) 高周波電磁場	228
C.1	半波長ダイポールアンテナ	229
C.1.1	要求分析	229
C.1.2	設計と製作	230
C.1.3	測定	230
C.2	パッチアンテナ	233
C.2.1	要求分析	233
C.2.2	設計と製作	233
C.2.3	測定	236
C.3	電波半無響チャンバ	247
C.3.1	要求分析	247
C.3.2	設計と製作	247
C.3.3	測定	252
改訂履歴		258
謝辞		259
参考文献		262

目次

1	本修論の構成 The contents and structure of this thesis	3
1.1	X線マイクロカロリメータの概念図	20
1.2	異なる検出器のエネルギー分解能の温度依存性	23
1.3	ASTRO-H SXS 地上システム試験で観測された MTQ ノイズ	25
1.4	Planck HFI の信号に対する周波数空間の応答 (2 Hz で正規化)	27
1.5	Planck HFI のノイズスペクトル	27
1.6	SPIDER 全景	28
1.7	6 つの CMB レシーバ	29
1.8	SPIDER における RF 干渉	30
2.1	XRISM 衛星のシステムと試験フロー	32
2.2	<i>Resolve</i> 装置のノイズバジェット内訳	33
2.3	本修論で取り組む 3 つの電磁干渉課題と試験日程	35
3.1	XRISM 衛星の全体像と <i>Resolve</i>	39
3.2	<i>Resolve</i> サブシステム構造のブロックダイアグラム	40
3.3	ASTRO-H 搭載のマイクロカロリメータ	40
3.4	<i>Resolve</i> クライオスタット	41
3.5	<i>Resolve</i> クーリングチェーン	42
3.6	検出器の簡易回路図	42
3.7	XBOX, PSP 周辺機器	43
3.8	平均パルス波形、および平均微分パルス波形	45
3.9	最適フィルタテンプレート	46
3.10	<i>Resolve</i> の電力系統図	47
3.11	XMA	49
3.12	フィルターホイール (FWM)	49
3.13	ASTRO-H 衛星の X-Z 切断面	50
3.14	ASTRO-H 衛星のシステムダイアグラム	51
3.15	XRISM 衛星構体内内部	51
3.16	衛星搭載アンテナの配置図	54
3.17	S-band 系装置構成	55
3.18	X-band 系装置構成	55
4.1	8k noise spec の例 (2021/09/14 05:01:53 UTC)	59

4.2	Sample dump で取得された時空間データの例 (2021/09/14 03:15:34 UTC)	59
4.3	Sample dump で取得された周波数空間データの例 (2021/09/14 03:15:34 UTC)	60
4.4	ASTRO-H で取得された ^{55}Fe イベントのスペクトル	61
5.1	インターフェース (磁場)	64
5.2	z 軸上の磁場 (自作ソレノイド)	66
5.3	z 軸上の磁場 (MTQ)	67
5.4	z 軸上の磁場強度 (自作ソレノイド)	67
5.5	z 軸上の磁場強度 (MTQ)	68
5.6	磁場の分布 (自作ソレノイド)	68
5.7	磁場の分布 (MTQ)	69
5.8	サブシステム試験用モデル	70
5.9	(1) 距離 1.2 m に MTQ を配置した結果	71
5.10	(2) 距離 1.8 m に MTQ を配置した結果	72
5.11	(3) 距離 3.0 m に MTQ を配置した結果	73
5.12	システム試験用モデル	74
5.13	各 MTQ を駆動したときの結果 (検出器平面)	75
5.14	(1) MTQ- x のみを駆動したときの結果 (GAS)	75
5.15	(2) MTQ- y のみを駆動したときの結果 (GAS)	76
5.16	(3) MTQ- z のみを駆動したときの結果 (GAS)	77
5.17	磁場干渉試験のコンフィギュレーション	79
5.18	MTQ- y と Dewar の位置関係	79
5.19	磁場干渉試験の機材	80
5.20	MTQ の写真	81
5.21	自作ソレノイド の写真	81
5.22	自作ケーブルの写真	81
5.24	ガウスメータのバックグラウンドデータ	82
5.23	ガウスメータの配置	83
5.25	データロガーで取得したスペクトル	84
5.26	MTQ- y の配置	85
5.27	データロガーのデータ (2021/09/14 05:01:50 UTC)	89
5.28	MTQ 駆動有無による 8k noise spec の違い	90
5.29	MTQ 駆動有無による sample dump の違い	90
5.30	8k noise spec のピクセル依存性 (MTQ 駆動無)	92
5.31	周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験: 距離依存性)	93
5.32	感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (磁場干渉試験)	93
5.33	8k noise spec のピクセル依存性 (磁場干渉試験)	94
5.34	127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験: duty 比依存性)	95
5.35	周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験: duty 比依存性 1 日目)	96
5.36	周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験: duty 比依存性 2 日目)	96
5.37	127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験: 電圧オフセット依存性)	97
5.38	周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験: 極性依存性)	98

5.39	周波数応答の振幅特性（磁場干渉試験：bias 依存性）	98
5.40	127 Hz 畳み込み sample dump（磁場干渉試験：sin 波入力）	99
5.41	周波数応答の振幅特性（磁場干渉試験：sin 波入力）	100
5.42	周波数応答の振幅特性（磁場干渉試験：Shield 依存性）	101
5.43	8k noise spec のピクセル依存性（磁場干渉試験：DWR+X）	102
5.44	8k noise spec のピクセル依存性（磁場干渉試験：DWR-side of DWR HNS）	102
5.45	8k noise spec のピクセル依存性（磁場干渉試験：XBOX-side of DWR HNS）	103
5.46	8k noise spec のピクセル依存性（磁場干渉試験：XBOX-side of DWR HNS）	103
5.47	システム試験（EMC 試験）中の姿勢制御系 hk データ	105
5.48	Varying MTQ 試験での MTQ 駆動状態変化	105
5.49	MTQ-x 単体駆動時の 8k noise spec（システム試験）	106
5.50	MTQ-y 単体駆動時の 8k noise spec（システム試験）	107
5.51	MTQ-z 単体駆動時の 8k noise spec（システム試験）	107
5.52	8k noise spec パワー（システム試験：MTQ 単体駆動）	108
5.53	8k noise spec パワー（システム試験：MTQ 単体駆動）	109
5.54	Varying MTQ case でのエネルギー分解能の変化	109
5.55	トレンディングケースの 8k noise spec（初期電気試験・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	110
5.56	トレンディングケースの 8k noise spec（初期電気試験・A 系--）	110
5.57	トレンディングケースの 8k noise spec（初期電気試験・B 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	111
5.58	トレンディングケースの 8k noise spec（初期電気試験・B 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	111
5.59	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 HOT・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	112
5.60	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 HOT・A 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	112
5.61	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 HOT・B 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	113
5.62	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 HOT・B 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	113
5.63	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 COLD・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	114
5.64	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 COLD・A 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	114
5.65	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 COLD・B 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	115
5.66	トレンディングケースの 8k noise spec（熱真空試験 COLD・B 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	115
5.67	トレンディングケースの 8k noise spec（最終電気試験・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	116
5.68	トレンディングケースの 8k noise spec（最終電気試験・A 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	116
5.69	トレンディングケースの 8k noise spec（最終電気試験・B 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	117
5.70	トレンディングケースの 8k noise spec（最終電気試験・B 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	117
5.71	トレンディングケースの 8k noise spec（最終電気試験 CF モード・B 系 (x,y,z)=(+30, 30, +30)）	118
5.72	トレンディングケースの 8k noise spec（最終電気試験 CF モード・B 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	118
5.73	トレンディングケースの 8k noise spec（打ち上げ前・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	119
5.74	トレンディングケースの 8k noise spec（打ち上げ前・A 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	119
5.75	トレンディングケースの 8k noise spec（打ち上げ前・B 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)）	120
5.76	トレンディングケースの 8k noise spec（打ち上げ前・B 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)）	120
5.77	MTQ トレンディングケースのまとめ（ピクセル 18・A 系）	121
5.78	MTQ トレンディングケースのまとめ（ピクセル 18・B 系）	122
5.79	システム試験での GAS シミュレーション	123
5.80	MTQ シミュレーションと試験結果の比較	124

5.81	127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験: 極性依存性)	125
5.82	Resolve マイクロカロリメータ	126
5.83	MTQ 駆動時の sample dump の応答モデル: (a) Gaussian と (b) 現象論的な関数	127
5.84	MTQ 駆動時の sample dump の応答モデル (c) 三角波	127
5.85	応答モデルから計算したノイズパワー (周波数依存性)	128
5.86	三角波モデルから計算したノイズパワーの duty 依存性	128
5.87	dE 計算用の MTQ 駆動無ノイズスペクトル	129
5.88	軌道上で使用予定のテンプレート $F(f)$	130
5.89	Varying MTQ 試験で予想される 127, 254, 381 Hz の線ノイズパワー変化	131
5.90	Varying MTQ 試験で予想される dE 値	131
5.91	Varying MTQ 試験で予想される dE 変化 (単純差分)	132
5.92	Varying MTQ 試験で予想される dE 劣化 (二乗差分)	132
5.93	MTQ 運用パターン 1 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	133
5.94	MTQ 運用パターン 2 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	134
5.95	MTQ 運用パターン 3 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	135
5.96	MTQ 運用パターン 4 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	136
5.97	MTQ 運用パターン 5 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	137
5.98	MTQ 運用パターン 6 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	138
5.99	MTQ 運用パターン 7 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	139
5.100	MTQ 運用パターン 8 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	140
5.101	MTQ 運用パターン 9 で予想される dE 劣化 (二乗差分)	141
5.102	各運用パターンにおける dE (ピクセル 9 番) のバイオリンプロット	142
5.103	観測区間を変化させることによる dE 劣化値の変化	142
5.104	127 Hz にノッチをかけたテンプレート $F(f)$	143
6.1	インターフェース (高周波電磁場)	145
6.2	Dewar 周囲の構造	146
6.3	Poynting 衛星簡易モデル	149
6.4	衛星詳細モデル	150
6.5	通信用クロスダイポールアンテナのモデル	151
6.6	簡単モデルシミュレーション結果	152
6.7	S-band 詳細モデルシミュレーション結果 (完全導体)	153
6.8	X-band 詳細モデルシミュレーション結果 (完全導体)	155
6.9	詳細モデルシミュレーション結果 (海水)	156
6.10	ベルジャーとゲートバルブ開閉レバー	157
6.11	電波法基準	158
6.12	電場干渉試験のコンフィグレーション	158
6.13	高周波電磁場干渉試験の機材一式	159
6.14	RF モニターシステムのスクリーン	160
6.15	電波干渉試験の配置	162
6.16	漏洩電波のスペクトル	162
6.17	照射なしの 8k noise spec	164

6.18	S-band 最大強度照射時の 8k noise spec	165
6.19	X-band 最大強度照射時の 8k noise spec	166
6.20	73.5 Hz での検出器ノイズの上限	167
6.21	システム試験 X-band 受信アンテナ設置場所	168
6.22	X-band 通信系機器試験時のスペクトル	169
6.23	X-band アンテナ放射試験時のスペクトル	169
6.24	S-band アンテナ放射試験時のスペクトログラム	170
6.25	ASTRO-H/SXS の Aperture Assembly とフィルター	172
7.1	伝導干渉インターフェースと伝導サブシステム試験のコンフィギュレーション	176
7.2	バスリップルモニターデータ	177
7.3	妨害部スペクトログラム (sweep 試験時)	179
7.4	50mK ステージの温度変動 T_{rms} (sweep 試験時)	180
7.5	ADR 電流変化率 dI/dt (sweep 試験時)	180
7.6	バスリップルモニターの周波数空間データ	181
7.7	8k noise spec 及び sample dump (伝導性干渉)	182
7.8	妨害部ノイズピーク強度	183
7.9	感受部ノイズピーク強度	183
7.10	周波数応答の振幅特性 (伝導試験サブシステムレベル) 1	184
7.11	8k noise spec のピクセル依存性 (552.4 Hz、 $V_{pp} = 3 V$)	185
7.12	8k noise spec のピクセル依存性 (635 Hz、 $V_{pp} = 3 V$)	186
7.13	8k noise spec のピクセル依存性 (781.3 Hz、 $V_{pp} = 3 V$)	187
7.14	感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (552.4 Hz)	188
7.15	感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (635 Hz)	188
7.16	感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (781.3 Hz)	189
7.17	Low load 時の 8kns (システム試験)	191
7.18	High load 時の 8kns (システム試験)	191
7.19	High load 時の 8kns (システム試験)	192
7.20	High load 時のバスリップルモニター周波数空間データ (システム試験)	193
7.21	バッテリートレンディング SAS ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)	194
7.22	バッテリートレンディング SAS ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)	194
7.23	バッテリートレンディング CC1 ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)	195
7.24	バッテリートレンディング CC1 ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)	195
7.25	バッテリートレンディング CC2 ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)	196
7.26	バッテリートレンディング CC2 ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)	196
7.27	バッテリートレンディング CV ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)	197
7.28	バッテリートレンディング CV ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)	197
7.29	バッテリートレンディング DIS ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)	198
7.30	バッテリートレンディング DIS ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)	198
7.31	周波数応答の振幅特性 (伝導試験コンポーネントレベル)	200
7.32	周波数応答の振幅特性 (伝導試験サブシステムレベル) 2	200

A.1	離散化した 2 次元の格子	205
A.2	Yee の格子	206
A.3	離散化された電磁場の時間配置	206
A.4	2 次元 PML 境界への入射	209
A.5	給電波形	210
A.6	ダイポールアンテナの放射パターン計算結果	210
A.7	Maxwell で用いられる 4 面体要素	213
B.1	自作ソレノイドの作成・測定	217
B.2	各ソレノイド駆動用に自作した D-sub-BNC 変換ケーブル	218
B.3	(1) FG + 自作ソレノイド	219
B.4	(2) FG + MTQ	219
B.5	電圧・電流の測定	220
B.6	オシロスコープで測定した電圧・電流波形	220
B.7	正弦波入力の結果 (試験 1、自作ソレノイド)	221
B.8	矩形波入力の結果 (試験 1、自作ソレノイド)	222
B.9	正弦波入力の結果 (試験 1、MTQ)	222
B.10	矩形波入力の結果 (試験 1、MTQ)	222
B.11	(3) バイポーラ電源 + 自作ソレノイド	223
B.12	(4) バイポーラ電源 + MTQ	224
B.13	正弦波入力の結果 (試験 2、自作ソレノイド)	224
B.14	duty 比 50 PWM 入力の結果 (試験 2、自作ソレノイド)	225
B.15	正弦波入力の結果 (試験 2、MTQ)	225
B.16	duty 比 50 PWM 入力の結果 (試験 2、MTQ)	226
B.17	MTQ キャパシタンス成分を含む回路	226
B.18	MTQ キャパシタンス成分を含むシミュレーション結果	227
C.1	ダイポールアンテナ	229
C.2	半波長ダイポールアンテナの製作	230
C.3	S-band 半波長ダイポールアンテナの VSWR	231
C.4	X-band 半波長ダイポールアンテナの VSWR	231
C.5	ゲイン測定セットアップ	231
C.6	ダイポールアンテナのゲイン計測	232
C.7	アンテナ板設計	234
C.8	グラウンド板設計	235
C.9	パッチアンテナ製作過程	235
C.10	スミスチャート	236
C.11	アンテナ給電部	236
C.12	S-band パッチアンテナの VSWR	236
C.13	座標系	237
C.14	S-band パッチアンテナの放射パターン測定	238
C.15	S-band パッチアンテナのシミュレーションモデル	242

C.16	測定とシミュレーションの比較 (S-band パッチアンテナの放射パターン)	242
C.17	測定とシミュレーションの比較 (X-band パッチアンテナの放射パターン)	246
C.18	電波半無響チャンバ	247
C.19	ベルジャー上部のモデル	248
C.20	電波吸収体の吸収性能	249
C.21	電波吸収体貼り付け展開図	250
C.22	チャンバ内の S-band パッチアンテナ	251
C.23	チャンバ内の X-band パッチアンテナ	251
C.24	電波半無響チャンバのフィットチェック	252
C.25	漏洩電波測定	253
C.26	ゲートバルブ位置での電波強度測定	255
C.27	ゲートバルブ位置での電波強度シミュレーション (S-band)	256
C.28	ゲートバルブ位置での電波強度シミュレーション (X-band)	257

表目次

5.1	自作ソレノイドの磁場シミュレーション設定	65
5.2	MTQ の磁場シミュレーション設定	66
5.3	ソレノイドの磁場シミュレーションと理論値の比較	66
5.4	サブシステム試験用、システム試験用モデルのシミュレーション設定	69
5.5	磁場シミュレーション結果 (サブシステム試験用モデル)	70
5.6	磁場干渉試験計画	78
5.7	Specification of Solenoids	80
5.8	データロガーで記録した物理量	83
5.9	サンプルレートとレコード長	84
5.10	磁場干渉試験の試験ケース (MTQ)	87
5.11	磁場干渉試験の試験ケース (自作ソレノイド)	88
5.12	磁場干渉のシステム試験ケース (EMC 試験)	104
5.13	トレンディング試験	106
5.14	各運用パターンにおける dE 値変動の統計量 (ピクセル 9 番)	142
6.1	用いた計算機の緒言	147
6.2	最悪ケースの妨害部品	151
6.3	通信用クロスダイポールアンテナのモデル寸法	151
6.4	入力波形設定とシミュレーション結果	151
6.5	簡易モデル シミュレーションセットアップ	152
6.6	S-band 詳細モデルセットアップ	153
6.7	X-band 詳細モデルセットアップ	153
6.8	高周波電磁場干渉サブシステム試験の試験ケース	163
6.9	シミュレーション結果まとめ	171
6.10	Aperture assembly のフィルターにおける減衰効果	173
7.1	伝導干渉サブシステム試験のケース	178
7.2	伝導性干渉試験のシステム試験ケース	190
7.3	伝導性干渉システム試験におけるバス電圧リップルレベル	199
7.4	伝導性干渉サブシステム試験におけるエネルギー分解能計算	201
A.1	dipole アンテナのシミュレーション設定	210
B.1	Specification of the portable solenoid	216

B.2	MTQ 出力端子間の抵抗値	217
B.3	MTQ 出力端子間のリアクタンス値	218
B.4	MTQ 出力端子間のキャパシタンス値	218
B.5	試験 1: 正弦波駆動時の電流・電圧測定値、位相の遅れ	221
B.6	試験 1: 矩形波駆動時の電流・電圧測定値	221
B.7	試験 2: 正弦波出力時の電流・電圧測定値、位相の遅れ	223
B.8	試験 2: 矩形波出力時の電流・電圧測定値	223
C.1	アンテナ板、グラウンド板緒言	235
C.2	ケーブルロスの測定のコンフィグレーションと結果	238
C.3	S-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (z 方向) のコンフィグレーションと結果	239
C.4	S-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (x 方向) のコンフィグレーションと結果	240
C.5	S-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (y 方向) のコンフィグレーションと結果	241
C.6	X-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (z 方向) のコンフィグレーションと結果	243
C.7	X-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (x 方向) のコンフィグレーションと結果	244
C.8	X-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (y 方向) のコンフィグレーションと結果	245
C.9	S-band 漏洩電波測定のコンフィグレーションと結果	254
C.10	X-band 漏洩電波測定のコンフィグレーションと結果	254
C.11	ゲートバルブ位置での電波強度測定のコンフィグレーションと結果	255

第 1 章

極低温検出器と電磁干渉

Contents

1.1	極低温検出器	19
1.1.1	極低温検出器	19
1.1.2	X 線マイクロカロリメータ	19
1.2	電磁干渉	24
1.2.1	電磁干渉とは	24
1.2.2	極低温検出器における電磁干渉の実例	25

本章では、極低温検出器と電磁干渉について説明する。§1.1.1 で極低温検出器の概要を述べた後、§1.1.2 で X 線マイクロカロリメータの検出原理、エネルギー分解能、歴史について概観する。主に、「熱量計測を応用した光子検出器」(満田和久, 2002)、「Cryogenic Detectors」(Pretzl, 2020)、「X-Ray Astronomy and Astrophysics」(F. Porter, Brown, and Cottam, 2005) を参考に記述した。その後 §1.2.1 で電磁干渉の概要、§1.2.2 で過去の極低温検出器搭載ミッションにおける電磁干渉の被害例を載せる。こちらは主に「詳解 EMC 工学 実践ノイズ低減技法」(Ott, 2011)、「Spacecraft Electromagnetic compatibility technology」(Zhang et al., 2020) をもとに記述した。

1.1 極低温検出器

1.1.1 極低温検出器

極低温検出器は一般に、極低温（サブケルビン）下まで冷却した熱検出器の総称であり、天文学分野（X線、赤外線、電波など）での利用にとどまらず、素粒子物理（暗黒物質探査、粒子検出）、その他多様な応用先（テラヘルツ光技術、量子暗号通信、質量分析、X線蛍光分析など）を持つ。測定対象の粒子が物質となんらかの相互作用をすれば、そのエネルギーは最終的に熱に変換される。検出器の熱容量は温度を下げることで急速に小さくなるため、極低温で動作させることで非常に高い感度の熱検出器を構成することができる。ただし、低く安定した雑音環境をつくるのが必須である。

本修論のスコープである天文学分野では、高感度のフォトン検出器が必須である。極低温検出器は、既存の他原理のフォトン検出器と比べて感度が飛躍的に高く、地上・軌道上を問わず、現在開発中のX線、赤外、電波観測衛星の多くで搭載が予定されている。なお、使用法の違いから、熱検出器の中で次のように呼び分けがある：十分短波長であるX線の場合、光は光子単位で入射してくるため、検出器では離散的なエネルギーを検出する。これは量子マイクロカロリメータ（以下単にマイクロカロリメータ）と呼ばれる。一方波長の長い赤外線、電波などの連続的なエネルギー入射の場合、検出器では直流成分として読みだすことになる。通常は直流信号に変調をかけて読み出す。これをボロメータと呼ぶ。本修論で扱うXRSIMに搭載される *Resolve* 検出器は前者である。

1.1.2 X線マイクロカロリメータ

■原理 X線マイクロカロリメータは、素子（X線吸収体、温度計）、熱浴、及びそれらをつなぐ熱リンクから構成され（図1.1）、光電吸収された入射光子一つ一つの持つエネルギーを素子における温度上昇として測定する装置である。エネルギー入力は、光子あたり $\mathcal{O}(1 \text{ fJ})$ 、それによる温度上昇は $\mathcal{O}(1 \text{ mK})$ である。

単純化したモデルで、X線入射後の素子の温度変化について考える。熱浴の温度を T_b 、時刻 t における素子の温度 $T(t)$ とする。また、簡単のため、素子の熱容量 C 、熱リンクの熱伝導度 G は温度に対して定数と置く。時刻 $t = 0$ で、素子にエネルギー E のX線が入射したとき、熱化が十分に早いと仮定すると、温度上昇 $\Delta T(t = 0)$ は、

$$\Delta T(t = 0) = T(0) - T_b = \frac{E}{C} \quad (1.1.2.1)$$

となる。その後、素子の温度は熱伝導方程式に従って、熱浴の温度へと近づいてゆく。

$$C \frac{d\Delta T(t)}{dt} = -G\Delta T \quad \text{for } t > 0 \quad (1.1.2.2)$$

$$\Delta T(t) = T(t) - T_b = \frac{E}{C} e^{-\frac{t}{\tau_0}} \quad (1.1.2.3)$$

解が示す通り、温度上昇は指数関数的に減衰し、その時定数は、

$$\tau_0 = \frac{C}{G} \quad (1.1.2.4)$$

となる。*Resolve* の場合、 τ_0 は $\mathcal{O}(1 \text{ ms})$ のオーダーである。

温度計には半導体や超伝導体といった物質の抵抗値の温度依存性を利用している。前者を半導体型、後者を超伝導遷移端（TES）型マイクロカロリメータという。温度計の感度は、抵抗 R の温度 T に対する変化率 α で定義される。

$$\alpha \equiv \frac{d \ln R}{d \ln T} \quad (1.1.2.5)$$

Resolve のような半導体型では $\alpha < 0$ で、その絶対値は $\mathcal{O}(1)$ のオーダーである。一方、TES 型では超伝導・常伝導間遷移の際の急激な抵抗変化を利用することで $\alpha = \mathcal{O}(1000)$ を得ることができる。

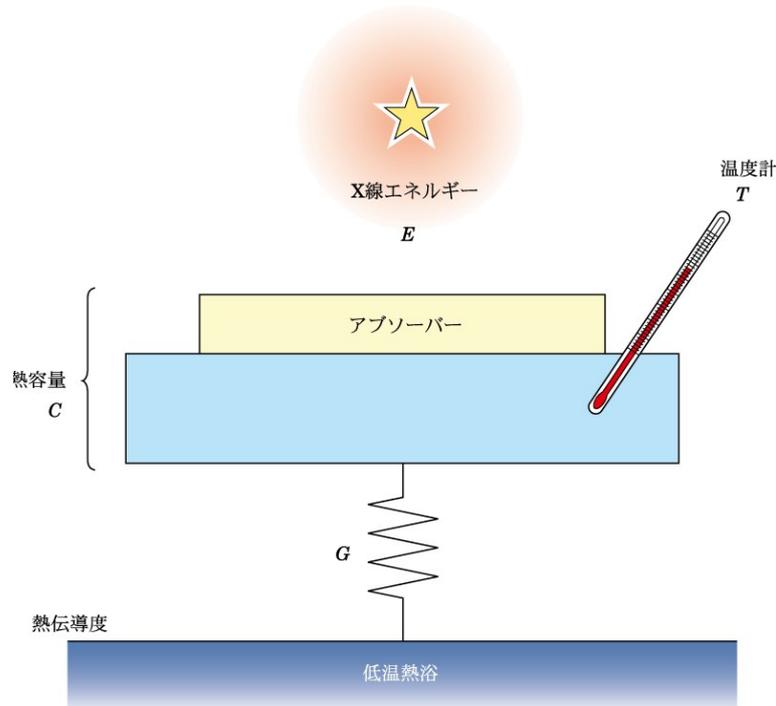


図 1.1. X 線マイクロカロリメータの概念図*1

■エネルギー分解能 ここまで見てきた通り、X 線光子の入射に対する検出器の応答は時定数 τ_0 を持つパルスとなる。この X 線パルスはエネルギーに関して相似形を取るとすると、入射 X 線光子のエネルギー決定は、エネルギーをパラメータとしたパルスフィットの問題に帰着する。ある単一エネルギー E を持つ光子を観測した際、理想的にはエネルギースペクトル上で対応するエネルギーのみにパワーを持つピークとなる。しかし、現実の観測においてはノイズの影響により、ある広がりを持ったスペクトルが得られ、中心エネルギー周りに不定性が生じる。これはエネルギー分解能 ΔE であり、X 線天文学での分光器として最も重要な性能である。マイクロカロリメータではこの半値全幅 (FWHM) を性能の第一の指標とする。

雑音源には内部的なものや外部的なものがある。内部的なものとは、マイクロカロリメータに原理的に付随するノイズ源である。外部的なものとは、検出器外部の環境からもたらされるノイズ源である。本修論では後者のうち最も代表的な電磁干渉を扱うが、これは後述する (§ 1.2) ので、まず内部的な雑音源について述べる。

マイクロカロリメータは原理的に 3 種類のノイズ (フォノンノイズ、Johnson ノイズ、読み出しノイズ) が存在する。フォノンノイズは、熱リンクを通じた熱の出入りによる素子の温度揺らぎで生じる。Johnson ノイズは、温度計の抵抗によって発生する電氣的な熱雑音である。読み出しノイズは電圧を計測する素子や、信号増幅の際に生じる雑音である。これらのうち、Johnson ノイズは X 線パルスに対する応答周波数帯では小さい。また、読み出しノイズは JFET (半導体型) や SQUID (TES 型) といった低雑音素子で増幅することで残り 2 つのノイズの和よりも抑えることができる。一方、フォノンノイズは X 線パルスの周波数帯でパワーを持ち、それよりも大きい周波数帯では急激に小さくなる。したがって、X 線光子に対するエネルギー分解能決定においてはフォノンノイズが支配的な因子となる。

以下で、フォノンゆらぎによって決定されるエネルギー分解能の下限を見積もる。温度 T の物質中のフォノンのエネルギーは Boltzmann 定数を k_B として、 $k_B T$ 程度である。温度 T 、熱容量 C の物質中に存在するフォノンの

数 N は、全熱エネルギー CT との比をとることで、 $N = \frac{CT}{k_B T} = \frac{C}{k_B}$ となる。フォノン数のゆらぎは Poisson 分布に従うとして、素子の熱揺らぎは、 $\sqrt{N}k_B T = \sqrt{k_B T^2 C}$ となる。例えば、温度 100 mK 下、面積 1 mm^2 で熱容量 1 pJK^{-1} の Si 片とすると、

$$\Delta E = 2\sqrt{2 \ln 2} k_B T^2 C = 4 \text{ eV} \left(\frac{T}{100 \text{ mK}} \right) \left(\frac{C}{1 \text{ pJK}^{-1}} \right)^{1/2} \quad (1.1.2.6)$$

と概算される。なお、 $2\sqrt{2 \ln 2} = 2.355$ は Gauss 関数を仮定した場合の標準偏差と FWHM の間の変換係数である。従来の X 線分光検出器として、半導体検出器 (CCD) がしばしば用いられていたが、そのエネルギー分解能は 120~200 eV である。上の概算値は 1 桁以上すぐれていることがわかる。より一般に、フォノンノイズと Johnson ノイズ (合わせてマイクロカロリメータの固有ノイズと呼ぶ) から計算すれば、

$$\Delta E = 2.355 \xi \sqrt{k_B T_b^2 C} \quad (1.1.2.7)$$

と表される。ここで ξ は動作条件や温度計の感度 α などによって決まるパラメータである。特に、熱浴温度 $T_b \gg T$ の場合、 $\xi \propto \alpha^{-1/2}$ となる。原理的には、TES 型は半導体型のマイクロカロリメータよりも 1 桁以上高い分解能が期待される。実際には固有ノイズ以外のノイズで制限される。

■X 線天文学におけるマイクロカロリメータ

1960 年代初頭に太陽系外 X 線天体が初めて発見 (Giacconi et al., 1962) されて以来、X 線天文学は急速に発展してきた。古くから天体観測に用いられていた可視光とは異なり歴史が浅い理由は、地球大気の吸収を避けるために宇宙空間へ検出器を運ぶ必要があったためである。恒星風や超新星残骸における衝撃波加熱、連星系や活動銀河核での質量降着、銀河団の高温プラズマガスの運動など、今や X 線は幅広い天体の高エネルギー物理状態を知るうえで必要不可欠なプローブとなっている。

X 線天文学の進歩において大きな役割を担ってきたのが、撮像や分光における検出技術の向上である。1970 年代後半ごろまで、X 線検出器は主に比例計数管で構成されており、数百程度の X 線天体が検出されたが、エネルギー分解能が低かった。1990 年代になると X 線 CCD カメラが登場し、検出天体数 (~ 数万)、エネルギー分解能 (1993 年打ち上げのあすか衛星 (Y. Tanaka, Inoue, and Holt, 1994) では $\Delta E = 120 \text{ eV} @ 6 \text{ keV}$) とともに比例計数管と比べて向上した。また、集光光学系の実用と相まって、2 次元撮像が可能になったことも大きな進展である。

これらは光の粒子的性質を利用した非分散型の分光器に分類される。一方、光の波動性を利用した分散型分光器でも高いエネルギー分解能が実現されている。1999 年に打ち上げられ、現在なお稼働する NASA の Chandra 衛星 (1999 年打ち上げ: Weisskopf et al., 2000) には軟 X 線分光器 LETGS (Brinkman et al., 2000) と硬 X 線分光器 HETGS Markert et al., 1994 が、ESA の XMM-Newton 衛星 (1999 年打ち上げ: (Jansen et al., 2001)) には軟 X 線分光器 RGS (J. Den Herder et al., 2001) が搭載されている。その分光能力は、 $E/\Delta E = \mathcal{O}(1000)$ を達成している。

しかし、分散型分光器の特徴として、(1) 天体の広がりが大きくなるにつれ、また (2) エネルギーが大きくなるにつれエネルギー分解能が低下してしまう。更に、(3) 検出効率が 1% ほどと低く、(4) 帯域幅も 1 桁程度に限られる。これらのデメリットすべてを相補的にカバーすることができる技術が、非分散型分光計であるマイクロカロリメータである。

極低温検出器としてのマイクロカロリメータは、高い分解能に加えて、100% に近い高い量子効率、単一光子の検出能力 (感度)、2 桁に及び帯域幅、時間分解能を合わせ持ち、これらは観測光子数の少ない X 線天文学分野と相性がよい。宇宙で観測を行った最初の X 線マイクロカロリメータ XQC (X-ray Quantum Calorimeter) は、1995 年から 3 度ロケットで飛行した (F. S. Porter et al., 2008)。XQC は米国の Wisconsin 大学、Maryland 大学と NASA の Goddard Space Flight Center の共同ミッションで、0.01–1 keV 帯域における広がった天体をターゲットにしていた。吸収体は HgTe、温度計は Si を用い、60 mK で動作させることで全スペクトル帯で 9 eV のエネルギー

ギー分解能を達成した (Mccammon et al., 2002)。次のステップとして、2000年に打ち上げられた日米共同 X 線天文衛星 ASTRO-E (Ogawara, 1998) に XRS (X-ray Spectrometer : F. S. Porter et al., 2004) を搭載したが、ロケットの不具合で軌道投入に失敗した。そのため、代替ミッションである ASTRO-E2 (Mitsuda et al., 2004) が即座に開始され、XRS2 (X-ray Spectrometer2 : F. S. Porter et al., 2004) を搭載して 2005 年に打ち上げられた。XRS, XRS2 は XQC と同じく、半導体型のマイクロカロリメータであるが、熱雑音を抑えるなどの改良により、6 keV で 7 eV の分解能が期待された (Stahle et al., 2004)。しかしながら、打ち上げから 1 か月後に極低温冷却用の液体ヘリウムが失われるトラブルにより、科学観測は不可能となった。ASTRO-E2 衛星の後継機として 2016 年に打ち上げられた ASTRO-H 衛星 (Takahashi et al., 2018) にも SXS (Soft X-ray Spectrometer : R. L. Kelley et al., 2016) が搭載された。SXS は衛星搭載機器として世界で初めて X 線マイクロカロリメータを使用した天体観測を行い、軌道上で FWHM = 4.94 eV @ 5.9 keV という史上最高のエネルギー分解能を達成した (F. S. Porter et al., 2018a)。姿勢制御のトラブルにより、打上からわずか 1 か月という短期間の軌道上運用になったものの、その革新的なエネルギー分解能を用いたペルセウス座銀河団の高温ガス観測は、輝線幅から数百 km s^{-1} オーダーの乱流速度を見積もることに成功し、マイクロカロリメータの威力を遺憾なく示した (Hitomi collaboration, 2016)。

図 1.2 に X 線分光器の分解能のエネルギー依存性、及び高エネルギー天体現象を観測するうえで必要な分解能について示す (ASTRO-H cook book; Enoto et al., 2015)。2–3 keV よりも高エネルギー側で、Chandra の回折分光器 (HETGS など) よりも ASTRO-H のマイクロカロリメータ (SXS) のエネルギー分解能が卓越することがわかる。また、X 線 CCD よりも 1 桁高い $E/\Delta E \sim 1000$ の分光能力は、輝線の微細構造を分離し、放射源プラズマの密度をはじめとする詳細な物理量を得ることを可能にする。また、回折分光器では難しい銀河団などの広がった天体における輝線のドップラーシフトも、ASTRO-H で実現されたように数百 km s^{-1} のオーダーで観測することができ、理論モデルとの比較が行えるようになった。

将来の X 線分光衛星として、まず ASTRO-H の代替ミッションとして XRISM 衛星 (M. Tashiro et al., 2020) の打ち上げが 2023 年に予定されている。ASTRO-H SXS 装置とほぼ同等の設計である *Resolve* 装置 (Ishisaki et al., 2022) が搭載され、ASTRO-H で実現する予定であったサイエンスを遂行する。2030 年代には ESA が主導する Athena ミッションが計画されており、TES 型マイクロカロリメータを用いて 2.5 eV @ 7 keV のエネルギー分解能の実現を目指す X-IFU 装置 (Barret et al., 2016) の搭載が予定されている。高い分光能力もさることながら、XRISM と比べて大幅に広い有効面積 ($\sim 8200\text{cm}^2$ @ 1 keV, $\sim 970\text{cm}^2$ @ 7 keV) と素子数を誇り、より遠方の天体の観測およびマイクロカロリメータによる撮像観測を目指している。また NASA の 10 年計画 (天文学、宇宙物理学分野) ASTRO 2020 では、Chandra の後継として Lynx (Gaskin et al., 2019) というミッションが提案されていた。回折分光器に加えて TES 型マイクロカロリメータも搭載検討されており、0.3 eV @ 0.75 keV, 2 eV @ 6 keV などの分解能を見据えている。2021 年 10 月の発表で、Lynx はフラグシップミッションからは落選したものの、マイクロカロリメータを用いたミッション概念で現状最も高いエネルギー分解能を目指すものの 1 つである。

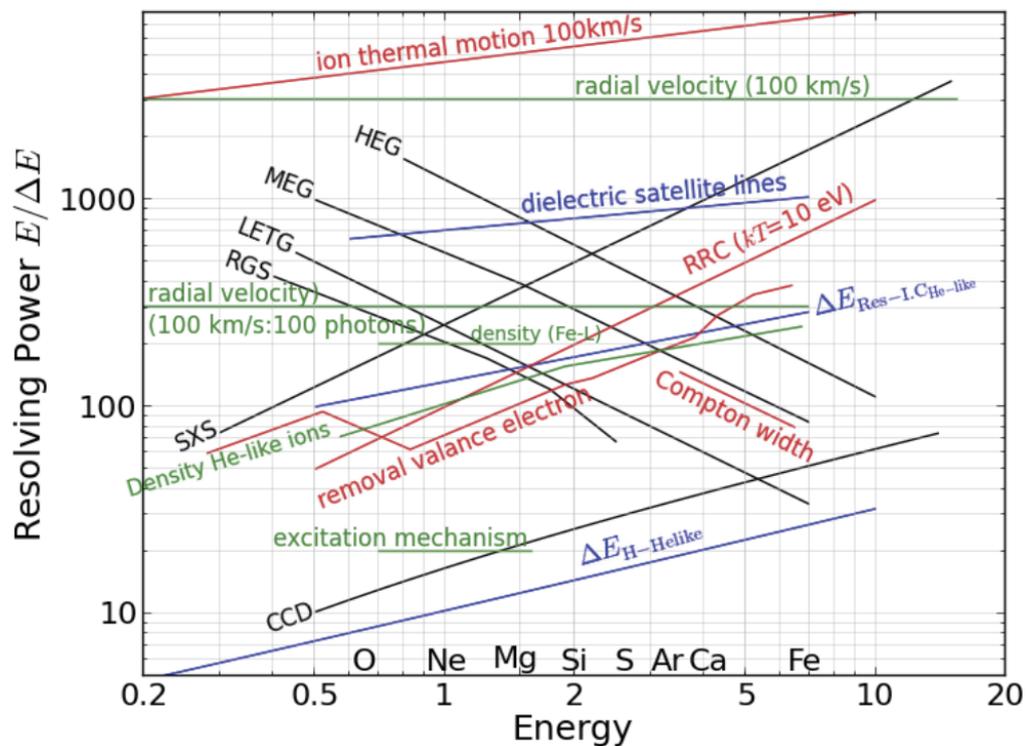


図 1.2. 異なる検出器のエネルギー分解能の温度依存性：黒線が Chandra の回折分光器 (HEG、MEG、LETG、RGS)、ASTRO-H のマイクロカロリメータ (SXS)、X 線 CCD 検出器のエネルギー分解能。また、色付きの線は物理過程の観測に必要なエネルギー分解能を示している。ASTRO-H cook book より引用*2

1.2 電磁干渉

1.2.1 電磁干渉とは

電子機器が、電磁的な相互作用を通じて他の機器に悪影響を及ぼす現象を電磁干渉 (EMI; electromagnetic interference) という。今日、電子回路により構成される電子機器は人々の生活にありふれたものである。自動運転技術に代表されるような自動化・自律化は今後も進んでいくとされる一方、機器への依存が増えることにより、その誤作動が与える影響も大きくなっていく。したがって、電磁干渉を抑えるために、電子機器が意図された外部電磁環境の中で適切に機能すること、かつ外部電磁環境への妨害源にならないこと、という電磁両立性 (EMC; electromagnetic compatibility) の観点でシステムを考慮することがますます重要視されている。電磁干渉が問題になるのは宇宙活動においても例外ではなく、宇宙機ミッションにおける重大なリスクの1つである。対策を講じるうえで、宇宙という特殊な環境、宇宙器の重量、空間、コストといった制限がより厳しくかかる点も地上との差異となる。

電磁干渉問題は妨害源、結合経路、感受部の3点から構成される。電磁干渉の解決手段として、妨害源や感受部に手を加えることは一般に好まれないため、結合経路を制御することがまず検討される。特に、何段階もの事前設計審査を経て、コンポーネントレベル、サブシステムレベル、システムレベルと順に製作・試験が行われる宇宙機では、後期段階で電磁干渉が顕在化した際、機器の大きな設計変更を行うことがほぼ不可能である。

結合経路は、しばしば(1)放射性 (Radiative) と(2)導電性 (Conductive) の2つに大別される。

- (1) 放射性：電荷が回路内を移動する際、導線をはじめとするすべての回路素子はアンテナとなって電磁場を放射し、空間を伝搬することで感受部に至る。また、通信に用いられる電波発生源に代表されるような意図的な放射も問題になりうる。
- (2) 伝導性：導線がノイズを拾い、それが意図しない他の回路へ伝導的に運ばれることで妨害を起こす。

実際にはこれらの組み合わせであることもある。

それぞれに対して、感受レベル = サセプティビリティ (Susceptibility) と妨害レベル = エミッション (Emission) の両観点から EMC 基準が設けられている (RS; Radiative Susceptibility, RE; Radiative Emission, CS; Conductive Susceptibility, CE; Conductive Emission)。サセプティビリティは外場の電磁ノイズに対して電子機器がどれほど妨害を受けやすいか、エミッションは電子機器から放出される電磁ノイズがどれほど強いかを表す。

RS, RE, CS, CE の許容レベルは、業界ごとに定められている。宇宙機では、米国国防省により発行されている EMC 規格「MIL-STD-461(Department of Defence United States of America, 1999)」で規定される軍用機器を元にし、商用規格よりも厳しい基準となっている。衛星設計は、この MIL-STD-461 を元にした各プロジェクト独自の設計基準を制定することが多い。宇宙航空研究開発機構 (JAXA) では、EMC 設計にかかる要求や設計の一般方針を「電気設計基準 (JERG-2-200) (宇宙航空研究開発機構, 2017) *³」、それを踏まえた設計標準を「EMC 設計標準 (JERG-2-241A) (宇宙航空研究開発機構, 2016) *⁴」として策定しており、各宇宙機がそれぞれの事情に応じて衛星設計基準を策定する。XRISM 衛星でも「電気設計基準」、「耐環境設計基準」を策定している。もっとも、過去に例を見ない感度を持つ極低温検出器を搭載する同衛星で、これらの一般的な基準を満たせば性能が出るかは何によっても保証されていない。本研究では、それを実験的に実証していく。

*³ <https://sma.jaxa.jp/TechDoc/Docs/JAXA-JERG-2-200A.pdf>

*⁴ <https://sma.jaxa.jp/TechDoc/Docs/JAXA-JERG-2-241A.pdf>

1.2.2 極低温検出器における電磁干渉の実例

極低温検出器は、熱検出器のため、熱に転化するすべてのエネルギー入力に対して感度がある。また、出力レベルも $\mathcal{O}(1 \mu\text{V})$ と小さい。故に、§ 1.1.2 で述べた内部的な雑音源に加えて、外部的な雑音も、設計上は非常に重要である。特に衛星や気球などに搭載される極低温検出器は、極めて限られたリソースの中で冗長系まで含めた実装が狭い空間の中でされるので、特に衛星や気球バス系からの外部雑音入力が深刻である。バス系からの主な干渉は、電磁干渉と微小擾乱干渉である。後者は、微小な機械的振動が極低温部に侵入することで生じる。ここでは、本論文の主題となる外部からの電磁干渉の実例をあげる。これらはいずれも、それぞれの装置による科学観測に影響を与える重大なものであった。

1.2.2.1 ASTRO-H SXS

前述の通り、SXS は 50 mK で動作する *Resolve* と同等の半導体型マイクロカロリメータで、X 線光子 1 つ 1 つのエネルギーを精密測定する高感度検出器である。しかし、衛星搭載後の地上試験（システム試験）において、姿勢制御系の磁気トルカ（MTQ）の駆動周波数 127 Hz およびその高調波に対応する線ノイズが観測され、姿勢制御系全体からのノイズ寄与が 1.6 eV の分解能劣化（二乗和で計算）に及んでいることが確認された（図 1.3: M. E. Eckart et al., 2016）。軌道上でも同様の干渉が見られた。

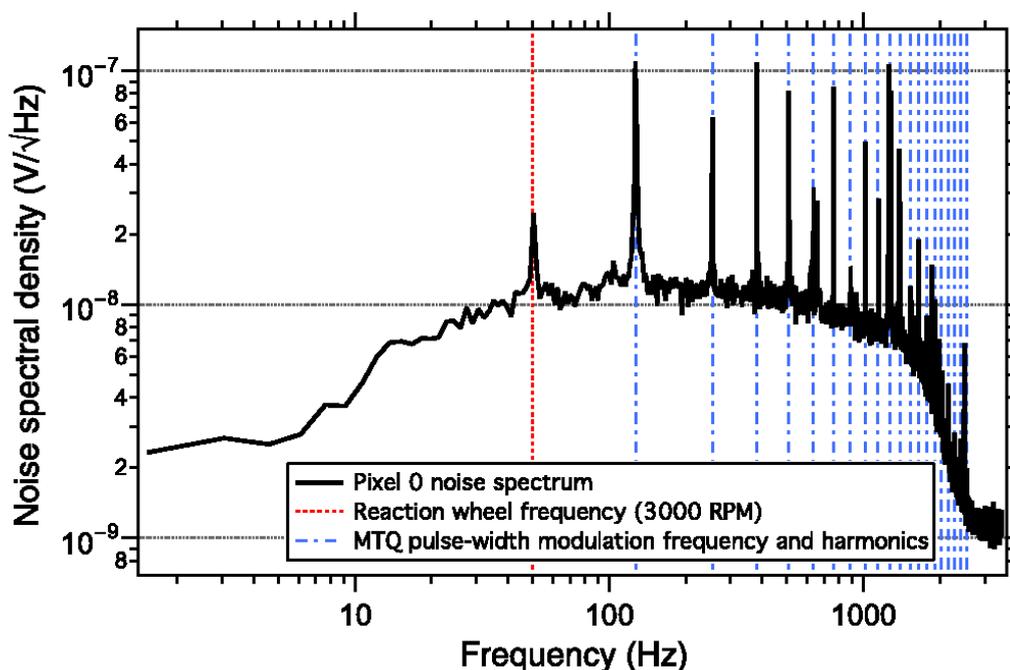


図 1.3. ASTRO-H SXS 地上システム試験で観測された MTQ ノイズ: SXS 検出器 0 番ピクセルのノイズスペクトル（横軸周波数、縦軸ノイズパワー）。青線が磁気トルカの駆動周波数及びその高調波に対応する。赤線は後述するリアクションホイール由来のノイズ。M. E. Eckart et al., 2016 より引用。

1.2.2.2 Planck HFI

Planck 衛星 (Ade et al., 2011) は、European Space Agency (ESA) が主導し、2009 年に打ち上げられた宇宙マイクロ波背景放射 (CMB) 観測衛星である。CMB 強度の異方性を高角度分解能で全天にわたって測定することを主な科学目標としており、観測周波数帯の異なる 2 つの装置を搭載している。このうち、100 GHz から 1 THz を 6 つのバンドで観測する高周波装置 (HFI : J. M. Lamarre et al., 2010) は、100 mK 下で稼働する半導体型ボロメータ (Holmes et al., 2008) で微弱な CMB 信号を検出する。なお、ボロメータはマイクロカロリメータ同様に信号を装置の温度上昇として検出する装置である。6 つの観測バンド (100, 143, 217, 353, 545, 857 GHz) に感度を持つ計 52 個のボロメータを搭載している。

ボロメータの性能は、温度計部分の抵抗値変化を測定するための読み出し回路の性能と切り離すことができない。信号増幅は後述する *Resolve* と同様に、接合型電界効果トランジスタ (JFET) が担っており、導電性のコモンモードノイズを除去するために差動増幅の形式を取っている。また、読み出し回路にかけられるバイアス電圧について、Planck HFI では 10 Hz 以下における $1/f$ ノイズを抑えるために AC バイアス (70–112 Hz) 読み出しが採用された。検出器の信号に対するパワースペクトルが図 1.4 であり、AC バイアスの周波数 (この場合は 86 Hz) にカットオフが存在していることがわかる。AC バイアスには低周波ノイズを抑えるの利点がある一方で、HFI の配線に ~ 150 pF の浮遊容量が存在したため、雑音等価電力 (NEP) が 100 GHz のバンドで最大 10% 増加することが地上試験で確認された。この導電性カップリングについては、Catalano, Coulais, and J.-M. Lamarre, 2010 が時空間でモデル化し、最適パラメータの予測まで行っている。

また、HFI の機械式冷凍機由来の干渉も確認された (Pajot et al., 2010)。図 1.5 に検出器のノイズスペクトルを示す。10、30、50、70 Hz に見られるものは HFI の 4 K ステージ冷凍機のドライバ由来の線ノイズである。時空間で移動平均テンプレートをかけることで、除去されている。

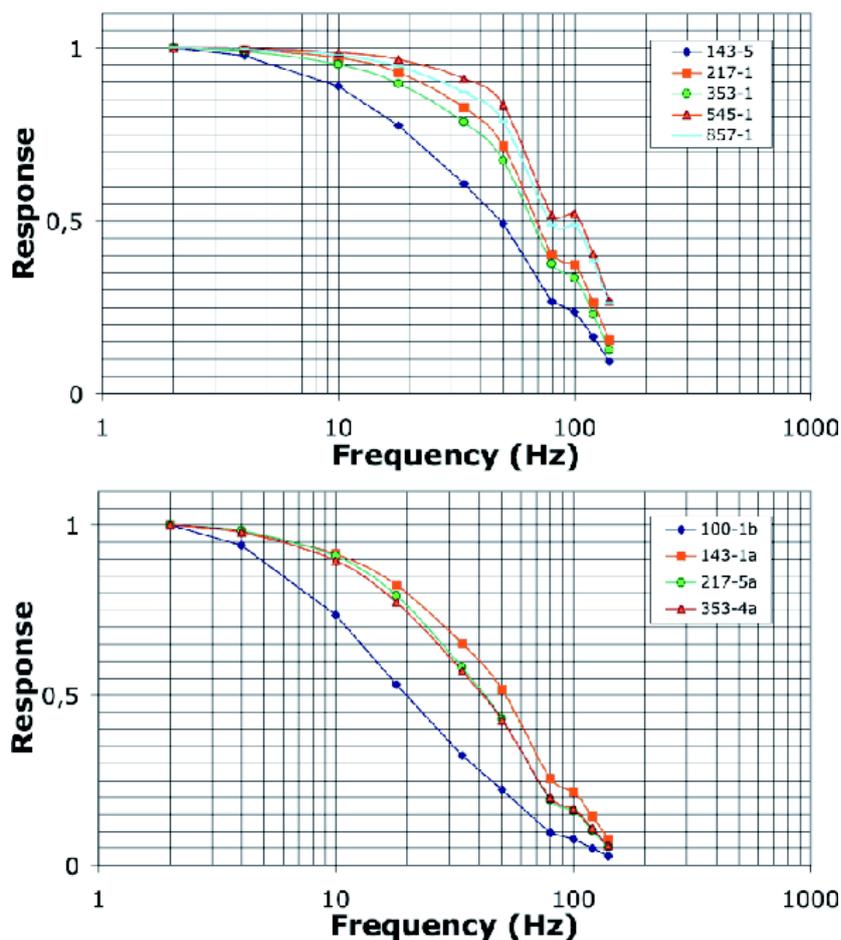


図 1.4. Planck HFI の信号に対する周波数空間の応答 (2 Hz で正規化) : 通常のバックグラウンドで AC バイアスは 86 Hz で取得。下は偏光計測用のポロメータ。

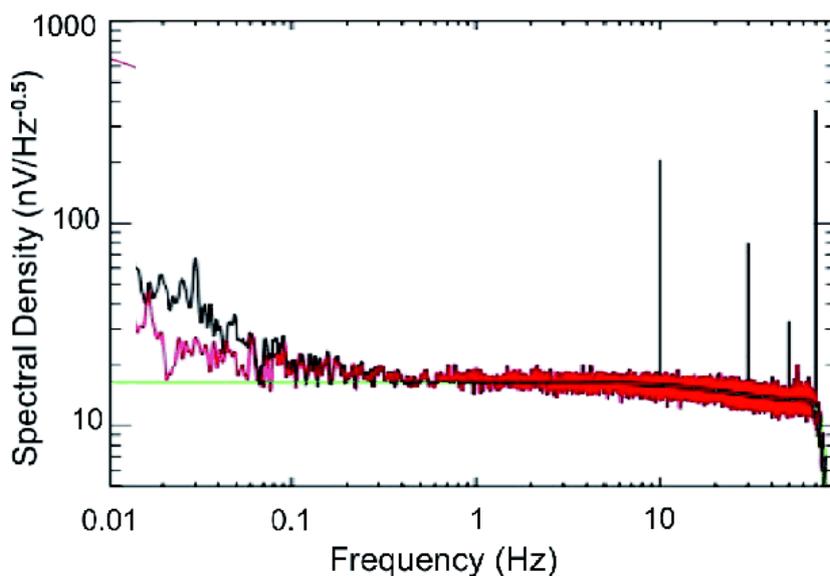


図 1.5. Planck HFI のノイズスペクトル : 黒が検出器データ。10, 30, 50, 70 Hz に冷凍機ドライバ由来の線ノイズが見られる。赤はデータをテンプレート処理したもの、緑はそのモデルフィット。

1.2.2.3 SPIDER

SPIDER(Gualtieri et al., 2018) は CMB 偏光の観測を目標とした気球実験であり、2015 年に長期飛行観測が行われた。宇宙初期インフレーションの証拠となる CMB の B モード偏光検出に向け、300 mK 下の超伝導遷移端温度計 (TES) 型ボロメータを 2400 個搭載している。

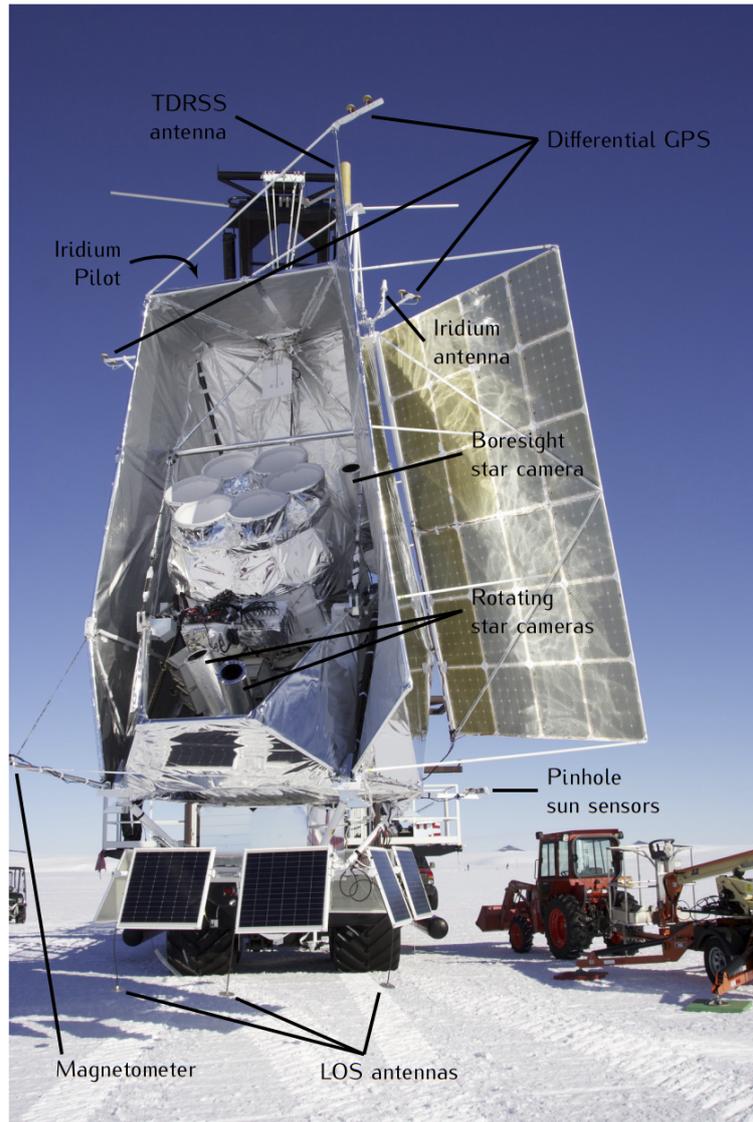


図 1.6. SPIDER 全景：中央部分にある 6 つの穴の下部に TES ボロメータからなる 6 つの CMB レシーバが配置されている。RF 干渉で深刻な影響を与えたのは上部に取り付けられた TDRSS アンテナ。Rahlin, 2016 より引用。

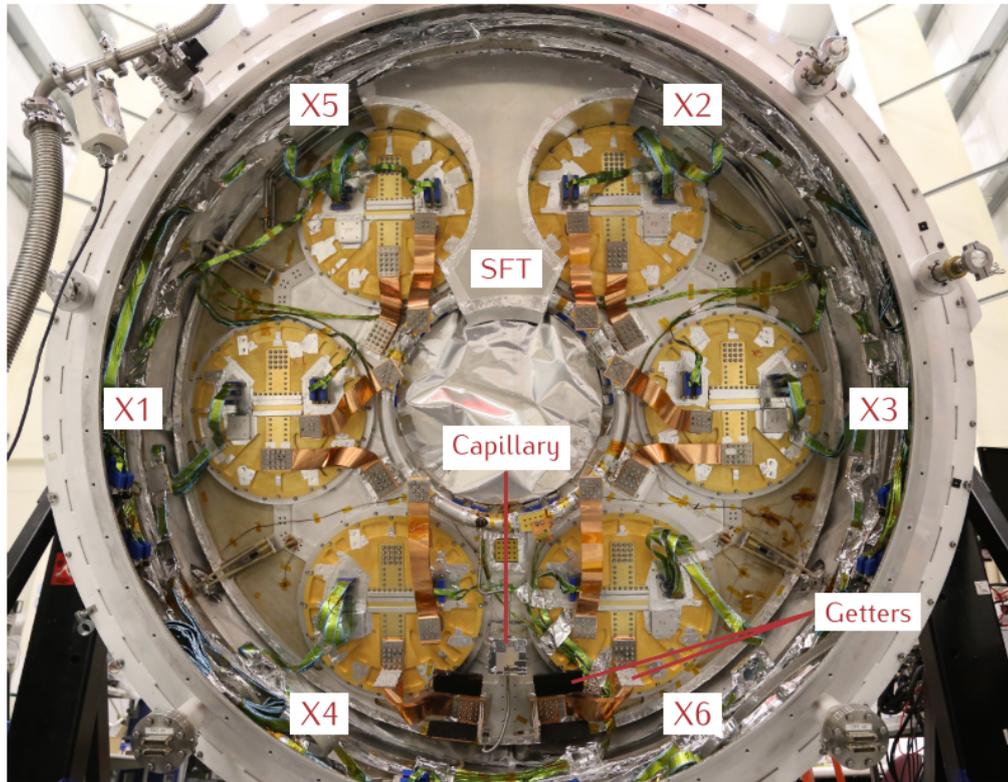


図 1.7. 6つのCMBレシーバ: X1, 3, 5が150 GHz、X2, 4, 6が94 GHzのバンドである。Rahlin, 2016より引用。

南極基地から16日間（2015年1月1日-1月18日）の飛行を行い、2バンド90/150 GHzの675/1188個のボロメータから、全天約10%分のデータを取得した。図1.6に装置系の全体像を示す。中央部分にある6つの穴の下にそれぞれ検出器が位置しており、X1-6と名前が振られている（図1.7）。

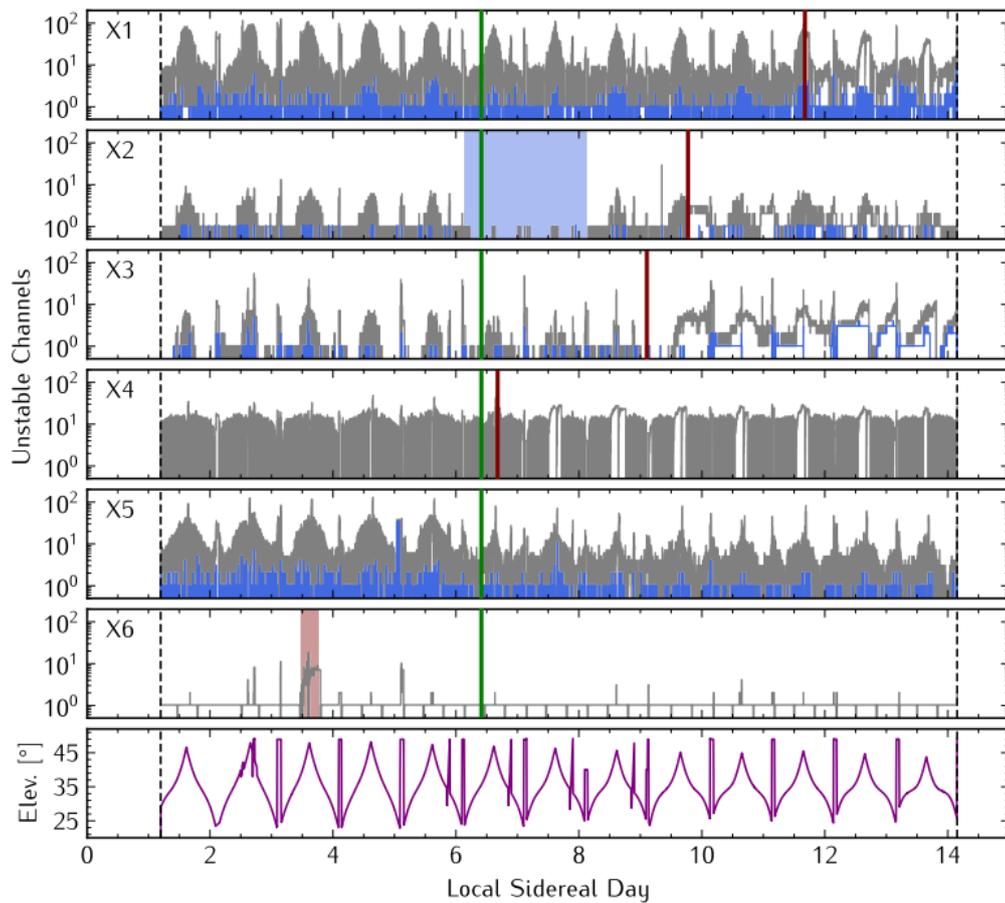


図 1.8. SPIDER における RF 干渉：横軸に観測日（地方恒星時）、縦軸に灰色で各レシーバの不安定なチャンネル数（上 6 つ）と紫色で仰角（下 1 つ）などが示されている。特に X1, 5 において、仰角の高い地点ほど不安定になるチャンネル数が増えていることがわかる。原因は検出器視野のすぐ上にある TDRSS アンテナからの RF 干渉とされ、それ以降は必要最小限の状態データの地上送信を除き、アンテナ運用をしない制限を行った (Rahlin, 2016) より引用。

しかし、観測が始まってから初めて、テレメトリ通信用のアンテナからの電波干渉（RF 干渉）が発覚した。図 1.8 は、上 6 つが X1-6 まで各検出器の不安定なチャンネル数（灰色）、最下段が仰角（紫色）の観測期間中の変化をプロットしたものである。特に X1, 5 において、仰角の高い地点ほど不安定になるチャンネル数が増えていることがわかる。原因は検出器視野のすぐ上にある TDRSS アンテナからの RF 干渉とされ、それ以降は必要最小限の状態データの地上送信を除き、アンテナ運用をしない制限を行った (Rahlin, 2016)。

また、姿勢制御で用いられるリアクションホイール (§3.2.3 にて後述) と関連のあるピックアップも Gambrel (2018) で詳しく報告されている。微小擾乱によるものに加え、リアクションホイールが回転することで生じるノイズが、打ち上げ場所である南極へ出荷する直前に発覚した。検出器制御装置に対して、リアクションホイールが露出しているデッキの穴をアルミ板で塞ぐとノイズが消え、かつリアクションホイールの電源を OFF にしてもノイズが残ったことから、リアクションホイールの回転が何らかの電磁放射ノイズを低周波に変調し、それが制御部に到達したため生じると結論付けている。シールドの追加やグラウンドの変更など様々な対策を取ることで、地上試験では影響を排除したものの、飛行中には X3 検出器で再びピックアップが現れている。根本の原因は特定しきれていないとある。

第 2 章

研究の設計

Contents

2.1	目的	32
2.2	課題	35
2.2.1	放射線干渉 — 低周波磁場	35
2.2.2	放射線干渉 — 高周波電磁場	36
2.2.3	伝導性干渉	36
2.3	構成	37

本章で本研究の設計を提示する。§ 1 で述べた背景を踏まえ、本研究の目的とスコープ (§2.1) を設定し、研究の位置づけを行う。XRISM 衛星のシステムや試験フロー、*Resolve* 装置のノイズバジェット、EMC 設計の困難を踏まえ、シミュレーションと試験を通して *Resolve* 検出器に対する電磁干渉の影響評価を行う。次に、取り組む課題 (§2.2) を抽出する。具体的な 3 つの課題は、次の通りである。

放射線干渉 — 低周波磁場 姿勢制御系の磁気トルカ (127 Hz 駆動) が作る放射線磁場による干渉。

放射線干渉 — 高周波電磁場 通信系のアンテナおよび諸機器 (GHz 帯) が作る放射線電場による干渉。

伝導性干渉 電源系で生じたバス電圧のゆらぎ (リップル) が検出器に到達する伝導性の干渉。

最後に、本論文の構成を § 2.3 に示す。

2.1 目的

§ 1.1.1 で述べた通り、極低温検出器は 2000 年代以降に天文学観測の数多くのミッションで採用されはじめた、微弱光子センサの最有力技術であり、XRISM を含む多くの将来ミッションでも搭載が予定である。ミッションによらず、その要求ノイズレベルは厳しく、電磁干渉は筆頭リスクの 1 つである。XRISM の場合、 $\sim 3 \text{ kW}$ の電力を消費する狭い衛星内で、X 線光子のエネルギー入力 $\sim 1 \text{ fJ}$ を要求ノイズレベル $\sim 10^{-18} \text{ W}/\sqrt{\text{Hz}}$ で測定する必要があり、そのダイナミックレンジは 200 dB にも及ぶ。本研究の第一の目的は、XRISM 衛星における衛星バス系から極低温検出器への電磁干渉について、影響評価と低減を試みることである。

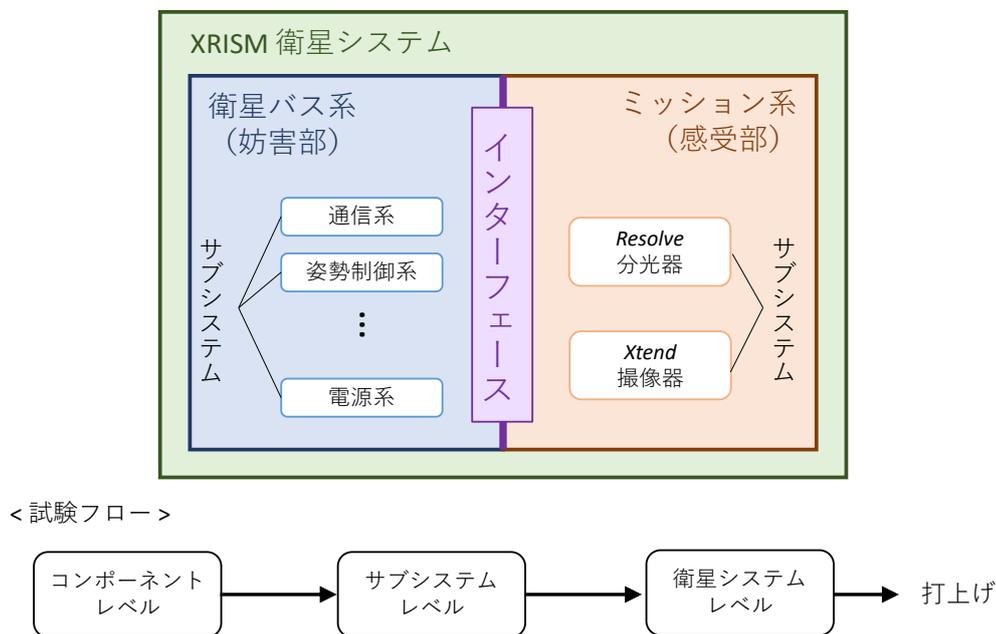


図 2.1. XRISM 衛星のシステムと試験フロー

XRISM 衛星システムの概要、および打上げまでの試験フローを図 2.1 に示す。一般に人工衛星は衛星としての基本機能を担うバス系と観測装置のミッション系からなる。さらにバス系は役割ごとにサブシステムに分かれる。それらサブシステムのうち、本研究では姿勢制御系・通信系・電源系の機器 (§3.2) が妨害部となる電磁干渉を扱う。XRISM のミッション系は 2 つの装置から構成される。主に X 線分光用の *Resolve* 装置 (Ishisaki et al., 2022) と X 線撮像用の *Xtend* 装置 (Mori et al., 2022) である。本研究では、極低温検出器を擁する *Resolve* (§3.1) が電磁干渉の感受部となる電磁干渉を扱う。以下、単にミッション系や検出器といったときには、*Resolve* 装置やその極低温検出器を指すこととする。

XRISM 衛星打ち上げまでは、図 2.1 の試験フローが示すように、コンポーネントレベルの試験、ミッション系のみを用いる「サブシステム」試験、衛星全体を用いる「システム」試験と、段階的にインテグレーションのレベルを上げ、各段階での要求や機能が満たされているかを確認していく。基本的に、出戻りはできない。また、インテグレーションが進むと、不具合に対するスケジュール及びコストのインパクトが大きくなる。図 2.2 に *Resolve* 装置のノイズバジェットを示す。検出器そのものの原理的な FWHM (2.9 eV) に加えて、全てで要求値 7 eV におさまるように割り当てられている。なお、雑音は二乗和で加算される。衛星バス系からの干渉 (SC) が、ノイズバジェット上で主要なノイズ源の 1 つであることが分かる。更に、このバス干渉ノイズは、最終インテグレーション

である衛星システムレベルの試験でしか確認できないため、そのリスクは非常に大きい。

バス系からの主な干渉は、電磁干渉と微小擾乱干渉である。微小擾乱干渉については、本論文と同じ期間のデータと検証計画に基づいて、影響評価と低減が系統的になされ、Imamura et al., 2023; Imamura et al., 2022; Hasebe et al., 2022; 今村竜太, 2022 にまとめられている。電磁干渉についてまとめるのが本論文の目的づけである。

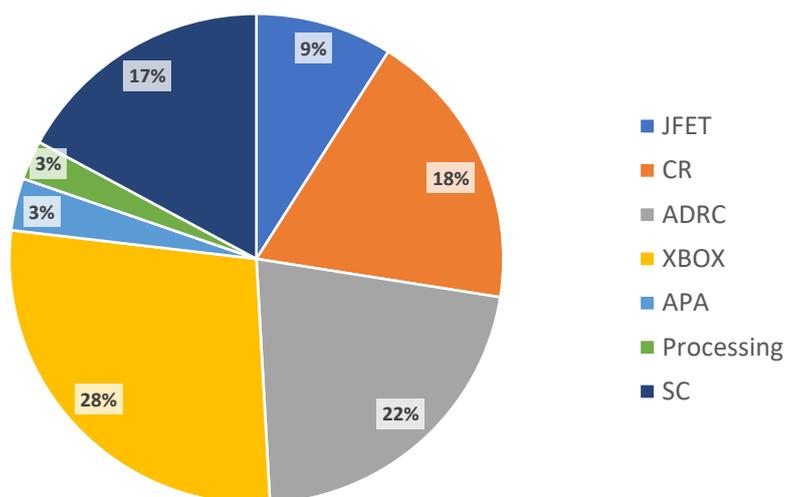


図 2.2. Resolve 装置のノイズバジェット内訳: 検出器の原理的な FWHM 以外の寄与。JFET は §3.1.1 を参照。CR は宇宙線ノイズ、ADRC (§ 3.1.3) には温度安定性や冷凍機の微小擾乱が含まれる。XBOX (§ 3.1.6) にはバイアス電圧のゆらぎなど、APA は X 線以外の photon loading、Processing には軌道上デジタル処理の量子化ノイズやゲインドリフトの効果が含まれる。SC が衛星バスによるノイズで、本研究の研究課題である電磁干渉ノイズはここに含まれる。

§1.2.2 で述べたように天文観測ミッションにおける電磁干渉のリスクはますます高まっていくことが予想される。EMC 設計と同じく衛星システム設計の支配的要因となる熱設計、構造設計では、(a) シミュレーションに基づく設計や (b) 試験評価方法が長年追及されてきた。そのため、早期リスク評価を実現するための方法論 (c) リスクマネージメントが確立され、実際の宇宙機の設計で標準化されている。しかしながら、衛星における EMC 設計は同等に確立されていない。革新的な感度を持つ極低温検出器を搭載した実際の衛星 (XRISM 衛星) の開発を通して実例を示し、一般的な方法論の確立に寄与するのが本研究の第二の目的である。

(a) シミュレーションについて、熱・構造設計では有限要素法がしばしば用いられる。空間を微小要素 (メッシュ) に区切る解法であるが、EMC 設計の場合メッシュの大きさが問題となる電磁波長より十分小さくしなければならない。XRISM 衛星の場合、 $\mathcal{O}(10\text{ m})$ を $\mathcal{O}(1\text{ mm})$ で 3 次元的に区切ることになり、扱う空間ダイナミックレンジが熱・構造より桁違いに広い。シミュレーションには巨大な計算メモリが必要となるため、これまでは衛星モデルを簡略化、部分化して計算を行うことが一般的であった (Zhang et al., 2020)。一方、シミュレーションソフトウェアについては、近年の自動運転技術の進展などから自動車の EMC 設計目的に開発が加速し、汎用ソフトウェアが市場に投入されているので、それを使用することができるようになってきた。

(b) 試験手法について、そもそも依拠できる EMC 試験標準が定まっていない。§1.2.1 で述べたように、現在は分野外の米軍規格 (MIL-STD-461) を基準としたものをベースラインとしたものが広く用いられている。しかし、§1.2.2 で見てきた通り、高感度化する天文ミッション機器に適切か定かではない。また、試験機材も標準化されていない。

(c) リスクマネージメントについて、構造設計や熱設計と同じく EMC 設計でもバス系電磁干渉の早期リスク評価が必須である。打上げ後の軌道上での発覚は論外として、バス系機器とミッション機器のフライト品を用いた試験

を初めて行う地上システム試験で判明したとしても、その性質調査のために行える試験の自由度は制限される。加えて、電磁干渉の対策を考えるうえでも、解体を要する変更を行うことが困難である。このリスクを避けるために、検証計画を策定し、段階的に評価していく必要がある。

これらを踏まえ、本研究では汎用の電磁シミュレータを用いた数値計算、および地上試験（サブシステム試験、システム試験）における実測により、XRISM 衛星における電磁干渉の影響評価を行う。その際に、バス系とミッション系の適切なインターフェースを設定することでサブシステムレベルの試験からリスク評価を行えるようにする。サブシステム試験では、妨害部（バス系機器）を模擬し感受部（*Resolve*）のサセプティビリティを検証する。衛星全体を用いるシステム試験では妨害部から感受部まで、可能な限り end-to-end の評価を行う。また、電磁シミュレーションを併用して評価を確認する。

2.2 課題

	1. 低周波磁場 放射線干渉	2. 高周波電磁場 放射線干渉	3. 導電性 干渉
妨害源	姿勢制御系 磁気トルカ	通信系 機器・アンテナ	電源系 バス電圧ゆらぎ
概要	姿勢制御用の 巨大ソレノイドが 作る磁場	妨害源からのRF放射	一定であるべき バス電圧のゆらぎ

◀ ■ 準備、★ 電磁干渉の試験@つくば宇宙センター ▶

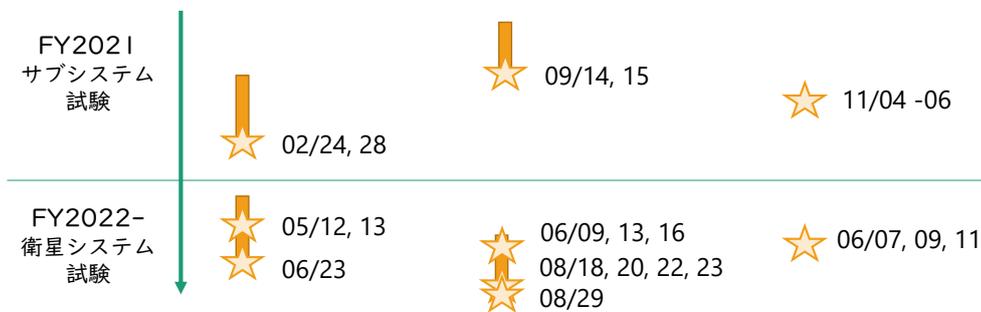


図 2.3. 本修論で取り組む3つの電磁干渉課題と試験日程

本修論においては、感受部である XRISM *Resolve* 検出器に対する、3種類のバス系妨害源からの電磁干渉について影響評価を行う（図 2.3）。各課題に対し、バス系とミッション系のインターフェースを設定し、シミュレーション、衛星試験で評価する。

2.2.1 放射線干渉 — 低周波磁場

§ 1.2.2.1 で述べた MTQ 駆動周波数の線ノイズは、XRISM が ASTRO-H のシステムデザインを踏襲している以上、対処すべき電磁干渉問題である。しかし、この線ノイズがどのような結合経路をとっているのか ASTRO-H では明らかではなく、XRISM で悪化する可能性も排除されない。そこで、観測されたノイズは巨大なソレノイドである MTQ が作る磁場由来と仮定して、試験を計画する。

サブシステム試験 (§5.2) では ASTRO-H のエンジニアリングモデル (EM) 品の MTQ を軌道上と同じ方法で駆動させ、*Resolve* 検出器のノイズデータを取得する。線ノイズが現れた場合、駆動条件を変えたときの応答の変化も調べる。システム試験 (§5.3) では、3本のフライトモデル (FM) MTQ-x, y, z を個別に駆動しノイズデータを取得する。また、各試験コンフィグレーションを模擬した磁界シミュレーション (§5.1) を行い、整合性を確認する。

2.2.2 放射性干渉 — 高周波電磁場

極低温下で動作する *Resolve* 検出器は Al のクライオスタット Dewar（以下 Dewar）の中に格納され、冷却されている。Dewar は、地上では内部の真空を保つために密封されているが、軌道上では観測のために X 線光路上の蓋（ゲートバルブ）が開けられる。これにより、Dewar が Faraday ケージでなくなるため、電磁場が侵入するパスが開く。ゲートバルブの直径は $D = 35.1 \text{ mm}$ であり、侵入に関する導波管カットオフ周波数は 5.0 GHz に対応する。ゲートバルブの厚みは $270 \mu\text{m}$ と薄いことを鑑みると、S-band (2 GHz) と X-band (8 GHz) を用いる通信系が潜在的なノイズ源になると判断した。先代の ASTRO-H SXS ではサブシステムレベルで試験が実施されず、地上でのシステムレベル及び軌道上での性能評価はゲートバルブが閉じた状態でしか行われなかった。したがって、軌道上でゲートバルブが開けられた際の検出器のサセプティビリティは不明である。

XRISM *Resolve* では、干渉の有無を検証するうえで、Dewar 上部をインターフェースに設定し、シミュレーションと試験を行う。「通信系アンテナ、およびその周辺機器から放出された電波が Dewar 上部でどれほどの強度を持つのか」は電磁界シミュレーションを行うことで見積もり (§6.1)、システム試験で確認する (§6.3)。「Dewar 上部からの電波入射に対して、*Resolve* がどれほどの耐性を持つのか」はサブシステム試験 (§6.2) で確認する。

2.2.3 伝導性干渉

衛星内部には多数の機器がバス電力（日照時は太陽電池パネル、日陰時はバッテリー）を共有する。それぞれが特定の周波数で特に多い電力消費するため、バス電圧にはその周波数でのゆらぎが発生する。これが検出器バイアス電圧などを通して、ノイズとして現れるのが伝導性の干渉である。

Resolve 装置への充電部分をインターフェースとする (§7.1)。サブシステム試験では、*Resolve* 装置のバス電圧リップルに対するサセプティビリティを調査する。DC 電源に人工的な正弦波ゆらぎをのせて、検出器で応答が見られるか確認する (§7.2)。システム試験では、実際に電源系や大電力消費機器の姿勢制御系を異なる条件で給電した際に、検出器のノイズレベルの変動が見られるかを調べ、end-to-end の評価を行う (§7.3)。

2.3 構成

本論文の章立ては図1の通りである。以下に本章以降の構成を述べる。

第3章

XRISM 衛星に搭載される機器について、特に本論文に関係する事項に重点をおいて、ミッション系 (§ 3.1) とバス系 (§ 3.2) の順に説明する。

第4章

本論文を通して使用するデータについて、特に本論文に関係する事項に重点をおいて、ミッション系 (§ 4.1) とバス系 (§ 4.2) の順に説明する。

第5章、第6章、第7章

上述した3つの電磁干渉について、シミュレーションと試験の結果を各干渉を1章ずつまとめる。各章1節 (§ 5.1, § 6.1, 7.1) では、妨害源と感受部 (*Resolve*) の間で適切なインターフェース (I/F) を設定する。放射性干渉についてはシミュレーションも行う。各章2節 (§ 5.2, § 6.2, 7.2) では、I/F-感受部間の評価を行うサブシステム試験について、各章3節 (§ 5.3, § 6.3, 7.3) では、妨害源から I/F 間の評価もしくは妨害源から感受部までを end-to-end で扱うシステム試験についてまとめる。各章4節 (§ 5.4, § 6.4, 7.4) では干渉の理解と影響の評価を行う。

第8章

結論として、本研究の到達点について述べる。

Appendix

補遺として、シミュレーションで用いた偏微分方程式の数値解法 A、及び本研究のために製作・測定した試験機材の準備と評価（低周波磁場試験用は § B、高周波電磁場試験用は § C）をまとめる。

第3章

装置

Contents

3.1	ミッション系 (<i>Resolve</i> 装置)	39
3.1.1	検出器	39
3.1.2	クライオスタット	40
3.1.3	冷却系	41
3.1.4	信号処理系	42
3.1.5	電源系	46
3.1.6	光学系	47
3.2	バス系 (XRISM 衛星)	50
3.2.1	XRISM 衛星	50
3.2.2	電源系	52
3.2.3	姿勢制御系	52
3.2.4	通信系	53

本章では、XRISM 衛星のミッション系 (*Resolve* 装置：§3.1)、バス系 (§3.2) について述べる。ミッション系からは、*Resolve* の検出器 (§3.1.1)、クライオスタット (§3.1.2)、冷却系を構成する冷凍機とドライバ (§3.1.3)、信号処理系 (§3.1.6)、電源系 (§3.1.4)、光学系 (§3.1.5) について順に述べる。バス系は、まず XRISM 衛星について §3.2.1 で概説した後、電磁干渉の妨害源を含むサブシステム3つ (電源系：§3.2.2、姿勢系：§3.2.2、通信系：§3.2.2) について説明する。

3.1 ミッション系 (*Resolve* 装置)

Resolve 装置は、XRISM 衛星に搭載されるミッション装置の一つで、精密 X 線分光器である。*Resolve* 装置は温度 $T \sim 50$ mK で動作する極低温検出器であり、Dewar 内に格納されている。図 3.1 に XRISM 衛星と *Resolve* の位置関係を示す。天体からの X 線信号は衛星 Z 軸正の方向から到来し、焦点距離 5.6 m の X 線望遠鏡 (X-ray Mirror Assembly; XMA) で集光される。集光された光は、フィルターホイール (Filter Wheel Mechanics; FWM)、Dewar の入口であるゲートバルブ (Gate valve; GV)、その下に位置する 5 層のフィルタを通過して、検出器である X 線マイクロカロリメータに到達する。入射 X 線のエネルギーによる装置の温度上昇を読み出し、信号処理によって X 線イベントのエネルギー、到来時刻などを決定する。信号処理を行う機器や 50 mK を達成するために搭載されている冷凍機など、各コンポーネントを稼働するための電力源は太陽電池パドルによって得られ、またバッテリー (BAT) に蓄えられた電力で日陰時にも稼働できるような機構を持つ。本節では、これら *Resolve* の検出器、クライオスタット、冷却系を構成する冷凍機、信号処理系、電源系、光学系について順に述べる。

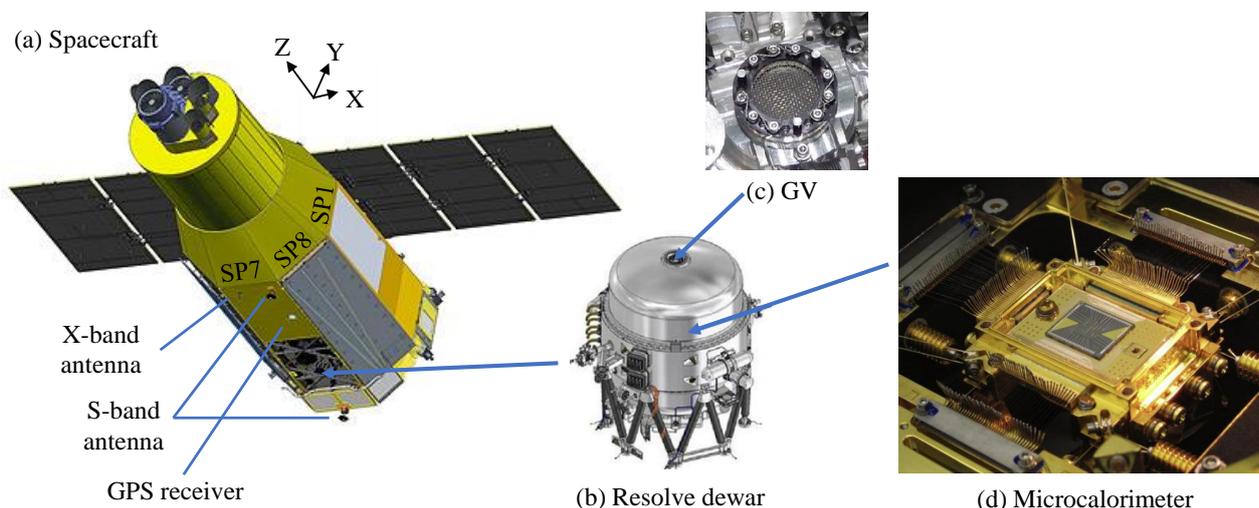


図 3.1. XRISM 衛星の全体像と *Resolve*:図は Kurihara et al., 2022 より引用

3.1.1 検出器

50 mK 下で動作する 2 つの検出器である X 線マイクロカロリメータと反同時係数検出器 (anti-coincidence detector) について概説する。

■X 線マイクロカロリメータ *Resolve* の X 線マイクロカロリメータは図 3.3 のように 6x6 で配置され、0 番から 35 番までピクセル番号を持つ。このうち 12 番ピクセルが較正用である。各ピクセルは一辺が ~ 830 μm の正方形であり、X 線吸収体である水銀テルル HgTe、および Si サーマスタから構成される。吸収体の厚さは ~ 10 μm で、要求には 100 mK 以下での低熱容量、X 線エネルギーの熱化速度 (< 100 μs)、X 線バンド (< 12 keV) における高い吸収効率などが含まれる。Si サーマスタは温度に依存するインピーダンス ~ 30 M Ω を持つ。ピクセルアレイは熱時定数 ~ 3.5 ms で 50 mK の熱浴につながっている。マイクロカロリメータ自身の固有ノイズによる分解能劣化は約 2.7 eV である。

■反同時計数検出器 (anti-co) マイクロカロリメータは熱的な検出器であり、X 線に限らずあらゆるエネルギー注入に対して応答する。一方、この反同時係数検出器は、宇宙線など荷電粒子のバックグラウンドを軽減のための

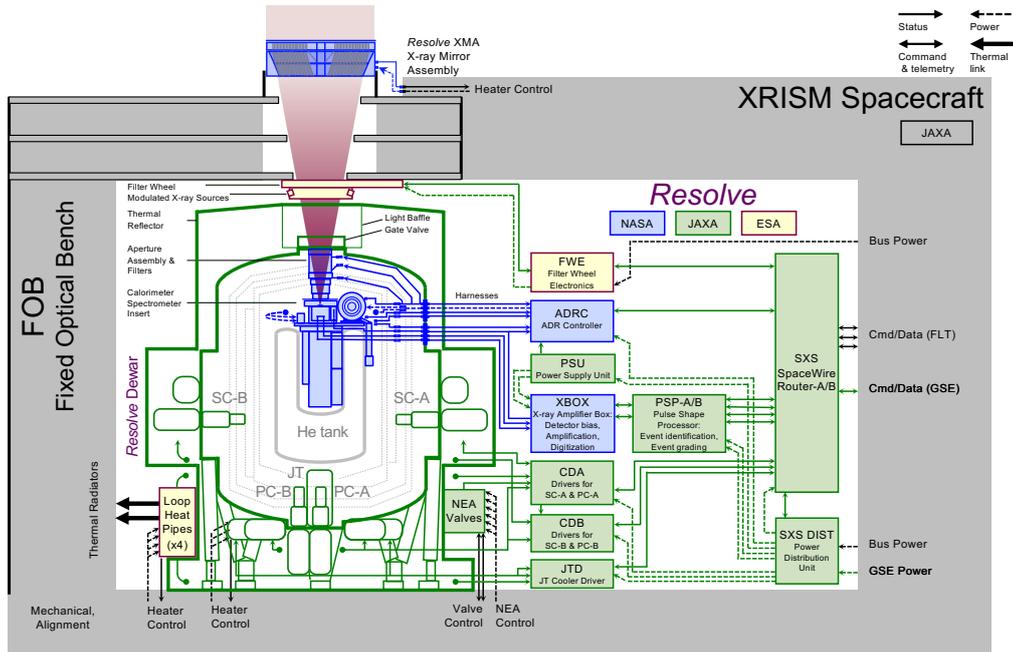


図 3.2. Resolve サブシステム構造のブロックダイアグラム Ishisaki et al., 2022

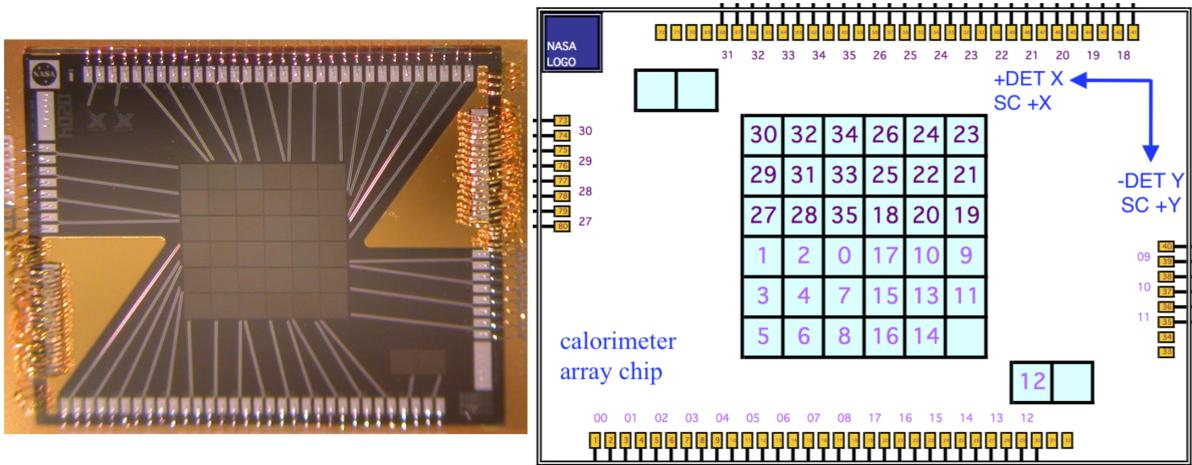


図 3.3. ASTRO-H 搭載のマイクロカロリメータ : 左は写真 C. A. Kilbourne et al., 2016、右は模式図 Chiao et al., 2016 である。Resolve マイクロカロリメータも同じ設計である。

非熱的な装置 (Si PIN 型検出器) である。カロリメータの下部に配置されているため、X 線イベントはカロリメータでほぼ吸収されて反応しない一方、宇宙線イベントではカロリメータと同時にトリガーがかかる。

3.1.2 クライオスタット

Resolve の冷却系は、冷媒 (超流動ヘリウム) を含むクライオスタット (Dewar)、断熱消磁冷凍機、機械式冷凍機、それら冷凍機の制御を行うコントローラからなる。ここでは Dewar と内部の超流動ヘリウムについて説明する (Ezoe et al., 2017)。

上述の検出器は Dewar (図 3.4) の内部に設置されている。Dewar はアルミニウム製の真空断熱容器であり、X

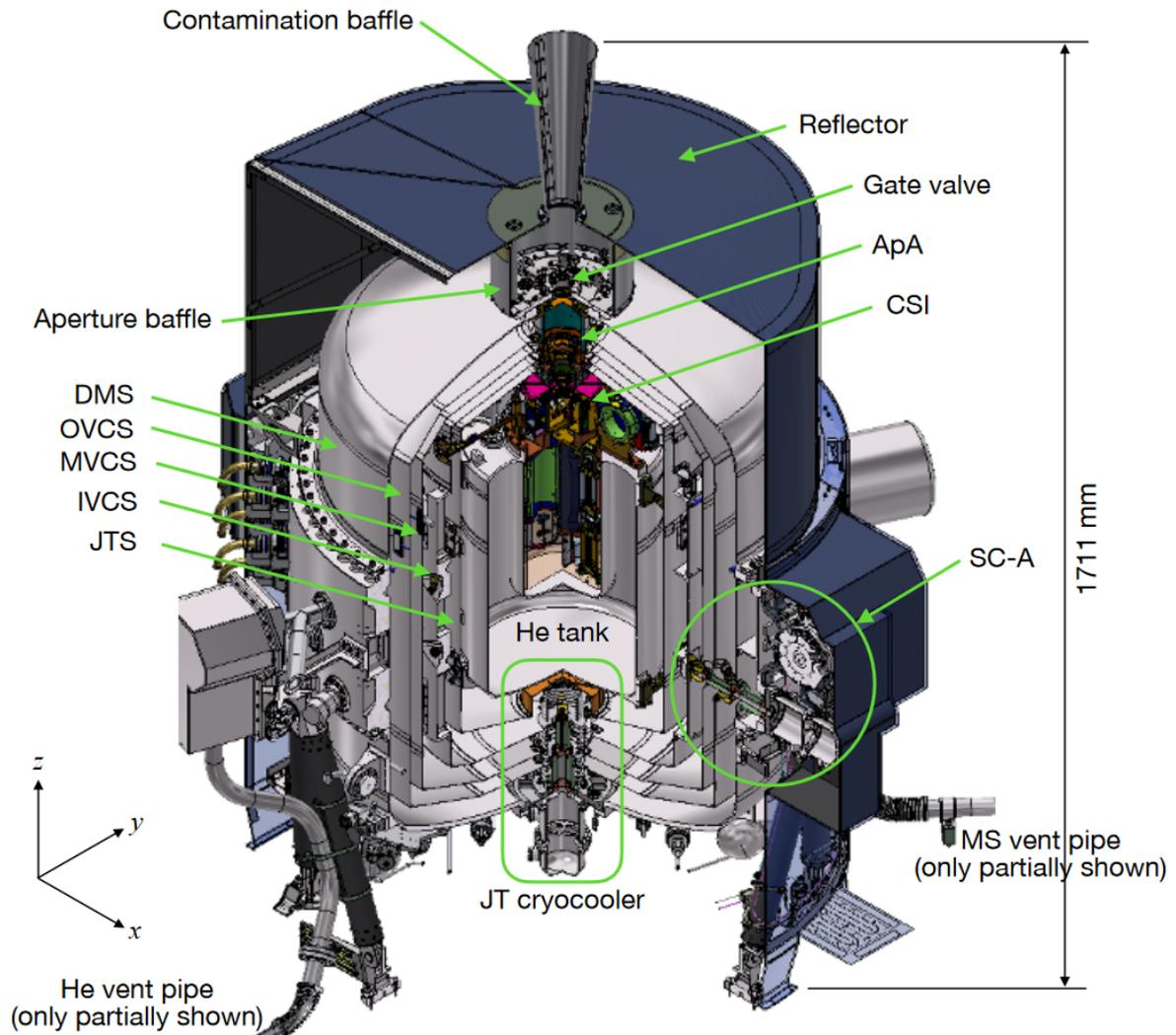


図 3.4. *Resolve* クライオスタット。図は (Ishisaki et al., 2022) より。

線入射口にはゲートバルブと呼ばれる開き蓋構造を持つ (図 3.1)。地上では真空を保つためにゲートバルブは閉じられており、Faraday ケージを構成している。超流動ヘリウムは、Dewar 内部のヘリウムタンクに保持される。減圧冷却により約 1.2 K に保たれ、それ以下の温度ステージ (50 mK) を断熱消磁冷凍機で生成するための安定な熱的アンカーをなしている。打ち上げ時に約 30 L 搭載される。気化したヘリウムは排気されるが、Dewar の高温段と熱交換させ、その顕熱を有効に使う。また、ヘリウムタンクへの熱流入をできるだけ抑制するため、機械式冷凍機でその外側の温度ステージも冷却する。これにより要求の 3 年以上を満たすと期待される。

3.1.3 冷却系

図 3.5 に *Resolve* のクーリングチェーンを示す。断熱消磁冷凍機 (ADR)、2 種類の機械式冷凍機 (2 段式 Stirling 冷凍機; ST、Joule-Thomson 冷凍機; JT) によって段階的に 50 mK を達成する。それら冷凍機はコントローラ ADRC、CDA、CDB、JTD で制御される。以下では *Resolve* で用いられる冷凍機の原理、各種コントローラについて簡単に述べる。

ADR は常磁性体を冷媒とし、磁場による分子の磁気モーメントの操作を行う。常磁性体の磁気モーメントは常温ではランダムな方向を向いている。(1) 磁場を印加すると磁気モーメントはその向きに揃おうとし、その際に分

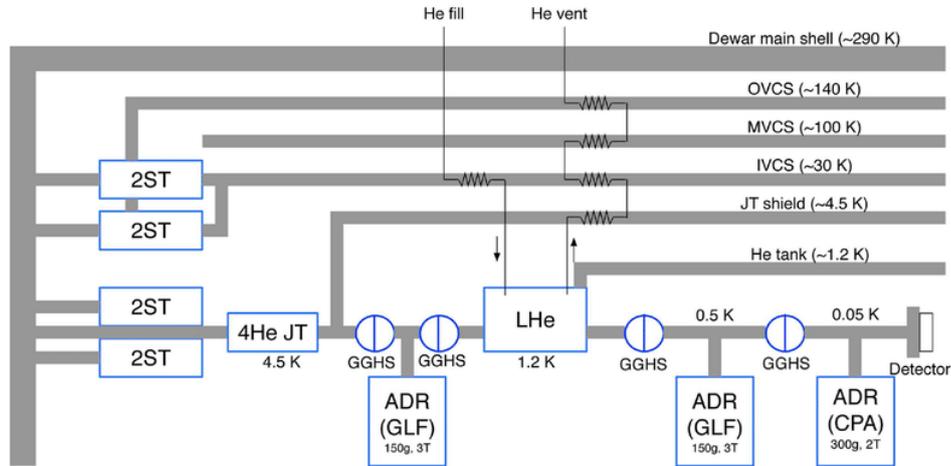


図 3.5. Resolve クライオスタット。図は Ezoe, Ohashi, and Mitsuda, 2021; Mitsuda et al., 2014 より。

子の熱運動のエネルギー一分を排出するため、温度が上昇する。この熱は超流動ヘリウムに対して捨てられる。その後、(2) 断熱状態の下で磁場を徐々に弱くしていくと、磁気モーメントが乱れていき、その過程で周囲の熱を吸収する。このサイクルを繰り返す。Resolve の場合、超流動ヘリウム温度 1.2 K から、2 段直列の ADR を用いて 50 mK まで冷却される。(1) の磁化の過程を ADR recycle と呼び、一回約 1 時間かけて行われ、その後約 2 日間 50 mK を維持することができる。なお、もう一段搭載されている ADR は、超流動ヘリウムが枯渇した後にヘリウムタンクを冷やすことで、観測を継続するためのものである。

ST 冷凍機は 4 つのプロセス（定積加熱、等温膨張、定積冷却、等温圧縮）からなる熱サイクルを繰り返すことによって動作する。JT 冷凍機は Joule-Thomson 効果を利用した冷凍機である。理想気体の場合、等エンタルピー変化において温度変化は起こらない。しかし、実在気体の場合、気体の膨張率が低温でより大きくなり、吸熱反応になりうることを利用した冷凍機である。Resolve では機械式冷凍機として、⁴He JT 冷凍機 1 台と 2 段式 ST 冷凍機 4 台を搭載している。ST 冷凍機のうち 2 台は Dewar 内部にある 140 K 及び 30 K の放射シールドを冷却するために用いられる。残りの 2 台は JT 冷凍機の予冷に使われる。JT 冷凍機はヘリウムタンクの周りの 4.5 K 放射シールドを冷却するために使われる。

冷凍機制御コントローラについて、ADRC は ADR やヒートスイッチを制御することでマイクロカロリメータの温度を 50 mK に保っている。また、フィルタへのコンタミネーション付着を防止するためにヒータ駆動も行う。JTD は JT 冷凍機のコンプレッサを駆動し、温度に加えて JT 回路内の圧力の測定も行っている。CDA, CDB はそれぞれ 2 台の ST 冷凍機を駆動する。うち 1 台は放射シールド冷却用、もう 1 台は JT 冷凍機の予冷用である。

3.1.4 信号処理系

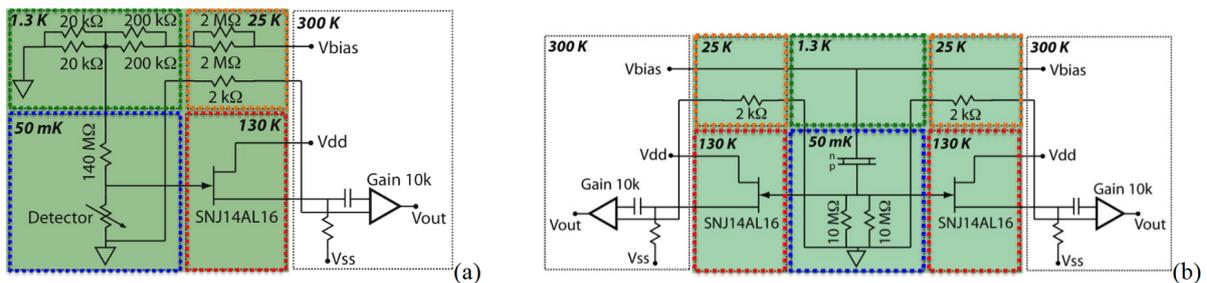


図 3.6. 検出器の回路図：(a) がマイクロカロリメータ、(b) が anti-co。図は Chiao et al., 2016 より。

■信号読み出し *Resolve* マイクロカロリメータ、anti-co の読み出し回路を図 3.6 に示す。50 mK ステージの検出器でとらえられた高インピーダンス信号は、130 K ステージにある接合型電界効果トランジスタ (Junction Field Effect Transistor; JFET) で低インピーダンスに変換される。JFET はユニポーラ型のトランジスタで、電圧で制御されるという特徴を持つ。したがって、JFET は電流制御に比べて入力インピーダンスが高く、高インピーダンスセンサである半導体型マイクロカロリメータと相性がよい。JFET で変換された信号は、Dewar 外部にあるアナログエレキ (X-ray box; XBOX) で増幅・ローパスフィルタ処理されデジタル化されたのち、デジタル機器 (Pulse shape processor; PSP) に送られる。XBOX は JFET の温度制御も行っている。XBOX はマイクロカロリメータ 36 ピクセルを半分に分け、それぞれ独立な回路で処理している。これにより、どちらかが故障しても残りの 18 ピクセルで観測を行うことが可能な設計となっている。PSP ではイベントトリガーとデジタルフィルタによる信号処理を行い、X 線エネルギーと到来時刻を計算する。XBOX から送信されたセンサデータは微分波形を計算することで X 線パルスをトリガーする。パルスの緩和時定数は約 3.5 ms であるが、それより十分長い時間経過する前に別の X 線光子が入射して X 線波形が乱れているかのグレード判定も PSP で行う。前後のイベントとの時間間隔が 69.92 ms 以上である場合は High resolution、17.52 ms 以上 69.92 ms 以下である場合には Mid resolution、17.52 ms 以下の場合には Low resolution に分類される。High/Medium resolution に識別された信号は、次に述べる最適フィルタ処理を行い、X 線エネルギーを決定する。PSP も XBOX 同様に 2 系統あり、電源 (Power supply unit; PSU) ボード、FPGA ボード、CPU ボード 2 枚からなる。電源系については次節 (§3.1.5) で述べる。観測データなどのミッション系データ (§4.1) は SpaceWire router (SWR) を経由して衛星バス系へ送信される。

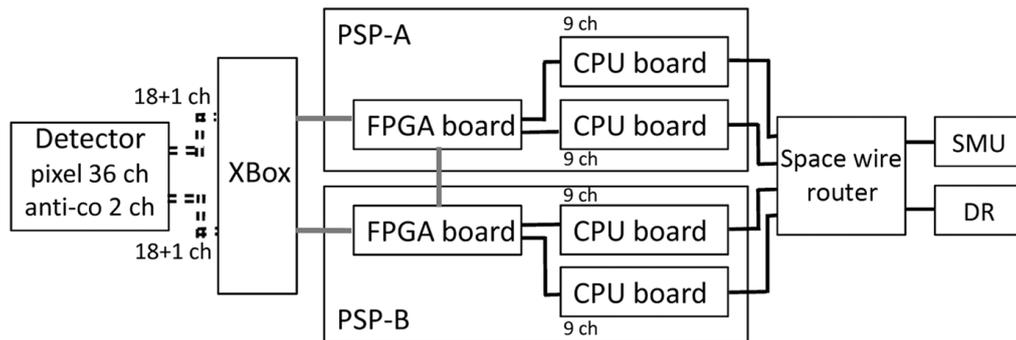


図 3.7. XBOX, PSP 周辺機器: 検出器から XBOX まではアナログ信号である。マイクロカロリメータ 18 ピクセルと anti-co 1 チャンネルからなる独立した回路を 2 系統持つ。SMU はコマンドを PSP へ送りテレメトリを収集する。DR はデータレコーダー。図は (Ishisaki et al., 2018) より。

■最適フィルタ処理 マイクロカロリメータの優れたエネルギー分解能を引き出すため、軌道上信号処理にも工夫がなされている。マイクロカロリメータの X 線に対する応答時定数は、入射エネルギーに依存しない。そのため、単純には、入射光子のエネルギーの決定は X 線パルスの波高 (パルスハイト) を決めることで行える。最も単純な方法として、単にパルスピークからベースラインの値を差し引いた値を用いることができるが、1 点のみを用いるためにノイズの影響を大きく受ける。そのため、*Resolve* では以下のようにパルス波形のすべてのサンプルを用いてパルスハイトを推定する最適フィルタ処理を行っている。以下でその原理について説明する。パルスハイトを H 、規格化された X 線パルスを $s(t)$ とすると、観測される X 線イベントデータ $d(t)$ は、ノイズ $n(t)$ を含み、

$$d(t) = Hs(t) + n(t) \quad (3.1.4.1)$$

と書ける。Fourier 変換すると

$$D(\omega) = HS(\omega) + N(\omega) \quad (3.1.4.2)$$

となり、 H の最適化は

$$\chi^2 = \sum_{\omega} \frac{|D(\omega) - HS(\omega)|^2}{|N(\omega)|^2} \quad (3.1.4.3)$$

を H について最小化する問題に帰着する。解は、 $\frac{\partial}{\partial H} \chi^2 = 0$ より、

$$H = \frac{\sum_{\omega} \frac{D(\omega)S^*(\omega)}{|N(\omega)|^2}}{\sum_{\omega} \left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2} = \frac{\sum_{\omega} \frac{D(\omega)}{S(\omega)} \left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2}{\sum_{\omega} \left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2} \quad (3.1.4.4)$$

と変形できる。すなわち、 $\frac{D(\omega)}{S(\omega)}$ を重み $\left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2$ で平均をとった値が H である。最適フィルタのテンプレートを

$$F(\omega) = \frac{S(\omega)}{|N(\omega)|^2} \frac{1}{\sum_{\omega} \left| \frac{S(\omega)}{N(\omega)} \right|^2} \quad (3.1.4.5)$$

と定義し、その時空間表示を $f(t)$ と書くことにすると、

$$H = \sum_{\omega} D(\omega)F(\omega) = \sum_t d(t)f(t) \quad (3.1.4.6)$$

となり、時空間での処理だけで H が求められる。なお、最後の等号は Parseval の定理による。最適フィルタのテンプレート作成には、 $N(\omega)$ 、 $S(\omega)$ が必要である。前者はノイズスペクトル、後者は実際の X 線パルスを多数平均化した平均パルス波形を用る。この方法は χ^2 の定義から、S/N 比の大きい周波数帯域を優先的に扱っていることに相当する。注意点として、X 線パルス波形の相似性を仮定するため、立ち上がりの時定数のばらつきが分解能劣化につながる。Resolve における最適フィルタ処理は、あらかじめ登録してあるテンプレートを用いて PSP で行われる。

平均パルス波形、最適フィルタテンプレートの例を、図 3.8、3.9 にそれぞれ示す。

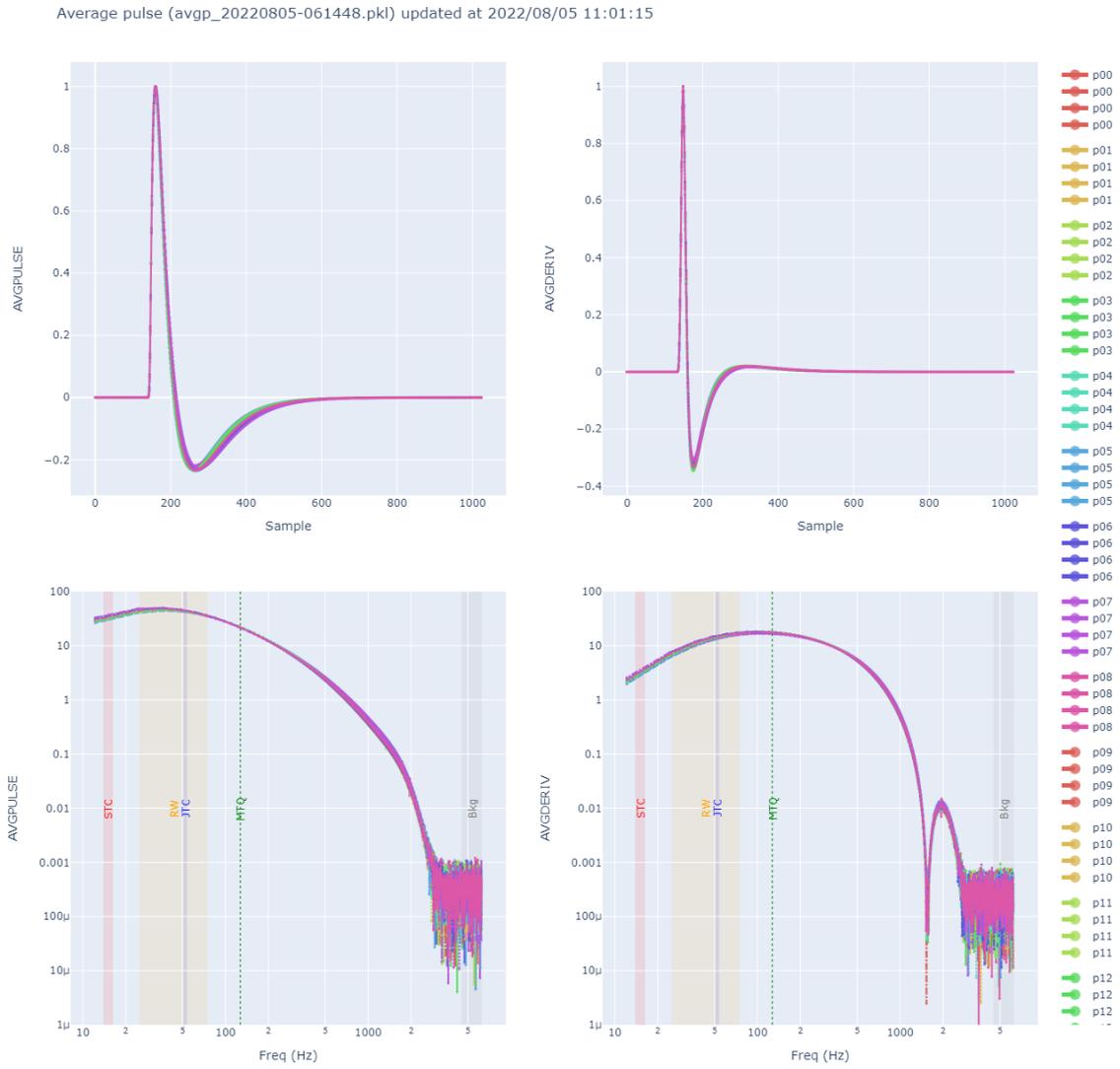


図 3.8. 平均パルス波形、および平均微分パルス波形：左上が平均パルス、右上が平均微分パルス。下はその周波数空間表示。色はピクセルに対応する。

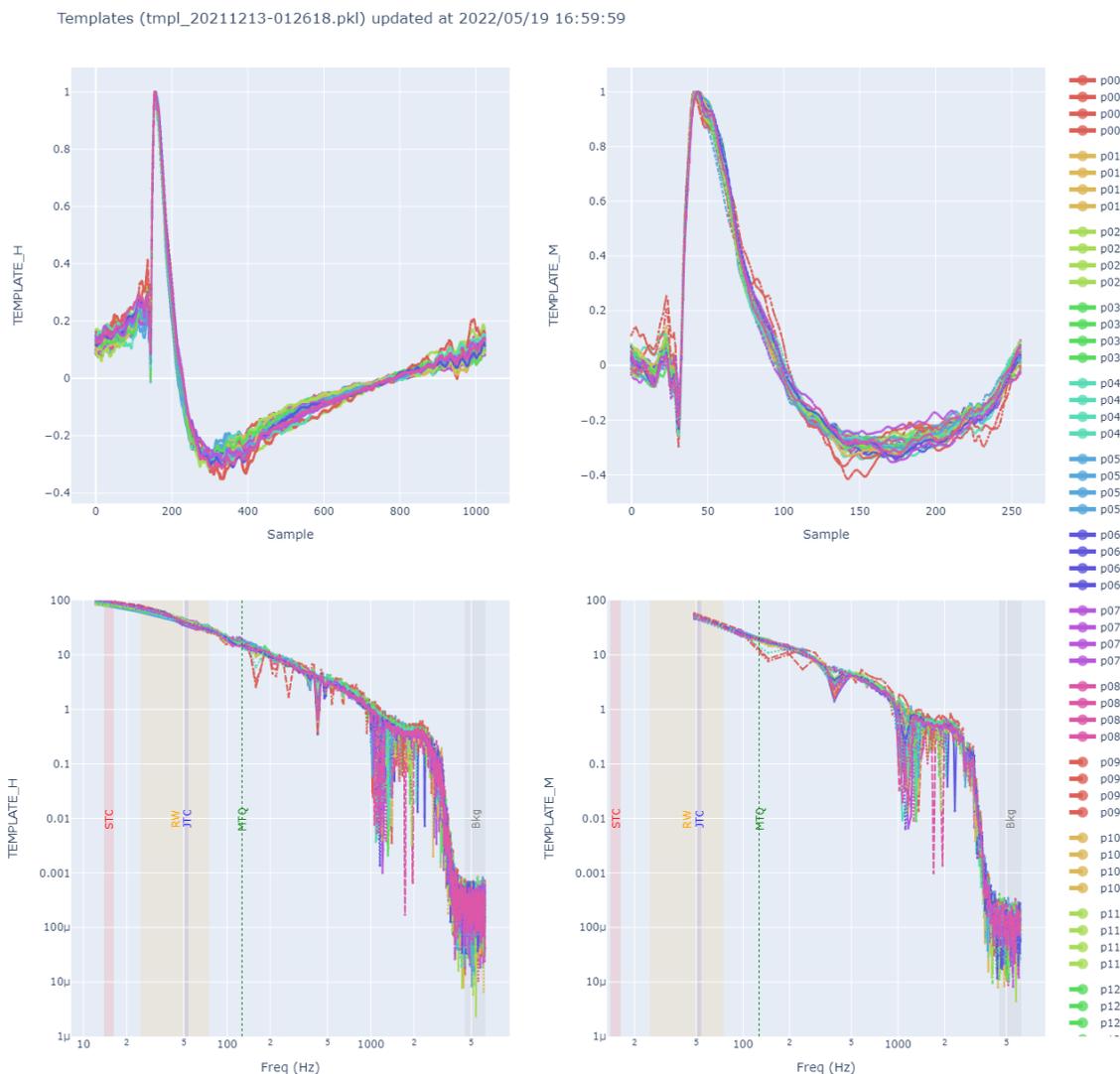


図 3.9. 最適フィルタテンプレート：上が時空間、下が周波数空間表示。左右はグレードの違いで、左が High Resolution、右が Medium Resolution のもの。なお、Low Resolution では最適フィルタ処理は行われない。

3.1.5 電源系

Resolve マイクロカロリメータへの電圧供給は、SXS-DIST、PSU、XBOX のパスで行われる (図 3.2)。図 3.10 に、バスと Resolve 装置の電力系統図を示す。バス系から供給されたバス電圧 (これを一次電源と呼ぶ) は、Resolve 装置の電力分配器 (SXS-DIST) に一括で提供される (ただし、FWE だけは直接分配)。SXS-DIST は電流リミッタと FET スイッチの集合であり、FWE 以外の Resolve 室温機器にバスを分配する。これには、CDA、CDB、JTD、PSU-A/B、ADRC、PSP-A/B、SXS-SWR-A/B がある。これらの機器が DC/DC 変換にて低圧の二次電源を生成し、各機器に分配する。CDA、CDB、JTD は冷凍機ドライバ (CDE) と総称され、CDA、CDB があわせて 4 つの 2 段 Stirling 冷凍機に、JTD が 1 つの Joule-Thomson 冷凍機に二次電源を供給する。Dewar 内部の極低温段にある検出器 (Detector) バイアスと JFET へ電源供給する XBOX-A、XBOX-B は特段に安定化させた二次電源 (+5V digital、±5V analog、±13.25V analog) が必要である。そこで、PSU という安定化電源装置を別途構成し、電圧リップルの大幅な低減をしている。まだ、同じく極低温段にある断熱消磁冷凍機 (ADR)、ヒートスイッ

チ、フィルタヒータなどに二次電源を供給する ADRC に対しては、XBOX-A, XBOX-B とのクロック信号を同期させてビートノイズを抑制するため、PSU から ADRC に対してクロックを供給する。

図 3.10. *Resolve* の電力系統図 *Resolve* のうち、一次電源が供給される機器を四角、二次電源が供給される機器を丸で示す。

3.1.6 光学系

XRISM に搭載されている 2 種類の X 線観測装置 (*Resolve*、*Xtend*) それぞれに対して X 線望遠鏡存在する。

X 線は短波長ゆえに物質による吸収を受けやすく、可視光などで一般的な直入射光学系を採用することができない。かわりに、物質による屈折率が 1 よりわずかに小さくなることを利用した、斜入射光学系によって全反射で光路を制御する。

誘電率 ϵ 、透磁率 μ の物質中を進む際の光速 v は、

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (3.1.6.1)$$

である。 $\mu = \mu_0$ とできる非磁性体の場合、屈折率 n は

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\epsilon_0}} = \sqrt{\epsilon'} \quad (3.1.6.2)$$

となる。なお、比誘電率を ϵ' としている。一方、金属中の自由電子プラズマの誘電率は、

$$\epsilon = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2} \quad (3.1.6.3)$$

と書ける。ただし、 ω_p は電子密度 n_e 、電荷素量 e 、陽子質量 m_p を用いて、

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{4\pi}} \quad (3.1.6.4)$$

と定義されるプラズマ振動数である。したがって、入射電磁波が十分高周波 ($\omega \gg \omega_p$) であるとき、屈折率は、

$$n = \sqrt{\epsilon'} = \sqrt{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}} \approx 1 - \delta \quad (3.1.6.5)$$

$$\delta = \frac{\omega_p^2}{2\omega^2} \quad (3.1.6.6)$$

となる。屈折率の1からのずれ δ が大きいほど全反射には有利であるため、一般に反射材には原子番号の大きな金属が用いられることが多い。全反射は、屈折率の大きい領域から屈折率の小さい領域へ電磁波が進行する際、その入射角度が臨界角よりも小さいときに生じる。臨界角を θ_c とすると、屈折率 n との間には次のような関係がある。

$$n = \frac{\sin(\frac{\pi}{2} - \theta_c)}{\sin \frac{\pi}{2}} = \cos \theta_c \approx 1 - \frac{1}{2}\theta_c^2 \quad (3.1.6.7)$$

よって、

$$\theta_c = \sqrt{2\delta} = \frac{\omega_p}{\omega} \approx 1.651 \sqrt{\frac{\rho Z}{A} \frac{1}{E[\text{keV}]}} [\text{deg}] \quad (3.1.6.8)$$

となる (ρ は密度 [g cm^{-3}]、 Z は原子番号、 A は質量数)。XRISM の場合、反射鏡は厚さ数百 μm のアルミ基板の表面に金を蒸着してある。金の密度 $\rho = 19.32$ [g cm^{-3}]、原子番号 $Z = 79$ 、質量数 $A = 197$ を代入すると、

$$\theta_c = \frac{4.60}{E[\text{keV}]} [\text{deg}] \quad (3.1.6.9)$$

である (波岡武 and 山下広順, 1999 を参考にして記述)。

反射光学系の場合、光学系が歪なく結像できる条件として偶数回の反射が必要であることが知られる (Abbe の正弦条件)。X 線望遠鏡では、有効面積を稼ぐために反射鏡を多数積層することが可能な Wolter 1 型望遠鏡 (最低次である 2 回の反射を、焦点を共有する双曲面、放物面の 2 段の凹面鏡で実現) がしばしば用いられ、XRISM でも採用されている。Resolve-XMA (図 3.11) は ASTRO-H の SXS 用望遠鏡とほぼ同じデザインで、口径 45 cm、焦点距離 5.6 m となっている。203 層、1624 枚の鏡からなる多重薄板型望遠鏡で、有効面積 $420 \text{ cm}^2 @ 6 \text{ keV}$ を誇る。

XMA によって集光された X 線信号は、通常そのまま GV へと到達するが、観測対象や目的に応じて、3 種類のフィルターを選択的に通過させることができる。これらフィルターは、図 3.12 のようにフィルタホイール (FWM) に円形に配置されており、ステッピングモーターで回転する。具体的には、(1) 可視光を遮蔽するための厚さ $285 \mu\text{m}$ のポリイミドからなる可視光ブロッキングフィルタ、(2) X 線のスペクトルを変えずにフラックスだけ低減するため、 1.49 mm おきに穴の開いた $105 \mu\text{m}$ のモリブデン板による $1/4$ neutral density フィルタ、(3) 低エネルギー側の X 線だけを重点的に低減する厚さ $25 \mu\text{m}$ のベリリウムフィルタである。残りの 3 孔のうち 2 つは open で、残る 1 つが較正 X 線源としてマイクロカロリメータ全体を照射する ^{55}Fe がとりつけられている。このフィルターホイールの制御、及び別の較正 X 線源である modulated X-ray source (MXS) の制御は filter wheel electronics (FWE) で行われる。

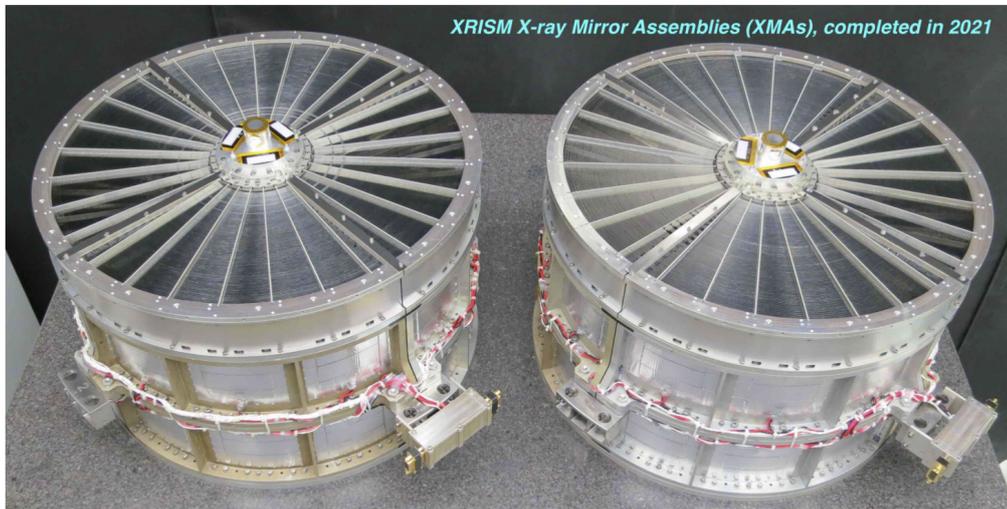


図 3.11. XMA : 2 段の望遠鏡部の上に、迷光防止用のプリコーメータがのせられている。右が *Resolve* 用、左が *Xtend* 用。図は Boissay-Malaquin et al., 2022 より。

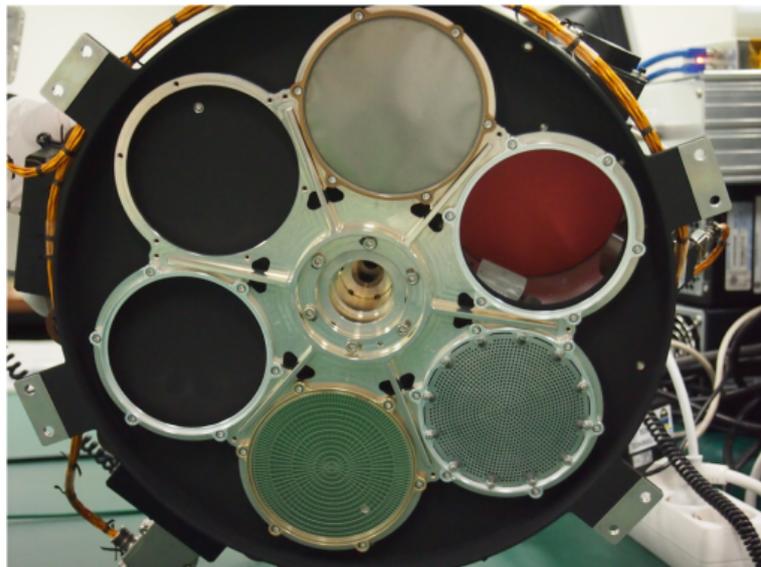


図 3.12. フィルターホイール FWM(Vries et al., 2017)

3.2 バス系 (XRISM 衛星)

3.2.1 XRISM 衛星

XRISM は 2023 年に JAXA 種子島宇宙センターから打ち上げ予定であり、高さ 575 km、軌道傾斜角 31 度で近地球軌道を周回する。大きさは 7.9 m × 9.2 m × 3.1 m であり、重さ 2.3 トンの設計である (M. Tashiro et al., 2020)。衛星構造は基本的に ASTRO-H の設計を踏襲している。X 線観測衛星では図 3.1 にある通り、観測方向に Z 軸、太陽のある方向 (太陽光パドル SAP に対して垂直方向) を Y 軸にとることが一般的である。図 3.13 に ASTRO-H 衛星を X-Z 平面で切った断面図を示す。Dewar 上部に X 線望遠鏡を保持する機構が固定式光学ベンチであり、3 枚のプレート (トッププレート、ミドルプレート、ローワープレート) を持つ。X 線望遠鏡や衛星姿勢決定のために用いられるスタートラッカーなどは最上段のトッププレート、前述したフィルタホイール FWM はローワープレートに搭載されている。

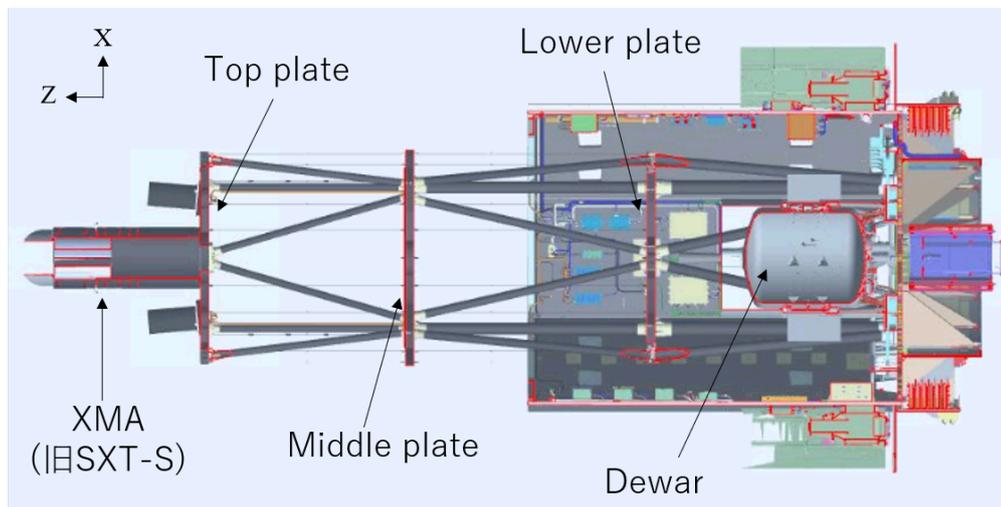


図 3.13. ASTRO-H 衛星の X-Z 切断面: XRISM 衛星は基本的に ASTRO-H の設計を踏襲している。

Dewar や固定式光学ベンチを囲むように、8 枚の側面パネル (SP1-8) が配置され、衛星構体を形作っている。一枚の大きさは 990 mm × 3100 mm であり、内外面には各種バス機器が取り付けられている。また外面には熱制御材を装着している。側面パネルのうち、-Y 方向にある SP7 には放射冷却によりミッション部からの熱を逃がすため、パネル下部がアルミ格子になっている。

XRISM 衛星のバス系のサブシステムについて、ほぼ同等である ASTRO-H のブロックダイアグラム (図 3.14) で説明する。左上ピンク色が電源系を表し、太陽光パドル SAP やバッテリー BAT などを含む。これら電源は PCU を介して、通信系 (中央上黄色)、姿勢制御系 (中央下オレンジ)、推進系 (左下オレンジ)、ミッション系 (右緑) へと分配される。通信系は地上局とのコミュニケーションを担い、アンテナを用いてコマンドや衛星データを送受信する。姿勢制御系は各時刻における衛星の姿勢を決定すること、および目標とする姿勢に制御することを担う。推進系は姿勢変更など衛星に外力を加える必要がある場合に、スラスタを用いてそれを達成する。

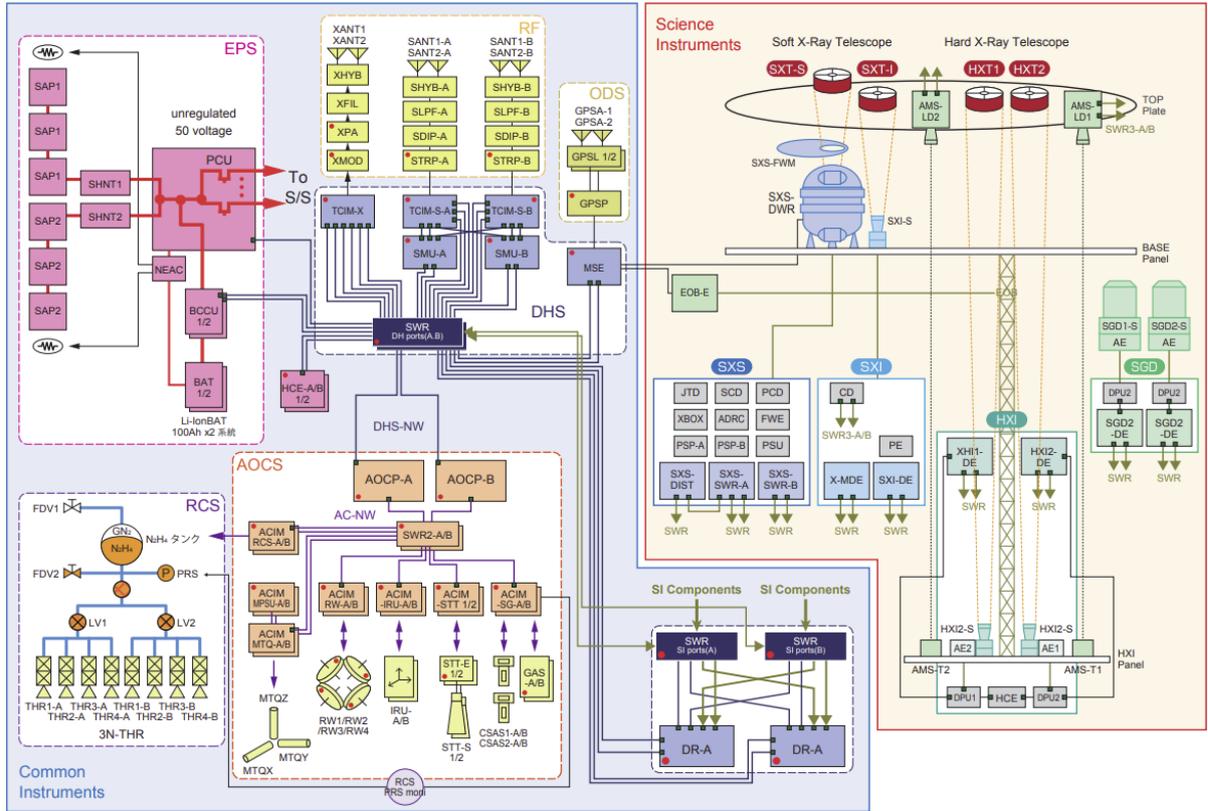


図 3.14. ASTRO-H 衛星のシステムダイアグラム。図は峯杉 et al., 2016 より。

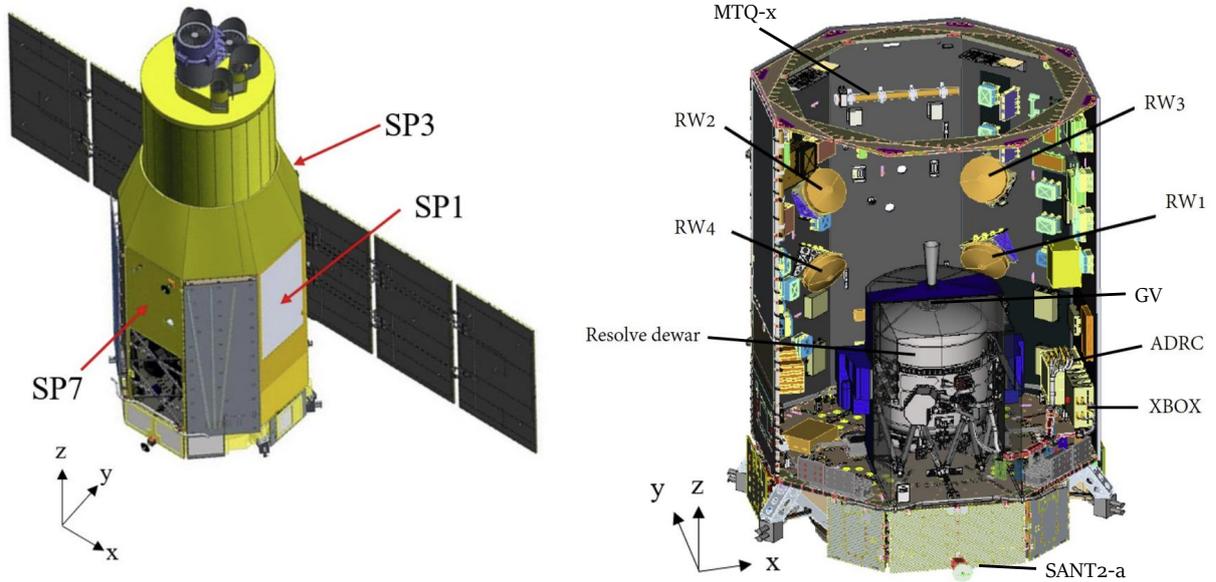


図 3.15. XRISM 衛星構体内。図は (Hasebe et al., 2022) より。

構体内の構造を図 3.15 に示す。次節以降で説明する磁気トルカ (MTQ)、リアクションホイール (RW)、通信系アンテナ (SANT) の位置が示されている。

3.2.2 電源系

衛星に搭載されている機器に必要な電力を安定に供給することが主な役割である。XRISM 衛星のシステムダイアグラム (図 3.14) にて左上ピンク色で示される電源系には、太陽電池パドル (SAP)、電力制御器 (PCU)、バッテリー (BAT)、バッテリー充電制御器 (BCCU) などからなる。

日照時と日陰時で次のように給電方法がかわる。日照時は太陽電池パネルが最大約 2 kW の電力供給を行い、バス電圧は 52 V に安定させる。太陽光で発電した電力のうち、余剰分が BAT に充電される。それでも余る分はシャント抵抗で熱として捨てられる。一方、日陰時には最大約 2 kW のバス電力を BAT からの放電により供給する。バス電圧は 32.5–48.2 V をとる。地上試験では SAP は動作しないので、Solar Array Simulator (SAS) 電源を用いる。

BCCU は BAT 電圧をモニターし、次のように充電管理を行っている。過充電を防止するため、定電流充電 (Constant current=CC モード) で設定電圧に達したら、定電圧充電 (Constant voltage=CV モード) に切り替える。この CC には、ノミナル時の基準を用いる level 1 (CC1) と、2 系統ある BAT の冗長が崩れて 1 つの BAT のみを使用している場合の基準を用いる level 2 (CC2) が存在する。

XRISM 衛星搭載システムの電力消費量内訳を参照すると、3 つのサブシステム (*Resolve* ミッション部、姿勢系=AOCs、ヒーター) が特に電力を消費しており、それぞれが全体の約 1/3–1/4 程度を占める。消費電力が大きい機器ほどマイクロカロリメータへの外部ノイズ源になりやすいので、まずは *Resolve* 自身 (主に機械式冷凍機) と姿勢制御系に注意しないといけないことが分かる。ヒーターは白色ノイズが主で電磁干渉源としての危険度は低いものと期待される。

3.2.3 姿勢制御系

観測要求を満たす精度で天空上の指定された方向に衛星を指向させることを主要機能とし、異常が検出された際には使用機器の再構成を行うことで安全姿勢を保つ役割を持つ。ブロックダイアグラム (図 3.14) にて、姿勢系の各種アクチュエータやセンサの制御装置が中央下の橙色部分に示される。その下に黄色で 4 種類の姿勢センサ (恒星センサ STT、慣性基準装置 IRU、磁気センサ GAS、デジタル太陽センサ DSS)、および 2 種類のアクチュエータ (磁気トルカ MTQ、リアクションホイール RW) が示されている。なお、太陽センサは、ASTRO-H の CSAS (粗太陽センサ) から DSS (デジタル太陽センサ) に変更された。姿勢センサの組み合わせで姿勢を測定し、アクチュエータの組み合わせで姿勢を制御する。ここでは、アクチュエータである MTQ と RW について説明する。

軌道上を運動する宇宙機には、さまざまな種類の外乱トルクがはたらく。定常運用中の衛星の姿勢を保つためには何らかの制御が必要になる。XRISM 衛星ではリアクションホイール (RW) を用いた能動的な姿勢制御を行い、蓄積された不要トルクを MTQ (磁気トルカ) を用いてアンローディングしている。X 線望遠鏡を搭載する衛星は、その焦点距離の長さから一般に細長い形状となる。従って、近地球軌道軌道を周回する XRISM 衛星の観測方向を指定することで、衛星に重力傾斜トルクをため込むことになる。衛星は質点とは異なり有限の広がりを持つため、地球に近い部分と遠い部分で感じる重力の大きさが異なることによる。ここで、地球を原点とし、衛星重心の位置ベクトルを \mathbf{R}_0 、衛星の任意の微小部分 dm の位置ベクトルを \mathbf{R} とおく。また、 $\mathbf{r} = \mathbf{R} - \mathbf{R}_0$ とする。このとき、微小部分に働く重力 $d\mathbf{F}$ およびトルク $d\mathbf{M}$ は、

$$d\mathbf{F} = -\frac{GM_E dm}{R^3} \mathbf{R} \quad (3.2.3.1)$$

$$d\mathbf{M} = \mathbf{r} \times d\mathbf{F} \quad (3.2.3.2)$$

G は万有引力定数、 M_E は地球の質量である。 $r \ll R_0$ なので、 $R^{-3} \approx R_0^{-3} (1 - \frac{3\mathbf{r} \cdot \mathbf{R}_0}{R_0^2})$ と展開できる。衛星全体

で積分すれば、全トルク M_G は

$$M_G = -\frac{GM_E}{R_0^3} \int \left(1 - \frac{3\mathbf{r} \cdot \mathbf{R}_0}{R_0^2}\right) (\mathbf{r} \times \mathbf{R}_0) dm = \frac{3GM_E}{R_0^5} \int (\mathbf{r} \cdot \mathbf{R}_0)(\mathbf{r} \times \mathbf{R}_0) dm \quad (3.2.3.3)$$

となる。慣性主軸のみを考慮 ($\int r_x r_y dm = 0$ 、すなわち慣性乗積が0) とすると各軸の慣性能率を I_{xx} 、 I_{yy} 、 I_{zz} として、

$$M_G = \frac{GM_E}{R_0^3} \begin{bmatrix} \cos^2 \theta \cos \varphi \sin \varphi (I_{zz} - I_{yy}) \\ -\cos \theta \sin \theta \cos \varphi (I_{xx} - I_{zz}) \\ -\cos \theta \sin \theta \sin \varphi (I_{yy} - I_{xx}) \end{bmatrix} \approx -\frac{GM_E}{R_0^3} \begin{bmatrix} (I_{yy} - I_{zz}) \varphi \\ (I_{xx} - I_{zz}) \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.2.3.4)$$

最後は姿勢角が微小として近似した。XRISM 衛星の軌道は高度 ~ 575 km であるから、 $R_0 \sim 7 \times 10^6$ m、地球質量 $M_E \sim 6 \times 10^{24}$ kg、衛星の慣性能率 $I_{xx} \sim I_{yy} \sim 10I_{zz} \sim 10^4$ kgm²、姿勢角のずれ δ rad を入れて概算すると、 $M_G \sim 3 \times 10^{-2} \delta$ Nm である。

姿勢制御のアクチュエータとしての役割を担っているのがリアクションホイール (Reaction Wheel : RW) である。1次元の回転自由度を持つロータとなっており、XRISM 衛星ではホイール4台で3軸の制御を行う冗長的なゼロモーメント方式を採用している。外乱トルクをため込むことはRWの役割の一つであるが、ホイールの許容される回転速度には上限がある (± 80 Nms@ ± 6000 rpm) ため、ある時点で角運動量を捨てる必要がある。この工程をアンローディングといい、磁気トルカ (Magnetic torquer: MTQ) が担っている。MTQは巨大なソレノイドであり、3台がたがいに直交するように配置されている。電流によって磁場を誘起し、地磁気との相互作用によりトルクを発生させる。MTQ稼働時の磁気モーメント \mathbf{m}_B 、地球磁場の磁束密度を \mathbf{B} とすると、MTQによって生じるトルク M_B は

$$M_B = \mathbf{m}_B \times \mathbf{B} \quad (3.2.3.5)$$

となる。地磁気の大きさは 5×10^{-5} T、MTQの作る最大磁気モーメントは ≥ 0.18 Am² より、MTQによりつくられる最大トルクは 9×10^{-6} Nm 以上と概算される。RWが保持しているトルクと逆向きに生じさせることでアンローディングを行う。なお、XRISM 衛星には地磁気センサ (GAS) も搭載されているが、衛星との通信断絶といった非常時に衛星姿勢を決定する手段として用いられる。通常は、衛星に搭載されたデータベースを参照しながら、軌道情報を元に地磁気ベクトルを推定している。

MTQに流す電流量はPWM (Pulse Width Modulation:パルス幅変調) により稼働されている。これは、回路を流れる電流量を調節する際、一定値 (直流) 電圧を与えてその大きさを変化させるのではなく、「周期的な矩形波の電圧として与え、その間隔 (電圧が0でない値を持つ時間の割合 = duty 比) を変更することで行う方法」である。回路がインダクタンス成分を持つ場合、電流は駆動電圧の積分になるため、十分速い変調により実効的に直流のレベルを変更できる、というものである。XRISMにおけるPWMドライブでは双極電圧 ± 35 V、変調周波数 127 Hz である。

3.2.4 通信系

衛星と地上局の通信や衛星の測距は電波を用いて行うが、それを担うのが通信系である。XRISM 衛星の運用では、地上局として、内之浦宇宙空間観測所、勝浦宇宙通信所、増田宇宙空間観測所、及び海外3局が使用される予定である。近地球軌道のため、1周回は約96分で、1日に15回程度地球を周回する。そのうち4-5回が、各地地上局の可視範囲に入るため、その間10-15分に地上から衛星にコマンドを送り、衛星から地上へデータを降ろす。XRISM 衛星では、用途の異なる S-band (2 GHz) 系と X-band (8 GHz) 系を併用する。S-band は周波数が低くアンテナパターンのメインビームが大きい。したがって、衛星にトラブルがあった際に捕捉できる可能性が比較的大きいことから、コマンド送信、HK データ (衛星自身の状態を表す house keeping データ) 受信、及びレンジン

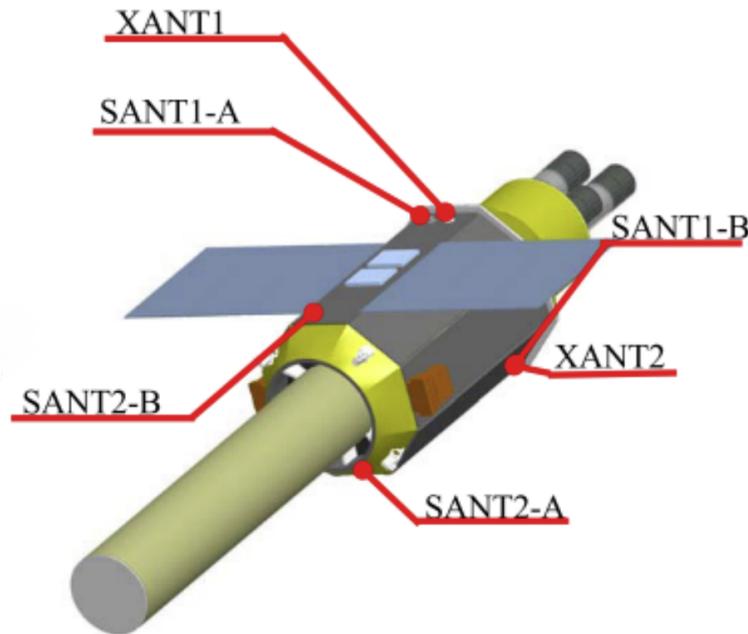


図 3.16. 衛星搭載アンテナの配置図

グ（軌道測距）に使用される。一方、より高周波の X-band は伝送レートが大きくなる利点がある。そのため、大容量の観測データを地上へ送信するために用いられる。

S-band 系は 2 系統各 2 か所ずつ合計 4 つのアンテナを有する。2 系統用意されているのは、S-band での通信が衛星の運用に不可欠なことによる冗長性のためである。一方、X-band 系のアンテナは 1 系統 2 か所である。S-band 送信・受信、X-band 受信全てで、XRISM 衛星固有の周波数が総務省より割り当てられているが、これらの値は非公表なので、本論文では明示しない。

衛星上での配置位置は図 3.16 のとおりである。側面パネルの 3 番 (+Y 方向: SANTI-A, SANTI-B, XANT1) および 7 番 (-Y 方向: SANTI-A, SANTI-B, XANT2) の上下に死角を抑えるように取り付けられている。S-band、X-band とともにクロスダイポール型アンテナが採用されている。Forward-to-backward 比 (F/B 比) を上げるために、アンテナの後ろにリフレクタを有する。各バンドの FB 比は S-band で ~ 20dB、X-band で ~ 25dB ほどである。ゲインの要求値は各バンドとも $|\theta| \leq 45 \text{ deg}$ 、 $45 \text{ deg} \leq |\theta| \leq 70 \text{ deg}$ 、 $70 \text{ deg} \leq |\theta| \leq 85 \text{ deg}$ に対して設定されており、広範囲で一様なゲイン強度が求められる。

■S-band 系

S-band 系の装置は図 3.17 のように構成されている。SANTI-A,B、SANTI-A,B が S-band のアンテナである。SHYB はハイブリッド回路になっており、SANTI1,2 受信信号の合成、及び反対に SANTI1,2 への送信信号の分配を担う。S-band 周波数は X-band 周波数より低いので、ローパスフィルタ SLPF で分離される。また、送受信信号の分離はダイプレクサである SDIP が行っている。電波通信では基準となる搬送波の上に情報を波として重ね合わせる（変調）が、S-band 系では STRP がトランスポンダとして、コマンド信号の受信/復調、テレメトリデータの変調送信、レンジング信号の中継などの役割を持つ。STRP による送信出力パワーは、高出力時 31.6 dBm (1.45 W) ± 1 dB、低出力時 11.1 dBm (12.9 mW) ± 1 dB である。

■X-band 系

X-band 系の装置は図 3.18 のように構成されている。基本的には S-band 系と似ているが、X-band は送信に特化しているために異なる点もある。左から順に見ていくと、まず変調器 XMOD で観測データを搬送波にのせ、増幅

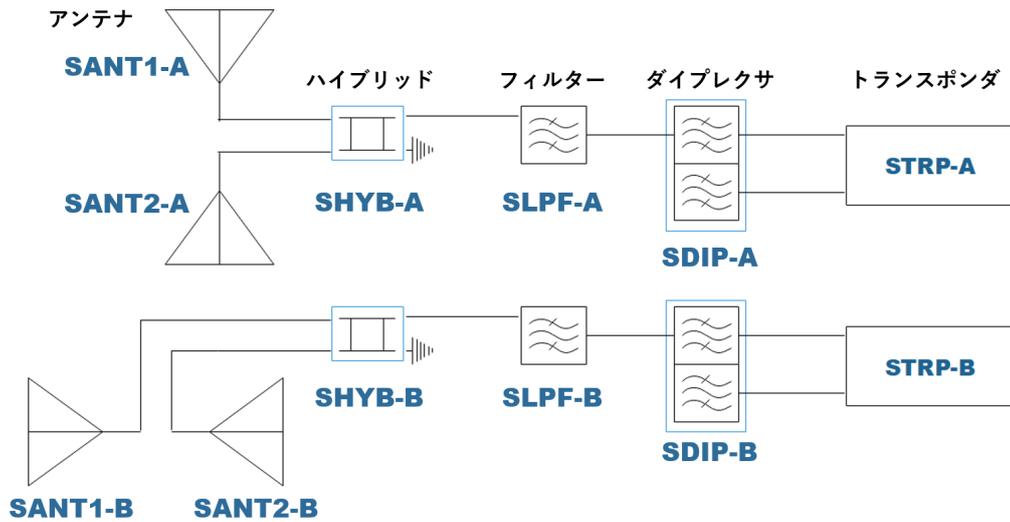


図 3.17. S-band 系装置構成 (JAXA 提供)

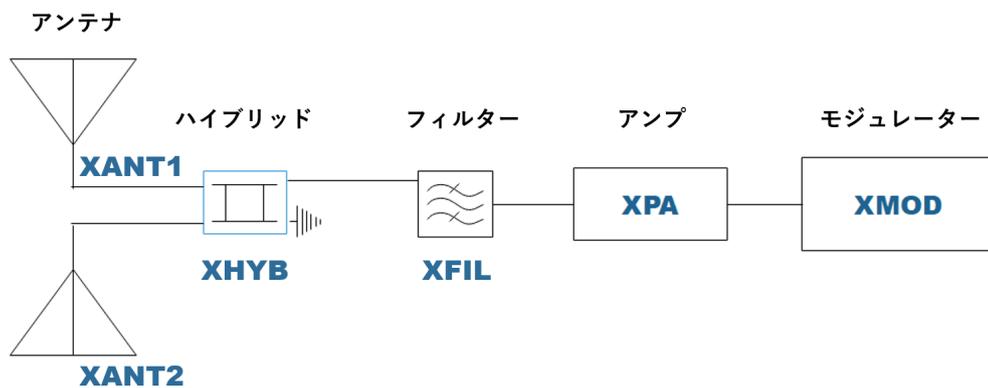


図 3.18. X-band 系装置構成 (JAXA 提供)

器 XPA で電力増幅を行う。続く X-band フィルター XFIL は X-band 外の周波数成分の抑圧に加え、自身の信号が深宇宙研究業務帯域 (8.40–8.45 GHz) に漏れることを抑える。また、S-band と同様にハイブリッド回路 XHYB を持ち、2 か所のアンテナ XANT1、XANT2 への信号分配を担っている。

■変調方式について 変調は電波を用いた信号伝送に広く用いられる。伝送波用の高周波電波の変調として、情報 (信号波) を伝送する。大きくアナログ変調とデジタル変調に大別される。

アナログ変調には (i) 振幅変調 AM=amplitude modulation、(ii) 周波数変調 FM=frequency modulation、(iii) 位相変調 PM=phase modulation があり、それぞれ搬送波の (i) 振幅、(ii) 周波数、(iii) 位相を信号波に合わせて時間変化させる。

これらを連続的な信号波ではなく、離散的なデジタル信号 (0 or 1) に対して行ったのがデジタル変調である。アナログ変調の (i)、(ii)、(iii) に対応するのが、(iv) 振幅偏移変調 ASK=amplitude shift keying、(v) 周波数偏移変調 FSK=frequency shift keying、(vi) 位相偏移変調 PSK=phase shift keying である。例えば、ASK では AM のように、搬送波の振幅のしきい値の上下でデジタル情報 (0/1) を伝送する。同様に、PSK では PM のように搬送波の位相のしきい値の上下を用いる。デジタル信号が 1 のときに搬送波の位相をどれだけ変化させるかによって様々な種類があり、例えば 180 度変化させる BPSK (binary phase shift keying)、90 度変化させる QPSK (quadrature

phase shift keying) などがある。位相分割数を増やすほど、伝送レートは大きくなるが、伝送品質が劣化しやすくなるというデメリットもある。XRISM の通信系では、アナログ信号に対して PM、デジタル信号に対して QPSK、BPSK が可能であり、通常は QPSK を使用する。アナログ信号とデジタル信号の変換にはパルス符号変調 PCM が採用されている。

第 4 章

データ

Contents

4.1	ミッション系 (<i>Resolve</i> 装置)	58
4.1.1	HK データ	58
4.1.2	ノイズデータ	58
4.1.3	イベントデータ	60
4.2	バス系 (XRISM 衛星)	61

本章では、XRISM 衛星で取得されるデータのうち、本研究で使用するものについて説明する。§ 4.1 では、ミッション系より、HK データ (§ 4.1.1)、検出器診断 (ノイズ) データ (§ 4.1.2)、イベントデータ (§ 4.1.3) を述べる。§ 4.1 では、衛星バス系より、姿勢系 (AOCS)、電源系 (EPS) の HK (house keeping) データの一部を説明する。

4.1 ミッション系 (*Resolve* 装置)

衛星からダウンリンクされる *Resolve* 装置のデータは、主に3つに分けられる。

1. HK データ (§ 4.1.1)
2. 検出器診断 (ノイズ) データ (§ 4.1.2)
3. イベントデータ (§ 4.1.3)

データの種類は膨大にあるので、ここでは本論文で使用するデータに絞って、各項目ごとに説明する (Tsuji moto2022)。

4.1.1 HK データ

HK (house keeping) データとは、装置の状態をモニターするためのデータである。具体的には、システムの温度や電源電力・電圧などが含まれる。多くは常時 1 Hz でサンプリングされる。本節では、電磁干渉によって生じる *Resolve* への熱入力の評価に用いた 50 mK ステージの温度データと ADR の電流値を説明する。

前者は図 3.5 の 50 mK ステージの温度計の抵抗値を温度換算したもので、2つの抵抗が冗長系をなしている。1つは 50 mK の PID 制御に用い、もう1つはモニター用である。後者は、3つある ADR のうち、500 mK から 50 mK への冷却を担う第一段 ADR に流す電流の大きさである。ADRC によって制御される。電流値の減少は、ADR に印加する磁場を少しずつ弱くしていくことに対応し、50 mK 保持時は -0.008 mA/s 程度の変化率である。

検出器がある 50 mK ステージに侵入したノイズが熱化して 0.5 Hz 以上の変動を持つと、温度値の温度ゆらぎとして現れる。また、熱化するノイズのレベルが一定でも、50 mK ステージへの熱入力が通常より増加すると、ADR の電流値の変化率は大きくなる。これらから、HK データである程度のノイズの診断ができる。

4.1.2 ノイズデータ

Resolve マイクロカロリメータのノイズデータは、異なる手法でいくつかの種類が取得できる。ここでは、本論文で多用する2種類のノイズデータ (8k noise spectra, sample dump) について説明する。

■8k noise spectra レコード長 8192 サンプル (0.65536 s) のノイズレコードを1セットとし、これを離散フーリエ変換する。サンプリング周波数は 12.5 kHz なので、Nyquist 周波数は 6.25 kHz、周波数分解能 = 最低周波数は、 $12.5 \times 10^3 / 8192 = 1.5$ Hz、周波数帯域は 1.5–6250 Hz である。これを 50 セット (11、12、13 番ピクセルのみ 10 セット) 取得して、平均化して得られたものを “8k noise spectra” という。

ここで、ノイズレコードとは、センサー出力の値が閾値以下のサンプルがレコード長 (ここでは 8192 サンプル) だけ連続したデータ列である。X 線イベントなどで閾値を超えた場合には、ノイズレコード収集が中断され、最初から再開する。11–13 番ピクセルでセット数が少ないのは、較正 X 線信号によりノイズレコード取得が頻繁に中断されるからである。12 番ピクセルには ^{55}Fe の較正用線源が常時照射されており、また両側の 11、13 番ピクセルはそのクロストークを受ける。

サブシステム試験中に取得された 8k noise spectra の例を図 4.1 に示す。低周波側は回路の AC 結合のため、高周波側はアンチエイリアシングフィルタのため低減されている。高周波側で見られる線ノイズは冷凍機駆動周波数の高調波に対応する。おびただしい線ノイズはすべてセンサー外部からの干渉によるものである。特に重要なものは電磁干渉と微小擾乱干渉である。前者は MTQ 駆動周波数 (127 Hz)、後者は Stirling 冷凍機 (約 15 Hz)、Joule-Thomson 冷凍機 (約 52 Hz)、リアクションホイール (§ 3.2.3) の回転 (25–75 Hz : 1500–4500 rpm) がある。

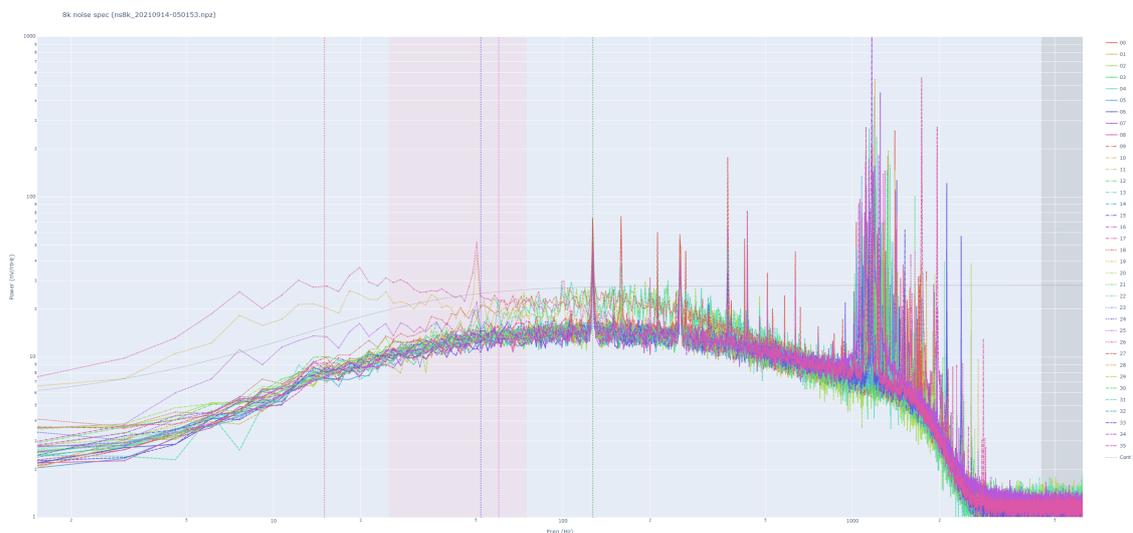


図 4.1. 8k noise spec の例 (2021/09/14 05:01:53 UTC)

■Sample dump 8k noise spectra は周波数空間でのノイズを調査するのに最もよく使用されるが、時空間で特徴的なノイズも存在する。その診断には sample dump を用いる。レコード長 1024 サンプルを 1 セットとし、50 セット (4.096 秒) 分の時空間データを連続して取得する。これらは全 36 ピクセルおよび anti-co に対して、X 線パルスの有無に関わらず、同時に取得する。Sample dump データの例を図 4.2 に示す。較正用線源を照射している 12 番ピクセルで、X 線パルス波形が見られることがわかる。

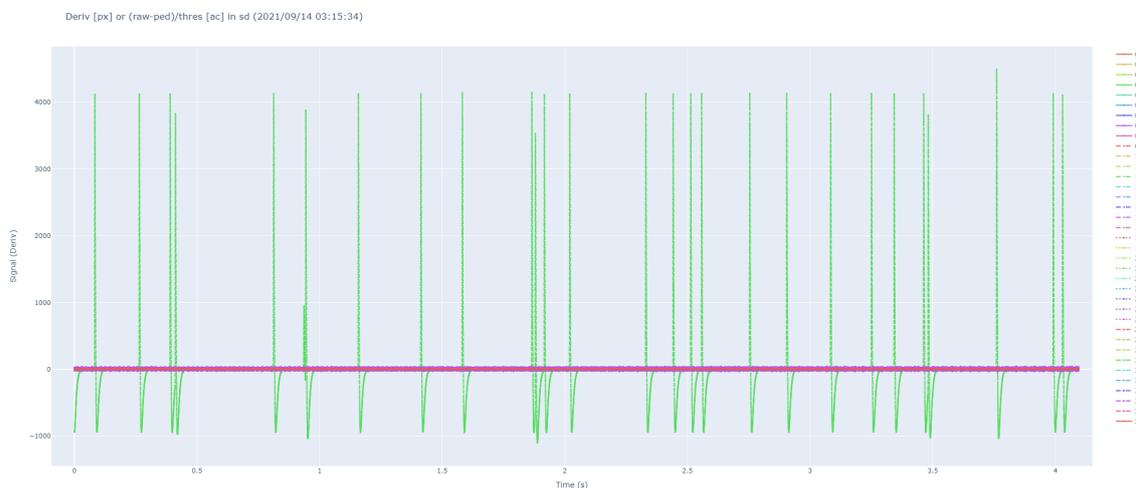


図 4.2. Sample dump で取得された時空間データの例 (2021/09/14 03:15:34 UTC) : 緑色は 12 番ピクセルで X 線パルス波形が見られる。

この波形データ (図 4.2) を、離散フーリエ変換することで、ノイズスペクトル相当を作ることができる (図 4.3)。但し、X 線パルスも入るので、12 番ピクセルのようにそれが支配的になる場合もある。周波数分解能は、 $12.5 \times 10^3 / (1024 \times 50) = 0.244 \text{ Hz}$ と 8k noise spec よりも高く、より低周波側、より高周波数分解能の周波数空間ノイズを見る時にも使用される。



図 4.3. Sample dump で取得された周波数空間データの例 (2021/09/14 03:15:34 UTC)

4.1.3 イベントデータ

イベントデータとは、PSP で処理した X 線パルスのデータのことである。科学目的に使用する。検出器の性能評価として、*Resolve* 装置のエネルギー分解能を衛星試験の各段階で測定する。これにはピクセル 12 番に照射する ^{55}Fe 線源、FWM に取り付けられている ^{55}Fe 線源や MXS を用いて得た X 線パルスのイベントデータを使用する。本節では、それら校正用線源について説明し、エネルギー分解能の計算方法を説明する。また、ベースライン分解能についても述べる。

^{55}Fe は、半減期 2.7 年の放射性同位体で、電子捕獲反応で ^{55}Mn に崩壊する際に 5.9 keV の Mn K α 線などを放射する。ピクセル 12 番に照射されている線源は、組み上げ時から常に照射されている。ピクセルごとのゲイン変動などを調べるために、FWM の 1 つにも検出器全面に照射可能な ^{55}Fe 線源が 5 つ搭載されている。エネルギー $E = 5.9$ keV でのエネルギー分解能 δE は、X 線スペクトルのフィッティングから求める (図 4.4)。

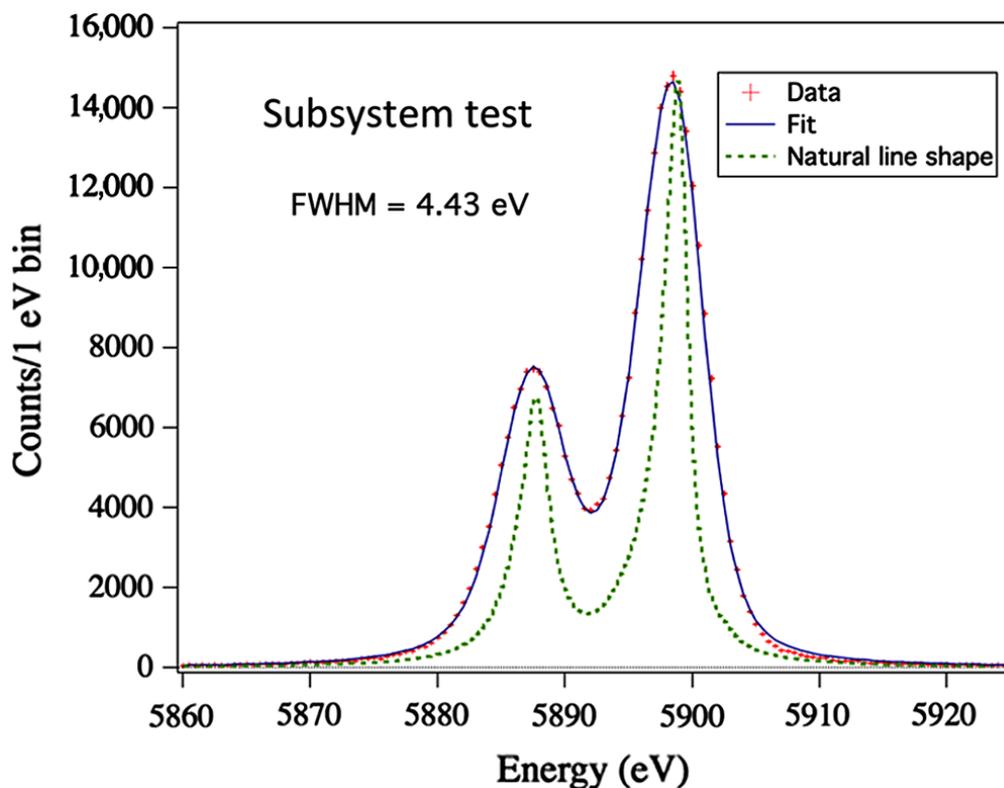


図 4.4. ASTRO-H で取得された ^{55}Fe イベントのスペクトル：緑の破線が理論で予想される自然幅、赤がデータ点、青がフィット。図は F. S. Porter et al., 2018b より。

しかし、X線スペクトルの取得には長時間の積分が必要であるので、以下のように簡易的に 8k noise spectra から概算する方法を示す。

$$\frac{\delta E}{E} = 2.36 \sqrt{\frac{\int_0^{f_{\text{Nyq}}} N^2(f) F^2(f) df}{\int_0^{f_{\text{Nyq}}} |S(f) F(f)| df}} \quad (4.1.3.1)$$

ここで、 $S(f)$ は平均パルス、 $F(f)$ はテンプレート、 $N(f)$ はノイズスペクトルである (§3.1.4)。積分は、0 から Nyquist 周波数 N_{Nyq} までとする。

ベースライン分解能のデータは、X線信号がないノイズ・レコードデータに最適フィルタ処理を施したものである。ベースラインイベントは、地上試験や軌道上観測において PSP で定期的に算出され、検出器のノイズの指標として用いられる。

4.2 バス系 (XRISM 衛星)

姿勢系 (AOCS)、電源系 (EPS) のバス系 HK データについて、本研究と関連が深いものについて説明する。

■電源系 HK PCU のテレメトリと BCCU のテレメトリに大別される。PCU の HK テレメトリには以下が含まれる。

- バス電圧 [V]
- 負荷電流 [A]
- SHNT 制御電圧 [V]
- SHNT1/2 電流 [A]

- MTQ X/Y/Z 消費電流 [A]
- RW 1/2/3/4 消費電流 [A]
- FWE 消費電流 [A]

BCCU の HK テレメトリには以下が含まれる。

- BAT1/2 電圧 [V]
- BAT1/2 BCR1/ 2 側充電電流 [A]
- BAT1/2 BCR1/2 側放電電流 [A]

■姿勢系 HK 姿勢系は AOCS という姿勢系専用のコンピュータで制御される。その HK テレメトリには以下が含まれる。A, B 冗長系ごとに定義される。一部のテレメトリは、適切なテレメトリモードを選択した時のみ出力される。

- RW 1/2/3/4 の回転数 [rpm]
- RW 1/2/3/4 トルク [Nm]
- RW 1/2/3/4 角運動量 [Nms]
- RW 1/2/3/4 角運動量目標値 [Nms]
- RW 1/2/3/4 モータ電流 [A]
- MTQ X/Y/Z 駆動磁気モーメント [Am^2]
- MTQ X/Y/Z 駆動量 [Am^2]
- MTQ X/Y/Z 駆動極性
- MTQ X/Y/Z アンロードトルク (衛星座標系) [Nm]
- GAS X/Y/Z 地磁場 データ (衛星座標系) [nT]
- アンロード制御使用地磁場 X/Y/Z (衛星座標系) [nT]

第 5 章

課題（1）放射性干渉 — 低周波磁場

Contents

5.1	インターフェース定義	64
5.1.1	概要	64
5.1.2	機材	64
5.1.3	シミュレーション	65
5.2	サブシステム試験	78
5.2.1	目的	78
5.2.2	機材	78
5.2.3	試験	84
5.2.4	結果	88
5.3	システム試験	104
5.3.1	目的	104
5.3.2	機材	104
5.3.3	試験	104
5.3.4	結果	106
5.4	議論	123

本章ではバス系からミッション系への磁場干渉を議論する。干渉源は、バス系の姿勢制御系にある MTQ である。干渉先は、*Resolve* 検出器とする。まず、§ 5.1 でバス系-ミッション系のインターフェース境界を定める。衛星モデルを作って MTQ が作る磁場をシミュレーションで計算し、境界での磁場強度を求める。サブシステム試験 (§ 5.2) にて、インターフェイス条件を満たす外部磁場を生成して、*Resolve* 検出器への影響（インターフェース → 干渉先）を評価する。次に、システム試験 (§ 5.3) にて、MTQ を駆動させ、インターフェース条件を満たすか（干渉源 → インターフェース）を評価する。最後に、干渉源 → 干渉先の end-to-end 評価を実施する (§ 5.4)。

5.1 インターフェース定義

5.1.1 概要

バス系からミッション系への低周波磁場干渉のインターフェース境界とレベルを定める。妨害部はバス系の姿勢制御系で用いる MTQ とそのドライブエレキ (§ 3.2.3)、感受部は *Resolve* マイクロカロリメータ検出器である。Dewar は数 mm のアルミのシェル構造なので、磁場は透過するとして、検出器を含む Dewar の切断面をインターフェース面とする。この面には、外部から Dewar へ接続するマイクロカロリメータ信号用のハーネスのフィードスルーも含まれる。衛星には、緊急時の姿勢決定のため、地球磁場センサー (GAS; Geomagnetic aspect sensor) が 2 台搭載されている (§ 3.2.3)。衛星試験中は、GAS による磁場測定も行われるので、GAS 位置での磁場強度も参照点として評価対象とする。図 5.1 に低周波磁場干渉におけるインターフェース面を示す。

インターフェース境界でのレベルは、磁場強度 (3 軸方向) で与えるものとする。MTQ はインダクタンスが大きいため、駆動周波数 (127 Hz) 直流的に扱う。衛星での実測値は存在せず、また設計文書にレベルは規定されていないので、本研究でシミュレーションに基づいて定量化する。

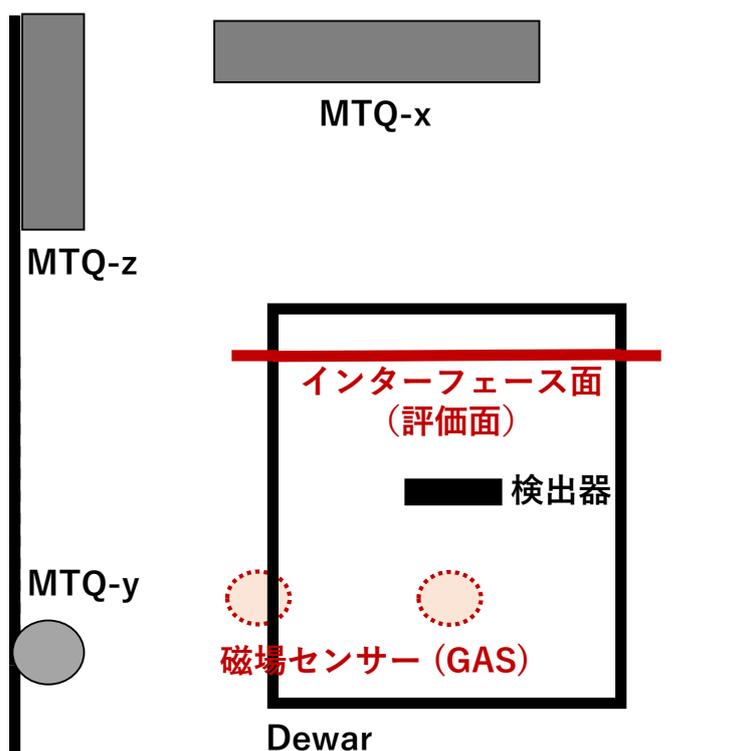


図 5.1. インターフェース (磁場)

5.1.2 機材

■ソフトウェア

低周波磁場のシミュレーションでは、ANSYS 社の 3 次元電磁場解析ソフトウェア Maxwell を用いた。Maxwell 方程式を有限要素法で数値計算する。低周波数帯域でのシミュレーションであるため、物理的なメッシュサイズを細かくする必要がなく、形状誤差の小さい有限要素法をソルバーに選択した。定式化については A.2 を参照されたい。

■モデル

後述する磁場干渉サブシステム試験 (§ 5.2) で使用する自作ソレノイドおよび MTQ (両者をソレノイドと総称する) は以下のように扱った。ソレノイドのモデルは芯材、コイル部分の 2 重円筒で構成される。コイル部分は、銅線の巻かれている様子を物理的にモデル化しているわけではなく、一つの円柱銅に流す電流を巻数倍して計算している (従って、表皮効果や近接効果は無視される)。芯材や寸法は公出の諸元 (表 5.7) の通りとしている。MTQ の芯材は鉄、自作ソレノイドの芯材はフェライトである。

■計算機

計算は、ISAS の共用計算機を用いた。プロセッサは Intel(R) Xeon(R) Gold、メモリ容量は 512 GB、クロック周波数は 3.5 GHz である。計算時間は数分程度であった。

5.1.3 シミュレーション

シミュレーションは、3 種類のモデルに対して行う。1 つめは、シミュレーションの妥当性を確認するための、ソレノイドのみの計算である (§ 5.1.3.1)。2 つめは、MTQ-y と Dewar を含むサブシステム試験用のモデルである (§ 5.1.3.2)。3 つめは、MTQ-x, y, z と Dewar を含む衛星筐体全体のシステム試験用のモデルである (§ 5.1.3.3)。

5.1.3.1 ソレノイド

まず、簡単なケース (ソレノイド) でソフトウェアの計算の妥当性を確認する。半径 a 、長さ l 、巻数 N 回のソレノイドに電流 I を流した時、ソレノイド中央部に生じる磁場は、

$$B_c = \frac{\mu NI}{\sqrt{4a^2 + l^2}} \quad (5.1.3.1)$$

となる。また、ソレノイド端点の位置で生じる磁場は、

$$B_{\text{edge}} = \frac{\mu NI}{2\sqrt{a^2 + l^2}} \quad (5.1.3.2)$$

である。ここで μ は芯材の透磁率である。

後述する磁場干渉サブシステム試験 (§ 5.2) で使用する自作ソレノイドおよび MTQ の実測値 (§ B) があるので、これらと比較する。直流電源を流した時に発生する磁場分布を Maxwell で計算した。各ソレノイドの緒元は表 5.7 の通りである。原点を中心に、ソレノイドの長軸を z 軸とする。

シミュレーション設定を表 5.1 (自作ソレノイド)、5.2 (MTQ) に示す。ここで、境界条件として採用した絶縁境界とは、境界に直交する磁場成分、電流成分を 0 としたものである。

表 5.1. 自作ソレノイドの磁場シミュレーション設定

計算領域	$-1000 \text{ mm} < x < 1000 \text{ mm}$ $-1000 \text{ mm} < y < 1000 \text{ mm}$ $-1000 \text{ mm} < z < 1000 \text{ mm}$
境界条件	絶縁境界
格子サイズ	Auto
ソレノイド位置	$0 \text{ mm} < z < 120 \text{ mm}$
電流	1 A

表 5.2. MTQ の磁場シミュレーション設定

計算領域	$-5000 \text{ mm} < x < 5000 \text{ mm}$ $-5000 \text{ mm} < y < 5000 \text{ mm}$ $-5000 \text{ mm} < z < 5000 \text{ mm}$
境界条件	絶縁境界
格子サイズ	Auto
MTQ 位置	$0 \text{ mm} < z < 920 \text{ mm}$
電流	0.01 A

z 軸上の磁場の z 成分 $B_z(z)$ について、シミュレーション結果を図 5.2 (自作ソレノイド)、5.3 (MTQ) に示す。式 5.1.3.1、5.1.3.2 から算出される値とシミュレーションの結果を表 5.3 にまとめた。中心部分については、オーダーで一致するが、端点ではややずれている。これは、式ではソレノイドが無限長であると仮定する一方、シミュレーションでは有限で計算するためと考えられる。シミュレーションに基づく各ソレノイドの端点近傍の磁場強度を図 5.4、5.5 に示した。また、計算領域全体での磁場の分布について、 x 軸方向から覗き込んだ様子を図 5.6、5.7 に示した。

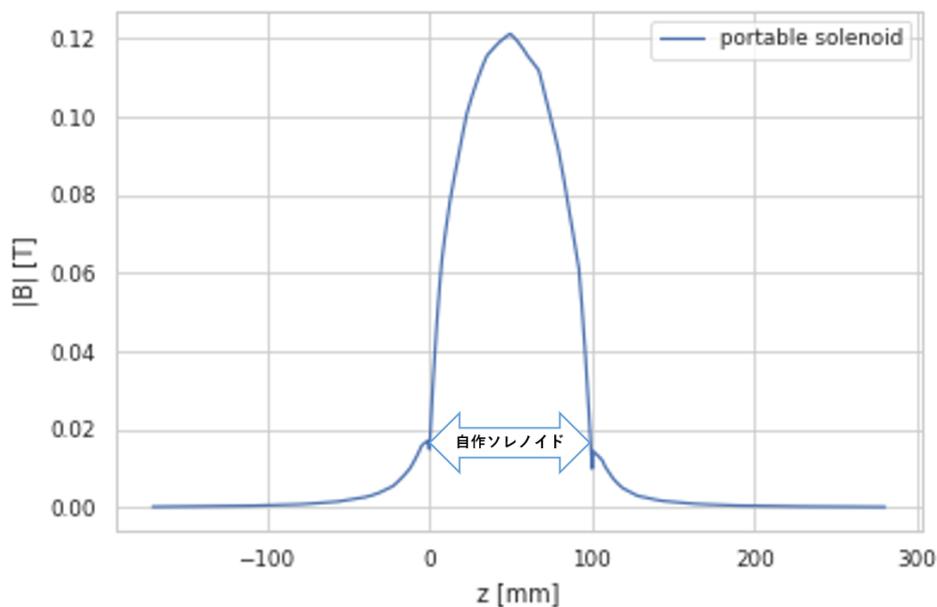


図 5.2. z 軸上の磁場 (自作ソレノイド) 中心部での磁場が 0.12 T、ソレノイド端から 5 cm はなれた点での磁場が 0.0013 T

表 5.3. ソレノイドの磁場シミュレーションと理論値の比較

	磁場強度 B (T)			
	MTQ		自作ソレノイド	
	中心	端	中心	端
理論式	2.7	1.3	73	37
シミュレーション	2.6	0.02	120	1.3

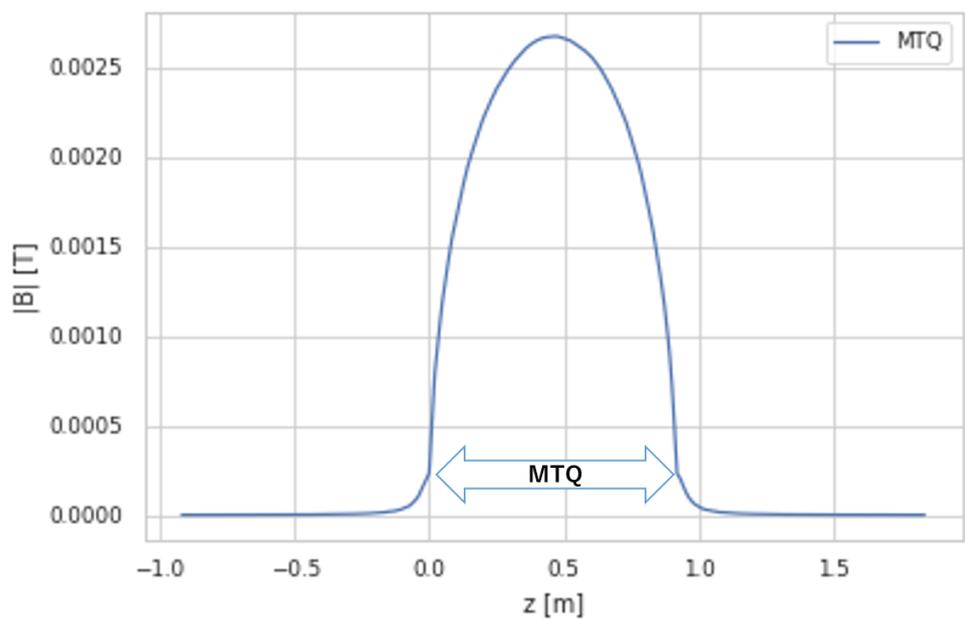


図 5.3. z 軸上の磁場 (MTQ) :ソレノイド中心部での磁場が 2.6 mT、ソレノイド端から 10 cm はなれた点での磁場が 0.02 mT

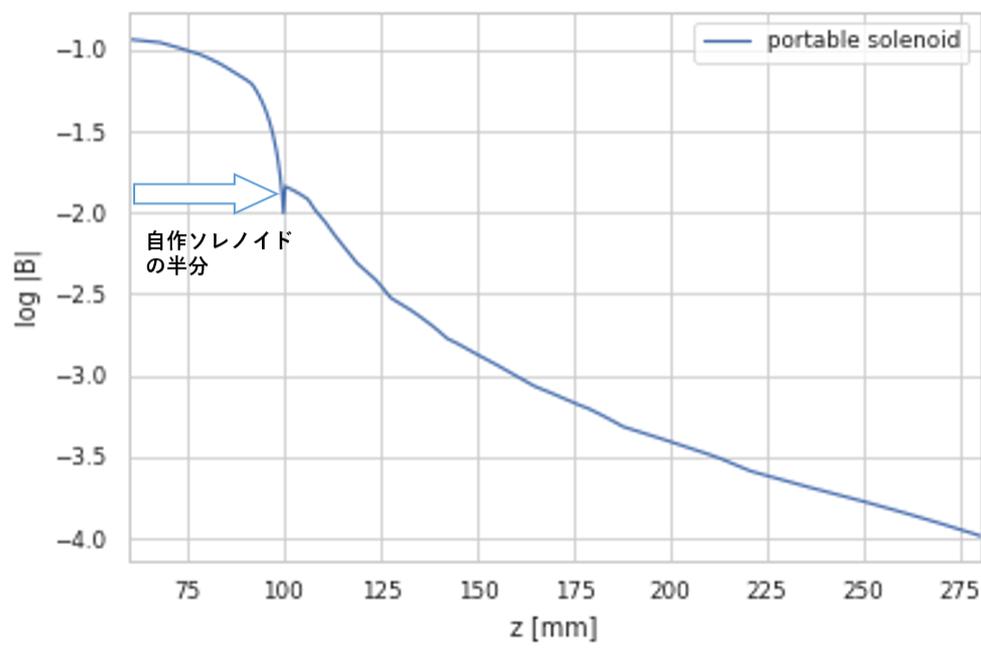


図 5.4. z 軸上の磁場強度 (自作ソレノイド)

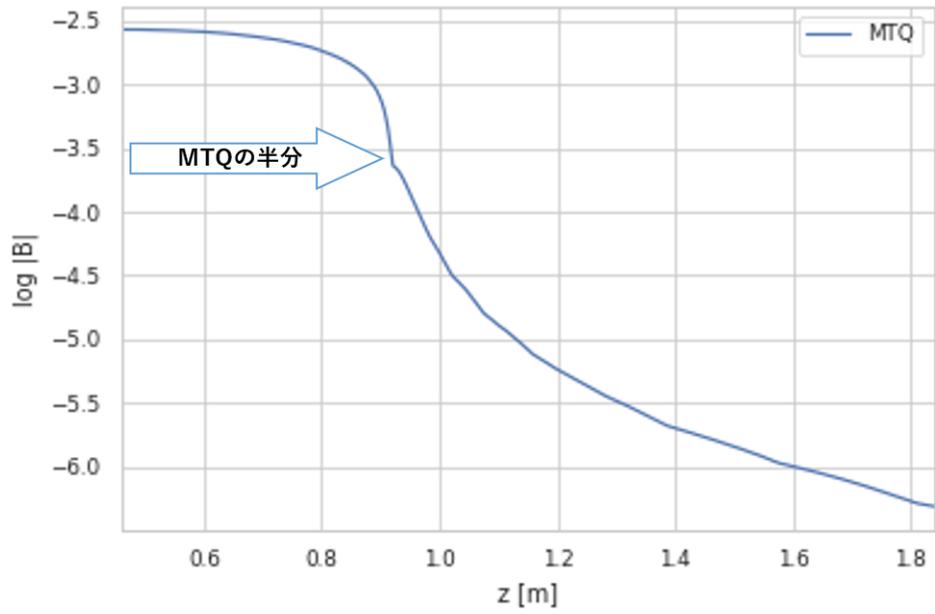


図 5.5. z 軸上の対数磁場 (MTQ)

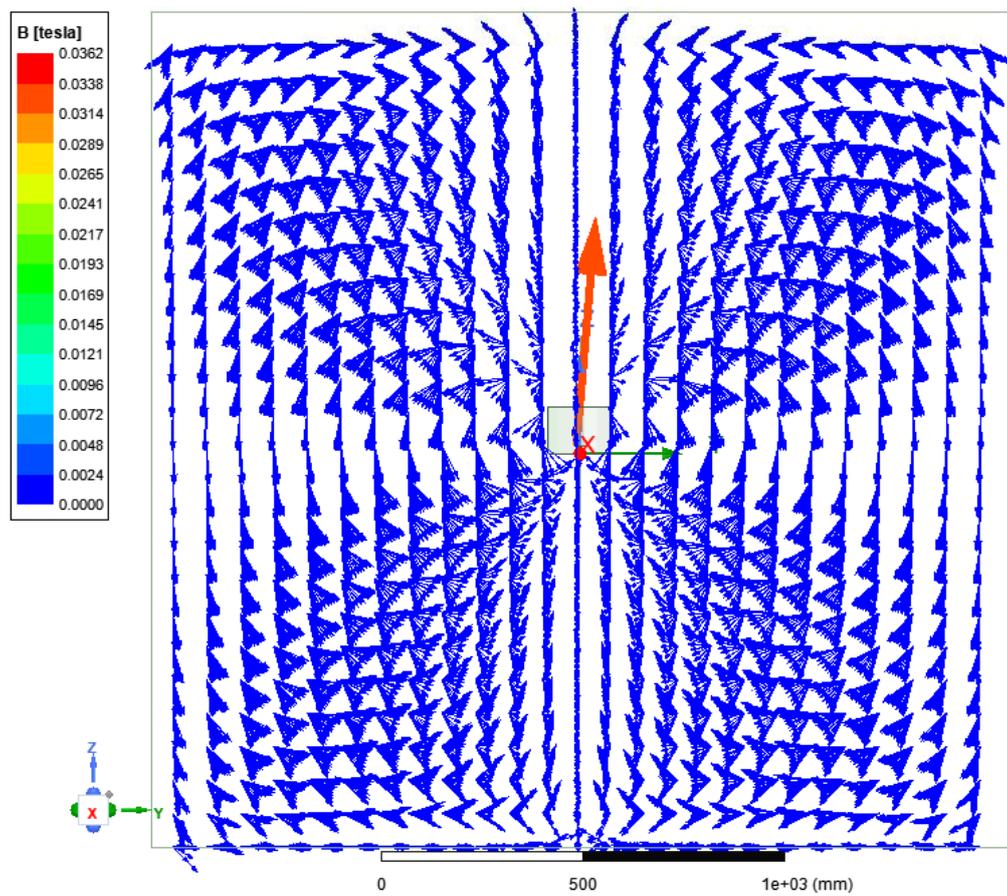


図 5.6. 磁場の分布 (自作ソレノイド): ソレノイドまわりに、磁場の閉じたループができている。赤い矢印は人工的なもの。

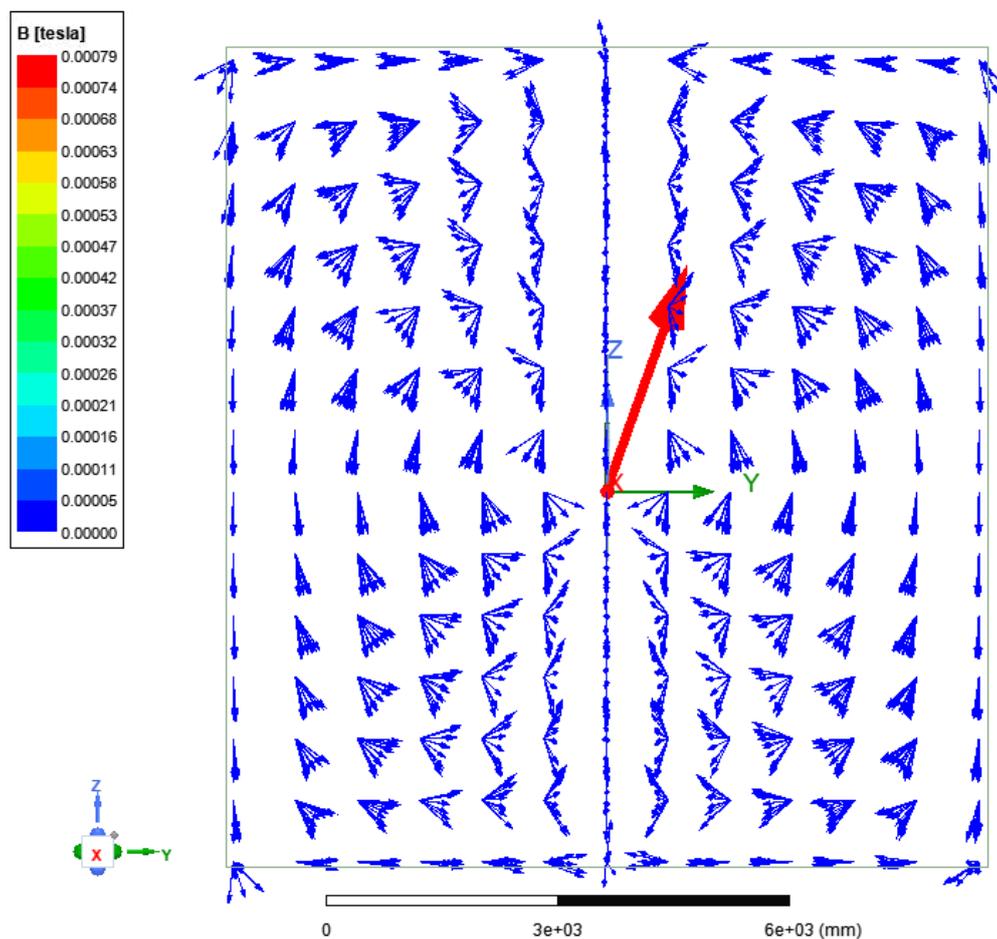


図 5.7. 磁場の分布 (MTQ) : 自作ソレノイド同様、磁場の閉じたループが確認できる。赤い矢印は人工的なもの。

5.1.3.2 サブシステム試験用モデル

ソフトウェアの使い方と妥当性を確認できたので、次に衛星モデルを作成して試験結果と比較するためのシミュレーションを行う。図 5.8 に、検出器を取り囲む Dewar、および y 方向の MTQ を含んだ衛星モデルを示す。Dewar を水平に貫く仮想的な円盤平面における磁場を表示することで、ハーネス及び検出器面での磁場の値を得る。両者の高さはほぼ同じで、Dewar 下面から約 1080 mm である。シミュレーションのセットアップは表 5.4 の通りである。

表 5.4. サブシステム試験用、システム試験用モデルのシミュレーション設定

計算領域	$-10000 \text{ mm} < x < 10000 \text{ mm}$ $-10000 \text{ mm} < y < 10000 \text{ mm}$ $-10000 \text{ mm} < z < 10000 \text{ mm}$
境界条件	絶縁境界
格子サイズ	Auto
電流	1 A

後述する磁場干渉サブシステム試験 (§ 5.2) での設定に合わせて、MTQ-y と検出器の距離を (1) 1.2 m : 搭載予

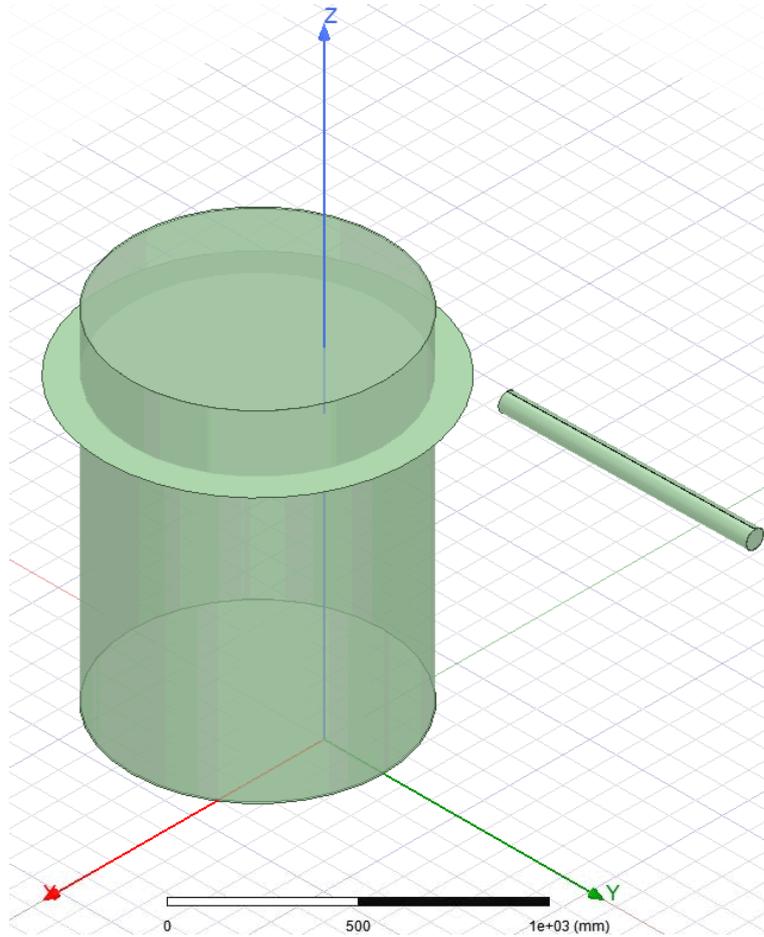


図 5.8. サブシステム試験用モデル：左が Dewar、右奥が MTQ。

定位置、(2) 1.5 m、(3) 2.5 m の3通りで計算した。シミュレーションによって得られた磁場の分布を、図 5.9-5.11 に示す。各成分のマップ結果から MTQ- y に沿った向きである y 方向磁場が支配的であることがわかる。磁場の最大値と最小値について表 5.5 にまとめた。

表 5.5. 磁場シミュレーション結果 (サブシステム試験用モデル)

MTQ-Dewar間距離 (x 軌道上距離)	磁場強度 $ B $	
	max	min
	(μT)	
1	40	7
1.5	15	3.5
2.5	3	1

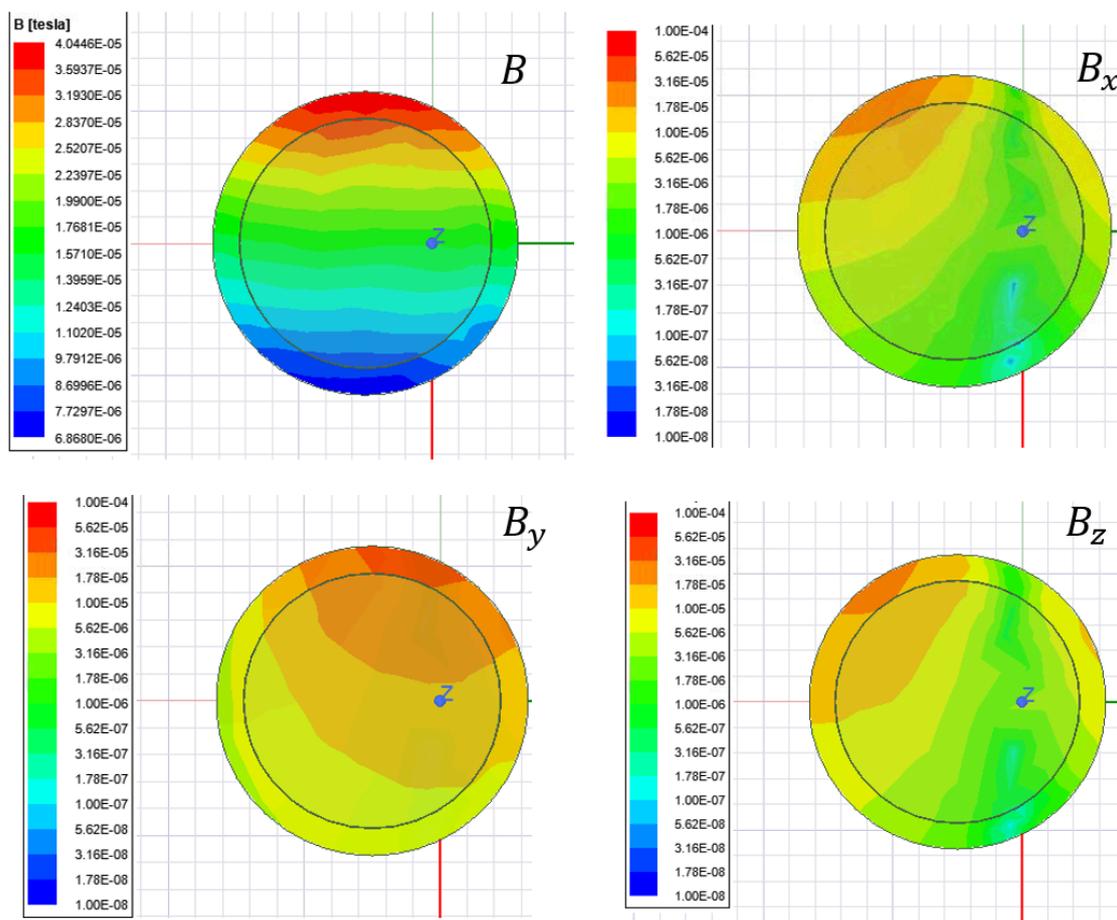


図 5.9. (1) 距離 1.2 m に MTQ を配置した結果 : 左上から時計回りに、 B 、 B_x 、 B_z 、 B_y 。 B のみカラーバーのスケールが異なることに注意。

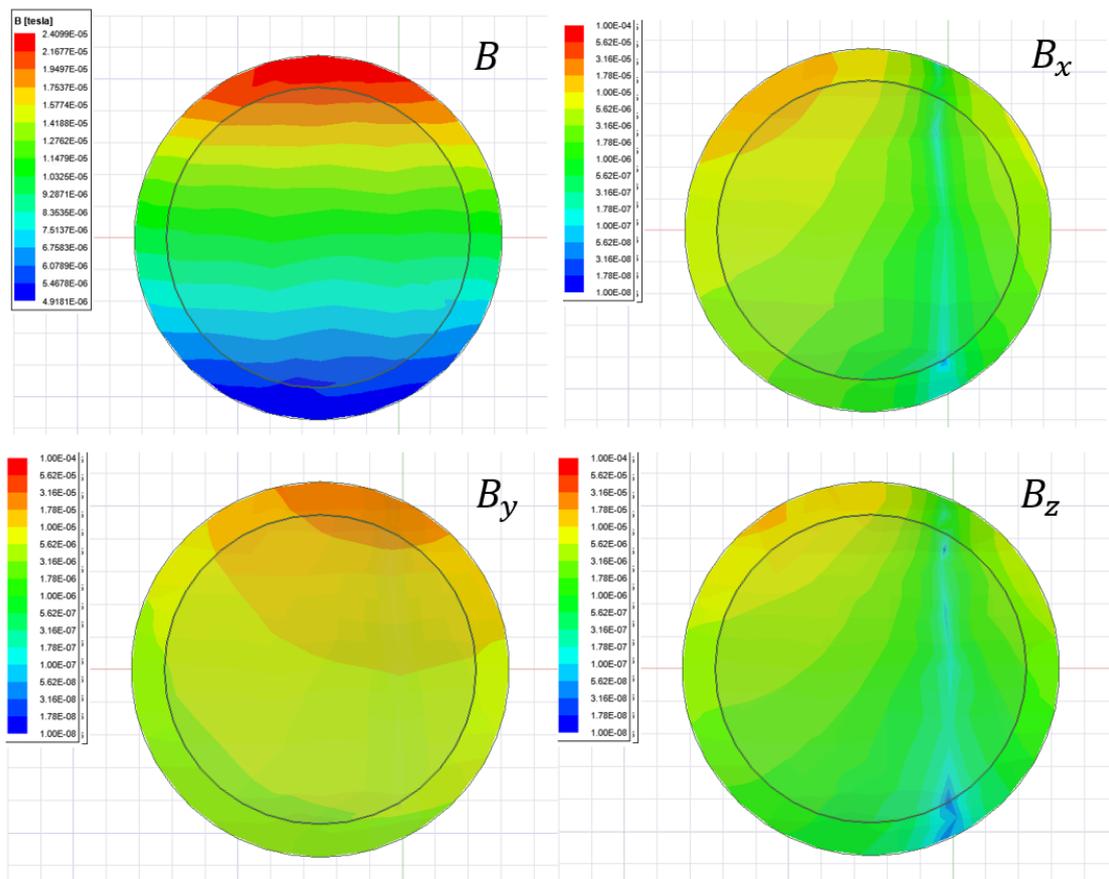


図 5.10. (2) 距離 1.8 m に MTQ を配置した結果

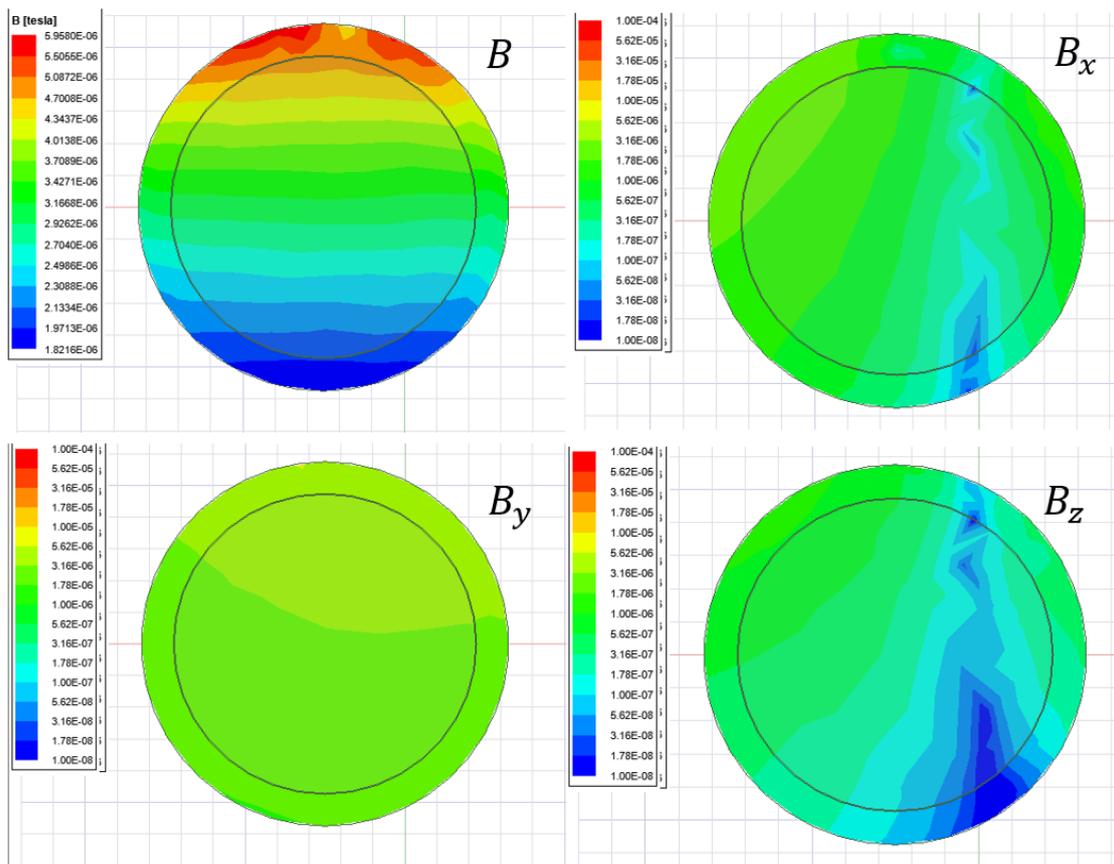


図 5.11. (3) 距離 3.0 m に MTQ を配置した結果

5.1.3.3 システム試験用モデル

システム試験用の MTQ- x 、MTQ- y 、MTQ- z および、衛星パネルも含めたモデルを図 5.12 に示す。(1)MTQ- x のみ、(2)MTQ- y のみ、(3)MTQ- z のみに電流を流す、3 通りの計算を行った。評価面はサブシステム試験用モデルと同じ検出器面と、参照点として GAS 位置とする。実際には 3 軸同時に駆動させるが、あとで線形和する。シミュレーションのセットアップは表 5.4 の通りである。

■検出器平面での磁場 シミュレーションによって得られた磁場強度の分布を、図 5.13 に示す。MTQ- y , x , z の順に強い。

■GAS 位置での磁場 シミュレーションによって得られた磁場の分布を、図 5.14-5.16 に示す。

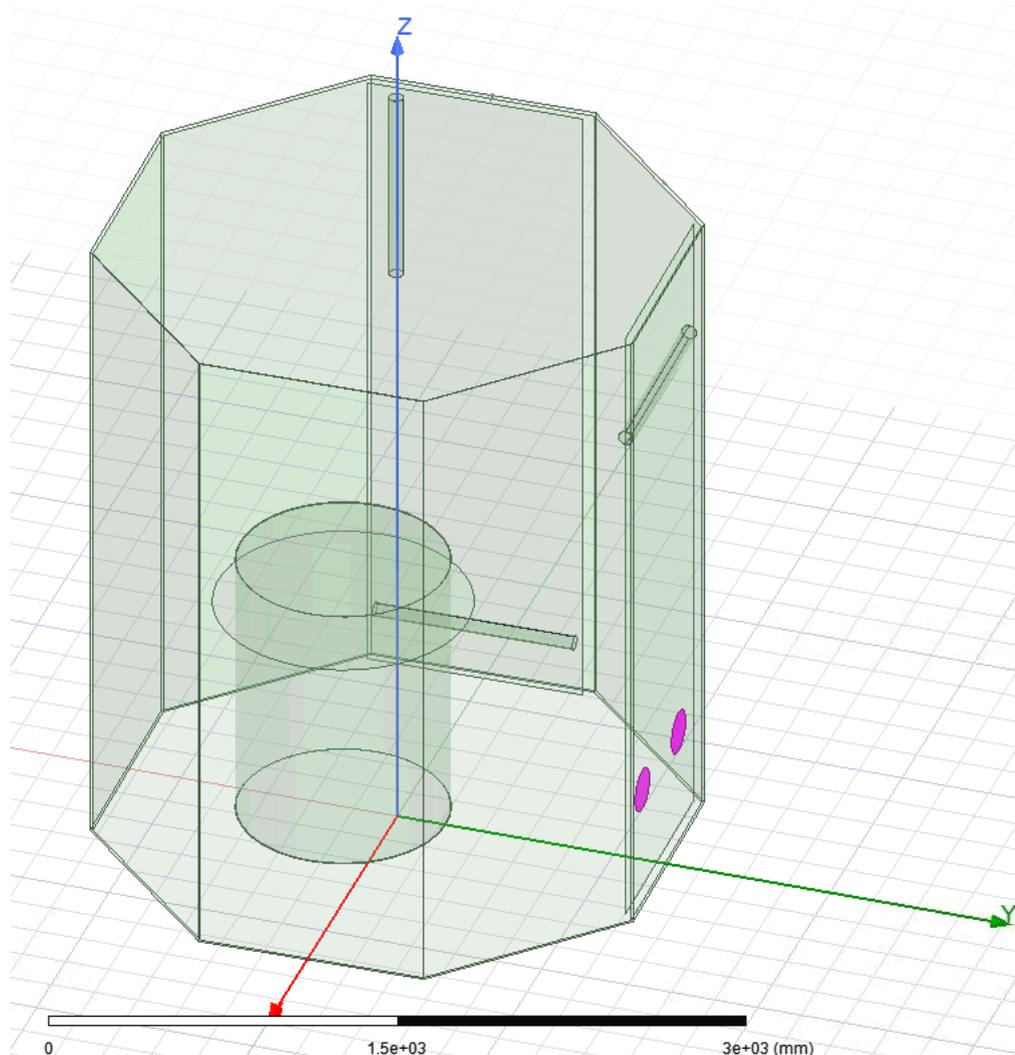


図 5.12. システム試験用モデル：3本の MTQ は衛星パネルに配置されている。また、マゼンタで色付けされている場所が磁場センサー GAS-A (左), B (右) の位置である。

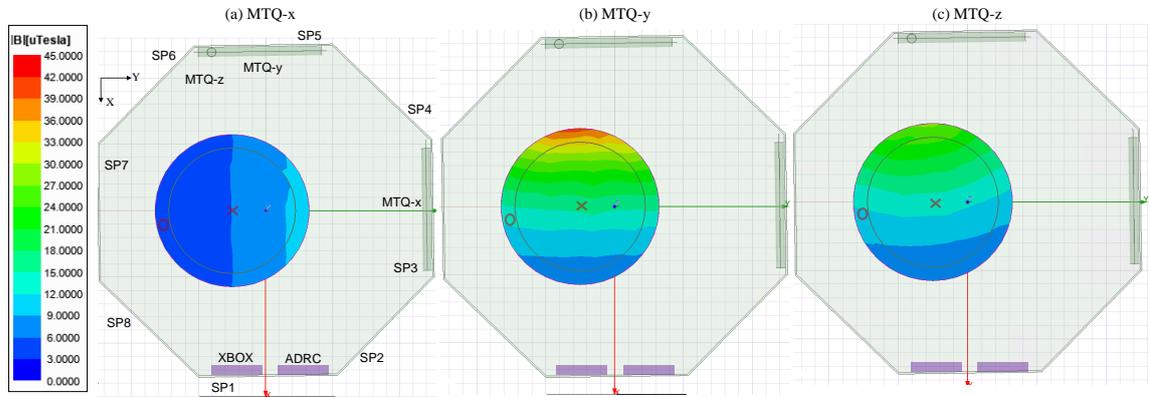


図 5.13. 各 MTQ を駆動したときの結果 (検出器平面)

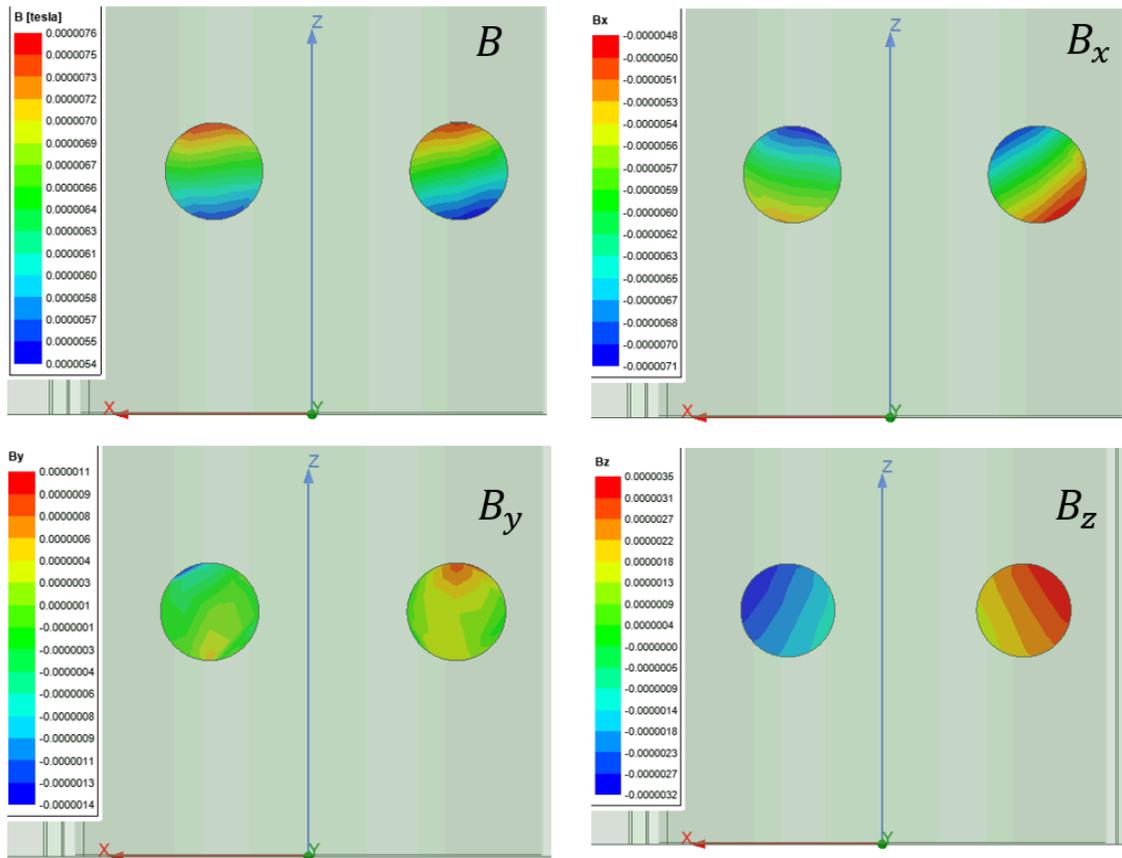


図 5.14. (1)MTQ-x のみを駆動したときの結果 (GAS)

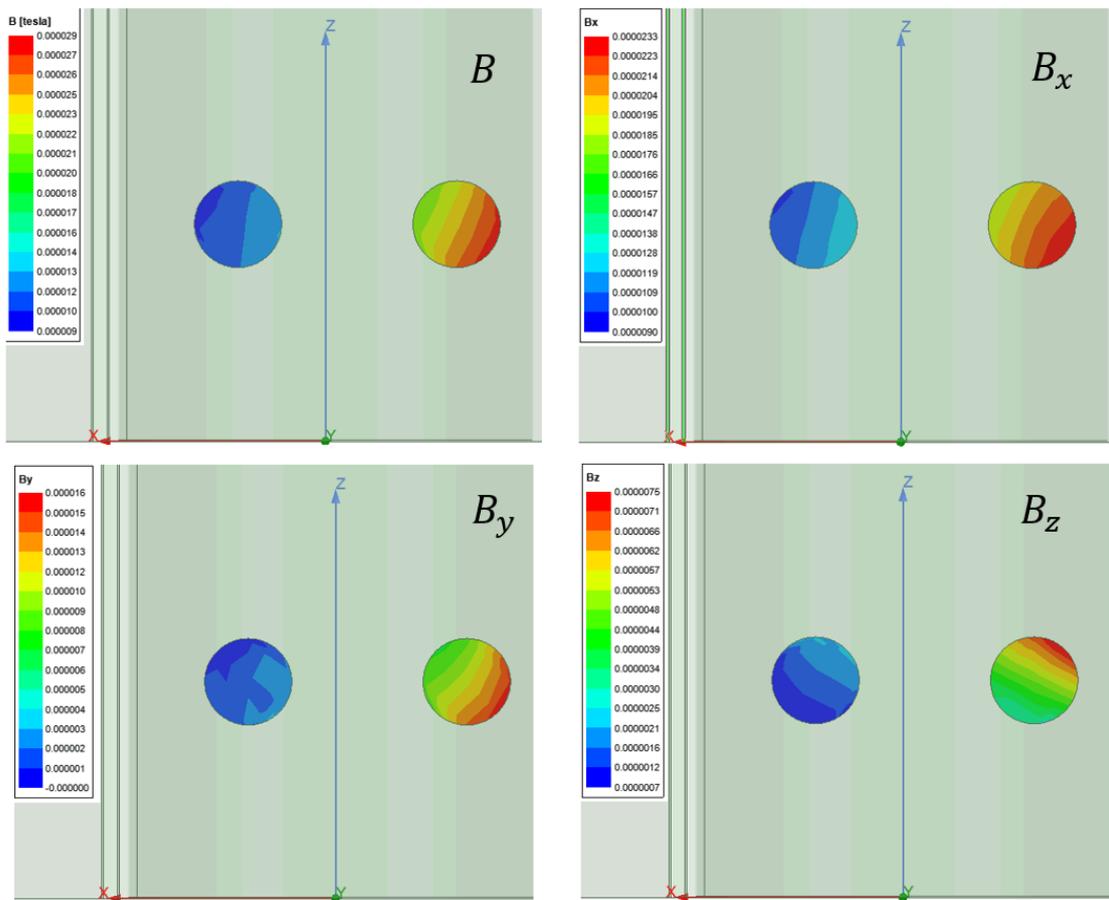


図 5.15. (2)MTQ- y のみを駆動したときの結果 (GAS)

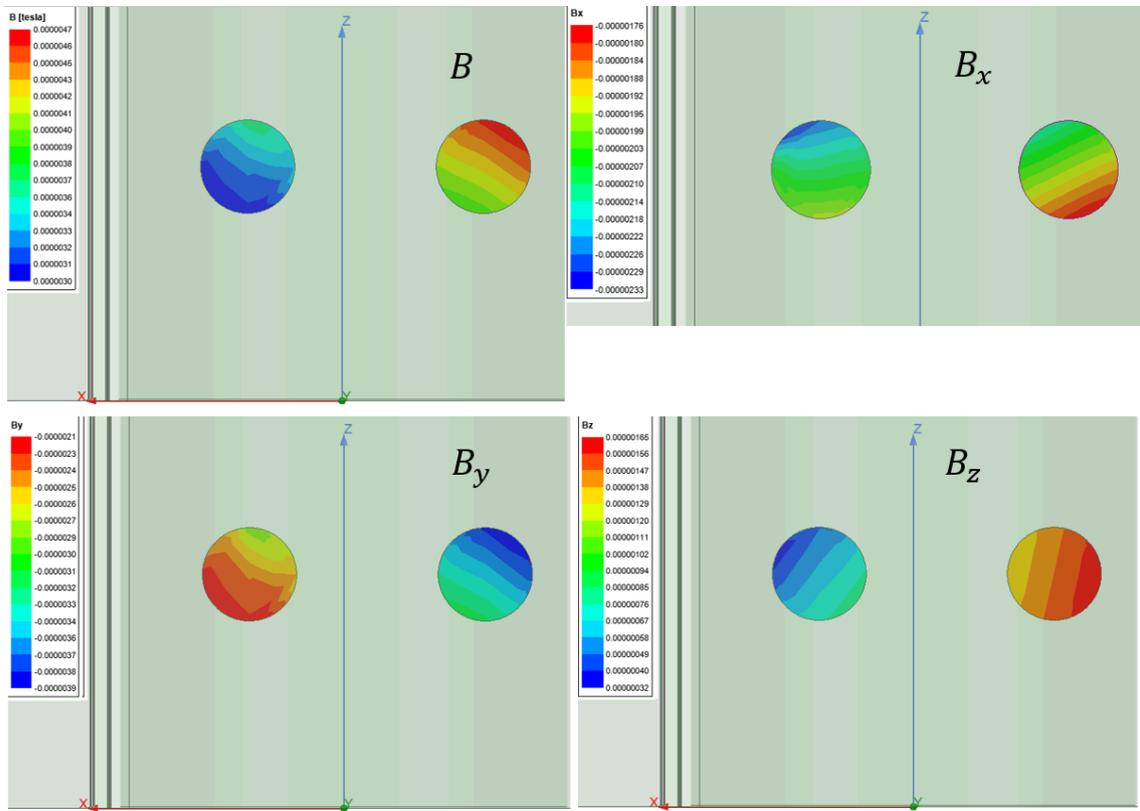


図 5.16. (3)MTQ-z のみを駆動したときの結果 (GAS)

5.2 サブシステム試験

5.2.1 目的

SXS 装置における MTQ の干渉 (§ 1.2.2) では、干渉パスとして (i) 磁場、(ii) 伝導、(iii) 放射のいずれの可能性もあり、未解明のままであった。そこで我々は、*Resolve* 装置を用いて、干渉パスが磁場か否か、もしそうなら磁場シールドで改善できるか、を目的とした試験を行うことにした。

サブシステム試験では、*Resolve* 装置のフライトモデルを観測モードで運転する。ASTRO-H 衛星向けに製造された EM MTQ (ドイツの ZARM Technik 社製で、XRISM 衛星でも同設計、同性能) の使用許可を得て、これを用いて衛星上の磁場を模擬することにした。EM MTQ は MTQ-y として使用し、*Resolve* 装置とは実際の衛星と同じ相対位置に置く。また、EM MTQ は、実際の衛星と同じ駆動方法で駆動する。これで検出器のノイズスペクトルを評価する。

更に、*Resolve* 装置のうち、磁場に感度の高い部分を探して磁場シールドを施すため、手で持ち運べて、かつ、MTQ と同様の磁場交流成分を発生させることができるソレノイドを本研究で設計、製作した (以下、「自作ソレノイド」と呼ぶ)。設計の詳細は § B.1 に記す。

試験は3段階に分けて行う (表 5.6)。JAXA 筑波宇宙センター (TKSC; Tsukuba Space Center) で行う本試験 (試験3) に向けて2段階の準備試験を行う。試験1は JAXA 宇宙科学研究所相模原キャンパス (ISAS) にて、MTQ 及び自作ソレノイドの特性を測定する試験、試験2は TKSC で両ソレノイドを実際の MTQ と同様にパルス変調幅駆動する試験である。それらの内容については、§ B にまとめている。本章では磁場に対する検出器の応答を調べた本試験の結果を述べる。

表 5.6. 磁場干渉試験計画

Test		Plan			Setup								Measurements						
Item	Label	Place	Date	Days	MTQ	Solenoid	Function Generator	Bipolar power Source	Dewar	Detector	Magnetometer (F.W.Bell)	Magnetometer (MEDA)	V (t)	I (t) w. Current probe	B w. Magnetometer	R w. LCR meter	L w. LCR meter	Calorimeter	Noise data
1	Prep at ISAS	ISAS	2021/07	1	x	x	x				x		x	x	x	x	x		
2	Prep at TKSC	TKSC	2021/07	1	x	x		x	x				x	x	x				
3	Full test	TKSC	2021/09	2	x	x		x	x	x		x	x	x					x

5.2.2 機材

試験のコンフィグレーションを図 5.17、配置を図 5.18 に、試験の様子を図 5.19 に示す。

ファンクションジェネレータで作成した波形 (PWM 矩形波、sin 波) をバイポーラ電源で増幅し、MTQ もしくは自作ソレノイド (合わせてソレノイドと総称) を駆動する。バイポーラ電源のモニター端子、磁場測定器を BNC ケーブルでデータロガーに接続し、常時記録する。各機材を下記に詳述する。

■ソレノイド

MTQ と自作ソレノイドの物理量を表 5.7 に、写真をそれぞれ図 5.20、5.21 に示す。MTQ は、冗長性を保つため、独立した二つのコイル (コイル A、コイル B) からなり、それぞれのコイルに対して hot/return のペアが2対ある。合計8本のラインが D-sub 9ピン (オス) の端子にまとまっている。独立のコイルを別々に給電するためのケーブルを、図 5.22 のように BNC 同軸ケーブルと D-sub 9ピン (メス) を組み合わせて製作した。

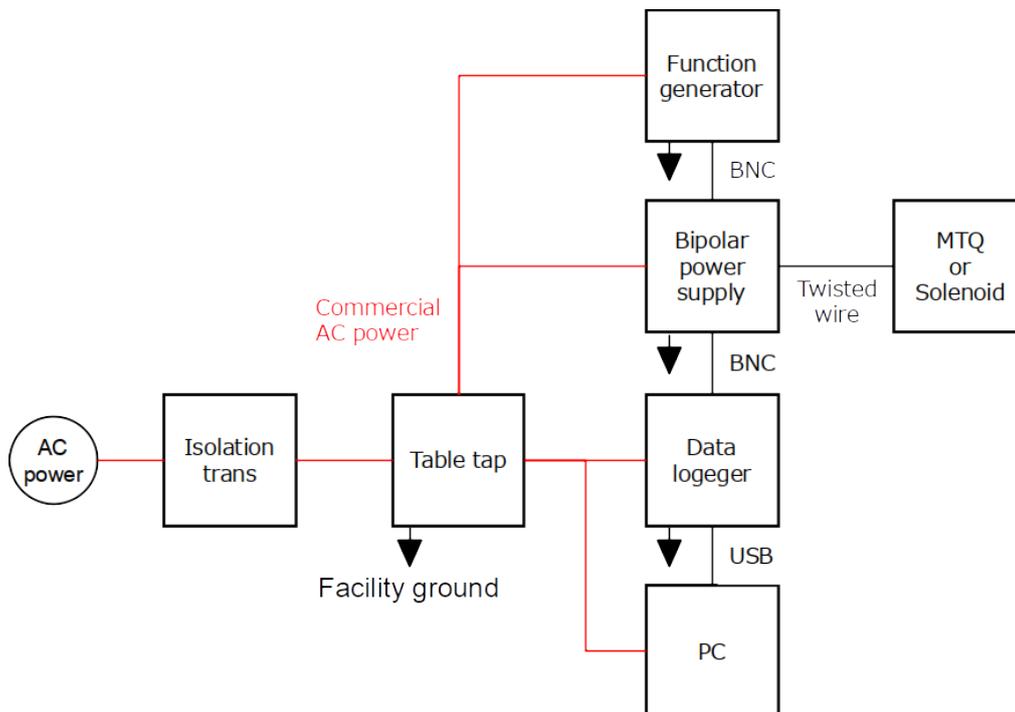


図 5.17. 磁場干渉試験のコンフィギュレーション

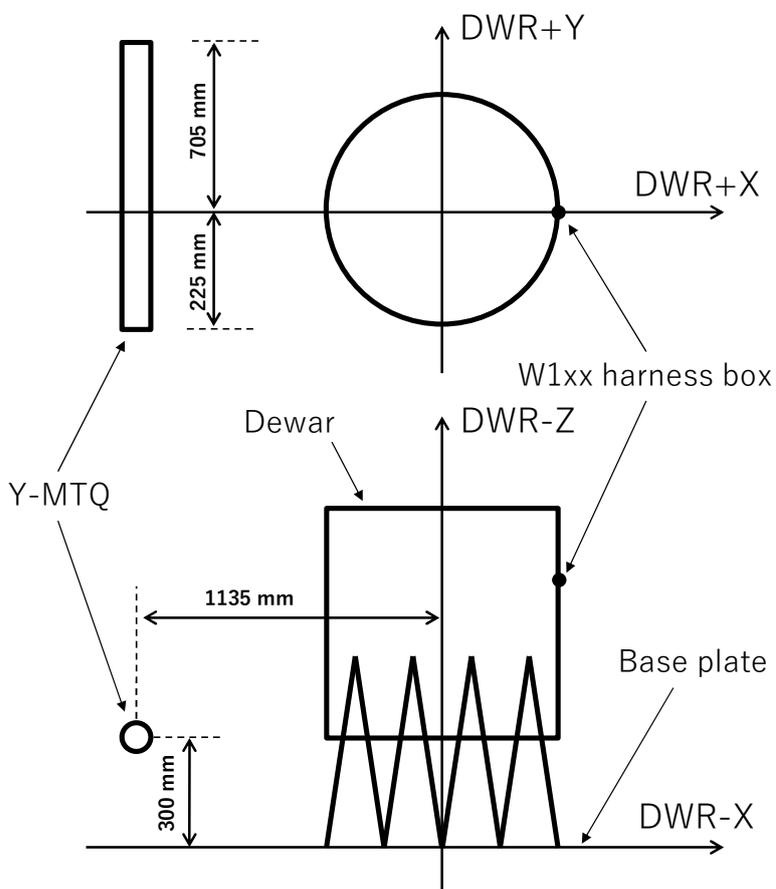


図 5.18. MTQ-y と Dewar の位置関係：上図が真上 (+Z) からみた様子、下図が真横 (-Y) からみた様子

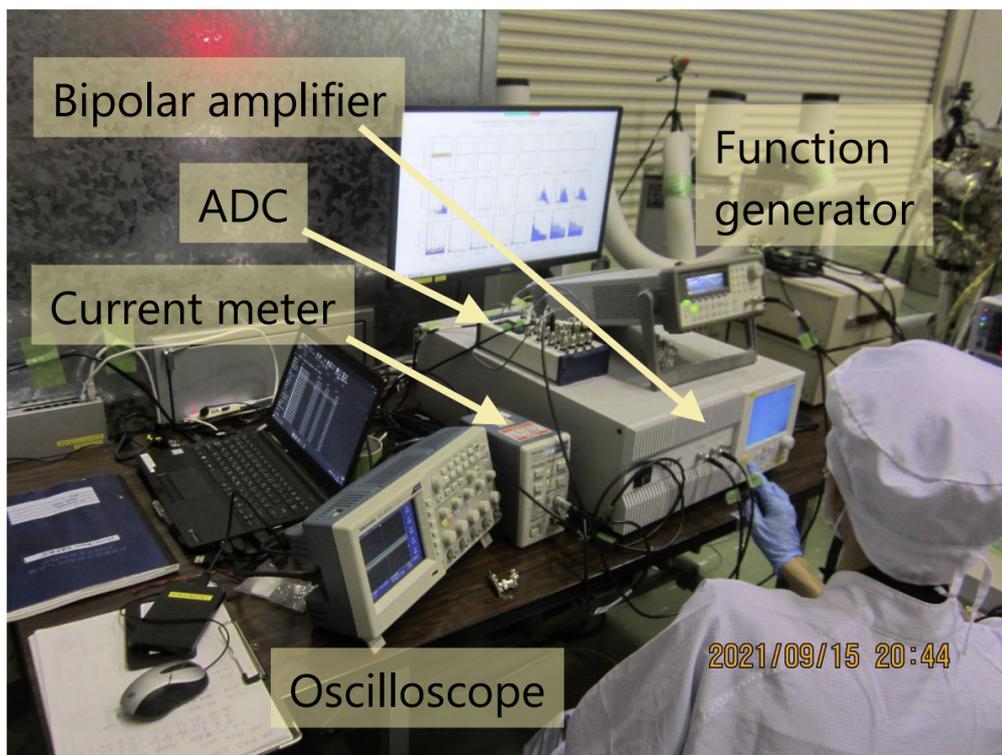


図 5.19. 磁場干渉試験の機材

表 5.7. Specification of Solenoids

	MTQ	自作ソレノイド
Length:	930 mm	130 mm
Width:	115 mm	90 mm
Height:	77.5 mm	90 mm
Solenoid length:	920 mm	-
Solenoid radius	34 mm	10 mm
Number of turns:	4900	950
Wire cross-section:	2.5 mm ²	3.1 mm ²
Wire length:	1050 m	120 m
Wire resistance:	25 Ω (± 5%) at 20 °C	0.6 Ω
Voltage:	35 V	1.8 V
Current:	1.4 A	3.0 A
Inductance:	6.7 H	11.5 mH
Magnetic field:	200 G (at 0 mm)	9 G (at 100 mm)
Cutoff frequency:	0.68 Hz	8.3 Hz

■電源

ソレノイドを駆動する電源装置について、まずパルス幅変調の矩形波はファンクションジェネレータを用いて作



図 5.20. MTQ の写真。右端に駆動電圧を導入する D-sub 9 ピンコネクタがある。



図 5.21. 自作ソレノイドの写真。



図 5.22. 自作ケーブルの写真

成する。以下の諸元を持つ Keysight 社の 33250A を用いた。

- 最大振幅：± 5 V
- 最大変調周波数：2 kHz
- duty 比範囲：20–80 %
- 出力インピーダンス：50 Ω

実際の MTQ 駆動は最大振幅 ±35 V であり、電源の出力インピーダンスも可能な限り小さくする必要があるので、バイポーラ電源を用いて、ファンクション・ジェネレータの波形を増幅させる。以下の諸元を持つ NF 回路設計ブロック社の BP4610 を用いた。

- 出力電圧範囲：± 60 V (120 Vpp)
- 出力電流範囲：± 10 A (DC), ± 15 A (AC)
- 周波数範囲：DC – 200 kHz (定電圧動作時), DC – 70 kHz (定電流動作時)

■磁場測定器

磁場測定にはガウスメータを用いた。Hall 効果によってガウスメータのプローブ部分にかかる電圧を測ることで、磁束密度を得る計測器である。プローブには 2 種類が存在し、指す向きと平行な磁場を測るアクシアルプローブ、それに垂直な磁場を測るトランスバースプローブがある。以下の諸元を持つ MEDA 社の μ MAG01/02 を用いた。3 つのセンサを用いることで B_x , B_y , B_z を監視する。

- 測定レンジ：± 2 G
- 分解能：1 mG
- 精度：0.5%
- 帯域幅：DC to 400 Hz

ガウスメータは、Dewar と MTQ-y に対して 3 番パネル（衛星上で GAS が配置されるパネル）の位置に置いた（図 5.23）。但し、GAS とは高さは異なる。ガウスメータと Dewar の間距離は 1377 mm、地面からの高さは 94.6 mm である。ソレノイドが稼働していないときの磁場の振る舞いを図 5.24 に示した。

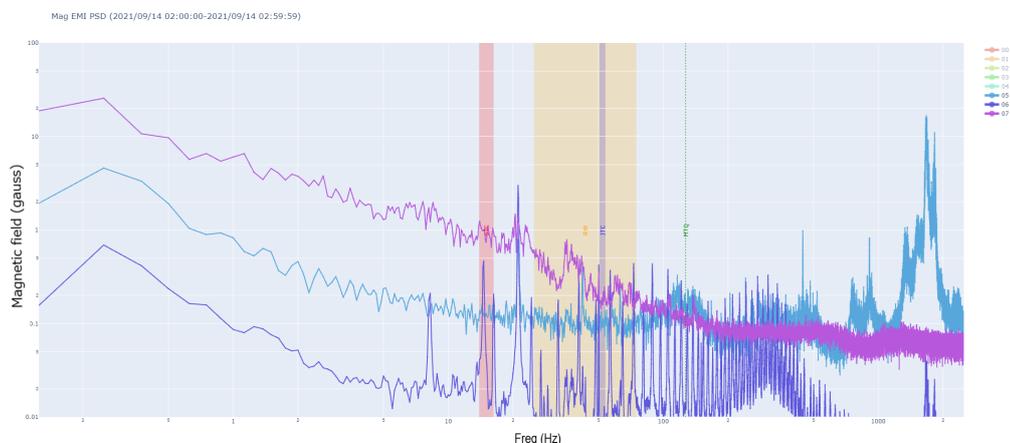


図 5.24. ガウスメータのバックグラウンドデータ：水色が B_x 、青色が B_y 、紫が B_z 。また、MTQ の PWM 駆動周波数 127 Hz に対応する緑色の線が引かれている。



図 5.23. ガウスメータの配置：モニター部分は三脚の足、プローブは三脚の頭に固定している。

■電圧・電流値測定器

ソレノイドへ給電する電圧と電流を測定した（測定地点は図 B.3-B.12 を参照）。電圧はバイポーラー電源の出力値、電流はバイポーラー電源の出力値に加え、カレントプローブ（Tektronix 社：TCPA300 と TCP312）の測定値を記録した。

■データロガー

データロガーを用いて測定物理量（電圧、電流、磁場）を連続的に記録する。データロガーには以下の諸元を持つ National Instruments 社の NI-6212USB を用いた。

表 5.8. データロガーで記録した物理量：V' はドライブされていない MTQ の冗長コイルの誘導起電力。

Channel	0	1	2	4	5	6	7
Measurements	V	I_1	I_2	V'	B_x	B_y	B_z
Unit	(V)	(A)	(A)	(V)	(gauss)	(gauss)	(gauss)
Label	V1	A1	A2		X	Y	Z
Gain	0.01	0.1	0.1	1	1	1	1

表 5.9. サンプルレートとレコード長

Day	sample rate [kHz]	record length [s]	周波数範囲
2021/9/14	5	8	0.125 Hz - 2.5 kHz
2021/9/15	10	32	0.03125 Hz - 5 kHz

チャンネルマッピングを表 5.8 に、またサンプリングのレートとレコード長さは表 5.9 に示した。レコード長ごとに物理量を離散 Fourier 変換し、スペクトルをリアルタイムで表示する (図 5.25)。スペクトルの横軸最大周波数はサンプリング定理より決まり、最小周波数はサンプルレートとレコード長の積の逆数で決まる。また、周波数分解能も最小周波数となる。Resolve サブシステム試験で用いる加速度測定システム Imamura et al., 2022 を利用して設営した。

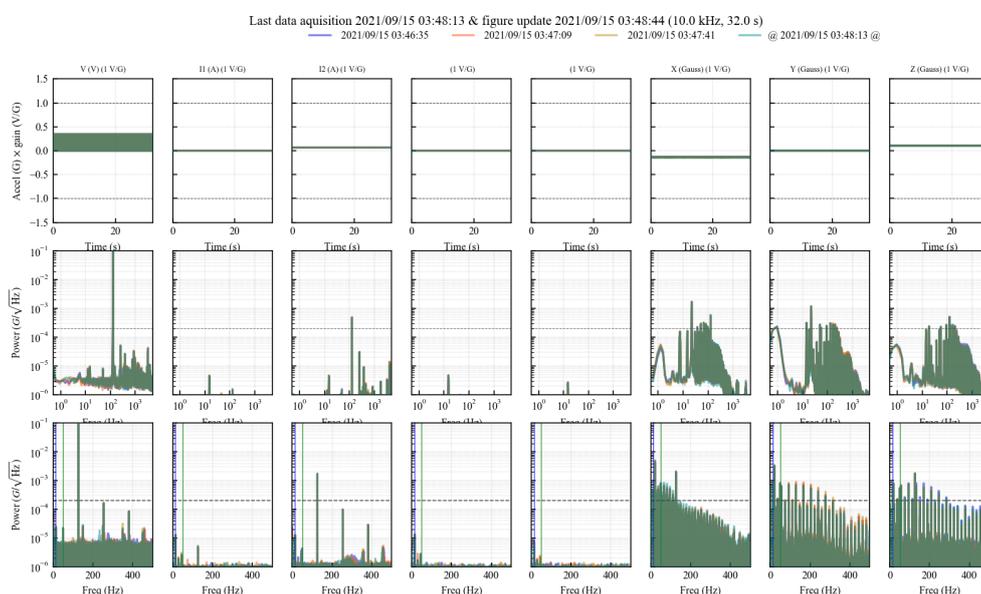


図 5.25. データロガーで取得したスペクトル：準リアルタイムで離散 Fourier 処理されたものを表示

■磁気シールド

一般に、シールドは電場や磁場の強度を減少させることを目的に用いられ、2つの種類の損失（反射損失、吸収損失）によって特徴づけられる。今回のような近傍界低周波磁場をシールドする場合、反射損失が小さいため、吸収損失が主要な損失となる。したがって、磁場の吸収損失を大きくするために比透磁率の大きな磁性体がしばしば用いられる。サブシステム試験ではコバルトベースの Metglas[®] 社の 2705M *1 を使用した。

5.2.3 試験

5.2.3.1 試験フロー

2021/09/14 から 2021/09/15 に TKSC で行った。Resolve 装置は、He モードのノミナル運転させた。1日目は MTQ 試験 (§ 5.2.3.2) のうち PWM 駆動全ケース、及び自作ソレノイド試験 (§ 5.2.3.3) を行った。その後、装置全体をオフしてハーネスに磁気シールドを施した。再立ち上げて、2日目に MTQ 試験 (§ 5.2.3.2) のうち PWM

*1 <https://metglas.com/wp-content/uploads/2016/12/2705M-Technical-Bulletin.pdf>

駆動全ケースを再実施し、残りの正弦波駆動を行った。また、ハーネス施術後の自作ソレノイド試験 (§ 5.2.3.3) を行った。

5.2.3.2 MTQ 試験

MTQ と Dewar 間の距離を変更する。その際、Dewar 及び給電用機材の位置は固定し、MTQ だけを動かして、磁場による干渉の変化だけを抽出できるようにする。衛星と同じ距離 (1135 mm)、試験場所で可能な最も離れた距離 (2403 mm) 及びその中間 (1769 mm) での測定を実施した。衛星上における MTQ-y と Dewar の位置関係は図 5.18 のとおりである。試験では図 5.26 のように、MTQ を台の上へ置き、地面からの高さを調整した。また、Dewar からの距離はレーザー墨出し器を用いて調整した。

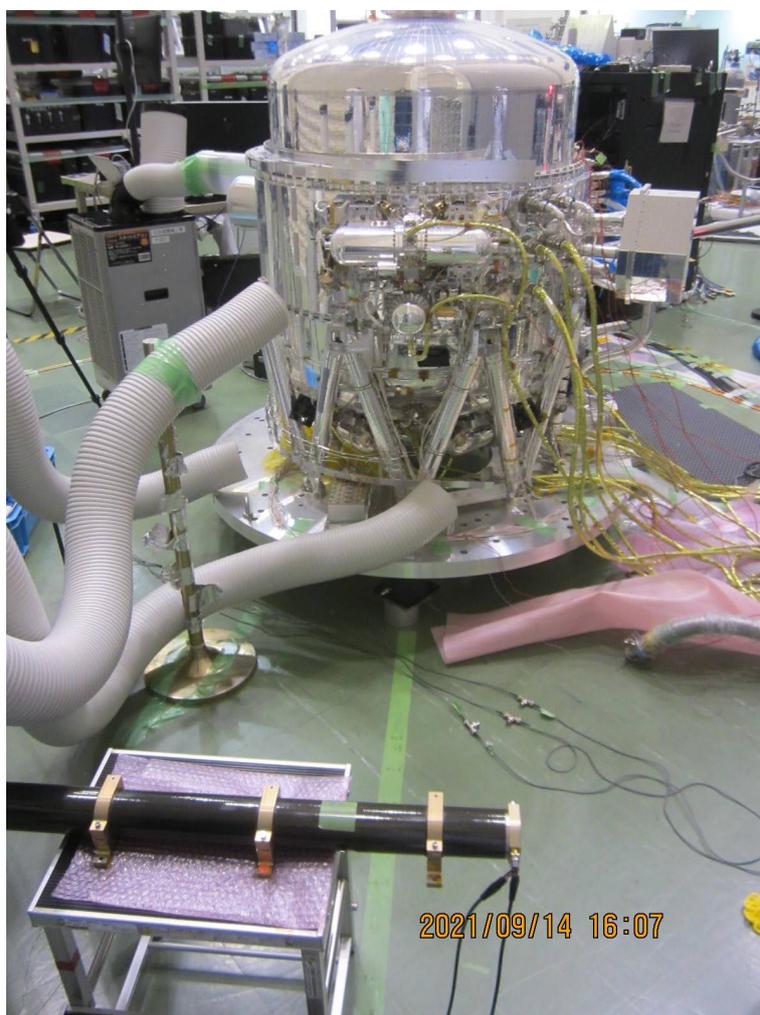


図 5.26. MTQ-y の配置

各距離で、駆動方法を以下のように変更し、各設定で検出器ノイズデータを取得した。

- PWM 駆動
 1. duty 比
 2. 電圧オフセット
 3. バイアス電圧
- 正弦波駆動

1. 周波数
2. 電圧
3. 冗長系使用

実施した試験ケースを表 5.10 に示す。コラム #3 について、MTQ は 2 つのコイル (A, B) で冗長系を組んでいる。駆動している状態を Driven、50 Ω で終端している状態を Terminated、データロガーでモニターしている状態を Logged、解放している状態を Open としている。コラム #5 は、§3.1.1 で述べた検出器にかかる bias 電圧を表す。軌道上でのノミナル値 1.6 V、最小値 0 V、最大値 5 V と変えてノイズを測定した。

表 5.10. 磁場干渉試験の試験ケース (MTQ)

Case	Time		MTQ			Driver					Det	Comments	
	Date	Time	Distance	Coil-A	Coil-B	Drive	Freq	Vpp	Voffset	Duty			Bias
	(UT)		(mm)				(Hz)	(V)	(V)	(%)			(V)
	#1		#2	#3		#4							#5
1	09/14	3:19	1135	Terminated	Driven	AC	127	35	17.5	n/a	1.6		
2		4:50	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6		
3		5:06	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	20	1.6		
4		5:12	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	80	1.6		
5		5:18	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	-17.5	30	1.6		
6		5:27	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	0.0		
7		5:33	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	5.0		
8		5:54	2403	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6		
9		6:00	2403	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	20	1.6		
10		6:17	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	80	1.6	Realized coil A terminated.	
11		6:25	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6	Coil A connected to logger.	
12		6:35	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	-17.5	30	1.6		
13		6:41	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	0.0		
14		6:47	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	5.0		
15		7:04	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6		
16		7:08	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	20	1.6		
17		7:14	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	80	1.6		
18		7:20	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	-17.5	30	1.6		
19		7:25	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	0.0		
20		7:30	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	5.0		
21		7:42	1135	Open	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6		
22	09/15	4:37	1135	Open	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6	Some DWR harness shielded by metglass.	
23		4:49	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	20	1.6		
24		4:55	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	80	1.6		
25		5:01	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	-17.5	30	1.6		
26		5:07	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	0.0		
27		5:14	1135	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	5.0		
28		5:39	2403	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6		
29		5:45	2403	Terminated	Driven	PWM	127	35	17.5	20	1.6	Termination ends following prev day.	
30		5:51	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	80	1.6	We realized all logger channels contaminated.	
31		5:57	2403	Logged	Driven	PWM	127	-35	17.5	30	1.6	but kept logging to follow prev day.	
32		6:02	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	0.0		
33		6:08	2403	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	5.0		
34		6:21	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6		
35		6:26	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	20	1.6		
36		6:32	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	80	1.6		
37		6:38	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	-17.5	30	1.6		
38		6:43	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	0.0		
39		6:48	1769	Logged	Driven	PWM	127	35	17.5	30	5.0		
40		8:09	1135	Open	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6	Back to case 22.	
41		8:15	1135	Open	Driven	PWM	127	35	17.5	30	1.6	Harness untiled.	
42		8:55	1135	Open	Driven	AC	127	35	0.0	30	1.6	Harness tiled again.	
43		9:00	1135	Open	Driven	AC	63.5	35	0.0	30	1.6		
44		9:05	1135	Open	Driven	AC	31.3	35	0.0	30	1.6		
45		9:10	1135	Open	Driven	AC	254	35	0.0	30	1.6		
46		9:15	1135	Open	Driven	AC	508	35	0.0	30	1.6		
47		9:21	1135	Open	Driven	AC	127	17.5	0.0	30	1.6		
48		9:26	1135	Open	Driven	AC	127	8.75	0.0	30	1.6		
49		9:33	1135	Terminated	Driven	AC	127	35	0.0	30	1.6		
50		9:44	1135	Driven	Open	AC	127	35	0.0	30	1.6	Mag field measurement for coil A.	
51		9:47	1135	Driven	Open	PWM	127	35	17.5	30	1.6	Flight nominal.	
52		11:08	1135	Driven	Open	DC	n/a	10	0.0	n/a		Polarity check.	
53		11:11	1135	Open	Driven	DC	n/a	10	0.0	n/a		Polarity check.	
54		11:13	1135	Driven	Logged	AC	127	0.35	0.0	n/a		Induced voltage check for A.	
55		11:21	1135	Logged	Driven	AC	127	0.35	0.0	n/a		Induced voltage check for B.	
56		11:31	2403	Driven	Open	AC	127	35	0.0	n/a		Mag field measurement for coil A.	
57		11:35	1769	Driven	Open	AC	127	35	0.0	n/a		Mag field measurement for coil A.	
#1	Start time of noise collection.												
#2	MTQ distance from the Dewar center												
#3	Coils are either (a) driven, (b) terminated with 50 Ohm terminator, (c) open, or (d) connected to logger with 1 Mohm.												
#4	An MTQ coil was driven by (a) PWM, (b) AC, or (c) DC.												
#5	Calorimeter detector bias. AC bias remained nominal in all cases.												

5.2.3.3 自作ソレノイド試験

自作ソレノイドは、特に磁場に感度を持つと推測されるアナログエレキ (ADRC、XBOX) 及び Dewar とアナログエレキをつなぐハーネス近辺に設置して、検出器の応答を測定した。XBOX は検出器へのバイアス電圧を提供し、検出器の出力をうけとって増幅する。ADRC は 50 mK 温度ステージ生成のための断熱消磁冷凍機を駆動し、50 mK の温度制御を行う。試験ケースを表 5.11 に示す。

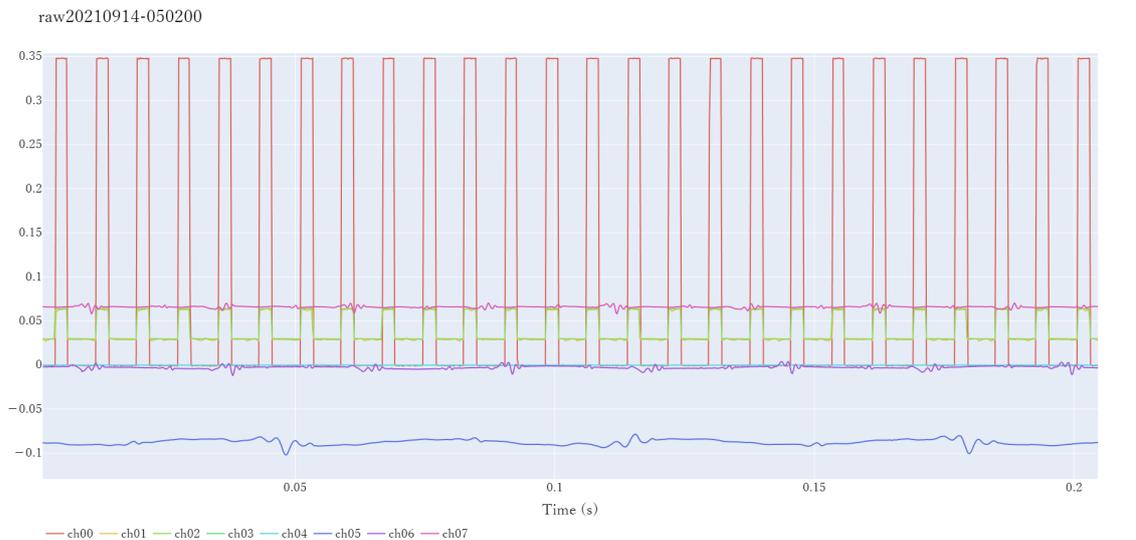
表 5.11. 磁場干渉試験の試験ケース（自作ソレノイド）

Case	Time		Solenoid	Driver				Det
	Date	Time		Position	Drive	Freq	Vpp	
	(UT)						(Hz)	(V)
	#1		#2					#5
1	09/14	8:09	A	AC	127	10	0	1.6
2		8:18	B	AC	127	10	0	1.6
3		8:31	C	AC	127	10	0	1.6
4		8:40	D	AC	127	10	0	1.6
5		8:51	R	AC	127	10	0	1.6
6	09/15	7:11	A	AC	127	10	0	1.6
7		7:21	B	AC	127	10	0	1.6
8		7:31	C	AC	127	10	0	1.6
9		7:46	D	AC	127	10	0	1.6
#1	Start time of noise collection.							
#2	A: DWR-X, B: DWR-side of DWR HNS, C: XBOX-side of DWR HNS, D: ADRC-side of DWR-HNS, R: 4 m away from DWR.							
#5	Calorimeter detector bias. AC bias remained nominal in all cases.							

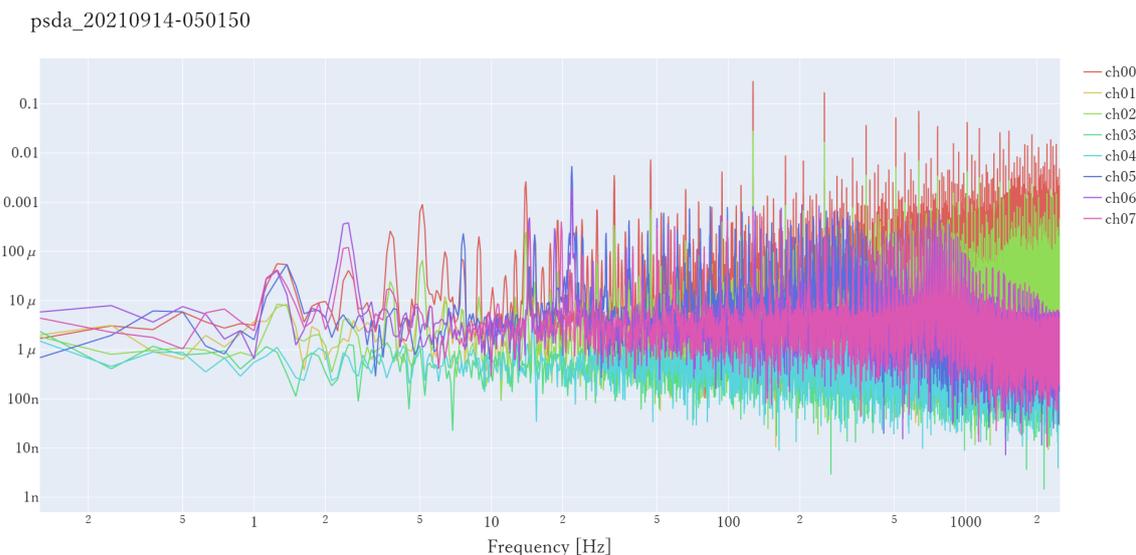
5.2.4 結果

5.2.4.1 応答関数

まず、妨害部のデータとして、データロガーによって取得された時空間データ、およびそれを Fourier 変換して得られたノイズスペクトルの例を図 5.27a、5.27b に示す。時空間データは PWM 波形が確認できるように一部を拡大して表示した。



(a) 時空間



(b) 周波数空間

図 5.27. データロガーのデータ (2021/09/14 05:01:50 UTC)。チャンネルマッピングは表 5.8 参照。

次に、感受部のデータとして、検出器の 8k noise spec と sample dump データの例をそれぞれ図 5.28、5.29 に示す。MTQ off のケースと比較して、127 Hz およびその高調波が線ノイズとして生じていることがわかる。

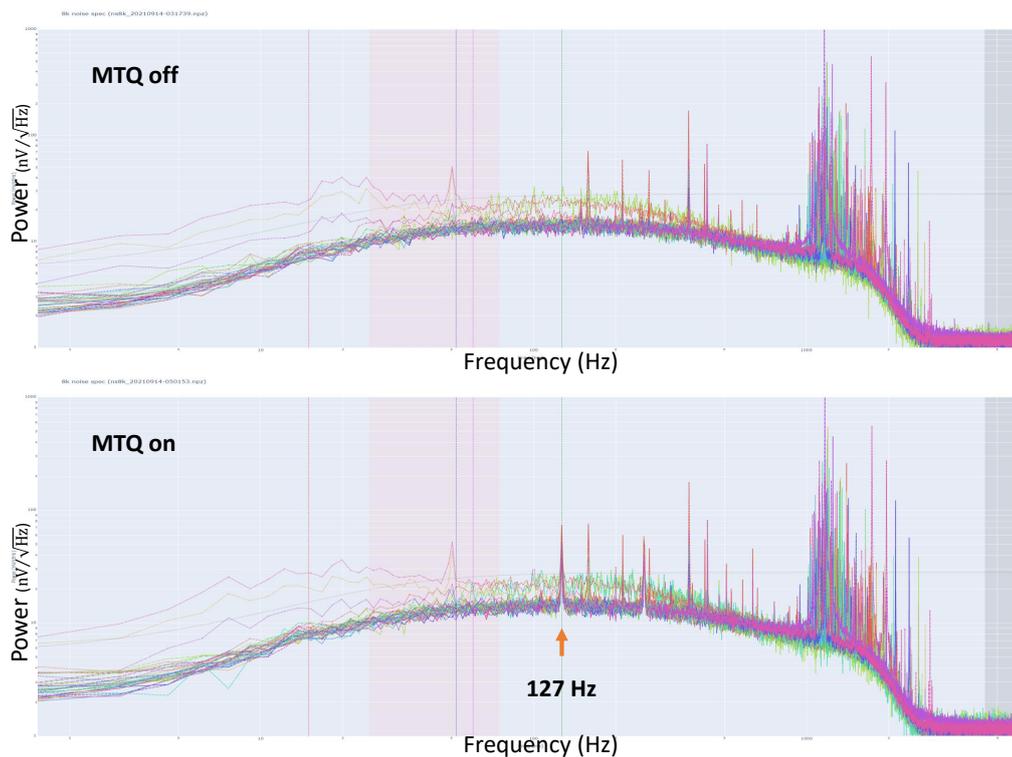


図 5.28. MTQ 駆動有無による 8k noise spec の違い (上) MTQ 駆動なし (下) MTQ 駆動あり:MTQ 駆動時のみ、その駆動周波数である 127 Hz に線ノイズが見える

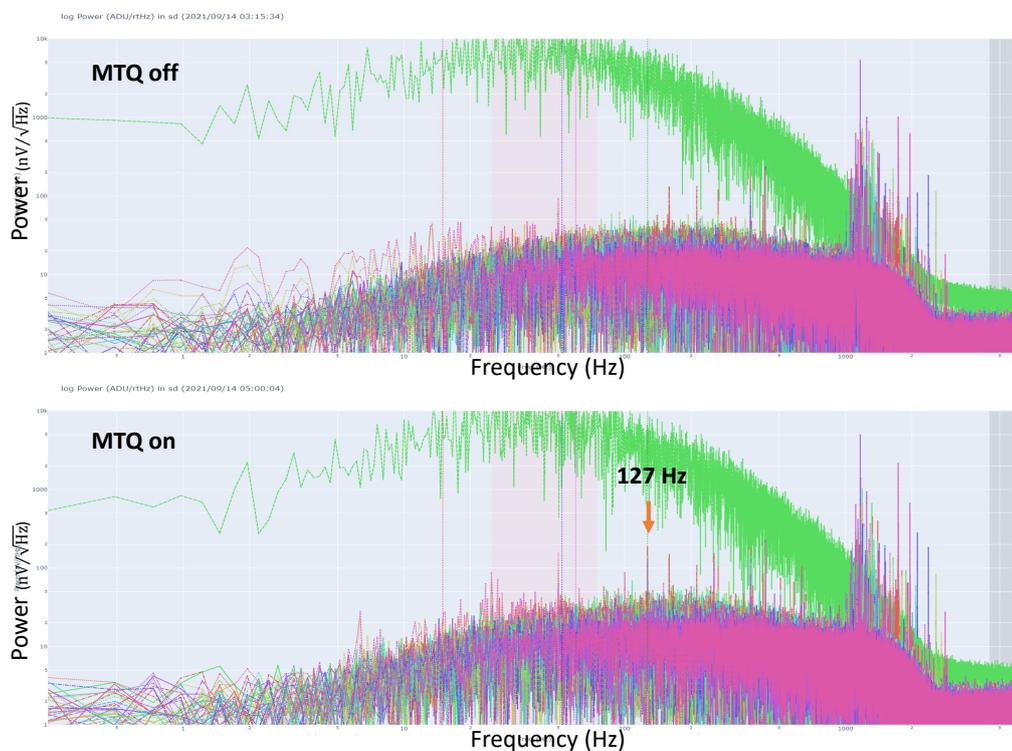


図 5.29. MTQ 駆動有無による sample dump の違い (上) MTQ 駆動なし (下) MTQ 駆動あり: 8k noise spec と同様、MTQ 駆動時のみ、その駆動周波数である 127 Hz に線ノイズが見える

これらの妨害部と感受部のデータをもとに、各条件下における伝達関数を算出して比較する。伝達関数はあるシステムにおける入力と出力の関係をあらわす。離散時間システムが線形性、時不変性を持つとき、線形時不変システムであるという。ある線形時不変システムにおける時刻 n の入力信号 $x[n]$ 、出力信号 $y[n]$ とする。それぞれの z 変換を $X_z(z), Y_z(z)$ とすると、システムの伝達関数 $H(z)$ は、

$$H(z) = \frac{Y_z(z)}{X_z(z)}$$

と表される。なお、離散信号 $x[n]$ に対する z 変換は、複素数 z を用いて $X_z(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x[n]z^{-n}$ である。

特に、 $z = e^{i\omega t}$ としたとき、

$$H(e^{i\omega t}) = \frac{Y_z(e^{i\omega t})}{X_z(e^{i\omega t})} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} y[n]e^{-in\omega t}}{\sum_{n=0}^{\infty} x[n]e^{-in\omega t}} = \frac{\mathcal{F}[y]}{\mathcal{F}[x]}$$

となり、入力信号と出力信号を Fourier 変換したものの比になる。この $H(e^{i\omega t})$ を周波数応答という。この周波数応答を用いると、線形時不変システムの入力としてある周波数 ω の単色信号を考えた際に、出力信号は振幅が $|H(e^{i\omega t})|$ 倍され、位相が $\arg(H(e^{i\omega t}))$ 進んだ、同じく周波数 ω の単色信号が出力されることがわかる。

今回は、出力信号として感受部の 8k noise spec の 0 番ピクセルをとり、入力信号には妨害部の V のノイズスペクトルを用いて、周波数応答の振幅特性 $|H(e^{i\omega t})|$ を求めた。PWM の場合、基本周波数 127 Hz だけではなく、その 2 倍波 (254 Hz)、3 倍波 (381 Hz) に対しても値が得られる。

中心周波数周り 3 Hz のパワーを入力・出力信号に対して求め、比をとる。ノイズピークの有意性については、中心周波数から -20 から -10 Hz 及び +10 から +20 Hz の帯域の標準偏差を 1σ とし、 3σ 以上を条件とした。それ以下の場合は、上限値として 3σ の値を用いる。

5.2.4.2 MTQ 試験

まず、MTQ が駆動していないときのノイズスペクトルを取得した。8k noise spec をピクセル配置に合わせて並べたものを図 5.30 に示す。

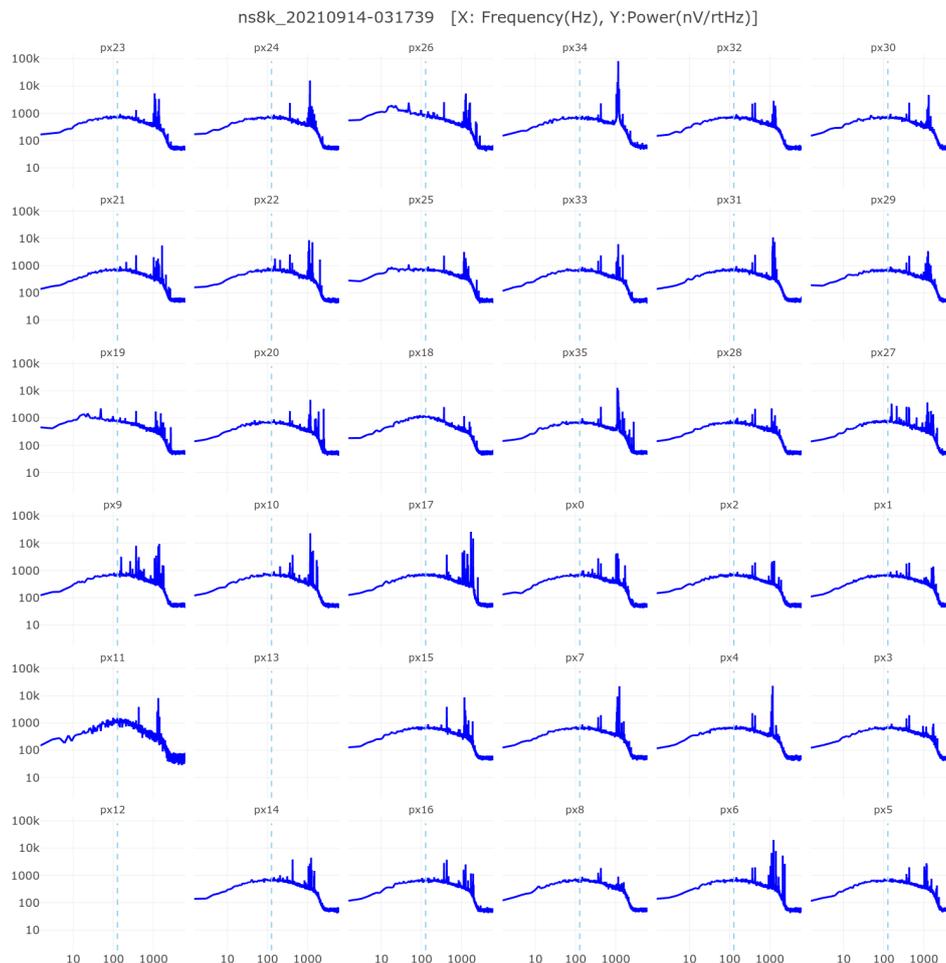


図 5.30. 8k noise spec のピクセル依存性 (MTQ 駆動無) : 青点線が 127 Hz。空白のピクセルはデータ取得がうまくいっていないもの。

■Dewar・MTQ 間距離依存性 (表 5.10 の case 22, 34, 28) Dewar・MTQ-y の間の距離を変えて測定した結果を図 5.31 に示す。軌道上での Dewar・MTQ-y の間の距離である 1135 mm を赤丸、1769 mm を緑四角、2403 mm を青三角としている。

距離が離れるほど、ノイズパワーが小さくなっていることがわかる。これは干渉パスが MTQ の磁場を通していることを強く示唆する。ノイズパワー P と距離 d の間にべき乗関係 $P \propto r^\alpha$ を仮定すると、

$$\alpha = \frac{\ln \frac{P_{1135}}{P_{1769}}}{\ln \frac{1135}{1769}} \tag{5.2.4.1}$$

となる。これを用いて計算すると 127 Hz で $\alpha = -3.2$ 、254 Hz で $\alpha = -2.8$ である。

周波数依存性について、妨害部の入力波形は 127 Hz の矩形波であるため、高周波になるほどパワーが小さくなる様子が現れている。一方で、周波数応答については、高周波になるほど大きいことがわかる。

距離 依存性

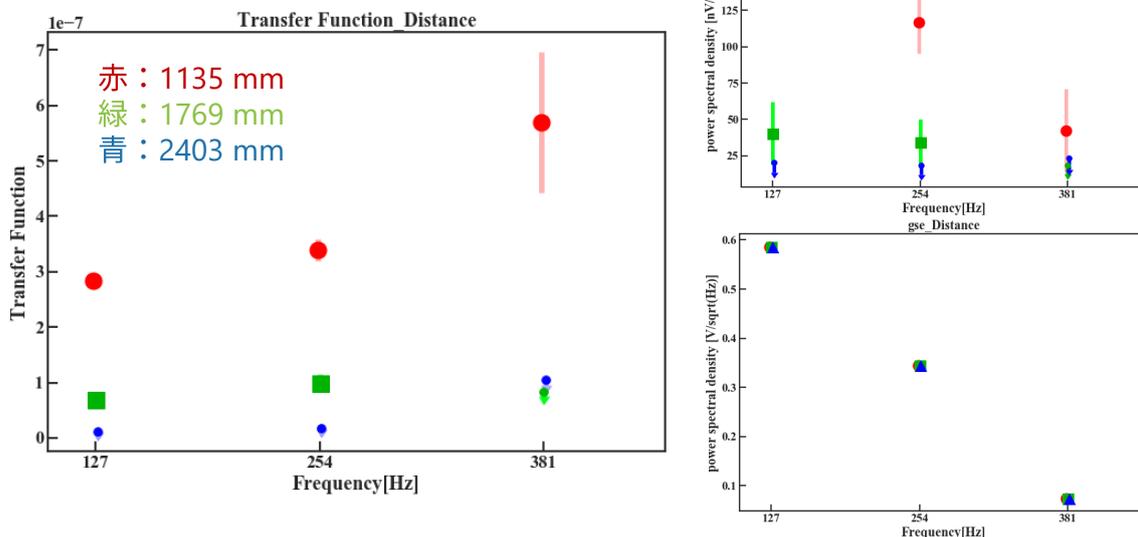


図 5.31. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験 : 距離依存性) : 右上の感受部パワーを右下の妨害部パワーで割り、左の振幅応答を求めている。

ピクセル依存性について、感受部のノイズ強度をヒートマップにしたものを図 5.32 に示す。また、対応する 8k noise spec をピクセル配置に合わせて並べたものを図 5.33 に載せた。9 の倍数のピクセル番号でノイズ強度が大きいことがわかる。

Flight nominal

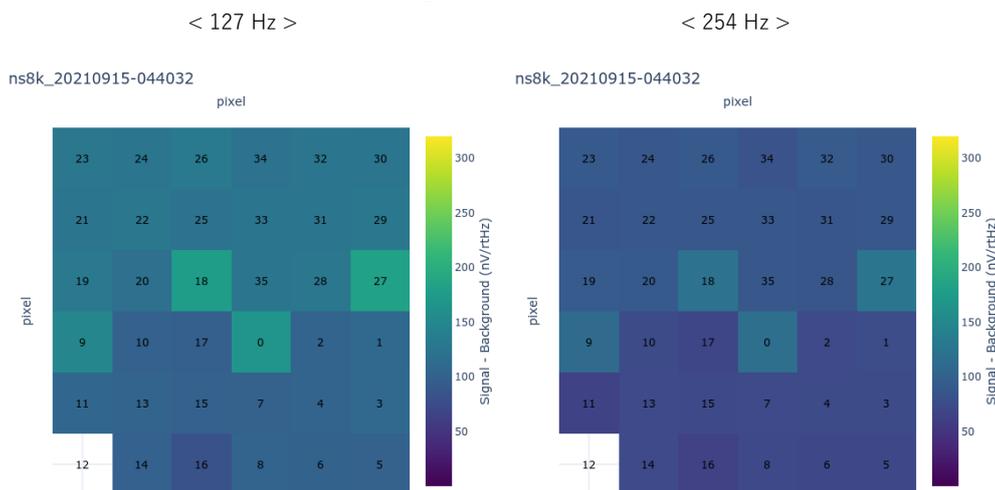


図 5.32. 感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (磁場干渉試験) : (左) 127 Hz (右) 254 Hz

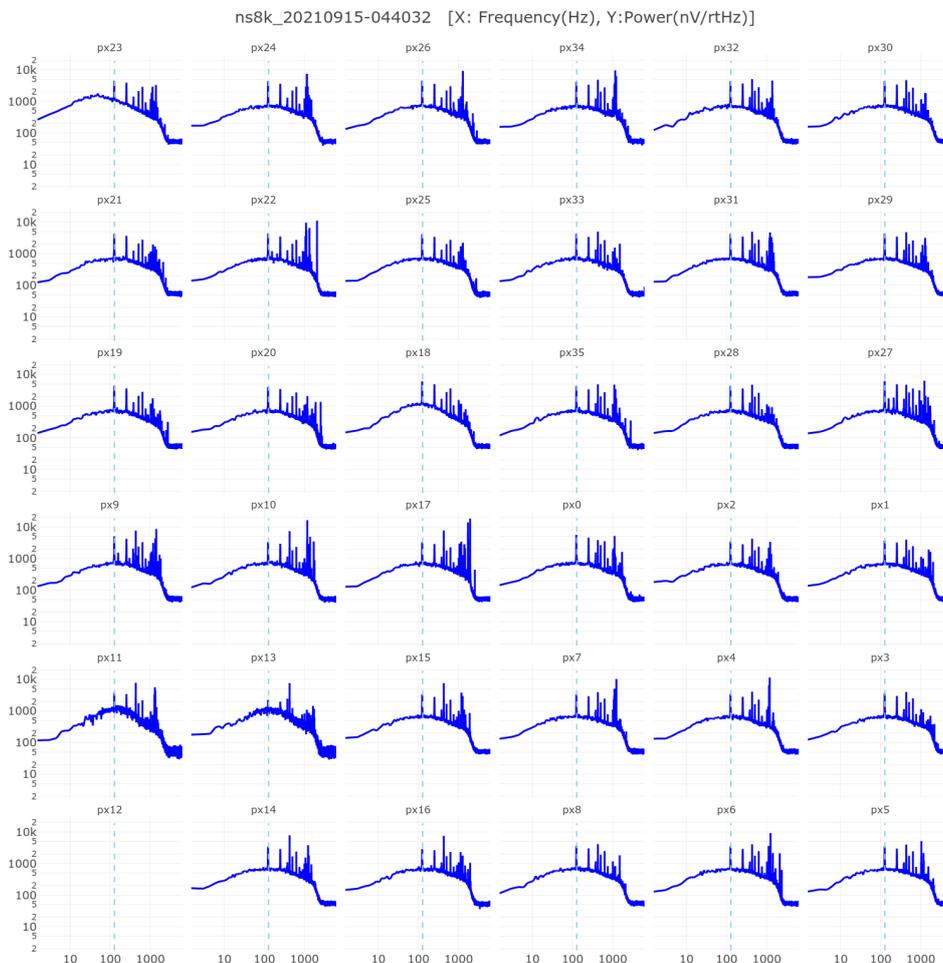


図 5.33. 8k noise spec のピクセル依存性 (磁場干渉試験)

■Duty 比依存性 (表 5.10 の case 2, 3, 4, 23, 24) duty 比 20%、80% の sample dump の時系列データを 127 Hz (0.007874 s) で畳み込んだプロットを図 5.34 に示す。矩形波の立ち上がりの部分でノイズパワーが生じていることがわかる。MTQ の電圧変化によって磁場は生じるため、磁場を通した干渉パスであることを示唆する。duty 比の依存性については、ほとんど見られないが、ピクセル 4 番のみ応答の違いが見られた。duty 比 80% のときに 127 Hz の 9 倍波成分が現れている。

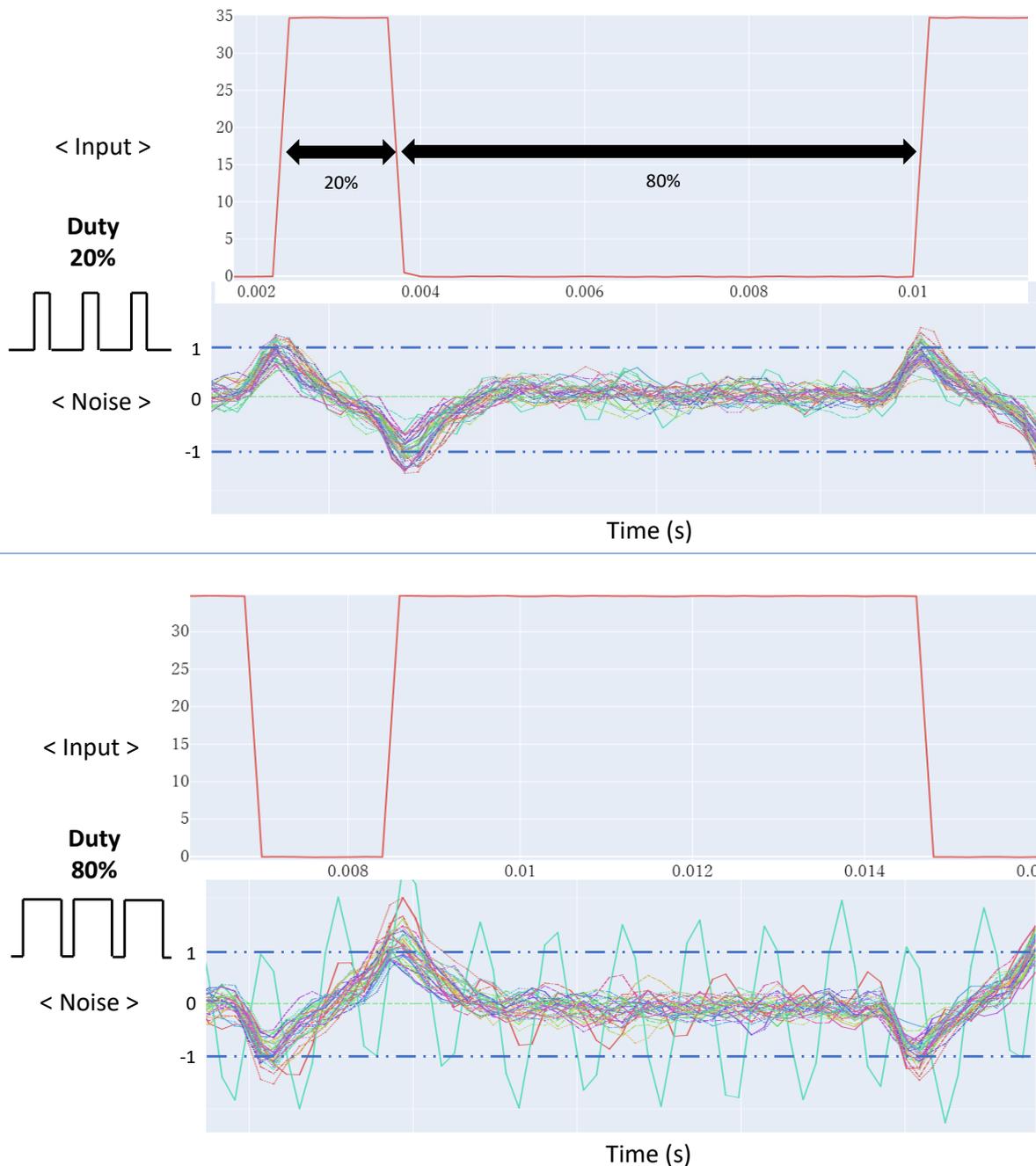


図 5.34. 127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験 : duty 比依存性) : 上段 2 つが Duty20%、下段 2 つが Duty80% の MTQ 駆動電圧と検出器ノイズデータ。検出器データと駆動データの相対時刻が較正されていないため、位相は目視でそろえている。

PWM 駆動の duty 比を変えて測定したノイズスペクトルを図 5.35 (1 日目)、5.36 (2 日目) に示す。Duty 比に対する有意な依存性は見られなかった。

Duty比 依存性 (day1)

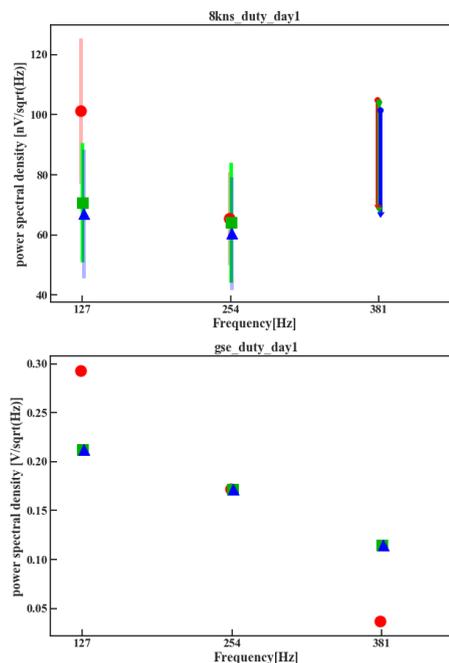
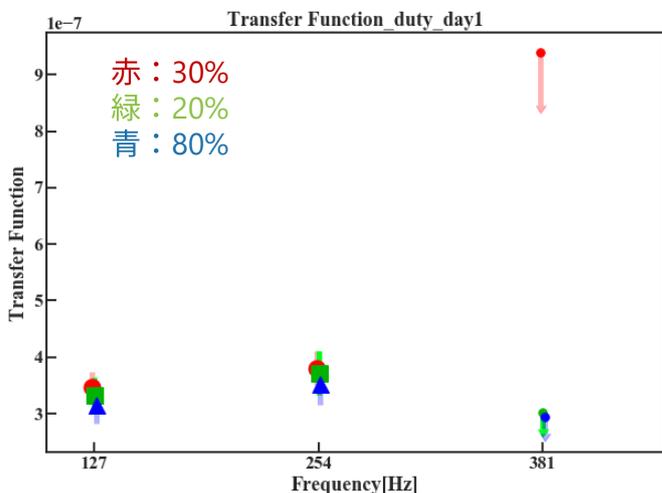


図 5.35. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験 : duty 比依存性 1 日目)

Duty比 依存性 (day2)

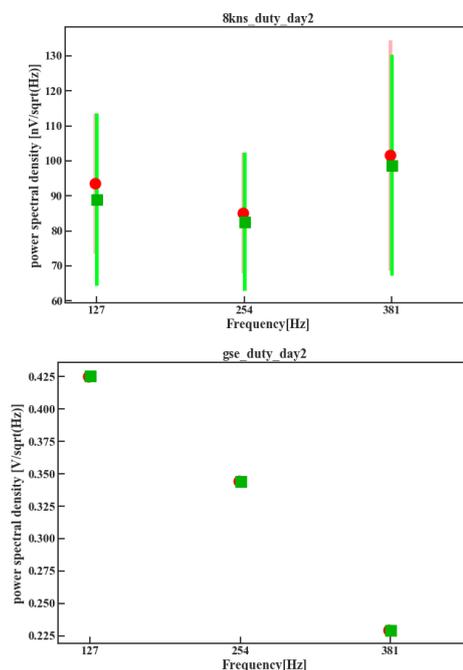
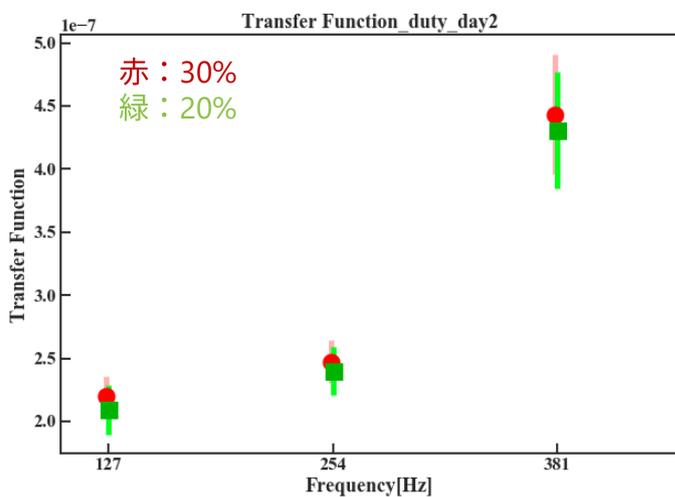


図 5.36. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験 : duty 比依存性 2 日目)

■電圧オフセット依存性 (表 5.10 の case 22, 25) MTQ の極性を調べるため、PWM 駆動のオフセットを変えて検出器ノイズデータを取得した。測定結果を時空間で畳み込んだ結果を図 5.37 に示す。PWM インプットに表れているとおり、duty 比 30%、-70% の違いは、電圧オフセットである。電圧オフセットによる sample dump 波形の違いはみられなかった。また、ノイズスペクトル強度について、図 5.38 に示す。電圧オフセットに対する応答関数の依存性はみられなかった。

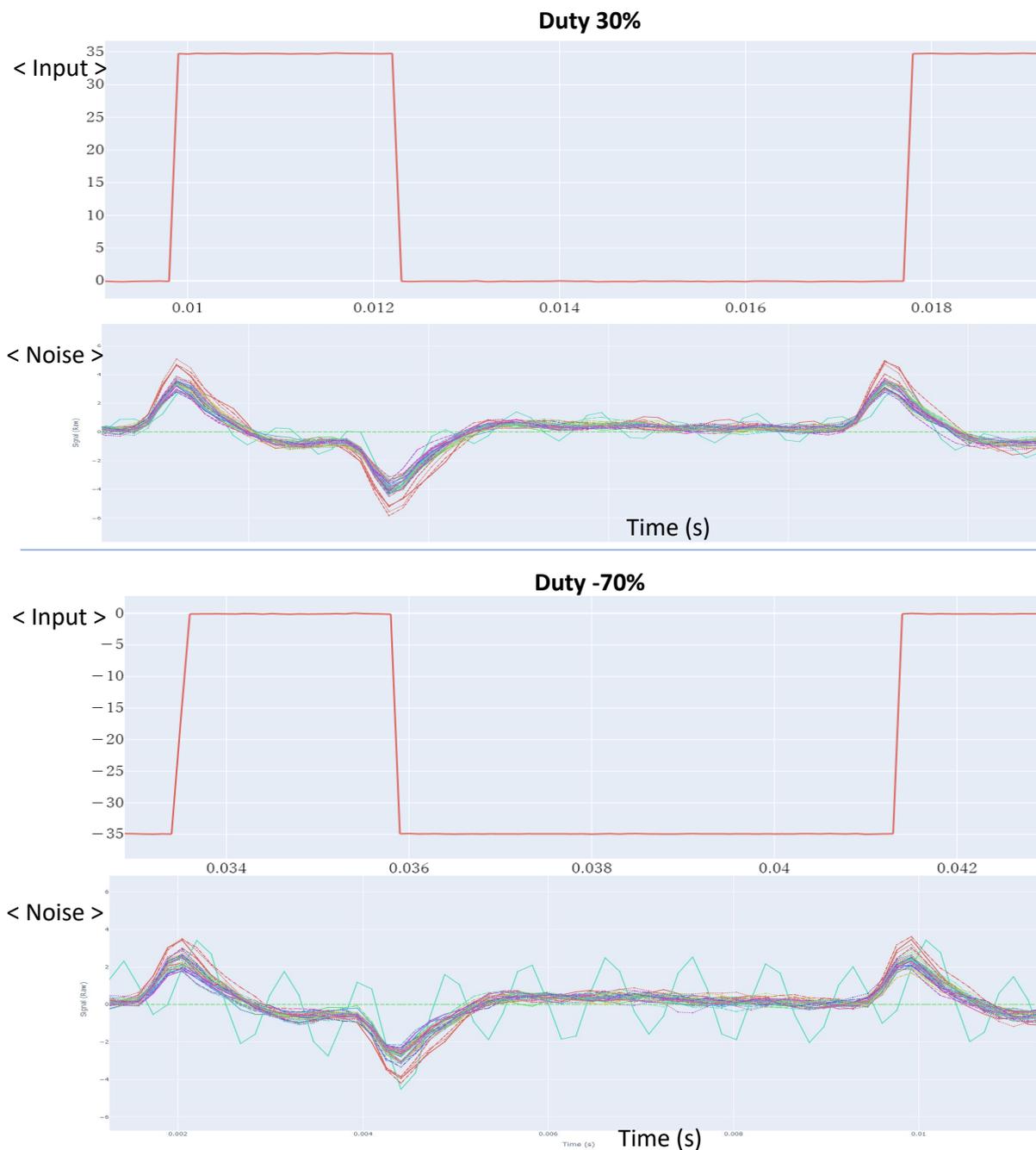


図 5.37. 127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験：電圧オフセット依存性)：上段 2 つが Duty30%、下段 2 つが Duty-70% の MTQ 駆動電圧と検出器ノイズデータ。時刻は較正されていないため、位相は目視でそろえている。

Polarity 依存性

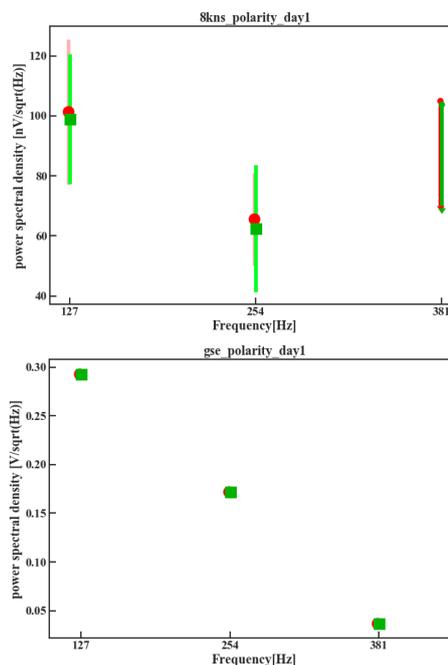
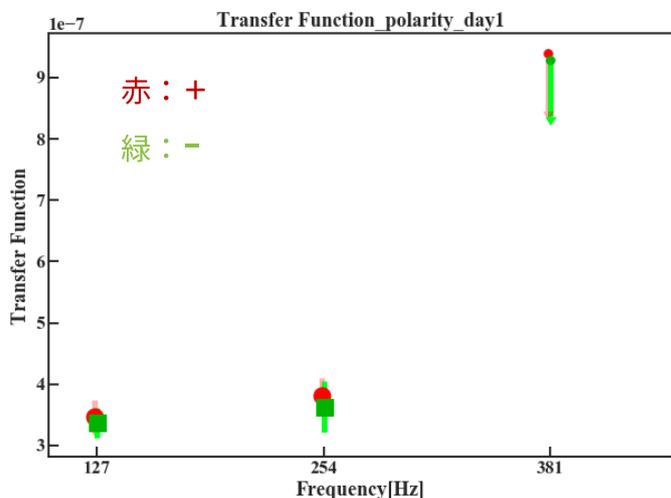


図 5.38. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験: 極性依存性)

■ バイアス電圧依存性 (表 5.10 の case 22, 26, 27) 磁場を通した干渉が (i) 非熱的 (電氣的) か (ii) 熱的かを判別するため、検出器に印加するバイアス電圧を変化させてノイズスペクトルを取得した。バイアス電圧が0のとき、マイクロカロリメータは熱検出器として働かないため、それでも発現するノイズは電氣的なもの判断される。測定結果を図 5.39 に示す。バイアス電圧が0のときにも強く応答が見えている。

Bias 依存性

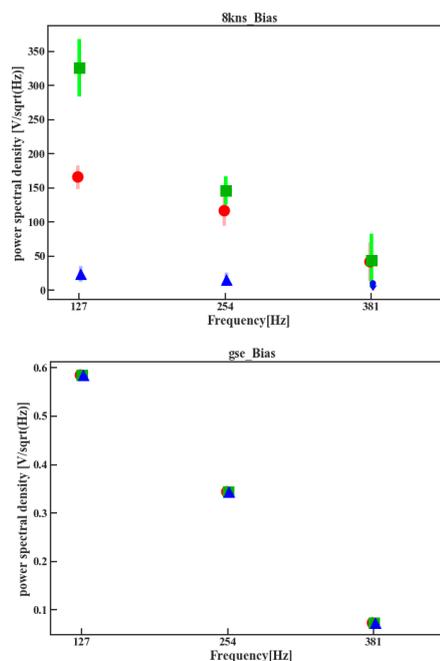
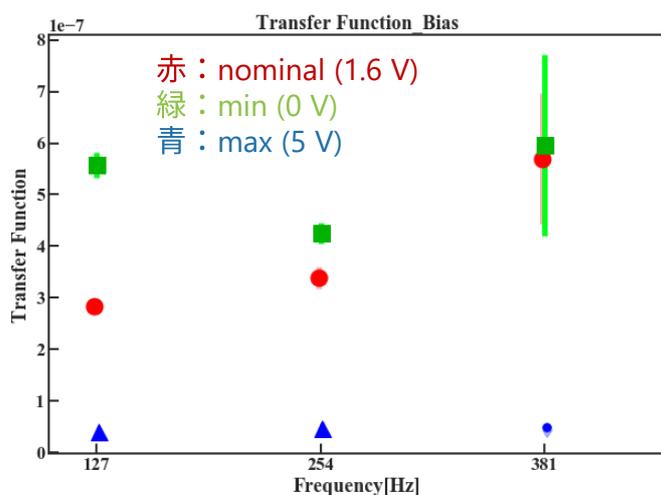


図 5.39. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験: bias 依存性)

■正弦波振幅・周波数依存性(表 5.10 の case 42-48) 入力波形を PWM ではなく、単色の正弦波にしたときの結果を示す。127 Hz、254 Hz について、sample dump の時系列データを 127 Hz (0.007874 s) で畳み込んだプロットを図 5.40 に示す。duty 比 80% で見られていた 127 Hz の 9 倍波成分は 4 番ピクセルのみだったが、正弦波入力では 0 番ピクセルにも表れている。254 Hz では peak-to-peak のノイズ振幅が 127 Hz に比べて大きくなっていることがわかる。

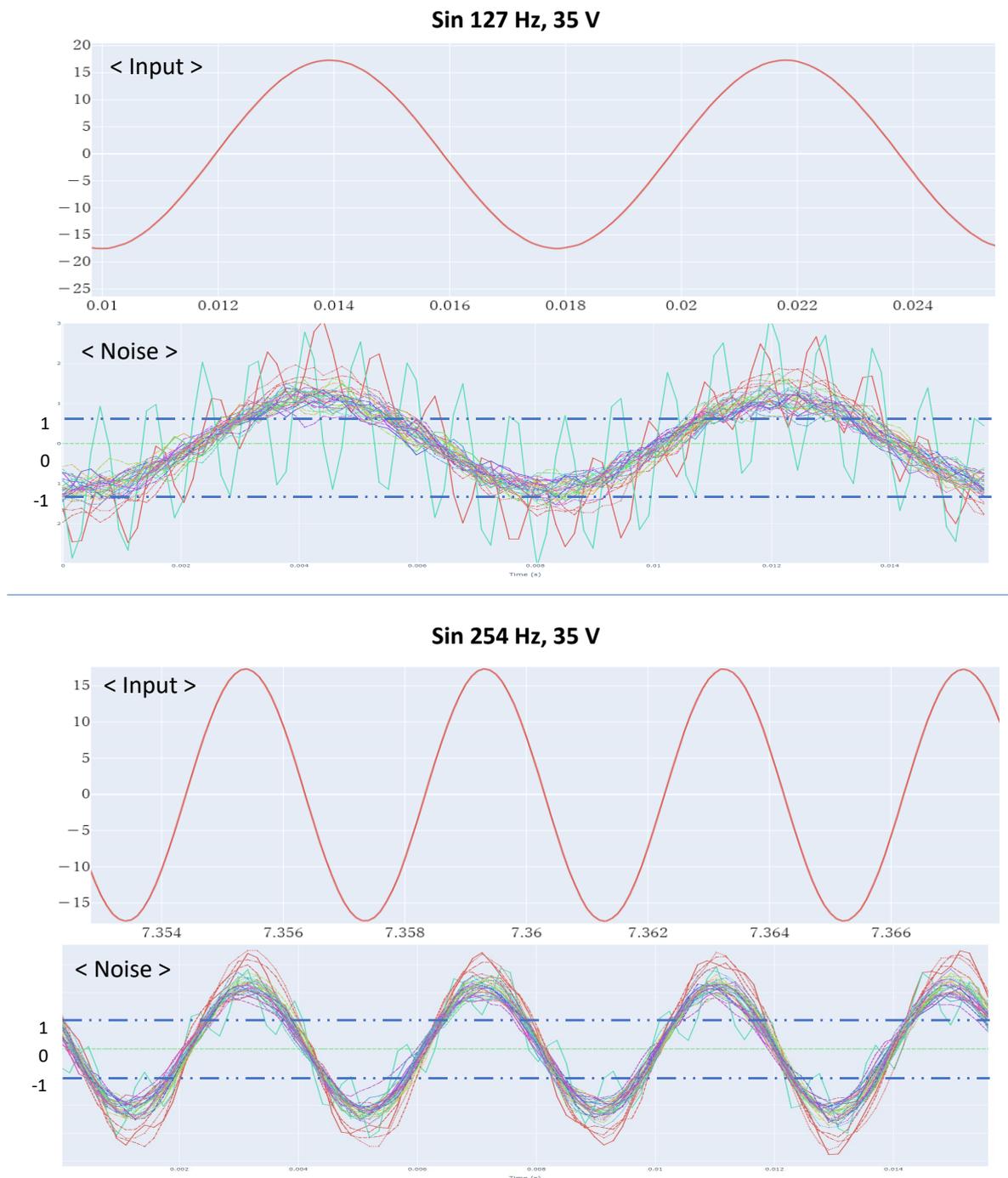


図 5.40. 127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験: sin 波入力): 上段 2 つが 127 Hz、下段 2 つが 254 Hz の MTQ 駆動電圧と検出器ノイズデータ。時刻は較正されていないため、位相は目視でそろえている。

周波数依存性について、図 5.41 に示す。V_{pp}=35 V (赤丸) の結果から、測定帯域では高周波ほど敏感に反応することがわかった。正弦波で入力振幅を変えたとき、妨害部のノイズパワーで規格化された周波数応答の値は誤差の範囲で一致した(図 5.41)。よって、妨害部のノイズ強度が 0.05–0.2 V の範囲では、応答が線形性である。

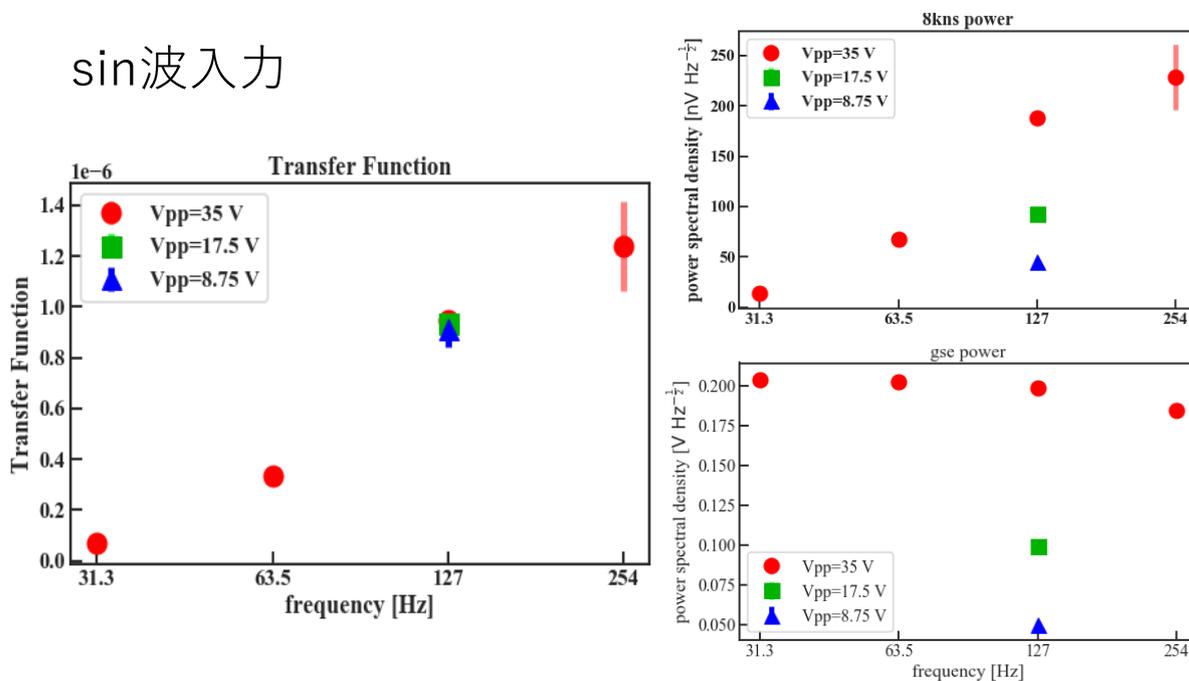


図 5.41. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験 : sin 波入力)

■磁気シールド有無依存性 (表 5.10 の case 2, 23) NASA 側が用意したハーネスの磁気シールドの有無を変えて測定した結果を図 5.42 に示す。入力波形は 30% duty の PWM である。これまでの議論と異なり、比較データが 1 日目と 2 日目をまたいでいるため、妨害部のノイズパワーが揃っていない。これは、冗長系のコイルを open にしたか否かの違いによるものと考えられる。感受部のノイズ強度ではシールドがないほうが低い、妨害部で割った周波数応答では高くなっている。いずれにせよ、シールドによる明確な応答関数の低減は見られない。

Shield 依存性 (1135 m)

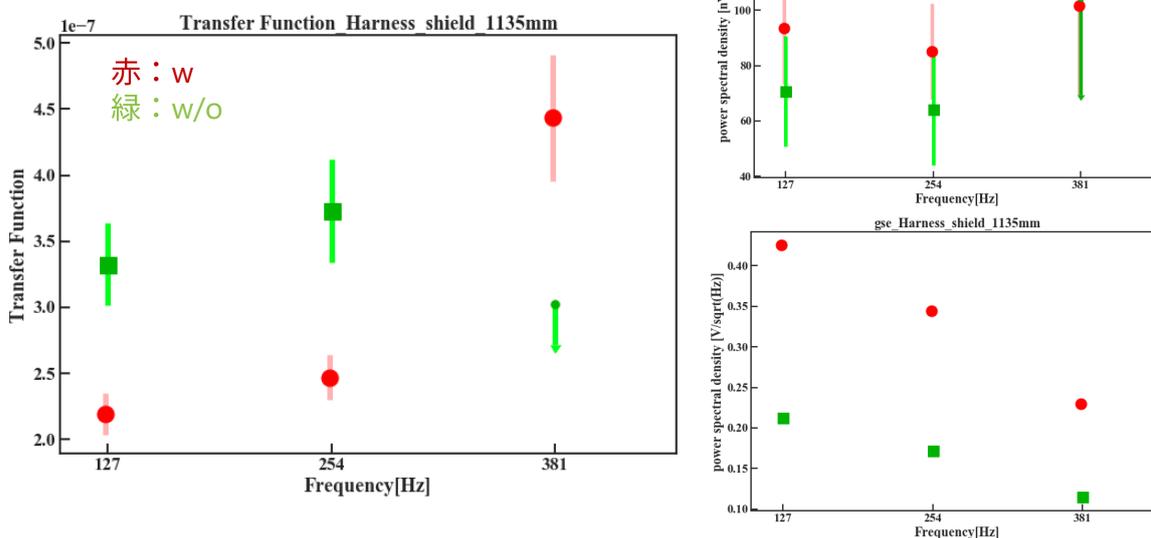


図 5.42. 周波数応答の振幅特性 (磁場干渉試験 : Shield 依存性)

5.2.4.3 自作ソレノイド

自作ソレノイドを用いて、表 5.11 にある箇所を磁場照射した際の感受部ノイズ強度を以下にまとめる。(A) 図 5.43 : DWR+X 側、(B) 図 5.44 : ハーネスの DWR 側、(C) 図 5.45 : ハーネスの XBOX 側、(D) 図 5.46 : ハーネスの ADRC 側である。(B)、(C) については、ノイズ強度が大きかったため、カラーバー範囲を変えている。

最もノイズ強度が大きかったのは、(C) である。8k noise spec のノイズパワーは $5000 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ を超えるピクセルも見られた。9 の倍数のピクセルでノイズ強度が強まることに加え、36 ピクセルを上下左右で 4 分割した quadrant 単位の依存性も見えており、左上 18-26 番ピクセルのノイズ強度が比較的高い。

(A) DWR +X

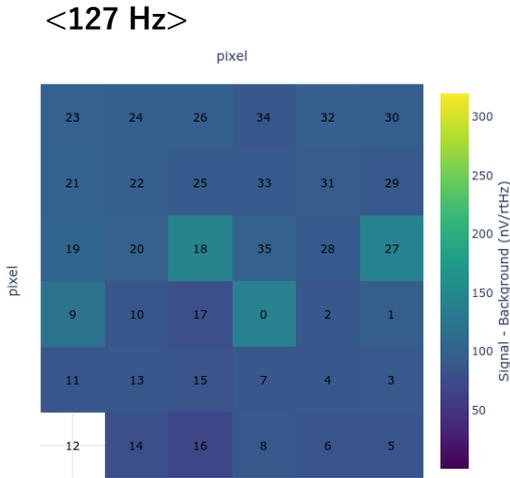


図 5.43. 8k noise spec のピクセル依存性 (磁場干渉試験 : DWR+X)

(B) DWR-side of W1xx

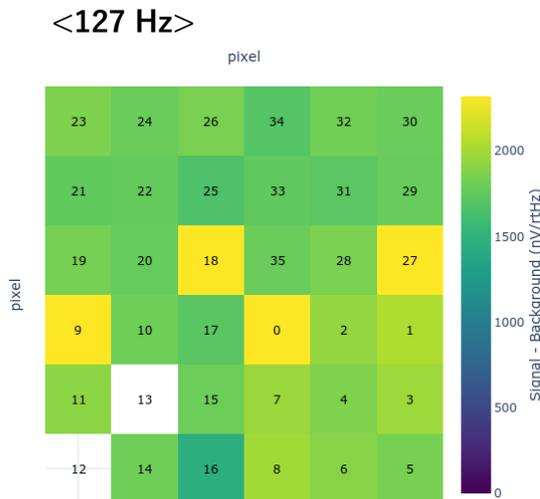


図 5.44. 8k noise spec のピクセル依存性 (磁場干渉試験 : DWR-side of DWR HNS)

(C) XBOX-side
of W1xx

<127 Hz>

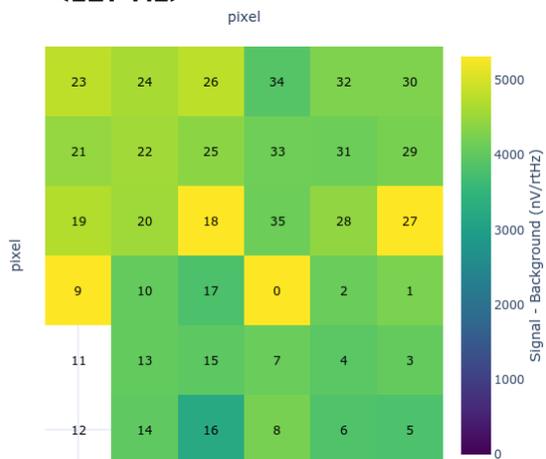


図 5.45. 8k noise spec のピクセル依存性 (磁場干渉試験 : XBOX-side of DWR HNS)

(D) ADRC-side
of DWR-HNS

<127 Hz>

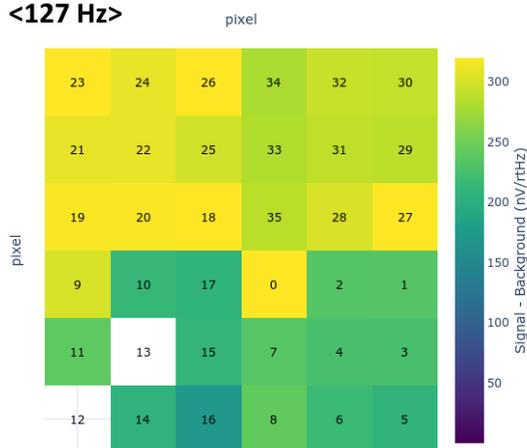


図 5.46. 8k noise spec のピクセル依存性 (磁場干渉試験 : ADRC-side of DWR HNS)

5.3 システム試験

5.3.1 目的

サブシステム試験では、ASTRO-H の EM MTQ を検出器から最も近くに位置する MTQ- y に見立てて *Resolve* 装置のみで試験した。システム試験では、3つの MTQ を用い、バス・*Resolve* 装置ともに、ほぼ最終組み上げ状態のフライト品を用いて試験を行う。3つの試験を実施した。

衛星 EMC 試験 (§ 5.3.3.1) MTQ- x, y, z を個別に駆動し、検出器のノイズデータを取得して、それぞれの応答を測定する

Varying MTQ 試験 (§ 5.3.3.2) MTQ- x, y, z を同時に、実際の運用時を模擬した長時間駆動を行い、X 線照射をしてその間の検出器の分光性能を測定する。

トレンドイング試験 (§ 5.3.3.3) 代表ケース $(x, y, z) = (+30, -30, +30) \%$ 及び $(-30, +30, -30)$ で検出器ノイズ及び X 線スペクトルを取得する。これを衛星試験の様々なシーンで実施し、応答のトレンドイングを行う。

5.3.2 機材

いずれも、フライト品を用いる。環境中に発生する磁場は、衛星に搭載された GAS（側面パネル3番）で測定する。また、バス電圧も §7.2.2 で後述するバスリップルモニターで測定している。

5.3.3 試験

5.3.3.1 衛星 EMC 試験

2022/06/09 に TKSC で行った。各種環境試験（熱真空、音響、振動、衝撃試験）前の初期電気試験と合わせて、大気圧常温のクリーンルームで試験した。*Resolve* 装置は、He モードのノミナル運転を行った。各軸を司る MTQ- x, y, z それぞれに対し、電圧 $\pm 35 \text{ V}$ の PWM 駆動で duty 比を $\pm 90\%, \pm 45\%$ と変えた 4 ケースでノイズスペクトルを取得した。試験ケースを表 5.12 に示す。

表 5.12. 磁場干渉のシステム試験ケース（EMC 試験）

Case	Time	MTQ duty ratio			Comments
		x (%)	y (%)	z (%)	
	(UT)				
1	2:33	90	0	0	MTQ-x
2	3:55	45	0	0	
3	4:01	-45	0	0	
4	4:08	-90	0	0	
5	4:15	0	90	0	MTQ-y
6	4:22	0	45	0	
7	4:30	0	-45	0	
8	4:37	0	-90	0	
9	4:47	0	0	90	MTQ-z
10	4:52	0	0	45	
11	4:59	0	0	-45	
12	5:09	0	0	-90	

また、試験中の HK データのうち、MTQ 電流、磁気モーメント、GAS による磁場測定値を図 5.47 に示す。



図 5.47. システム試験 (EMC 試験) 中の姿勢制御系 HK データ : 上段が MTQ 電流値、中段が MTQ 磁気モーメント、下段が GAS による測定磁場。B 系は冗長系であり、A 系を運用していた。

5.3.3.2 Varying MTQ 試験

Varying MTQ 試験は熱真空試験の中で行った。宇宙空間の熱環境を模擬するチャンバ内に衛星全体を入れて行う試験であり、TKSC の 13 mφ チャンバで 2022 年 8 月に約 1 ヶ月かけて実施された。そのうちの約 4 時間を用いて、MTQ 3 軸を実際の運用に近い状態で連続駆動 (図 5.48) させながら X 線を照射し、検出器のエネルギー分解能を測定した。

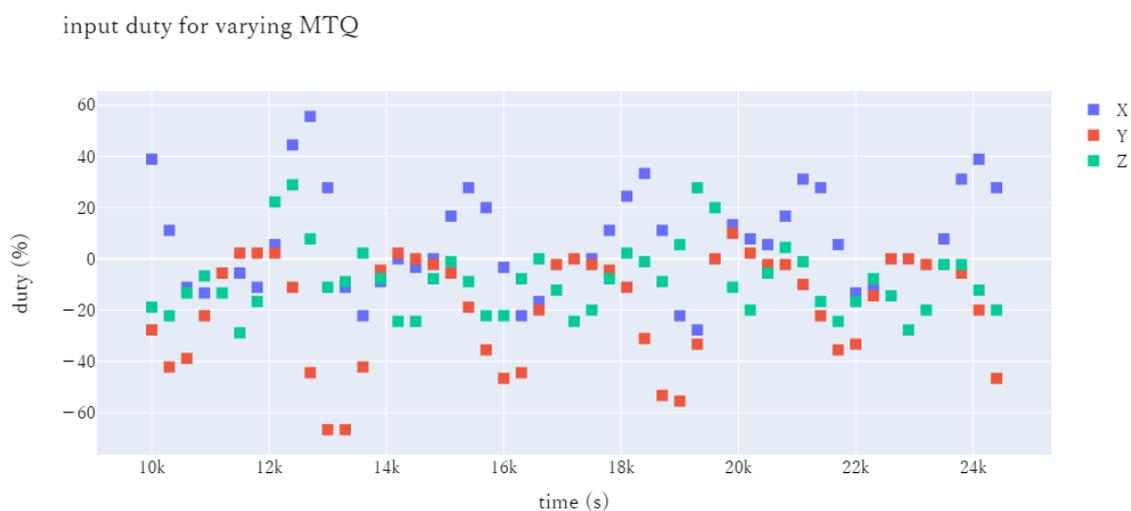


図 5.48. Varying MTQ 試験での MTQ 駆動状態変化

表 5.13. トレンディング試験

番号	日付	試験シーン	場所	バス系	Resolve モード
1	2022/06/13	初期電気	TKSC	A	He モード
2	2022/06/16	初期電気	TKSC	B	He モード
3	2022/08/18	熱真空試験 (HOT)	TKSC	A	He モード
4	2022/08/20	熱真空試験 (HOT)	TKSC	B	He モード
5	2022/08/22	熱真空試験 (COLD)	TKSC	A	He モード
6	2022/08/23	熱真空試験 (COLD)	TKSC	B	He モード
7	2023/02/09	最終電気	TKSC	A	He モード
8	2023/02/10	最終電気	TKSC	B	He モード
9	2023/02/13	最終電気	TKSC	B	CF モード
10	2023/03/29	打上げ前	TNSC	A	He モード
11	2023/03/30	打上げ前	TNSC	B	He モード

5.3.3.3 トレンディング試験

トレンディングケースは表 5.13 に示すシーンで実施した。バス主系 (A 系) 及び冗長系 (B 系) での運用ごとに取得する。

5.3.4 結果

■EMC 試験 取得された 8k noise spec を、MTQ 各軸ごとに示す (X:図 5.49, Y:図 5.50, Z:図 5.51)。なお、代表として 9 番ピクセルを用いている。

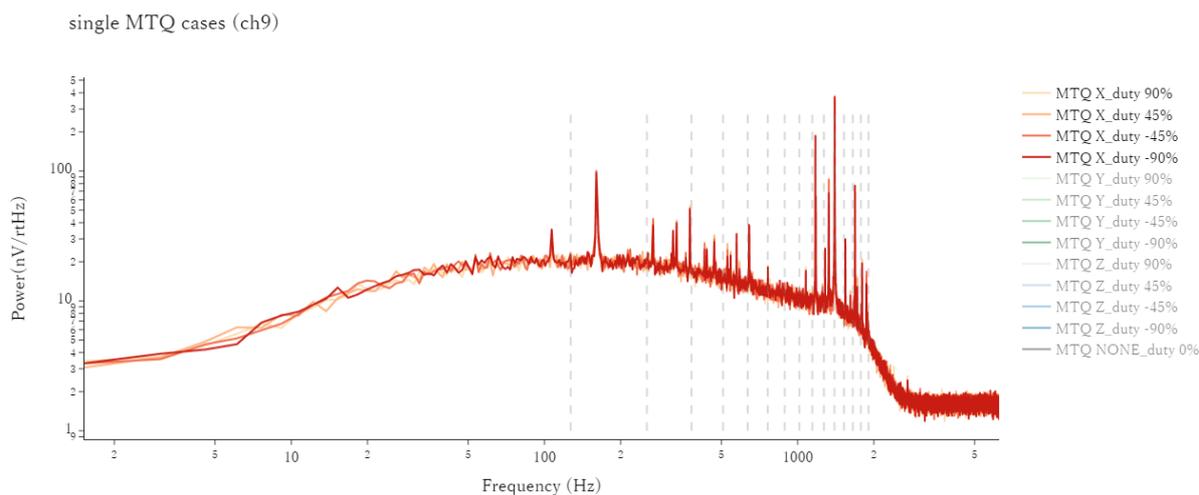


図 5.49. MTQ-x 単体駆動時の 8k noise spec (システム試験)

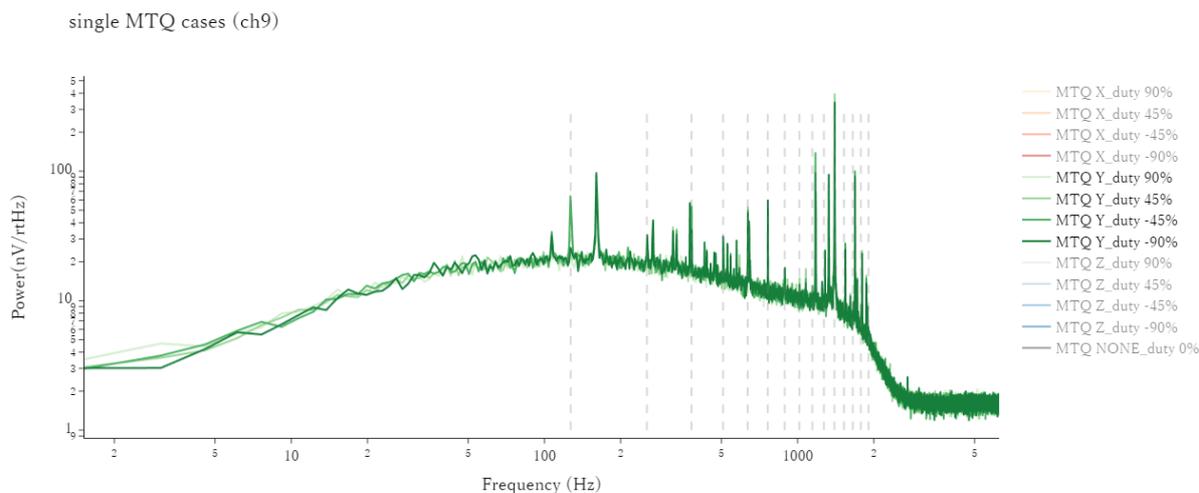


図 5.50. MTQ-y 単体駆動時の 8k noise spec (システム試験)

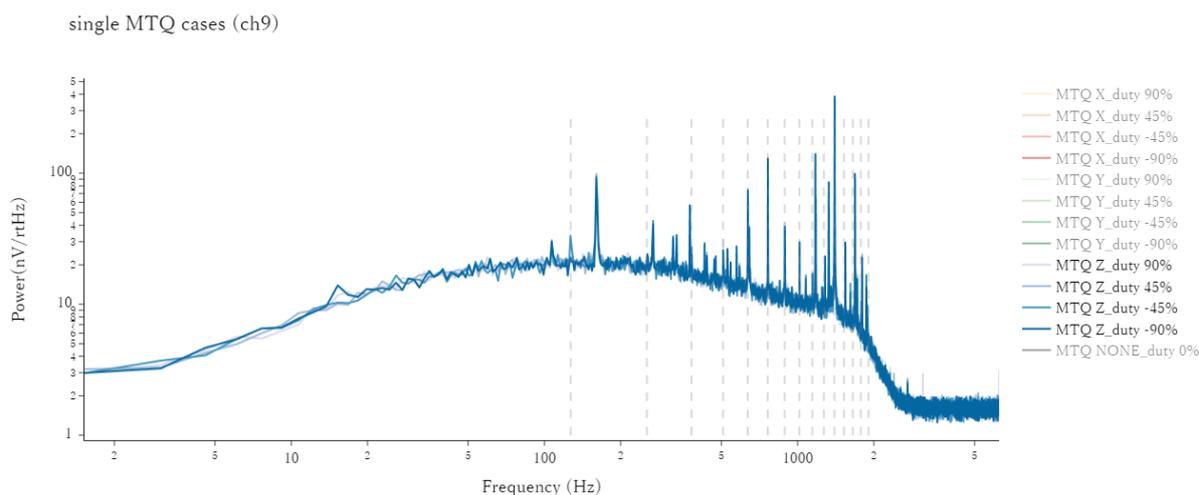


図 5.51. MTQ-z 単体駆動時の 8k noise spec (システム試験)

サブシステム試験のときと同様に、MTQ の稼働周波数である 127 Hz、およびその 2 倍波、3 倍波の線ノイズ強度を 8k noise spec から求めた。図 5.52 は、それらを MTQ の軸 (色)、duty 比 (マーカー形状) ごとにプロットしたものである。254 Hz の MTQ-z ケース、-90% duty を除いた MTQ-x ケース、MTQ-y の 45% ケースは未検出で 3σ の上限をつけている。381 Hz の MTQ-x ケース、MTQ-y の -90% ケースも同様にしてしている。まず、MTQ の軸で比較したとき、MTQ-y (緑)、MTQ-z (青)、MTQ-x (赤) の順にノイズ強度が大きい。これはシステム試験用モデルのシミュレーション結果 (§ 5.1.3) と整合しており、Dewar からの距離が主要因と考えられる。次に、duty 比を考えると、四角 ($\pm 45\%$)、三角 ($\pm 90\%$) とともに duty の絶対値が同じものは近いノイズパワーが得られた。また、127 Hz および 381 Hz は $\pm 45\%$ 、254 Hz は $\pm 90\%$ がより強いノイズ強度を示した。

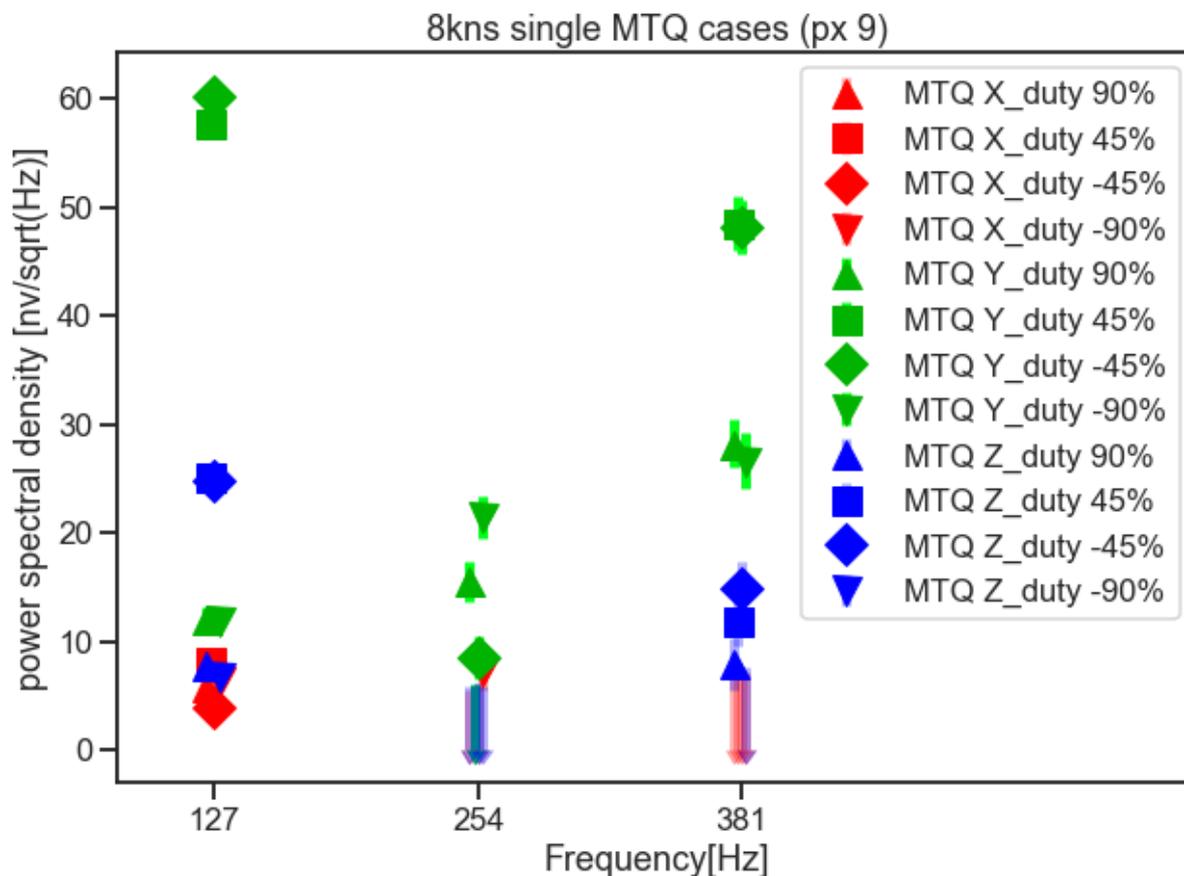


図 5.52. 8k noise spec パワー (システム試験: MTQ 単体駆動)

127 Hz で最も強いピークとなった MTQ-y の 45% duty ケースについて、ノイズのピクセル依存性を図 5.53 に示す。9 の倍数のピクセルでノイズ強度が強まる点はサブシステム試験のときと同様であった。

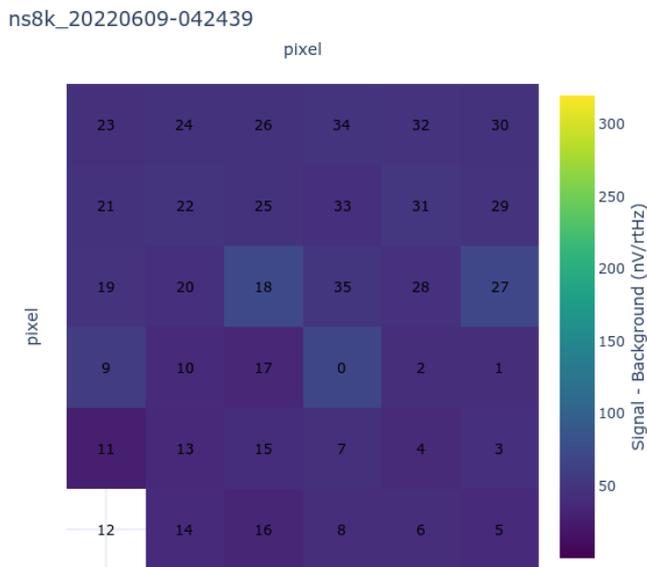


図 5.53. 8k noise spec パワー (システム試験: MTQ 単体駆動)

■ Varying MTQ 試験 Varying MTQ 時の検出器エネルギー分解能の変化を図 5.54 に示す。赤がエネルギー分解能で左側の軸に対応し、青・緑・黄色が順に MTQ-x,y,z の駆動状態で右側の軸に対応する。エネルギー分解能の変化と MTQ の駆動状態の間に明確な関係は確認されなかった。

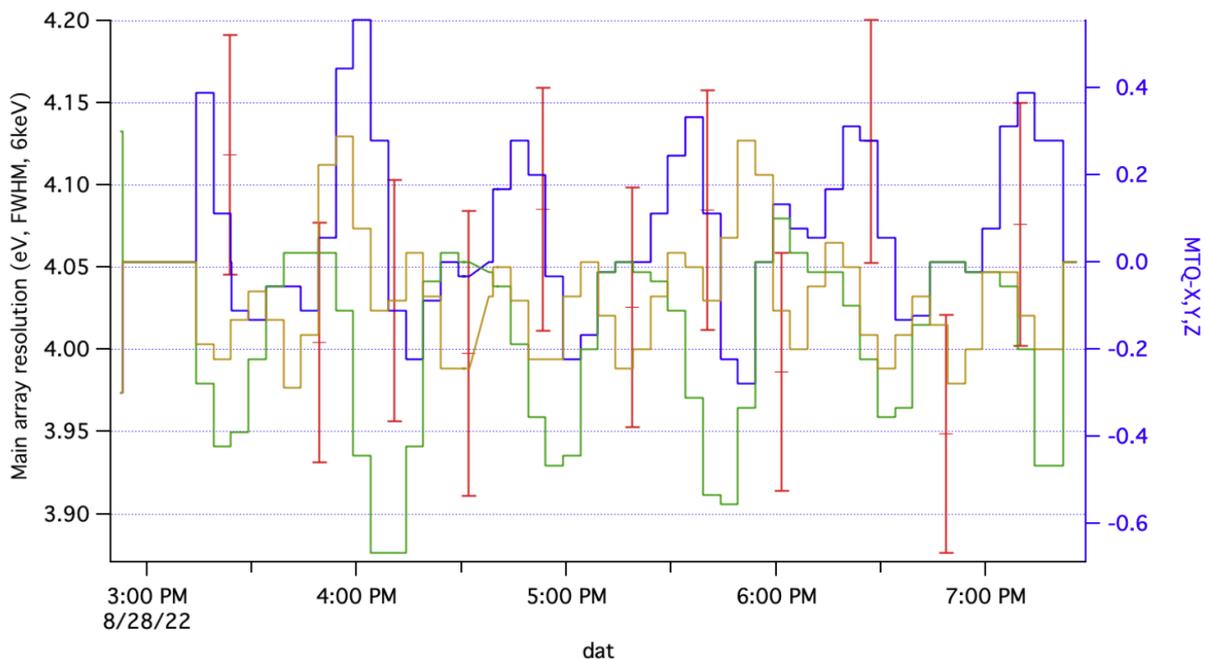


図 5.54. Varying MTQ case でのエネルギー分解能の変化: 赤が Varying MTQ 試験中のエネルギー分解能 (左側の軸)、青・緑・黄色が順に MTQ-x,y,z の駆動状態 (右側の軸)。NASA GSCF C. A. Kilbourne 氏提供。

■トレンディング試験 初期電気試験、熱真空試験、最終電気試験のとレンディングケースについて、8k noise specを図 5.55 から図 5.76 に示す。特に、ピクセル 18 番の 127 Hz と 2 倍波 254 Hz の線ノイズ部分について、拡大した図が図 5.77 (A 系)、5.78 (B 系) である。システム試験を通して、MTQ ノイズの有意な変化は見られない。



図 5.55. トレンディングケースの 8k noise spec (初期電気試験・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

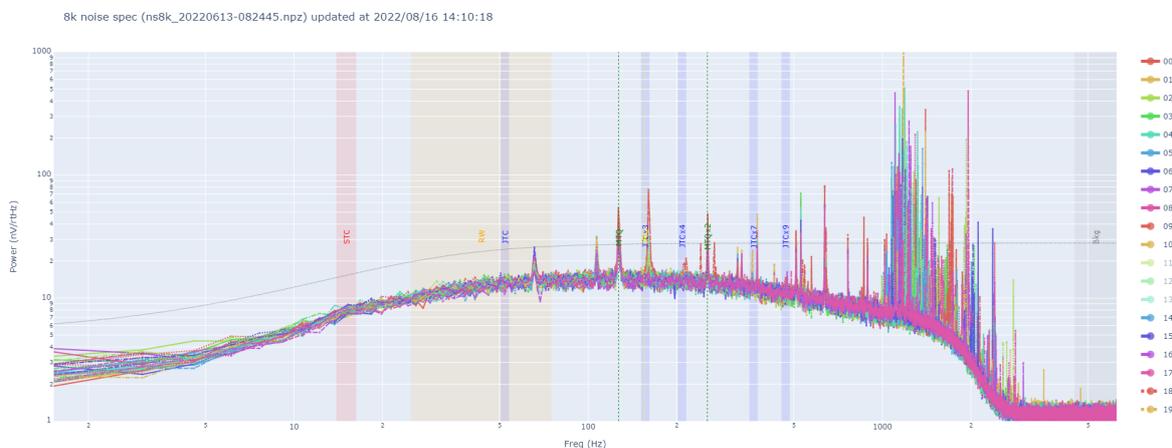


図 5.56. トレンディングケースの 8k noise spec (初期電気試験・A 系-+-) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

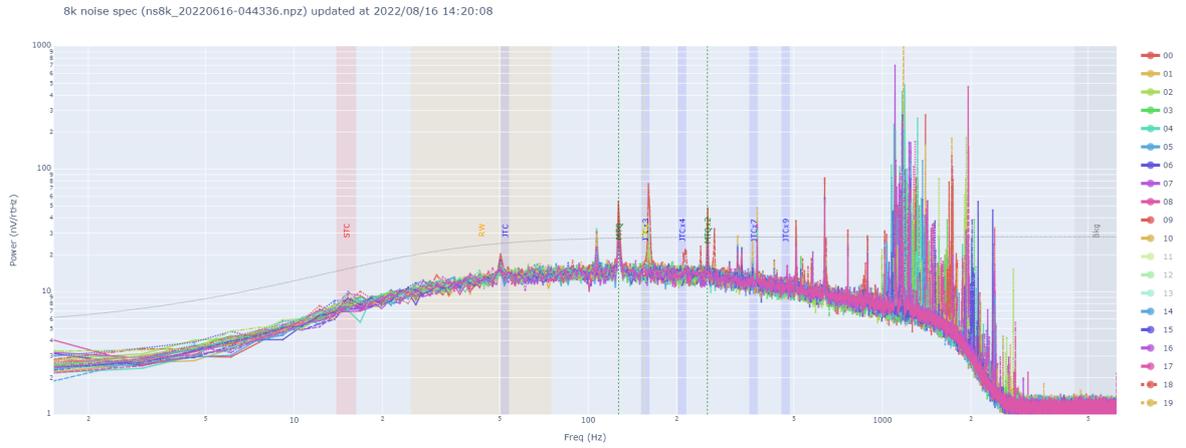


図 5.57. トレンジングケースの 8k noise spec (初期電気試験・B系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

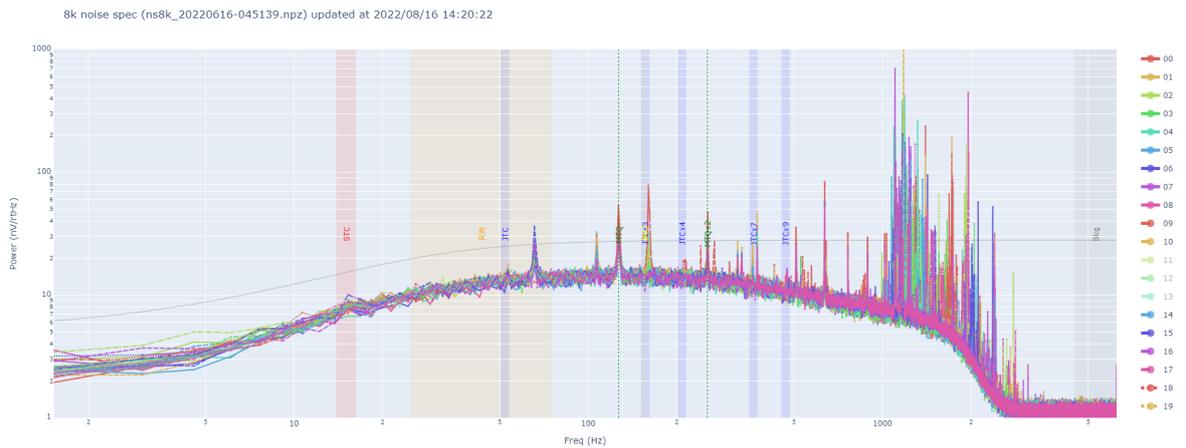


図 5.58. トレンジングケースの 8k noise spec (初期電気試験・B系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

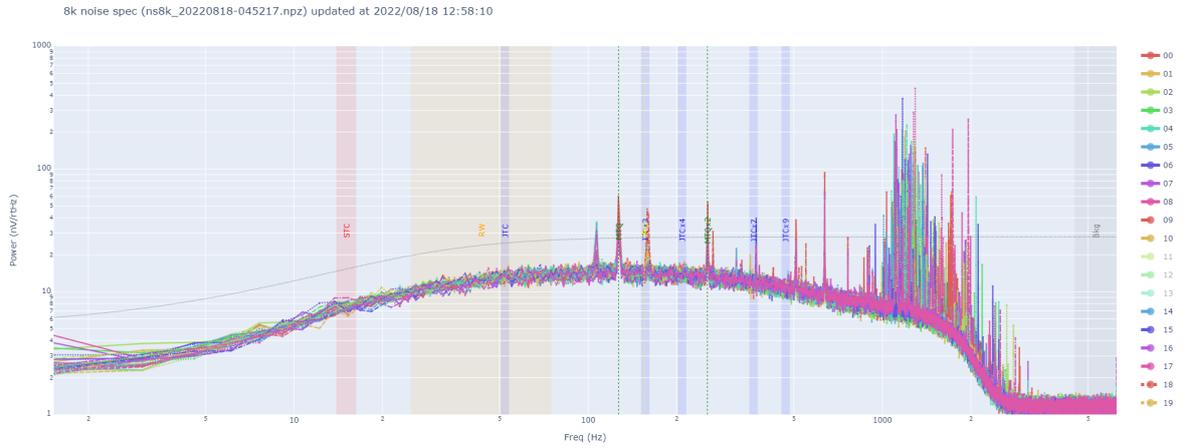


図 5.59. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 HOT・A 系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

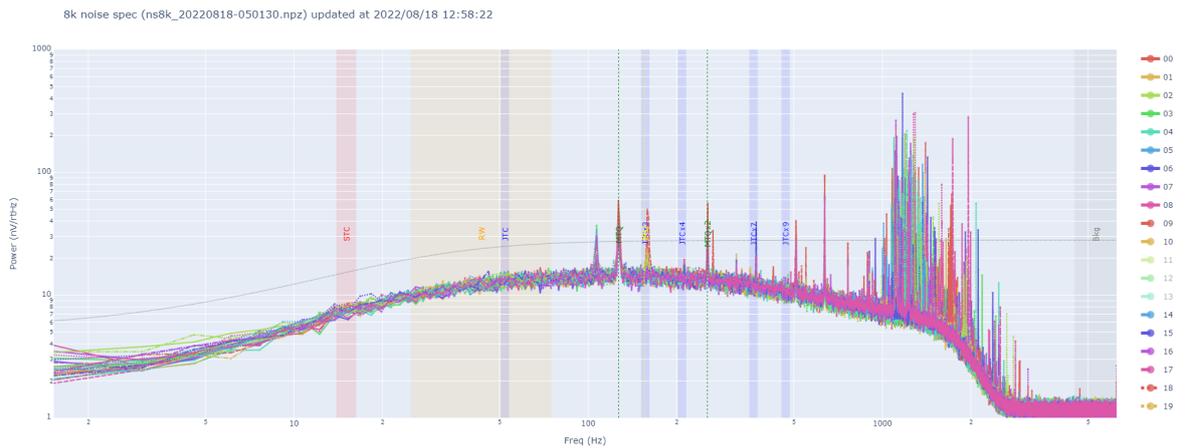


図 5.60. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 HOT・A 系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

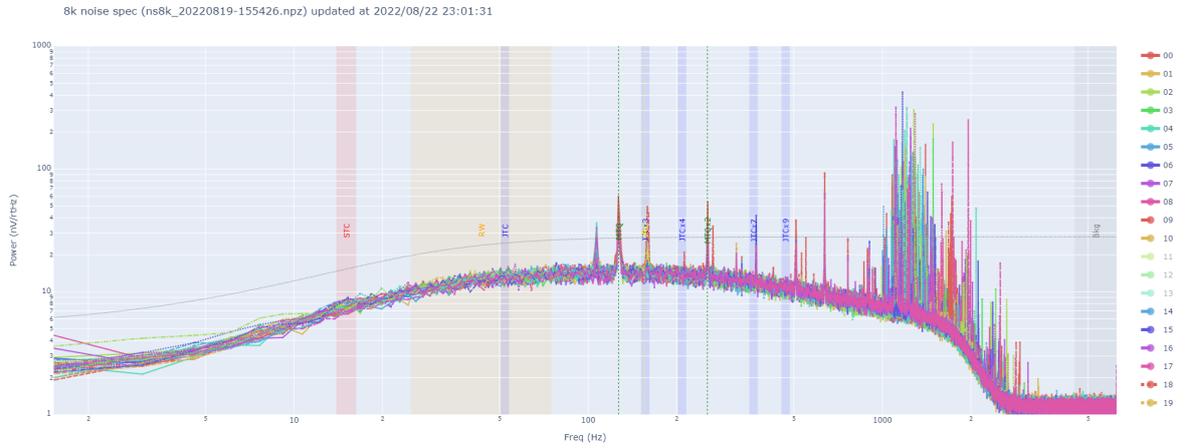


図 5.61. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 H0T・B 系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

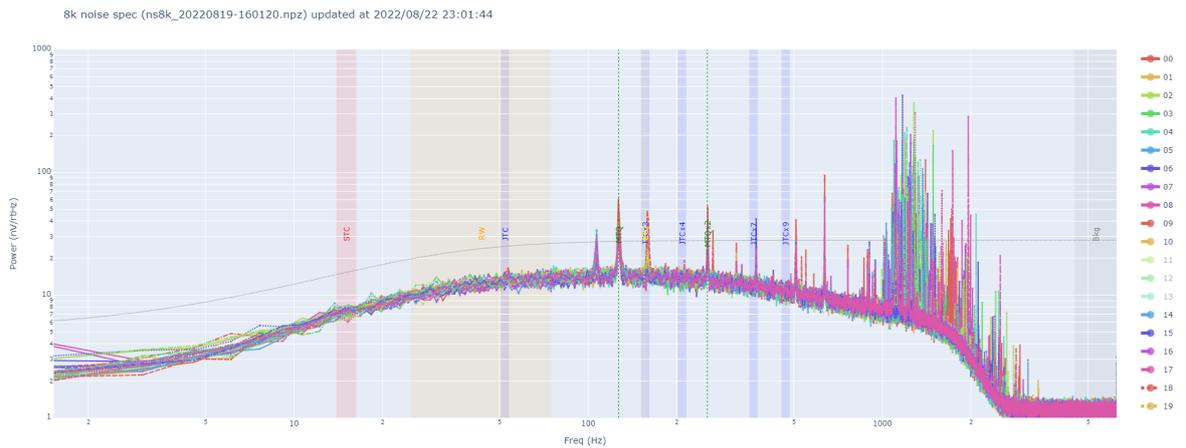


図 5.62. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 H0T・B 系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

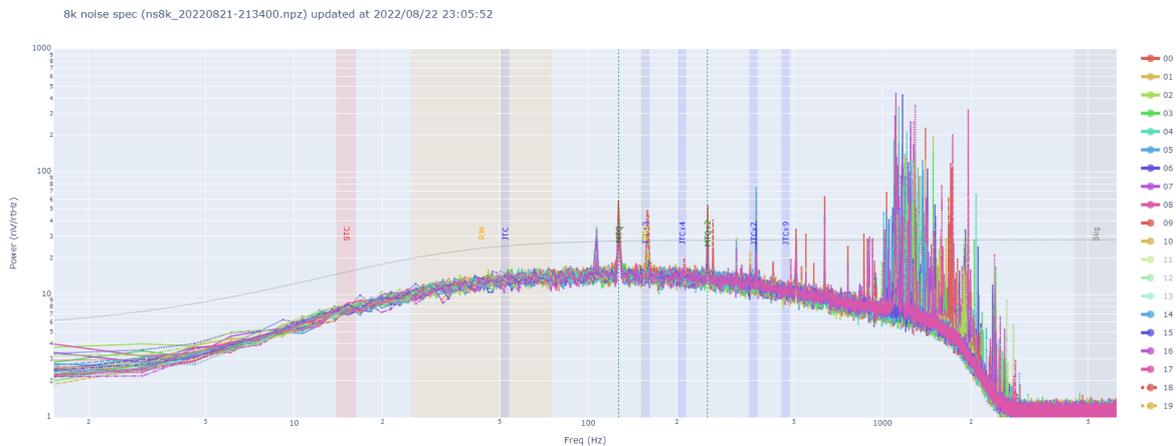


図 5.63. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 COLD・A 系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

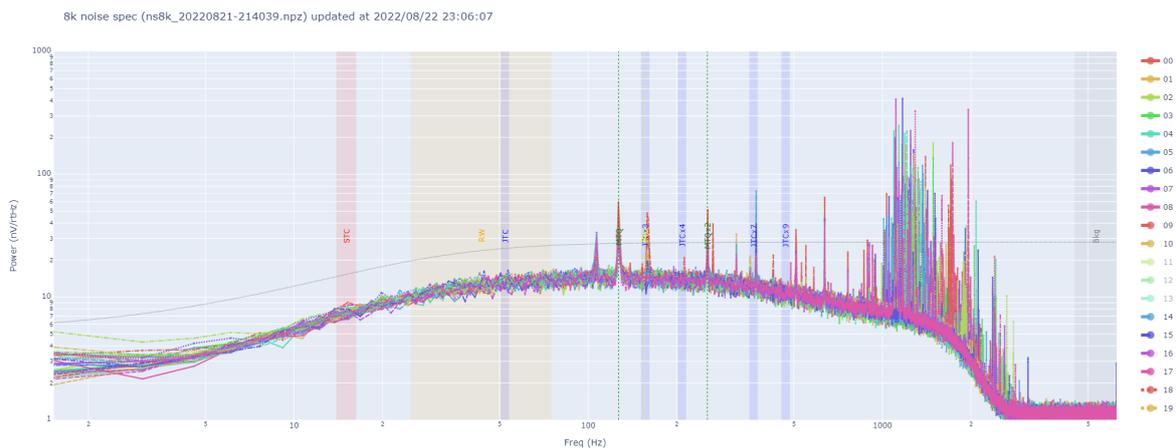


図 5.64. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 COLD・A 系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

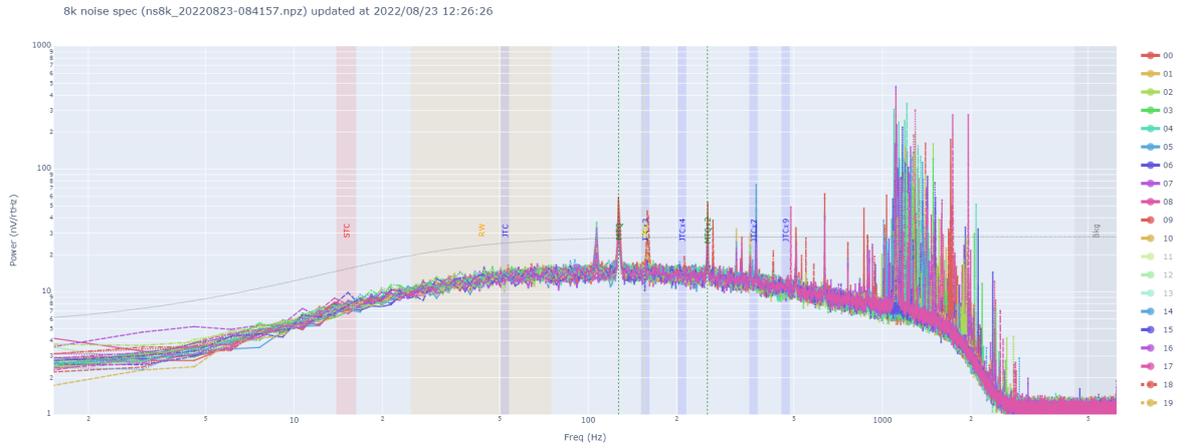


図 5.65. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 COLD・B 系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

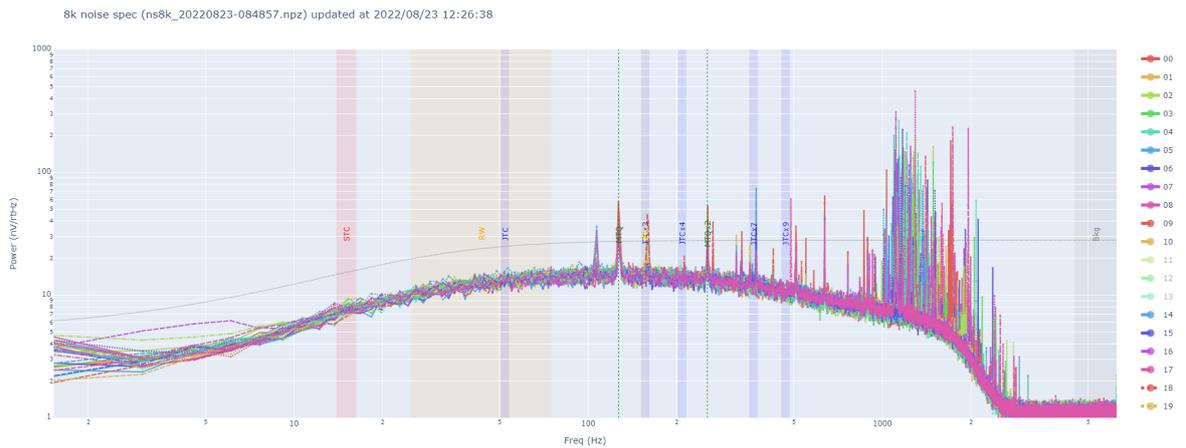


図 5.66. トレンジングケースの 8k noise spec (熱真空試験 COLD・B 系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

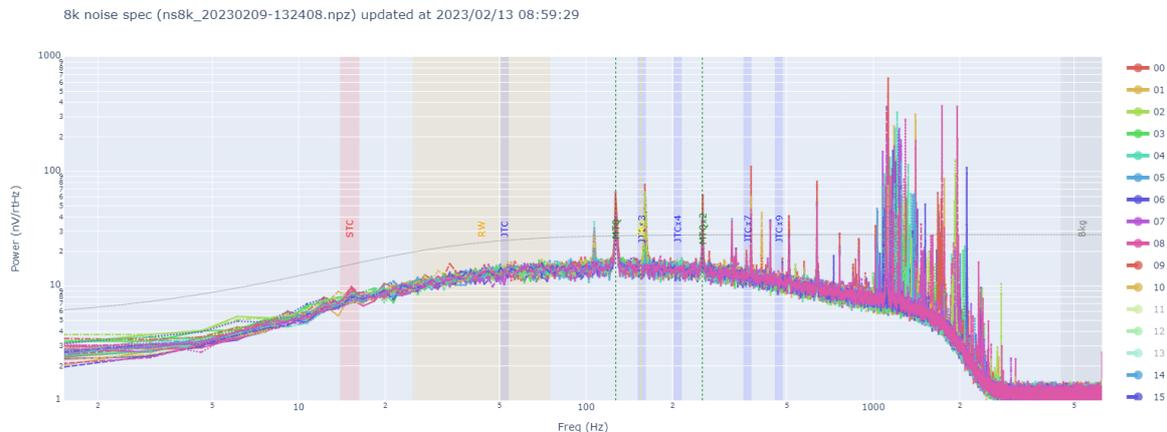


図 5.67. トレンディングケースの 8k noise spec (最終電気試験・A 系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

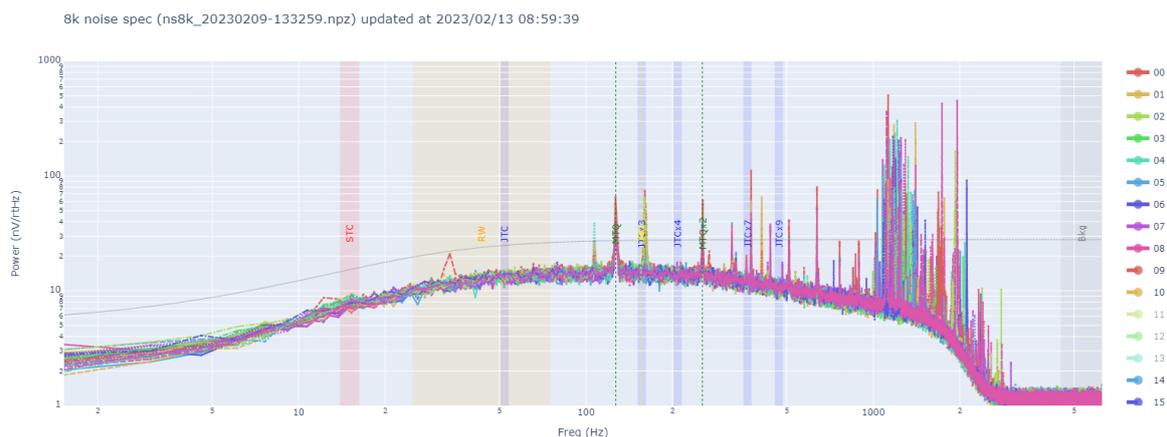


図 5.68. トレンディングケースの 8k noise spec (最終電気試験・A 系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。



図 5.69. トレンディングケースの 8k noise spec (最終電気試験・B系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

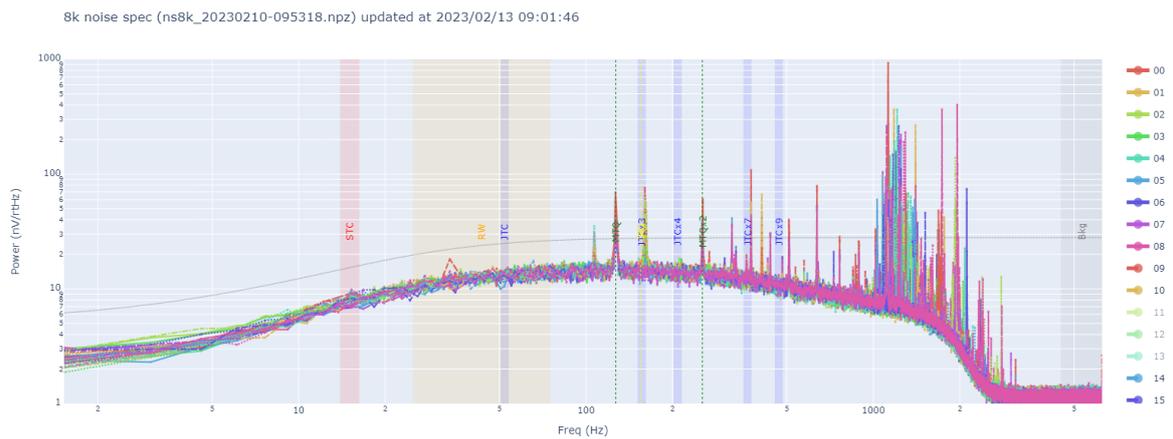


図 5.70. トレンディングケースの 8k noise spec (最終電気試験・B系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。



図 5.71. トレンディングケースの 8k noise spec (最終電気試験 CF モード・B 系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

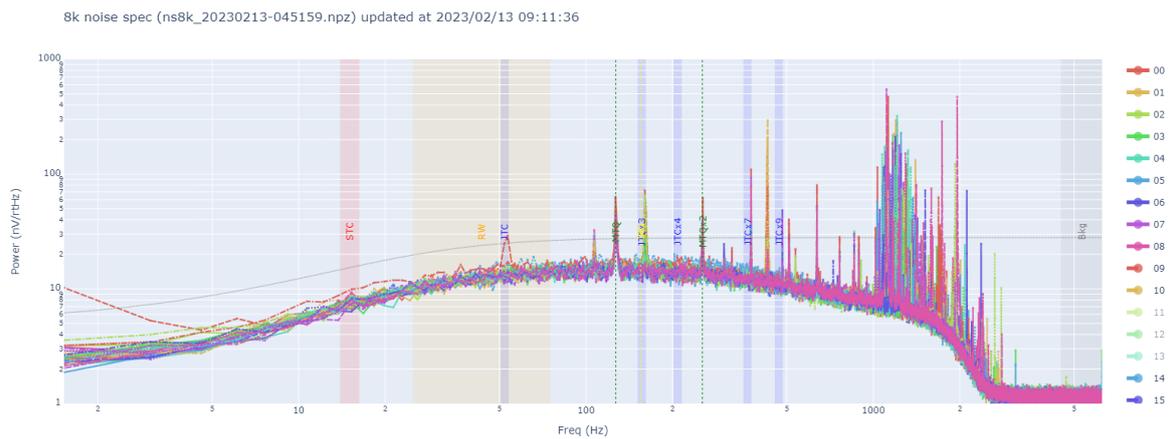


図 5.72. トレンディングケースの 8k noise spec (最終電気試験 CF モード・B 系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。



図 5.73. トレンディングケースの 8k noise spec (打ち上げ前・A 系 (x,y,z)=(+30, -30, +30)) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

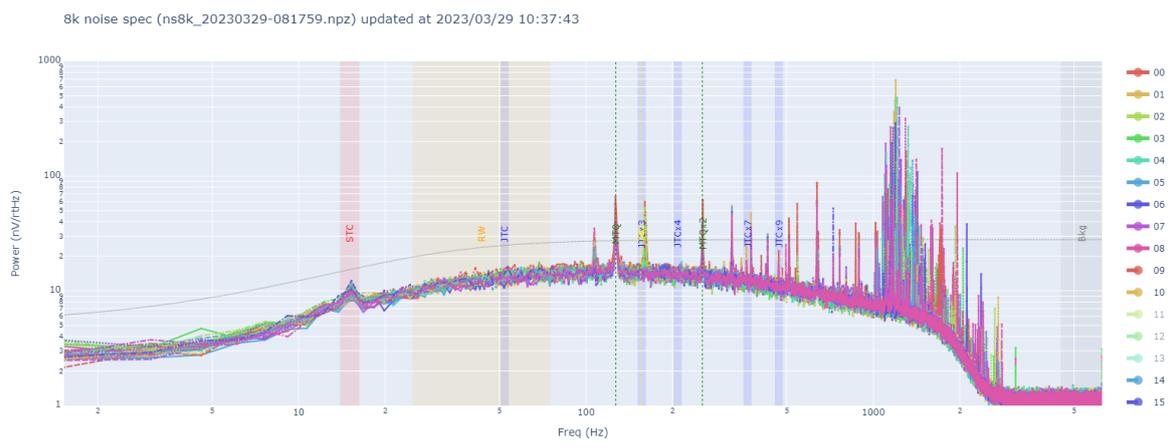


図 5.74. トレンディングケースの 8k noise spec (打ち上げ前・A 系 (x,y,z)=(-30, +30, -30)) : ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

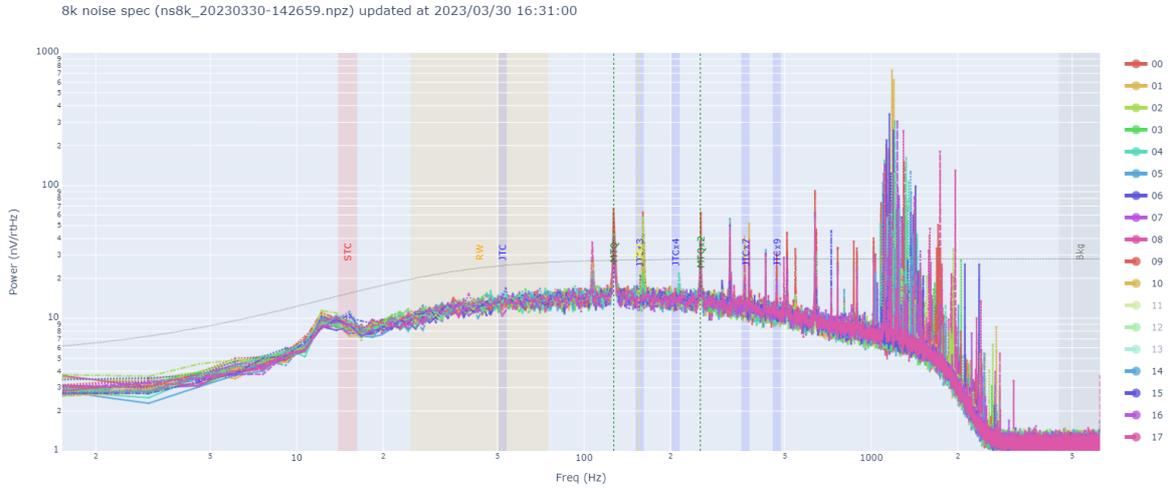


図 5.75. トレンディングケースの 8k noise spec (打ち上げ前・B系 $(x,y,z)=(+30, -30, +30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

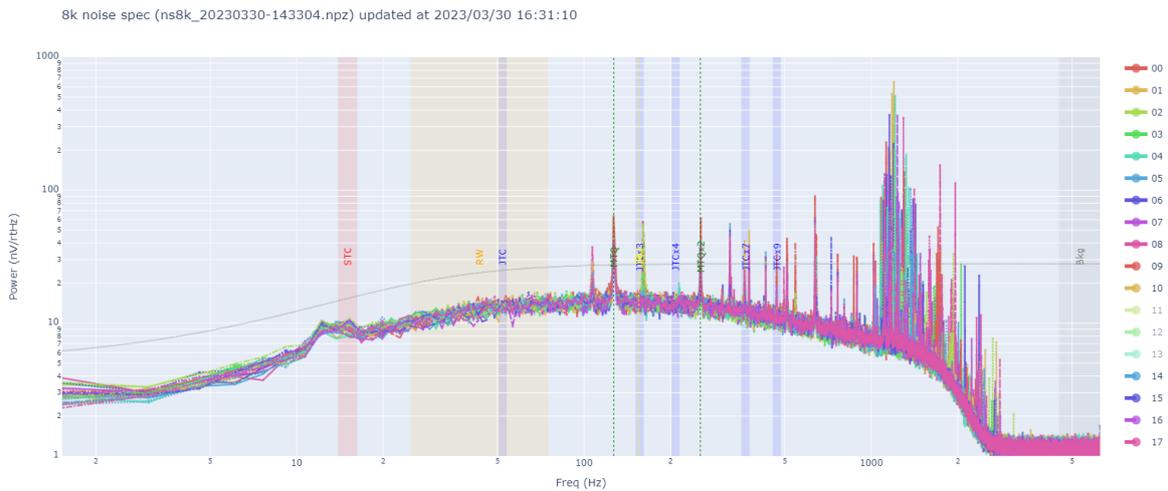


図 5.76. トレンディングケースの 8k noise spec (打ち上げ前・B系 $(x,y,z)=(-30, +30, -30)$): ピクセル 11, 12, 13 はクロストークの影響が表れているため除いている。

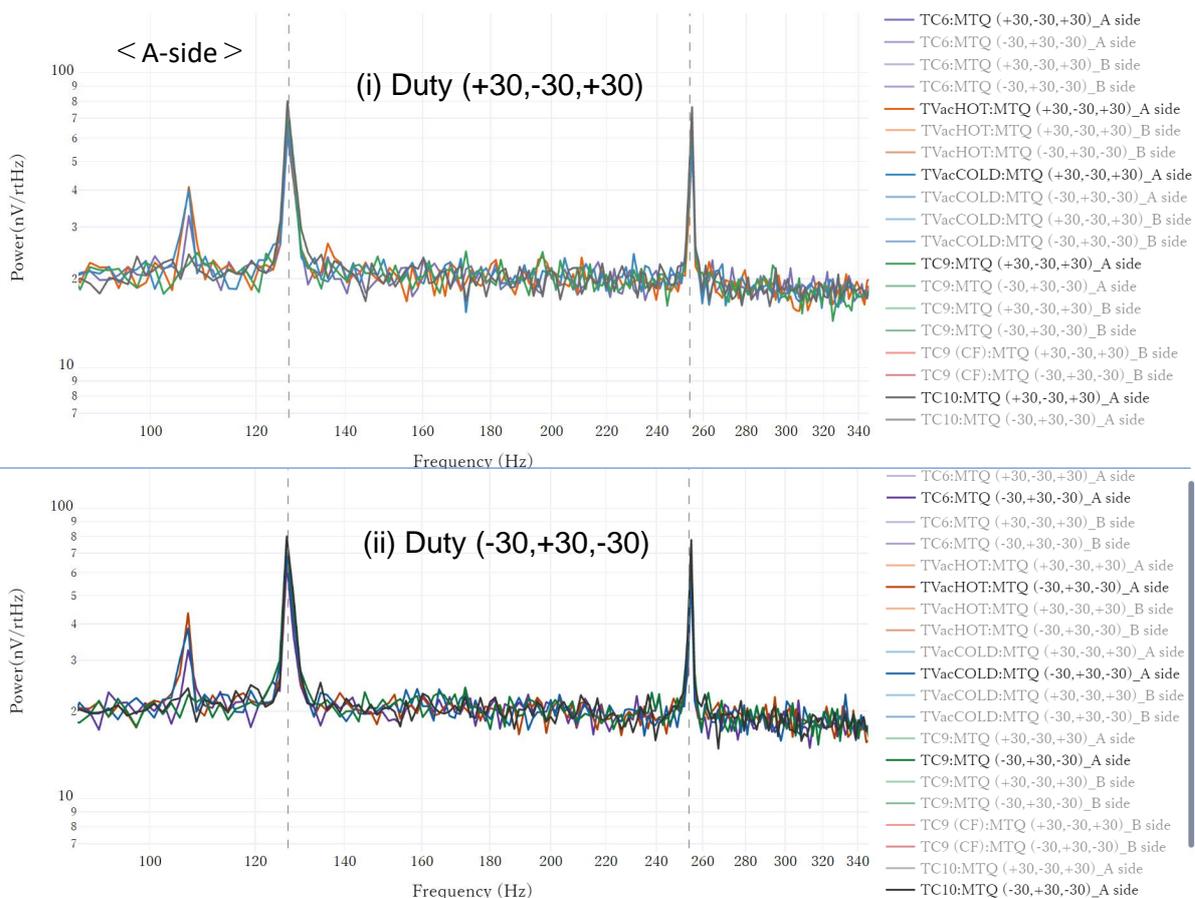


図 5.77. MTQ トレンディングケースのまとめ (ピクセル 18・A 系) : (i) が $duty(x,y,z)=(+30, -30, +30)$ 、(ii) が $duty(x,y,z)=(-30, +30, -30)$

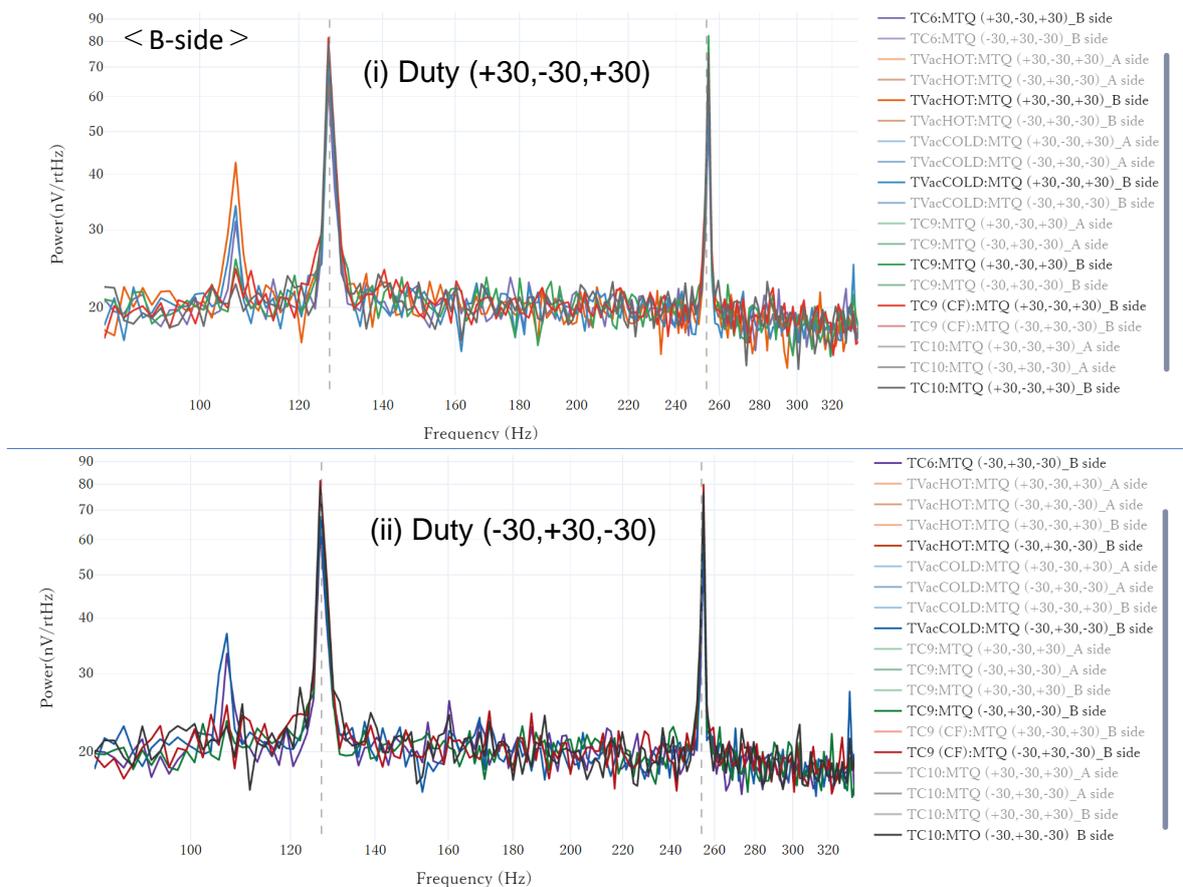


図 5.78. MTQ トレンディングケースのまとめ (ピクセル 18・B 系) : (i) が^s MTQ duty(x,y,z)=(+30, -30, +30)、(ii) が^s (x,y,z)=(-30, +30, -30)

5.4 議論

■シミュレーションの妥当性

システム試験用のシミュレーションモデル (§5.1.3.3) の計算結果と、システム試験での GAS データを比較したのが図 5.79 である。青が MTQ-x、橙が MTQ-y、緑が MTQ-z を駆動させたときに対応し、シンボルで実測（バツ）とシミュレーション（丸）を表す。実測とシミュレーションは定性的に一致していることがわかる。

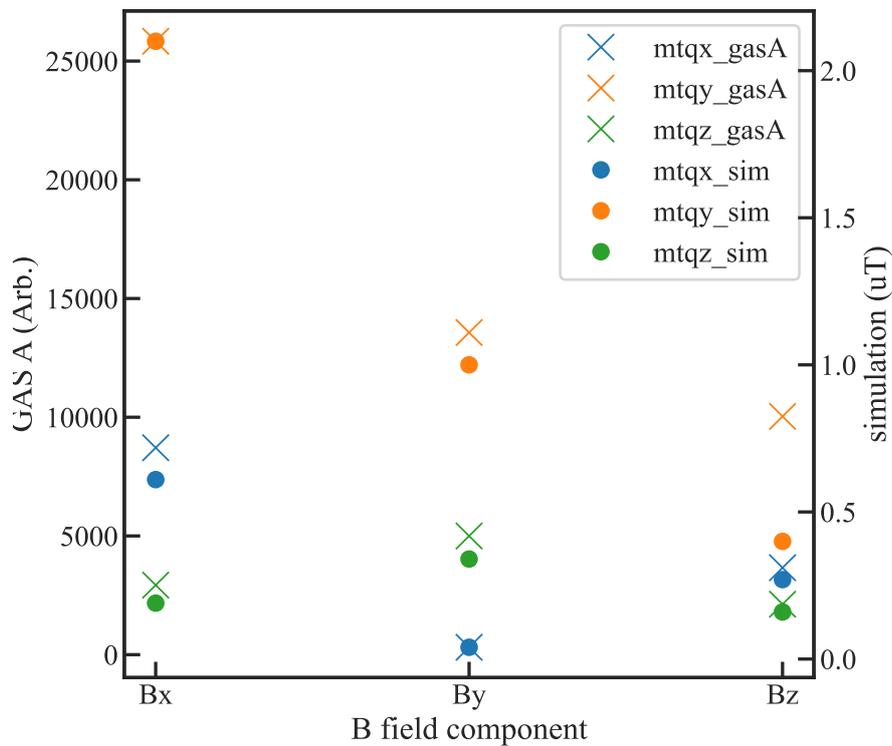


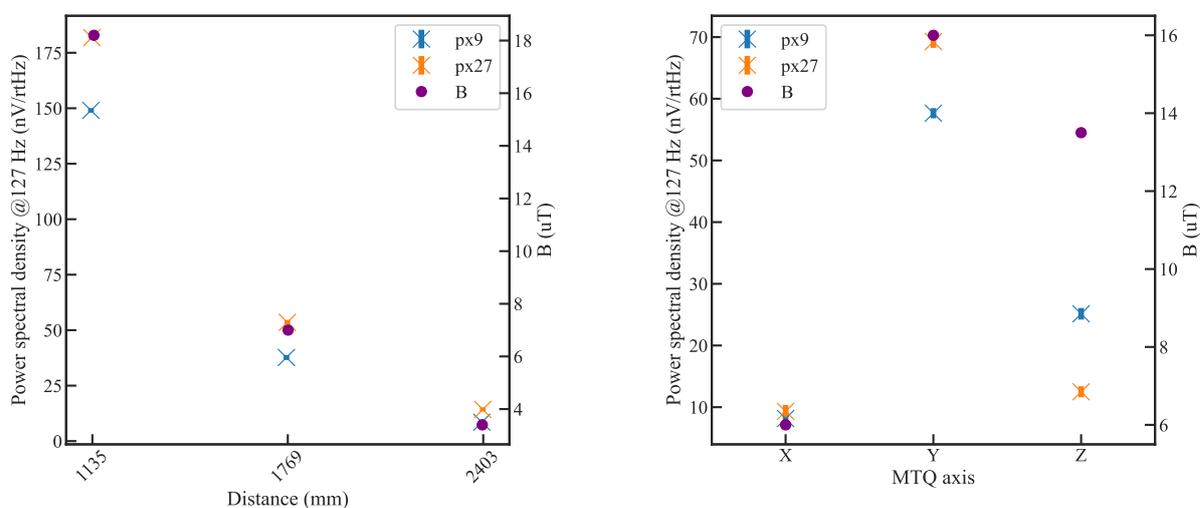
図 5.79. システム試験での GAS シミュレーション：各軸の MTQ を駆動させたときの GAS の値とそのシミュレーション結果。磁場の値は絶対値をとっている。

■結合メカニズム

サブシステム試験 (§5.2)、システム試験 (§5.3)、及びシミュレーション (§5.1.3) の結果に基づいて、MTQ の 127 Hz ノイズが検出器とどのように結合しているかを推測する。今回 *Resolve* の地上試験で観測された特徴は、ASTRO-H SXS のシステム試験で確認された特徴と非常に類似していた。具体的には、特定のピクセル (9 の倍数) において強いこと、検出器ノイズデータの MTQ 軸や極性依存性、エネルギー分解能の劣化のレベルなどである。*Resolve* と SXS のテスト結果の一貫性は、以下で述べるノイズ結合メカニズムの特定を後押しする。

まず、これらノイズは磁場を介した結合である可能性が高い。これは、サブシステム試験における MTQ とデューワー間の距離依存性によって説明される (図 5.80a)。検出器ノイズスペクトルの 127Hz のパワーは、距離が大きくなるにつれて減少する。MTQ ドライバーから *Resolve* の室温機器 (XBOX、ADRC) への導電性結合など、他の結合メカニズムがこのような依存性を示すとは考えらざらく、磁気結合が支配的であることを示唆する。実際、観

測された距離依存性は、シミュレーションで求めたデュワー中心での磁場強度 $|\vec{B}|$ の依存性と非常によく似ている (図 5.80a)。このことは、システムレベル試験において、MTQ の強い軸依存性 (小さい順に y, z, x) が観測されたこととも整合する (図 5.80b)。これは、各軸の MTQ とデュワー間の距離が大きく寄与していると考えられる。磁気結合は、時空間での応答の MTQ 極性依存性によっても裏付けられている。図 5.81 に、duty 20% および 80% に対する検出器の応答を示す。§5.2.4.2 で既にみた通り、電圧オフセットに対する検出器応答の差異がないことから、この 2 ケースが極性の違いに対応する。検出器応答の大きさは 2 つの極性間で同じであり、応答の符号は時間領域で反対の極性に対して逆である。この挙動は導電性または RF 結合で予想されるような、応答が入力パワーの関数である可能性を排除している。



(a) 127 Hz ノイズパワー (サブシステムレベル試験 30% duty、ピクセル 9, 27) とシミュレーション磁場強度 $|\mathbf{B}|$ (@Dewar の中心) の距離依存性

(b) 127 Hz ノイズパワー (システム試験 45% duty、ピクセル 9, 27) とシミュレーション磁場強度 $|\mathbf{B}|$ (@Dewar の中心) の MTQ 軸依存性

図 5.80. MTQ シミュレーションと試験結果の比較：マーカー丸がシミュレーション結果、マーカー x が測定したノイズパワー

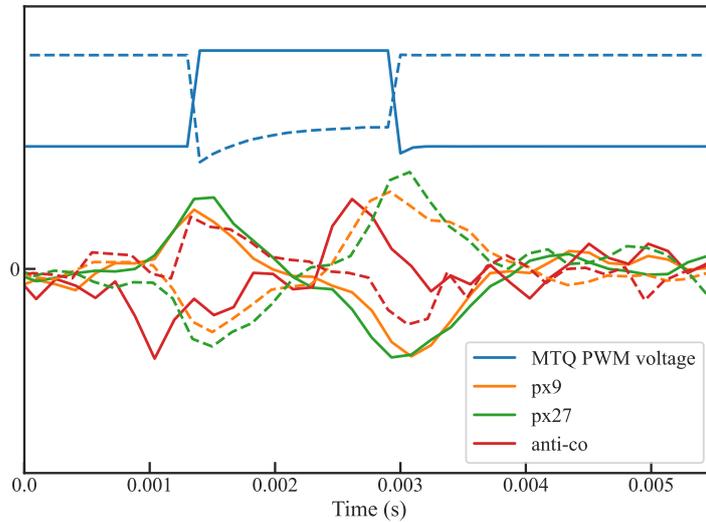


図 5.81. 127 Hz 畳み込み sample dump (磁場干渉試験：極性依存性)：MTQ 駆動電圧 (青)、127 Hz 畳み込み sample dump (橙がピクセル 9、緑がピクセル 27、赤が anti-co)。実線が 20% duty で破線が 80% duty である。anti-co の信号は定義からもともとマイクロカロリメータとは逆の極性を持つことに注意されたい。

図 5.81 の時空間データにも表れているように、入力電圧 $V_{ind}(t)$ の立ち上がりエッジと立ち下がりエッジの間隔は、試験した duty 比すべてにおいて検出器出力の山と谷の間隔と一致した。これは入力電圧の時間微分 $dV_{input}(t)/dt$ と検出器応答 $V_{noise}(t)$ が関係していることを示唆する。MTQ の作る磁場はインダクタンスが大きいため時間的に平滑化され、 $B(t) \propto \int V_{input}(t)dt$ である。よって誘導起電力は $V_{ind}(t) \propto dB(t)/dt \propto V_{input}(t)$ となる。この電圧がさらに容量結合すると考えると、 $V_{noise}(t) \propto dV_{ind}(t)/dt \propto dV_{input}(t)/dt$ となり、時空間データを説明する。システム試験では、検出器応答は 45% duty よりも 90% duty の方が小さい (図 5.53)。これは、90% duty では立ち上がりと立ち下がりのエッジの時間が近いこと、算術的に加算するとある程度相殺されるためと思われる。

誘導性の結合について、Resolve 装置の特定の部分が磁場の特定の方向に敏感であると推測し、自作ソレノイドを用いて感受部を探した。127Hz の正弦波駆動で局所磁場を注入したところ、室温機器 (ADRC、XBOX) と Dewar 間のハーネスとその端部が特に敏感であることが判明した。しかし、得られたデータセットのみではそれ以上絞り込むことはできなかった。また、自作ソレノイドで調査できたのは Dewar 外部の常温部に限られ、Dewar 内部にも感受部が存在する可能性も考えられる。

容量結合が起こりやすい場所については、ノイズ強度のピクセル依存性 (図 5.43 など) から考察する。9 の倍数のピクセル (0, 9, 18, 27) は、特に磁場干渉の影響を受けやすいが、これはマイクロカロリメータからの読み出し配線のレイアウト (Chiao et al., 2016) と関係があると思われる。図 5.82 はマイクロカロリメータ検出器アレイの拡大図である。アレイから 2 つの配線束 (各画素の信号とリターンの 18 組) が出ており、片方がアレイの上半分、もう一方が下半分を読み取る。それぞれの束の一番外側のワイヤがピクセル 0, 9, 18, 27 の読み出し用である。この JFET によるインピーダンス変換前の高インピーダンス部分は、特に外部からの放射ノイズの影響を受けやすく容量結合の影響が大きく出ている可能性がある。

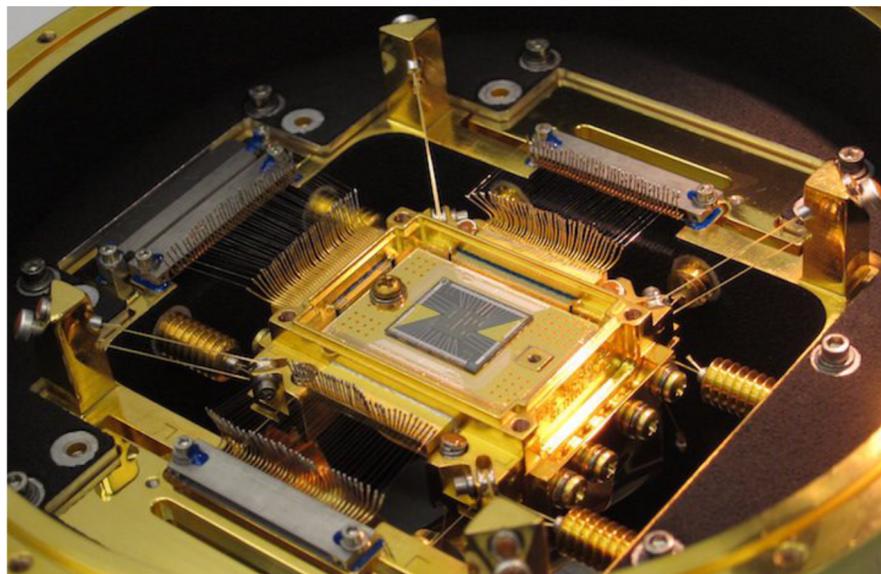


図 5.82. Resolve マイクロカロリメータ：検出器アレイから2つの配線束（各ピクセルの信号とリターン18組）が出ている。

磁場干渉が熱的ではなく、純粋に電気的なものである証拠を示す。第一に、非加熱デバイスである anti-co でピックアップが見られることである（図 5.81）。さらに、時間領域での検出器信号はバイポーラである（図 5.81）。そして、検出器のバイアス電圧依存性（図 5.39）である。バイアス電圧が0のとき、マイクロカロリメータは熱検出器として機能しない。試験ではその場合でも強い MTQ ノイズ線が観測され、ノイズ入力 of 電気的性質を示している。

■MTQ に対する検出器応答モデリング

地上試験でえられた検出器応答をもとに、軌道上運用時のエネルギー分解能の劣化を予測する。また、観測期間の選択、テンプレートの変更により分解能の改善の効果を調べる。以下の手順でおこなった。

1. サブシステム試験における MTQ-y 稼働時の時系列波形を duty 比の関数としてモデル化
2. システム試験の軸依存性をもとに、MTQ-x, -z に拡張し、モデルから任意の duty での駆動状態に対する 127 Hz 線ノイズ強度を予測
3. 軌道上での MTQ 模擬運用パターンを行った際の分解能劣化予測
4. 観測期間の選択、テンプレートの変更の有効性評価

まず、サブシステム試験での検出器応答を時空間でモデル化した。サブシステム試験では、システム試験よりも強いノイズが見えており、より最悪ケースをモデル化している。モデルの候補として、(a) Gaussian、(b) 現象論的な関数（正弦波と指数減衰の組み合わせ）、(c) 三角波を用意した。どのモデルにも山（谷）の幅を決めるパラメータが含まれる。加えて、(b) には減衰の速さ、(c) には山の非対称さを決めるパラメータがあり、調整した。なお、入力 duty に応じて山と谷の間隔は自動で決まる。(a)、(b) の2つを図 5.83、採用された (c) を図 5.84 に示す。選定理由は、分解能劣化に直接寄与する 127 Hz およびその高調波ノイズのパワーが実際の測定結果と近かったためである（図 5.85）。

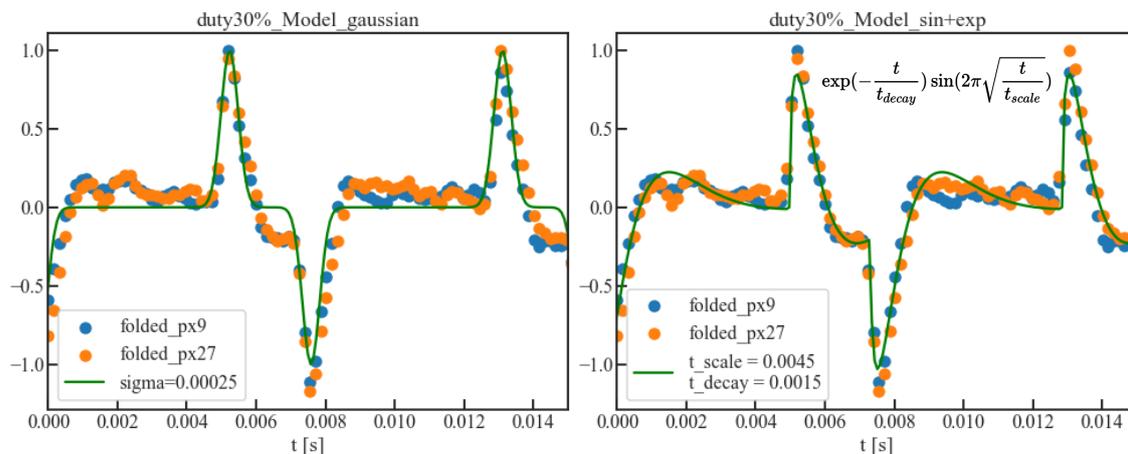


図 5.83. MTQ 駆動時の sample dump の応答モデル (左; a) Gaussian と (右; b) 現象論的な関数。どちらも duty 30% のモデル。点が検出器で取得されたデータ、実線がモデルを表す。

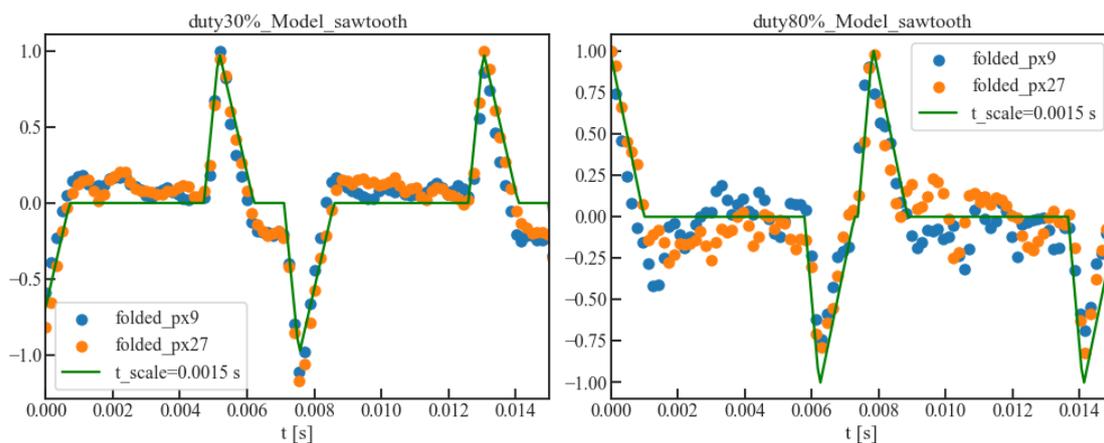


図 5.84. MTQ 駆動時の sample dump の応答モデル (c) 三角波 : 左が duty30%、右が duty80%。点が検出器で取得されたデータ、実線がモデルを表す。凡例の t_{scale} は三角波の山幅を決めるパラメータ。

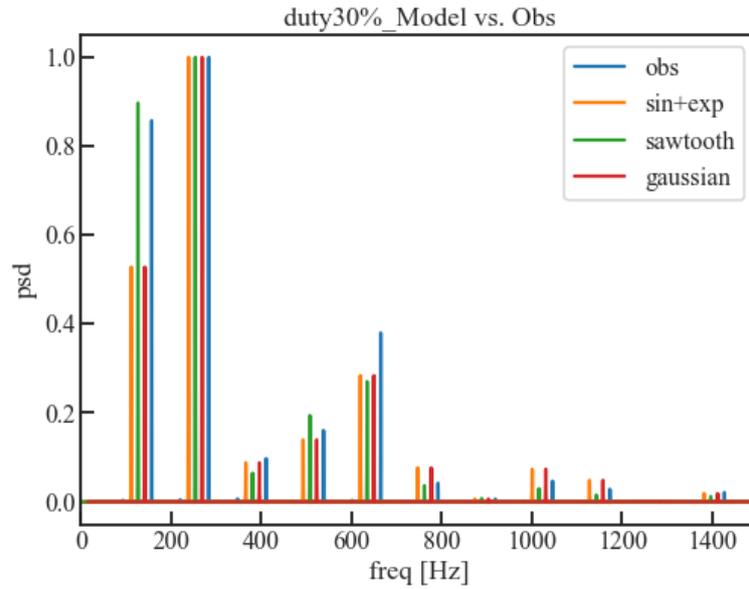


図 5.85. 応答モデルから計算したノイズパワー (周波数依存性) : 127 Hz とその高調周波数におけるノイズ強度を実測 (青) とモデルと比較している (2 倍周波数の強度で規格化)。緑色の (c) 三角波 =sawtooth モデルが最もよく一致した。

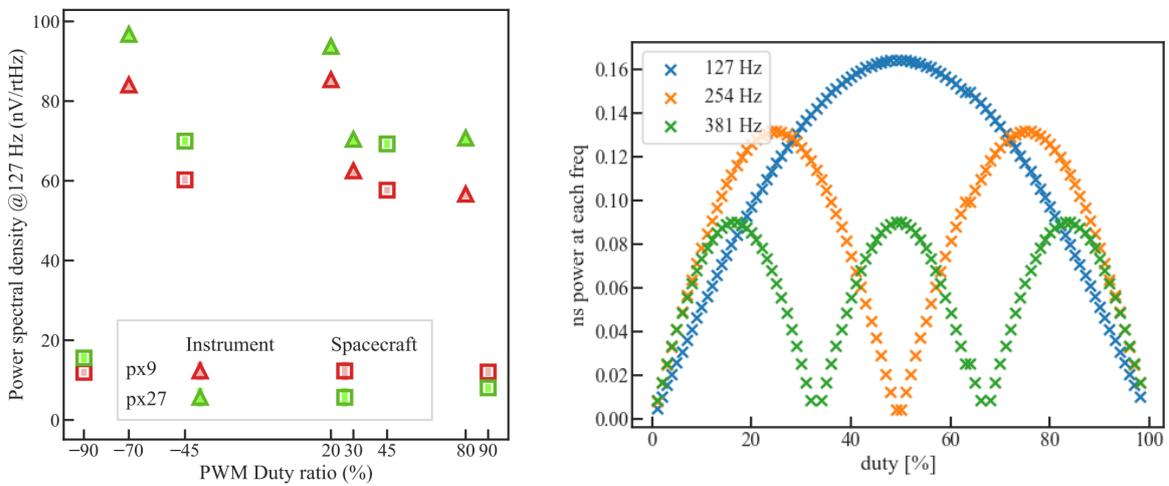


図 5.86. 三角波モデルから計算したノイズパワーの duty 依存性 : (左) 三角波モデルで計算した 127 Hz と高調波ノイズパワーの duty 比依存性。y 軸の単位は任意。45% で最大パワーをとり、左右対称な分布となっている。(右) 衛星試験で検出された 127 Hz ノイズパワーの duty 依存性。三角がサブシステム試験、四角がシステム試験。コンフィグレーションが異なるので、ノイズレベルの変化が生じている可能性があるが、duty20% でのノイズレベルの上昇はモデルでは説明できていない効果である。

ここまでで MTQ-y の応答がモデル化できた。MTQ-x, -z についてはシステム試験の結果 (図 5.80b) から、それぞれ MTQ-y の 0.13 倍、0.42 倍とし線形和をとる。これで任意の MTQ 稼働状態における検出器の応答がモデル化できた。

§4.1.3 の計算式を用いて、軌道上での運用パターンにおける分解能劣化値を予測する。これ以降の解析では、 $S(f)$ はすべて同じものを使用している。まず、 $F(f)$ として最適フィルタテンプレート (図 3.9) をとり、 $N(f)$ として MTQ が稼働していないときのノイズスペクトル (図 5.87) を用いて dE を計算すると、ピクセル 9 番 : 4.8 eV、

ピクセル 27 番 : 4.8 eV と算出された。おおむね実測と合致している。絶対値までは合わないので、その相対変化を用いる。これを用いて、実際に試験して dE 値をえるには長大な時間がかかる評価も瞬時に予測することができる。

軌道上で使用される予定のテンプレート（図 5.88）は、高周波側の線ノイズや電気的クロストークの影響を落とすために、最適フィルタにローパスフィルタ（カットオフ周波数 ~ 365 Hz）をかけている。このテンプレートを使用して MTQ が駆動していないときの dE を計算すると、ピクセル 9 番 : 4.6 eV、ピクセル 27 番 : 4.8 eV と算出された。以下では、軌道上で使用される予定のテンプレートを用いて dE を計算する。

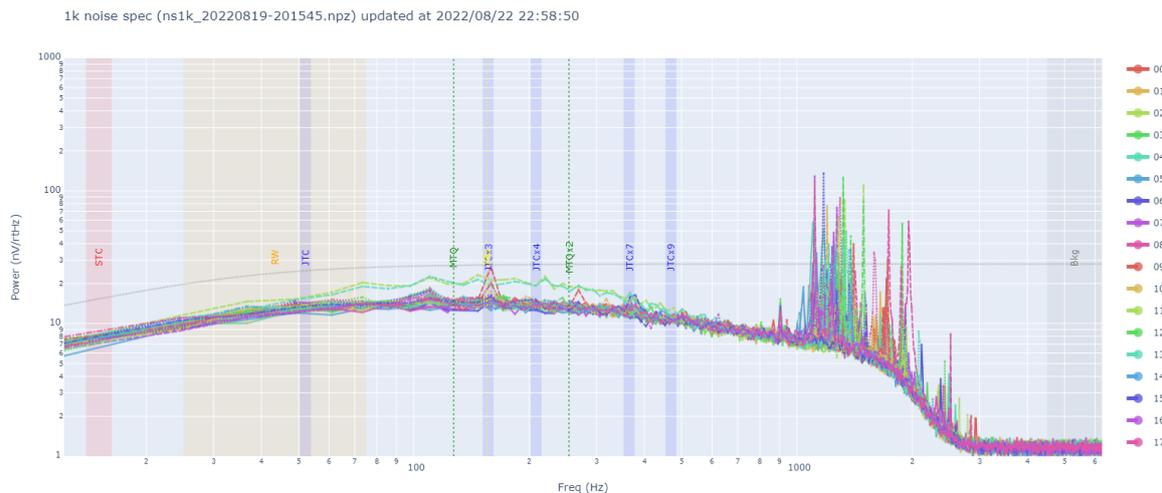


図 5.87. dE 計算用の MTQ 駆動無ノイズスペクトル

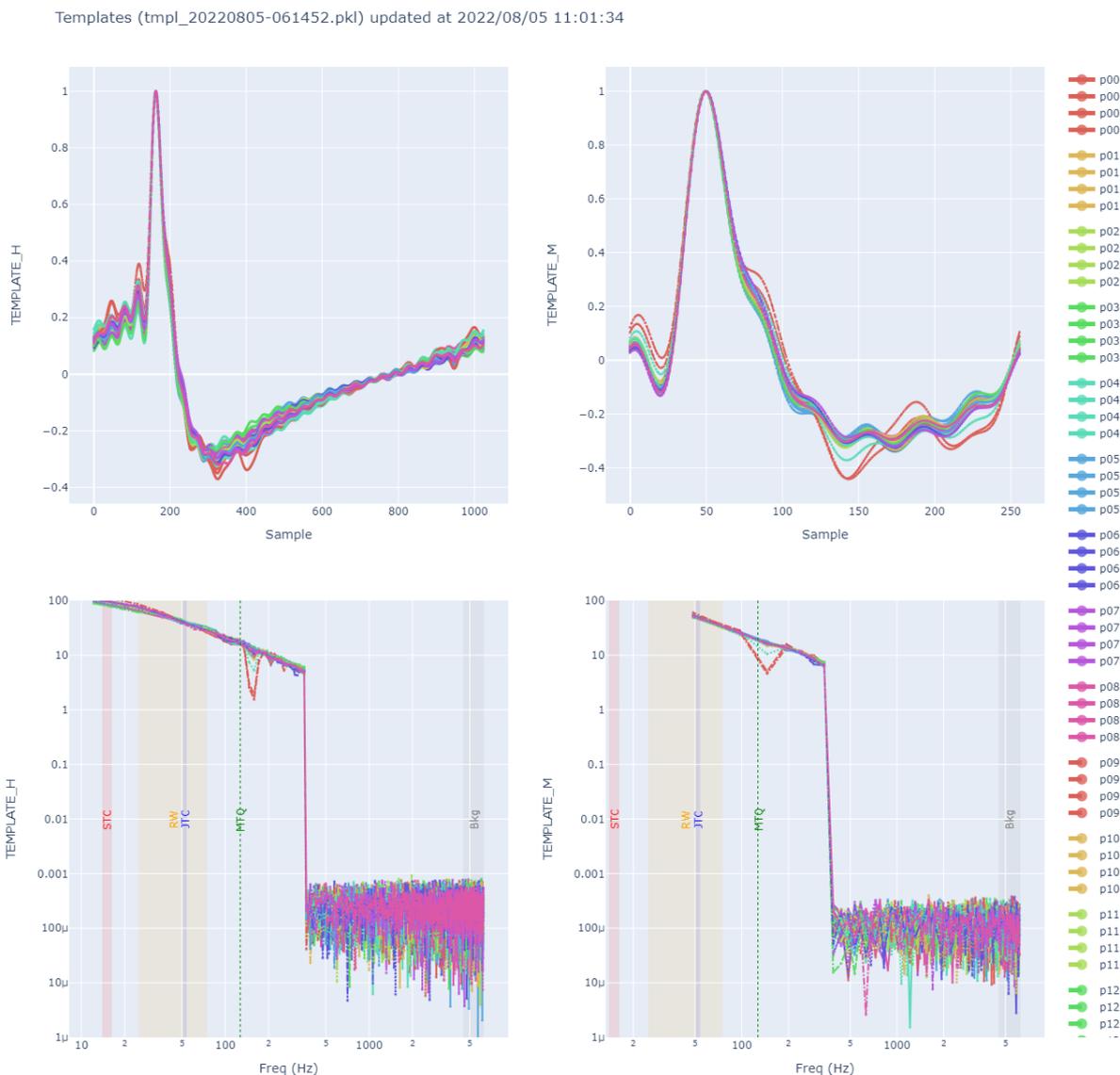


図 5.88. 軌道上で使用予定のテンプレート $F(f)$: 上が時空間、下が周波数空間表示。左右はグレードの違いで、左が high resolution (1024 sample)、右が medium resolution (256 sample) のもの。

続いて、MTQ 稼働時について、varying MTQ ケースでのエネルギー分解の変動を見積もる。図 5.48 の duty 比変化を入力として、モデル化した検出器応答から計算した 127, 254, 381 Hz の線ノイズ強度を図 5.89 に示す。これを MTQ 駆動無ノイズスペクトルの該当周波数にビン幅を考慮して追加し、それをもとにエネルギー分解能の変化を計算した結果が図 5.90 である。追加している線ノイズ成分はすべてのピクセルで同じなので、変動パターンはピクセルによらない。MTQ 無での dE との単純差分、および 2 乗差分をとった値の変化をそれぞれ図 5.91、5.92 に示す。

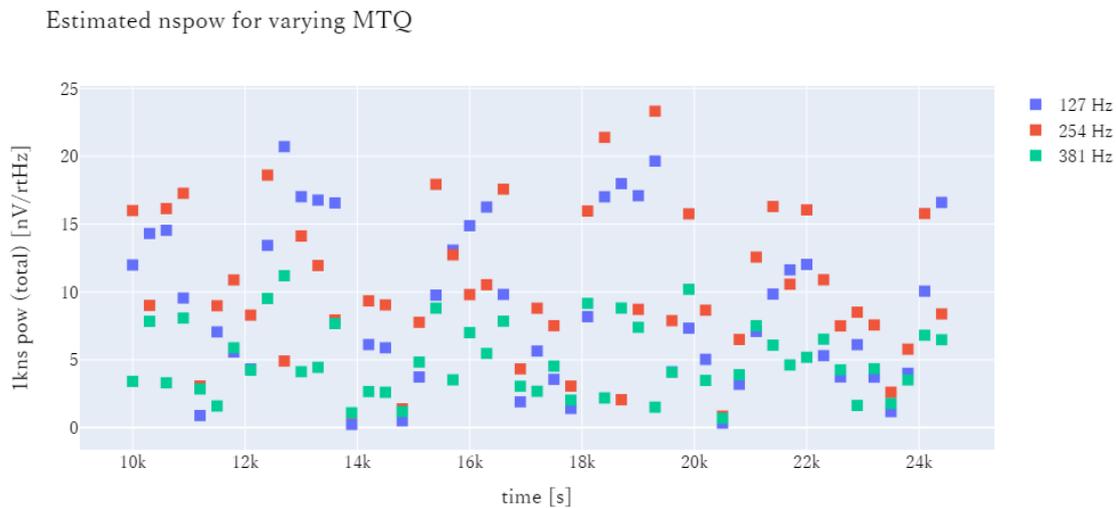


図 5.89. Varying MTQ 試験で予想される 127, 254, 381 Hz の線ノイズパワー変化

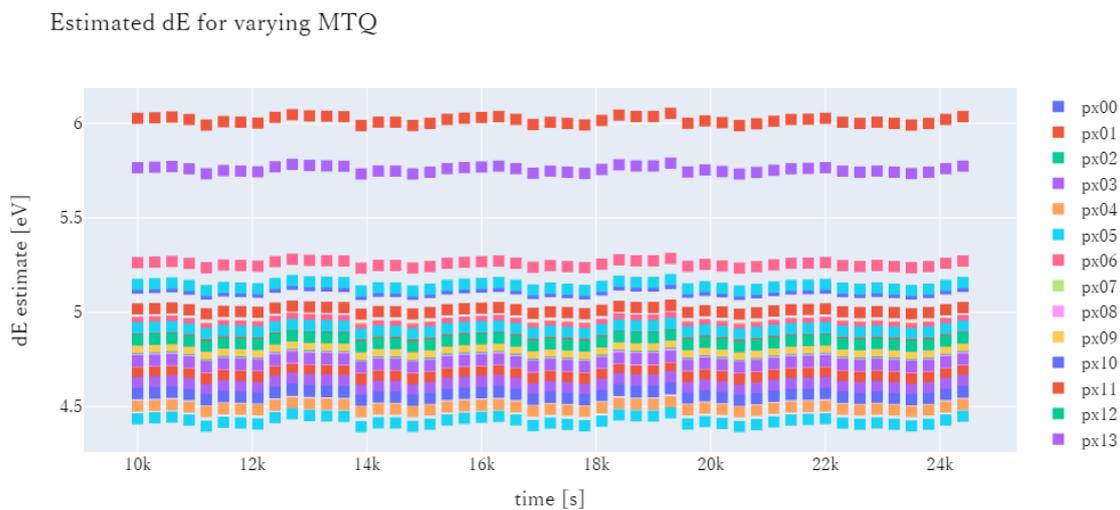


図 5.90. Varying MTQ 試験で予想される dE 値 : クロストークの影響で、11 番と 13 番のピクセルだけ分解能が悪い。

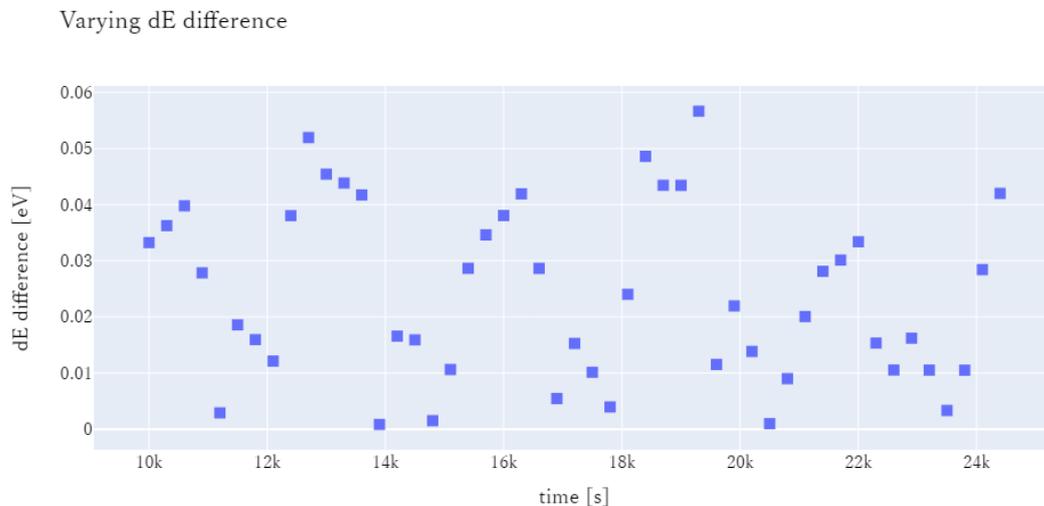


図 5.91. Varying MTQ 試験で予想される dE 変化 (単純差分) : Varying MTQ 試験での dE 予想値から MTQ 無での dE を単純に引いた値。今回のモデリング方法ではピクセルに依存しない。

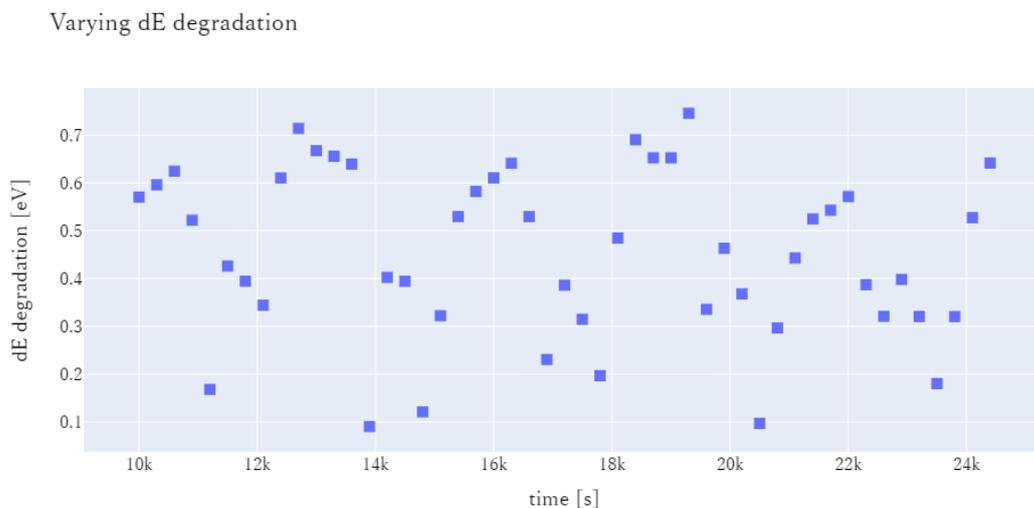


図 5.92. Varying MTQ 試験で予想される dE 劣化 (二乗差分) : Varying MTQ 試験での dE 予想値の二乗から MTQ 無での dE の二乗を引いた値。分解能の劣化値はこちから計算される。

Varying MTQ 試験で用いた MTQ 駆動パターンは、運用パターン予測の 1 つの一部を切り出したものであり、実際には指向方向によっていろんなパターンがある。また、地上試験では、姿勢制御系を closed loop で制御することができないため、MTQ の制御を階段状に行っている。本研究で構築したモデルを用いて、実際の様々な MTQ 運用パターンに対して、エネルギー分解能の予測 dE を行った。9 つの運用パターンについて、同様に予想分解能劣化値を計算した結果を図 5.93 から図 5.101 に示す。また、各運用パターンの統計量 (表 5.14)、バイオリンプロット (図 5.102) も示す。パターン 2 における劣化が特に大きい。運用パターンによって分布もそれぞれ異なることがわかる。これら 9 つ運用パターンを標本とし、表 5.14 中の mean について標本平均を取ると、劣化値は 0.536 ± 0.046 eV となった。

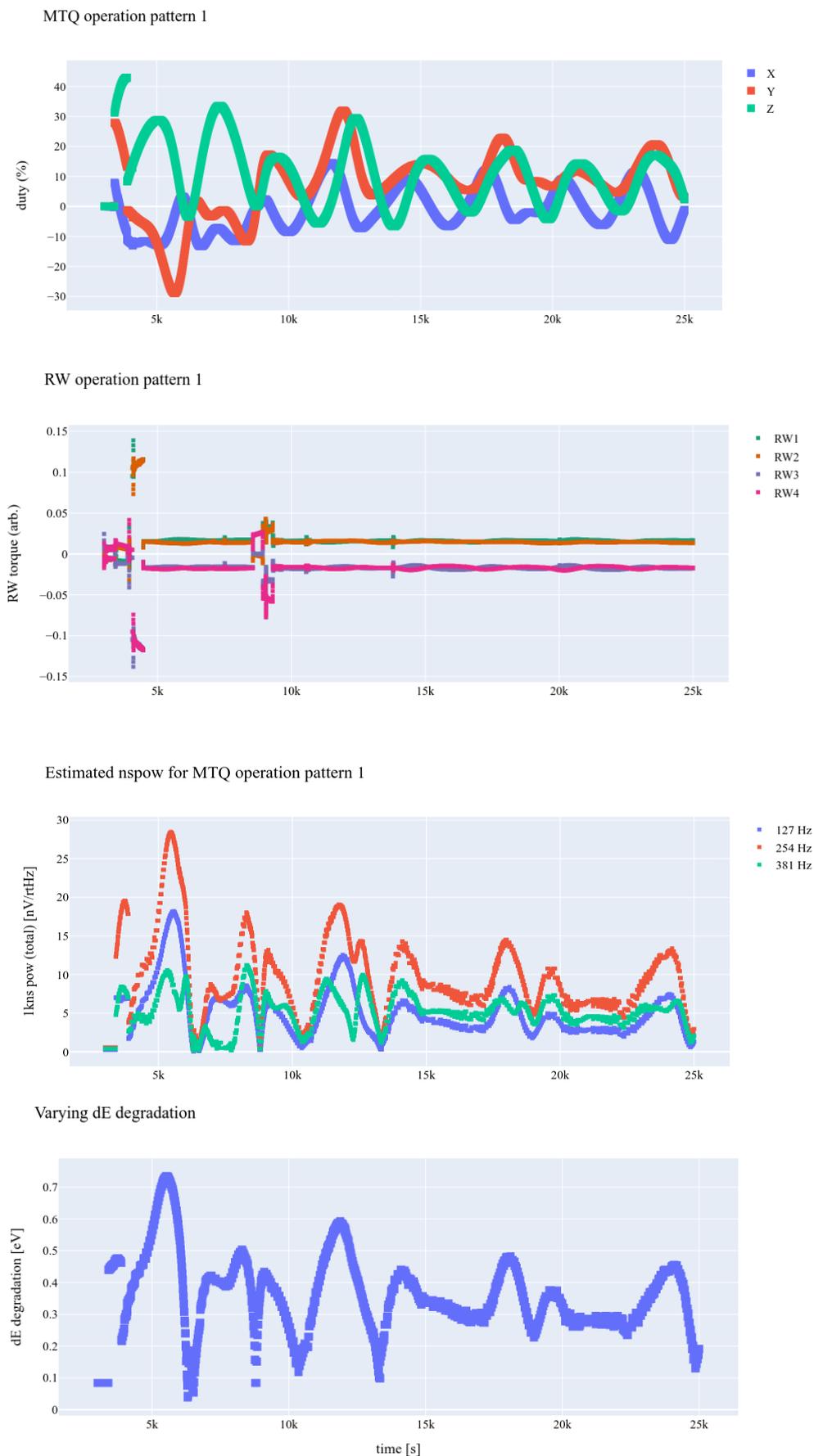


図 5.93. MTQ 運用パターン 1 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 一段目が $duty$ 比の変化、二段目が RW の回転量、三段目が MTQ ノイズ周波数において予想される線ノイズ強度、四段目が予想される分解能劣化値。

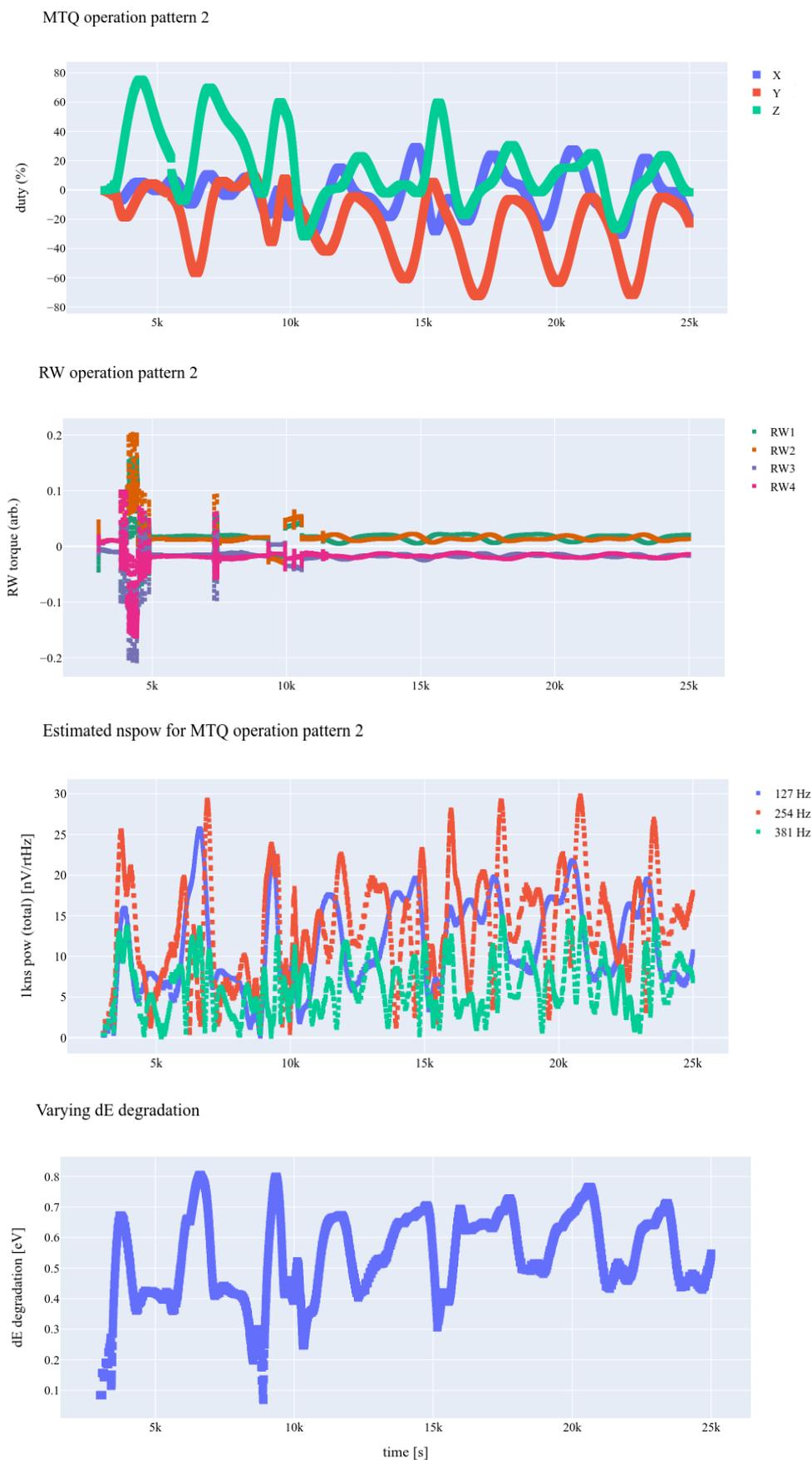


図 5.94. MTQ 運用パターン 2 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

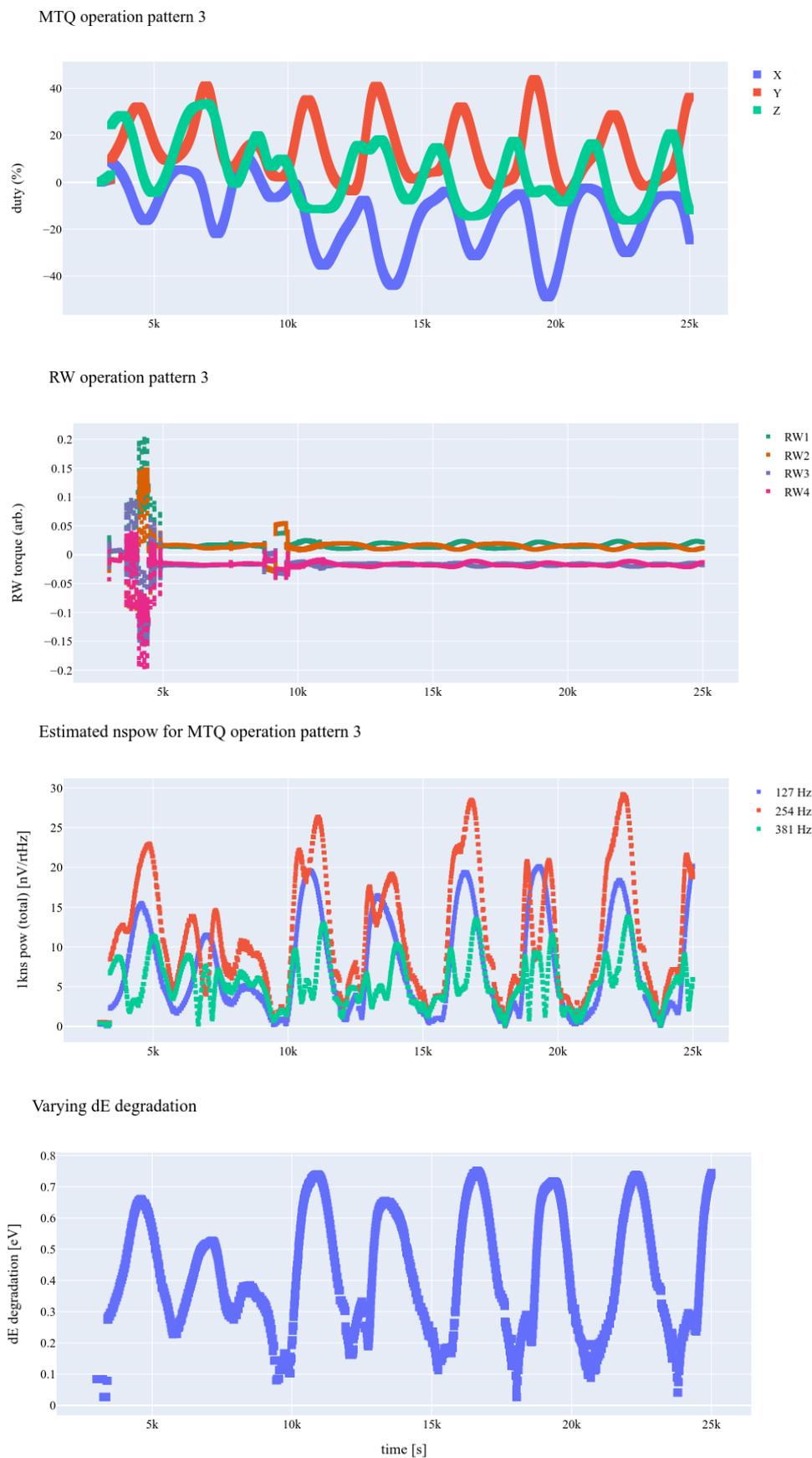


図 5.95. MTQ 運用パターン 3 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

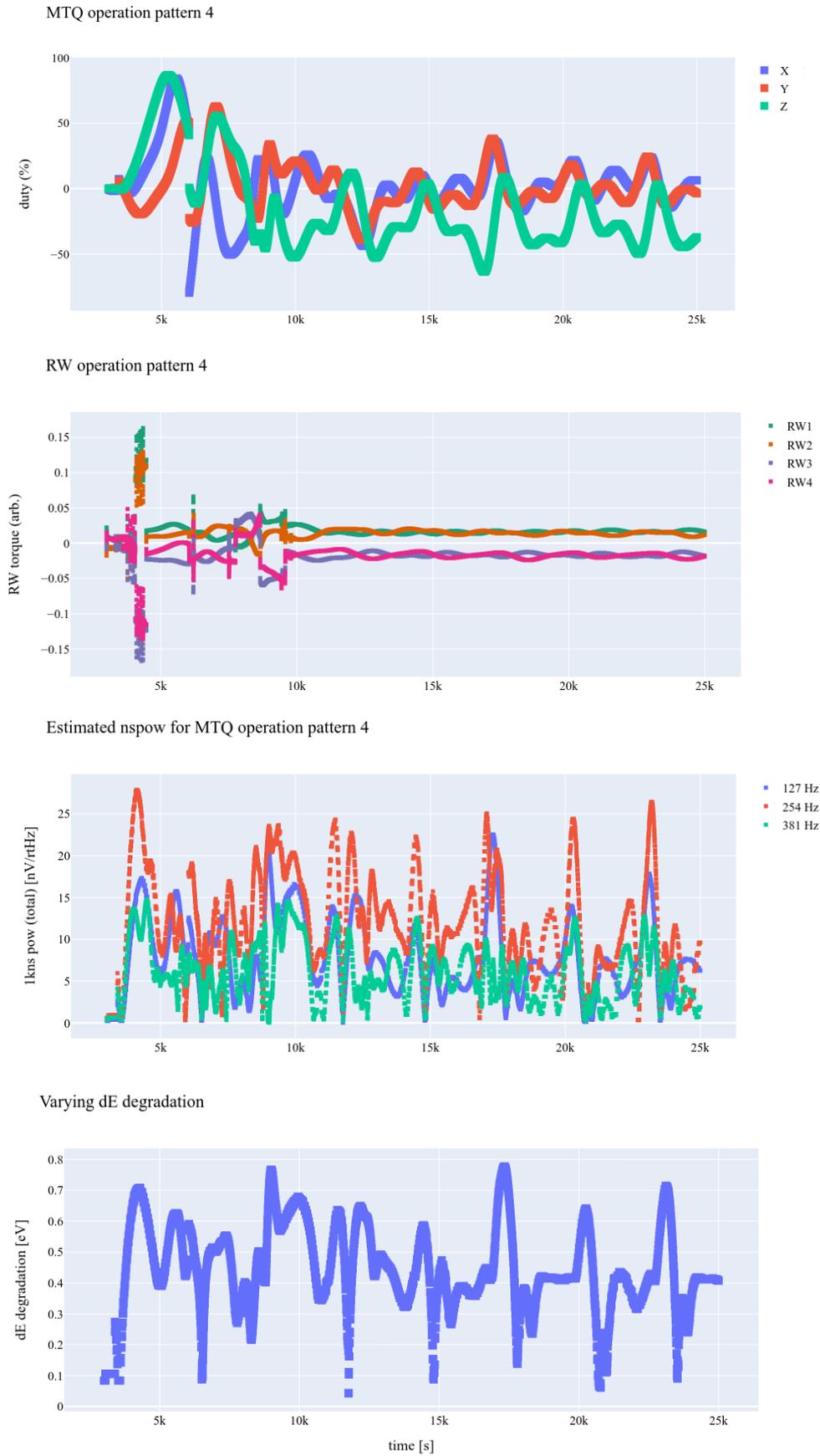


図 5.96. MTQ 運用パターン 4 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

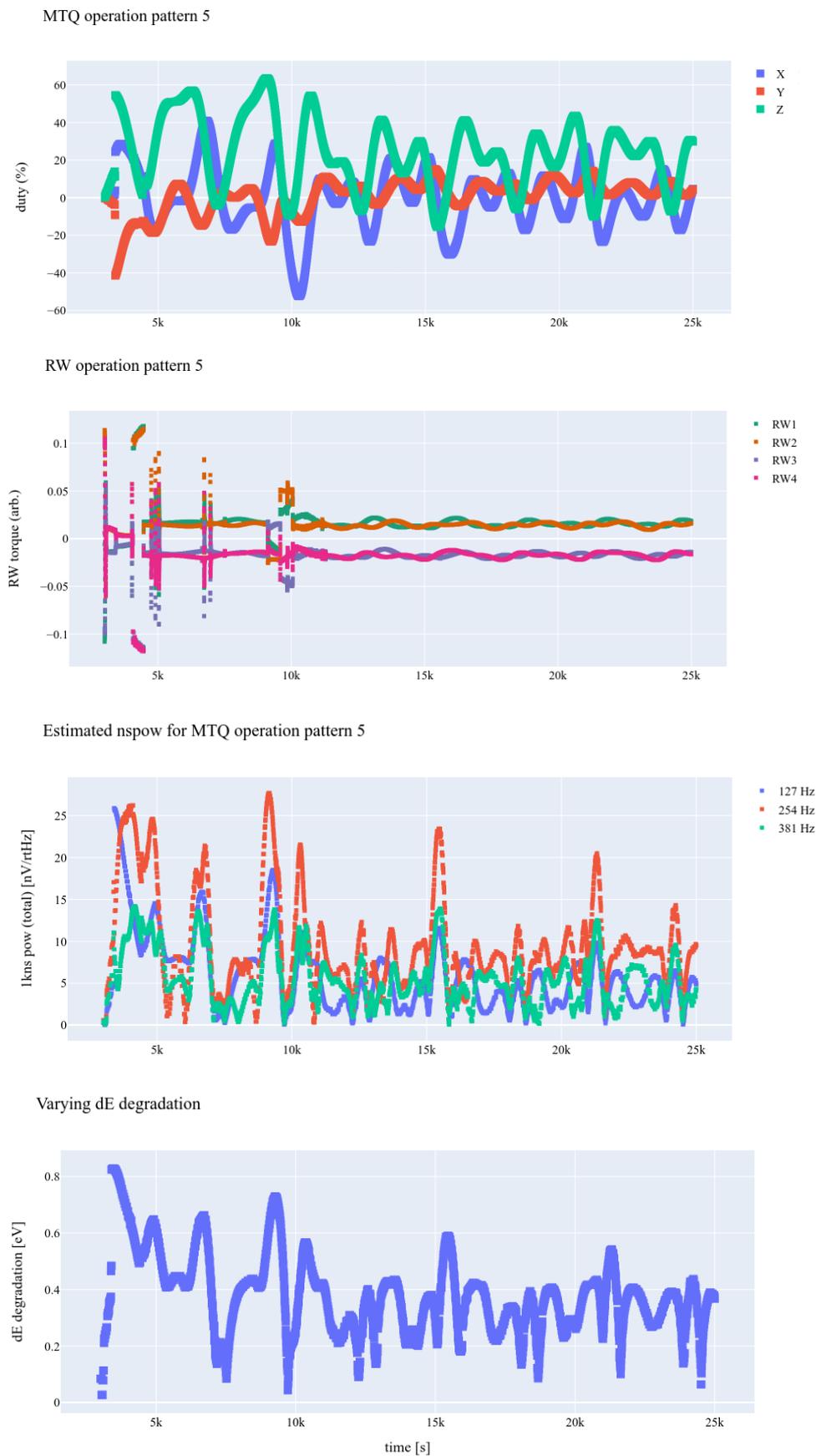


図 5.97. MTQ 運用パターン 5 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

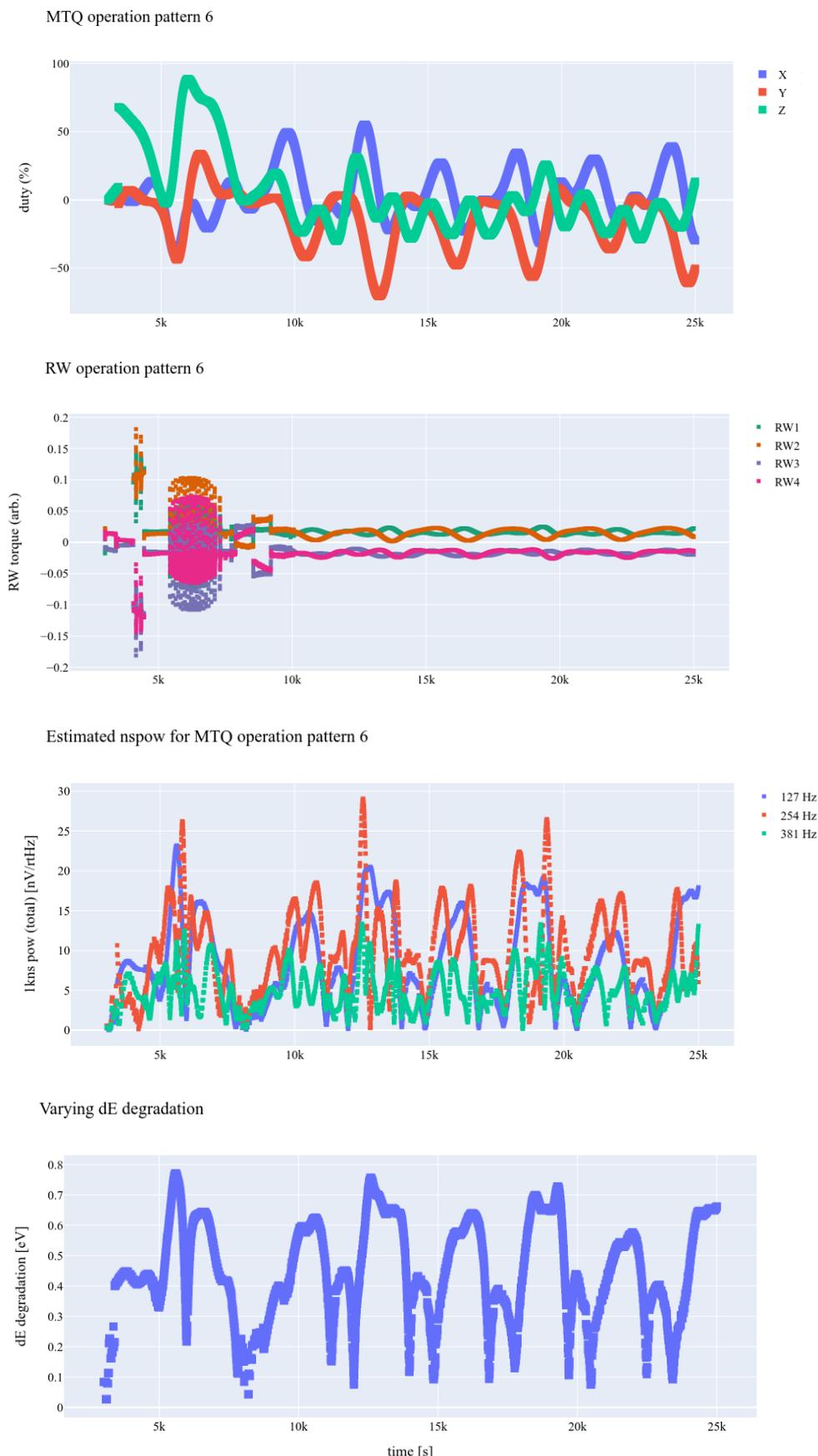


図 5.98. MTQ 運用パターン 6 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

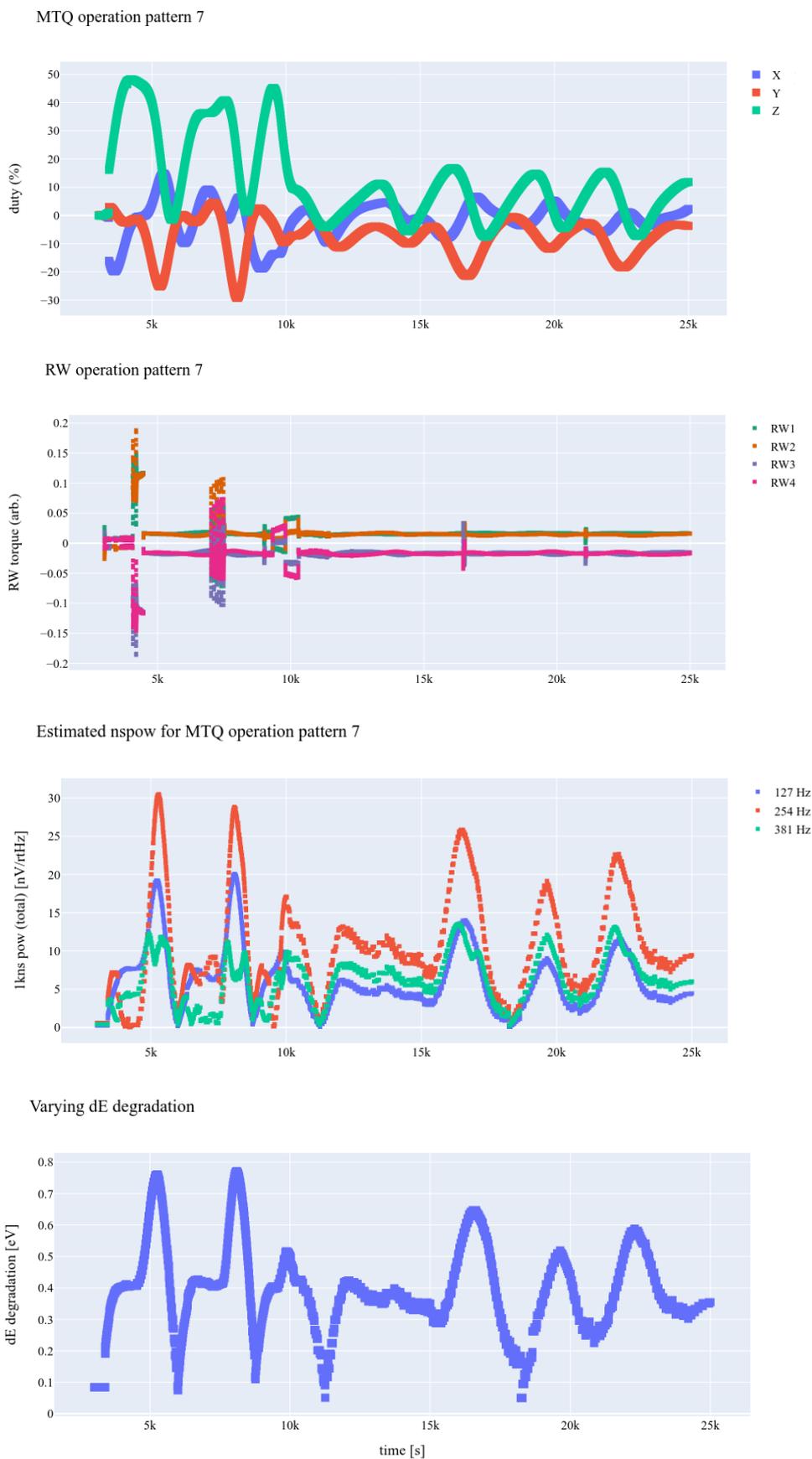


図 5.99. MTQ 運用パターン7で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン1の図と同様。

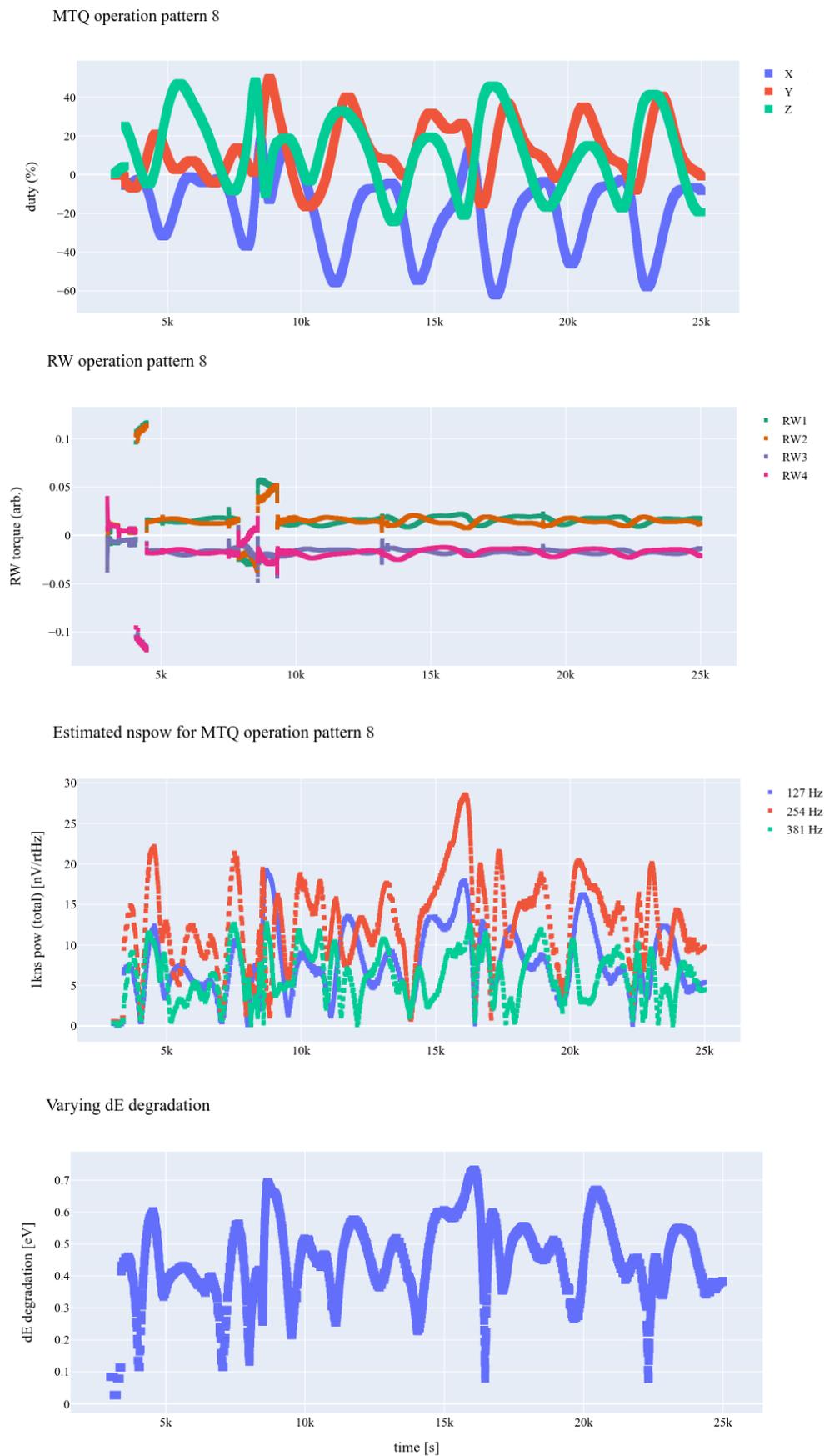
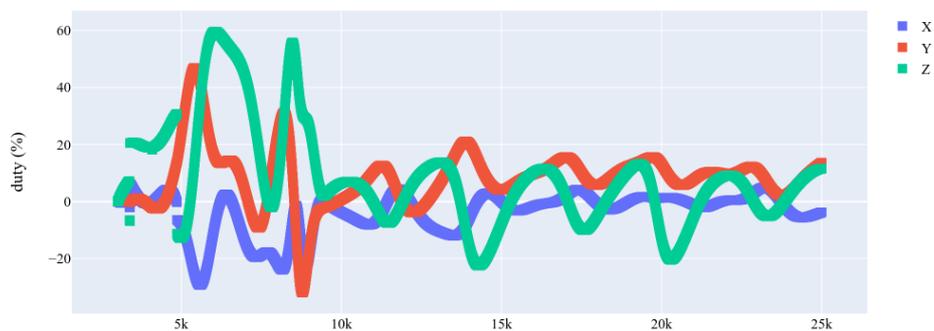
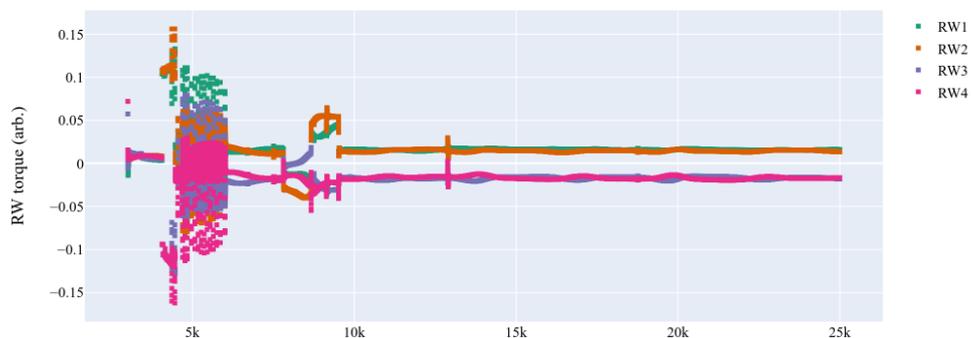


図 5.100. MTQ 運用パターン 8 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

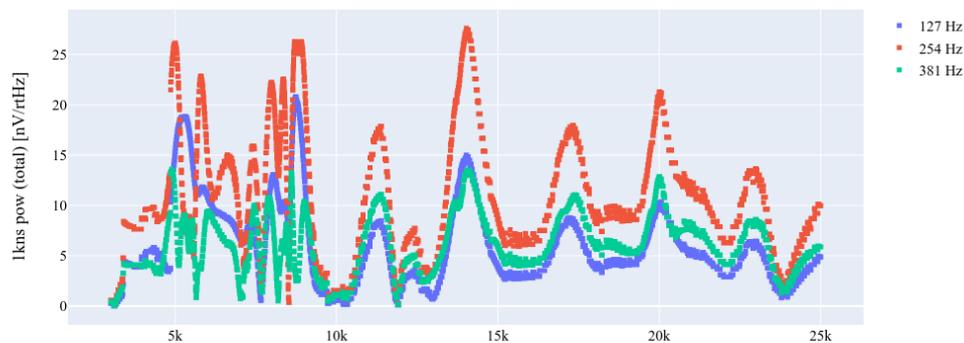
MTQ operation pattern 9



MTQ operation pattern 9



Estimated nspow for MTQ operation pattern 9



Varying dE degradation

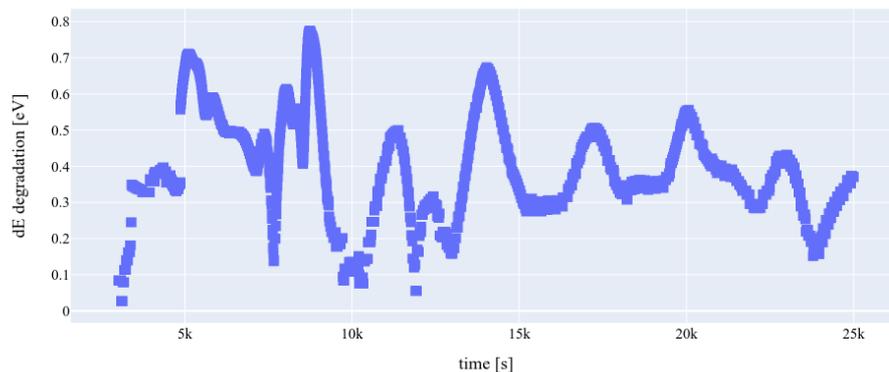


図 5.101. MTQ 運用パターン 9 で予想される dE 劣化 (二乗差分): 運用パターン 1 の図と同様。

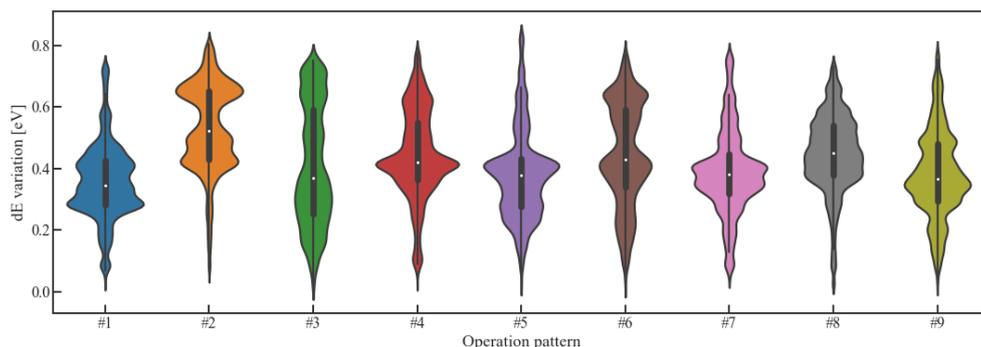


図 5.102. 各運用パターンにおける dE (ピクセル 9 番) のバイオリンプロット：白抜ききの点が中央値、その上下の太い棒が四分位範囲。

表 5.14. 各運用パターンにおける dE 値変動の統計量 (ピクセル 9 番)

	#1	#2	#3	#4	#5	#6	#7	#8	#9
count	21960	21959	21960	21960	21960	21955	21960	21960	21960
mean	0.358028	0.536471	0.409256	0.444665	0.379764	0.446033	0.388679	0.450157	0.38263
std	0.121245	0.13838	0.193299	0.142347	0.141627	0.165651	0.13555	0.124435	0.139791
min	0.03789	0.068164	0.026918	0.043248	0.027004	0.027004	0.050246	0.027004	0.027004
25%	0.281244	0.430519	0.252707	0.364224	0.276572	0.339466	0.319211	0.378103	0.29502
50%	0.345848	0.523995	0.370612	0.419377	0.378172	0.428934	0.38067	0.450897	0.36589
75%	0.426341	0.652073	0.59293	0.549042	0.431112	0.592305	0.448575	0.539413	0.479134
max	0.734378	0.805554	0.751064	0.776599	0.828416	0.770663	0.770898	0.732345	0.775166

MTQ によるエネルギー分解能が著しい時間帯を天体解析データから除き、エネルギー分解能を改善することを考える。ある分解能劣化の閾値を y 軸、その閾値よりも劣化が少ない期間を全区間と比をとったもの (GTI 比) を x 軸としたのが図 5.103 である。運用パターン 2 が比較的劣化が激しいが、分解能劣化値はどの運用パターンにおいても GTI 比 0 付近で急激に変化し、GTI 比 > 0.2 ではおおむね線形に変化する傾向が見られた。

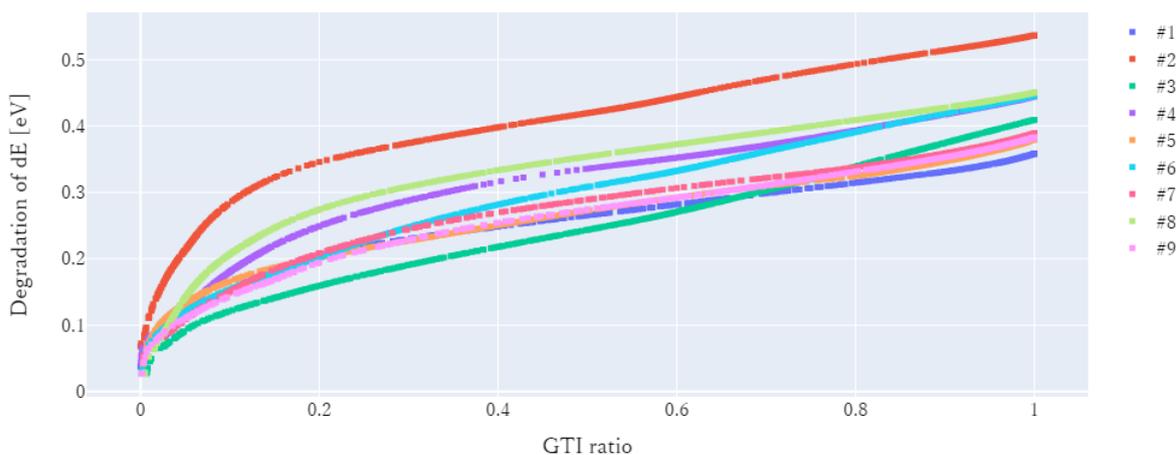


図 5.103. 観測区間を変化させることによる dE 劣化値の変化：横軸が dE 計算に使用した観測区間の割合、縦軸が dE 劣化値。

テンプレートを変更することにより、エネルギー分解能を改善することを考える。MTQ 駆動周波数である 127 Hz のノイズパワーを落とすために、ノッチをかけたテンプレートを図 5.104 に示す。MTQ 駆動無の際に、このテンプレートを用いて計算した dE は、ピクセル 9 番 : 5.0 eV、ピクセル 27 番 : 5.1 eV となった。X 線パルスの 127 Hz 付近のパワーを捨てているため、他の 2 つのフィルタに比べてエネルギー分解能は悪くなっている。一方で、MTQ 運用パターン 9 つに対する予想 dE 劣化値は 10^{-6} eV のオーダーとなり、MTQ ノイズによる分解能劣化を抑えることができている。したがって、軌道上で MTQ ノイズが予想以上に大きく表れた場合には、分解能劣化を抑える有効な解決策となりえる。

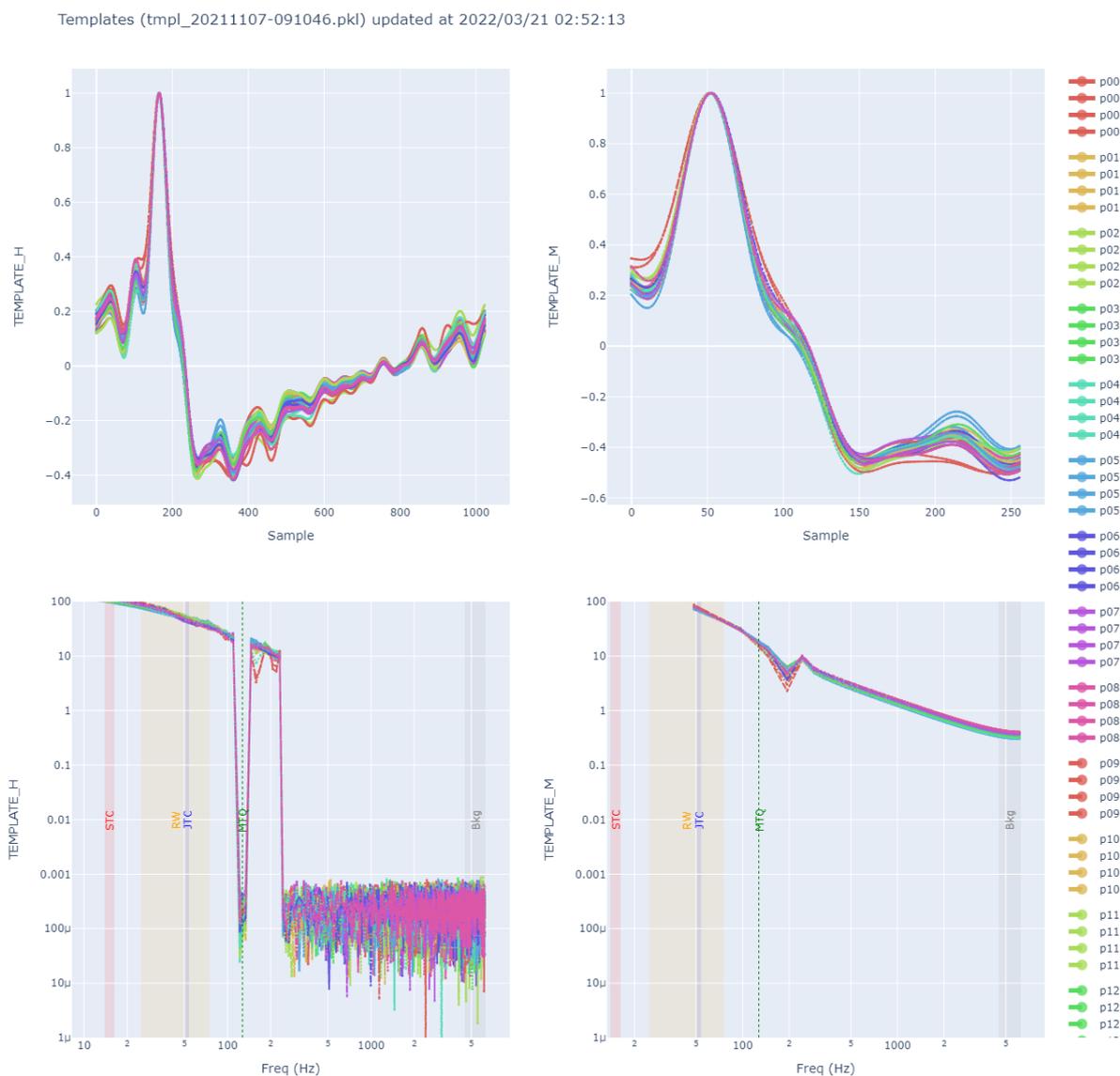


図 5.104. 127 Hz にノッチをかけたテンプレート $F(f)$: 上が時空間、下が周波数空間表示。左右はグレードの違いで、左が High Resolution、右が Medium Resolution のもの。

第 6 章

課題（2）放射性干渉 — 高周波電磁場

Contents

6.1	インターフェース定義	145
6.1.1	概要	145
6.1.2	機材	147
6.1.3	シミュレーション	150
6.2	サブシステム試験	157
6.2.1	目的	157
6.2.2	機材	159
6.2.3	試験	162
6.2.4	結果	163
6.3	システム試験	168
6.3.1	目的	168
6.3.2	機材	168
6.3.3	試験	169
6.3.4	結果	169
6.4	議論	171

本章ではバス系からミッション系への RF 干渉を議論する。干渉源は、通信系のアンテナ及びその駆動エレキである。干渉先は、*Resolve* 検出器とする。RF ノイズによる干渉の有無を検証するうえで、まず、Dewar 上部をインターフェースに設定した（図 6.1）。そのインターフェースを境に「通信系アンテナ、およびその駆動エレキから放出された電波が Dewar 上部でどれほどの強度を持つのか」は電磁界シミュレーションを行うことで見積もり（§ 6.1）、システム試験で確認した（§ 6.3）。「Dewar 上部からの電波入射に対して、*Resolve* がどれほどの耐性を持つのか」はサブシステム試験（§ 6.2）で確認した。得られた結果について、§ 6.4 で考察する。

6.1 インターフェース定義

6.1.1 概要

バス系からミッション系への高周波電磁場干渉のインターフェース境界とレベルを定める。妨害部はバス系の通信系で用いるアンテナとそのドライブエレキ（通信系機器）、感受部は *Resolve* のマイクロカロリメータ検出器である。ここで、*Resolve* 検出器は、数 mm のアルミのシェル構造からなる真空槽 = Dewar に覆われており、Faraday ケージをなしている。しかし、Dewar の X 線入射窓 (ゲートバルブ) が軌道投入後に開かれると、Faraday ケージが破れて最悪ケースとなる (§ 3.1.2)。

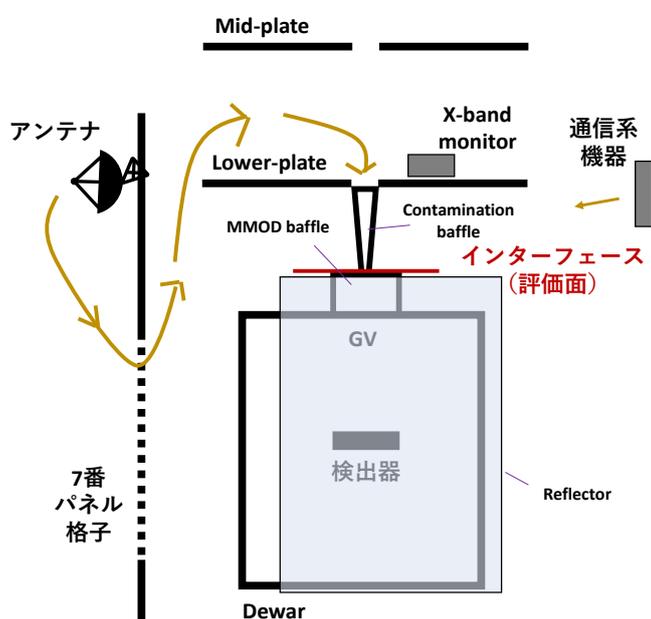


図 6.1. インターフェース (高周波電磁場): ローワープレート上の X-band モニターアンテナのみ、FM 品には含まれない。システム試験の際に使用したため図に含めた。

インターフェース境界は、Dewar ゲートバルブ上部とする (図 6.1)。ゲートバルブ開口部は、RF 干渉以外の外部環境にも脆弱な部分であり、その上部には防御用の様々なバッフル構造物がある (図 6.2)。主に、マイクロデブリ (MMOD; Micro-meteoroids and Orbital Debris) や化学汚染物質 (contamination) 対策である。

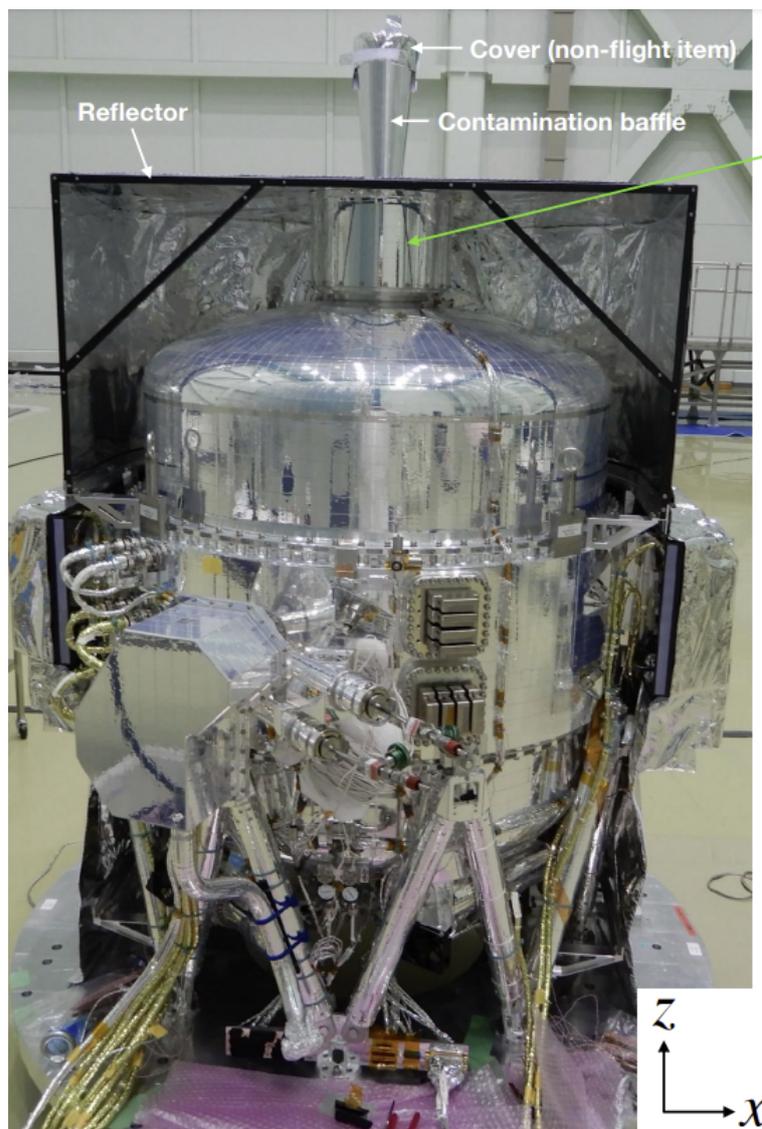


図 6.2. Dewar 周囲の構造。緑色矢印は MMOD baffle : Ishisaki et al., 2022 の図を改変

ゲートバルブの直径は $D = 35.1 \text{ mm}$ で、そのカットオフ周波数は、 $\frac{\lambda}{4} < D$ より、 2.31 GHz に対応する。およそこの値より短い波長の電磁波の衛星内での使用は、地上局と衛星間の通信に限られる。衛星側での受信と送信のうち、衛星側でより強度の大きい送信に着目する。XRISM 衛星では、送信用に X-band (8.4 GHz) 及び S-band (2.2 GHz) を用いるので、この周波数での強度 (dBm 値) をインターフェース値とする。衛星での実測値は存在せず、また設計文書には一般的な EMC 基準レベル以外の規定はないので、本研究で求める。

アンテナは X-band 用 2 台、S-band 用 4 台ある (§ 3.2.4) が、いずれも衛星構体外部 (§ 3.2.1) にある。これが、衛星構体の開口部から回折してインターフェース面に至る。特に、深宇宙に対して大きな開口部を持つ 7 番パネルにはアンテナが設置されており、侵入パスとしてはもっともリスクが大きい。以下のような経路を辿ることが想定される (図 6.1)。

1. 7 番パネル下部の格子から衛星内部侵入
2. Dewar と 7 番パネル間を上部へ進行
3. Lower-plate で反射

4. Contamination baffle に入り、唯一の入口であるゲートバルブを通過して Dewar 内部へ侵入

また、アンテナを駆動するドライブエレキ = 通信系機器 (§ 3.2.4) は衛星構体内部 (§ 3.2.1) にあって、これもインターフェース面を数回の反射で見込める位置にある (図 6.1)。これらの想定される経路を手計算で追跡することはできないので、本研究では電磁界シミュレーションを実施する。

6.1.2 機材

■ソフトウェア

高周波電場のシミュレーションでは、富士通社の 3 次元電磁波解析ソフトウェア Poynting for Microwave (以下 Poynting) を用いた。Maxwell 方程式を時間領域の有限差分法 (FDTD; Finite Difference Time Domain Method) で数値計算する。FDTD 法の定式化については § A.1 にまとめた。

偏微分方程式のソルバーに FDTD 法 (§ A.1) を選択した理由は、有限要素法 (§ A.2) よりも必要な計算機メモリが小さいからである。一般に、注目している周波数が大きくなるにつれて、メッシュサイズは小さくする必要がある。典型的には波長の $\frac{1}{20}$ のサイズのメッシュが望ましいとされる。このとき有限要素法と FDTD 法メッシュの切り方の違いから、波長に対して大きな系や複雑な構造を持つ系に対しては、有限要素法のほうが必要メモリ数の増加が早い。X-band (8.4 GHz) に対して衛星スケール (約 3 m) の 3 次元メッシュを切って有限要素法で計算することは現実的に難しい。以上を踏まえ、本研究では、FDTD 法を用いた。

■計算機

FDTD 法であっても、衛星スケールの電磁界シミュレーションには膨大な計算機資源が必要である。実際のところ、衛星の詳細 CAD に基づいた単一ソルバーによる電磁波シミュレーションの例は調べた限り存在しない。ちょうど 2022 年 1-3 月限定で、「ものづくりにおける富岳 × 電磁波シミュレータの有効性検証」という無償キャンペーンプログラムが富士通社から提供されていたので、これを利用することにした。富岳と Poynting はともに同社の製品であり、親和性は高い。宇宙研の PC でプリポスト処理をした後、中間ファイルを富岳に scp で転送し、コマンドラインでジョブを投入する。その結果を含むディレクトリを宇宙研の PC に転送して、可視化する。富岳で使ったリソースは、48 コア × 1024 ノードである。

表 6.1. 用いた計算機の緒言

	宇宙研PC (簡易モデル用)	富岳 (詳細モデル用)
プロセッサ	Intel(R) Xeon(R) Gold	A64FX
クロック周波数	3.5 GHz	2.0 / 2.2 GHz
総メモリ容量	512 GB	4.85 PB
ノード数	-	158,976
演算コア数	-	48コア/ノード

■モデル

衛星スケールでのシミュレーションを段階的に行うため、2つのモデルを作成した。

簡易モデル Poynting GUI を用いた、主要構造物だけを簡単な図形で模擬したモデル。アンテナ及び通信系エレキのシミュレーションに用いる。

詳細モデル 衛星全体の CAD モデルに基づくモデル。アンテナの詳細シミュレーションに用いる。

簡易モデルは、衛星を構成する部分のうち、必要最小限を近似的にモデル化した(図6.3)。衛星のパネルは8角柱(水色)で表現し、7番パネル下部に格子をつけている。Dewarは円柱(赤色)とし、その上にMMOD baffleとcontamination baffle(上面の内半径が50 mm、下面の内半径が37.5 mmの円錐台:以下バッフル)をのせた。その上部にあるlower plane(黄色)はGV上部に対応するX線の通過孔(直径92 mm:ピンク色)のみ再現した。なお、これらの材質は全てアルミニウムとした。

詳細モデルはJAXAから提供されたASTRO-H衛星のCADモデルをもとに作成した。オリジナルのファイル形式はCAD情報を含む3次元のPDF形式で、41650点の部品から構成された最も詳細なものである。これから、XRISM衛星で除外される伸展式光学台、HXI検出器、軟ガンマ線検出器などを手動で取り除き、XRSIM衛星のモデルとする(図6.4)。

CADのファイル形式多数あるが、PDF形式は主に閲覧のみを目的としたものである。これを編集可能にするため、Smartscape社のTetra4D Reviewer^{*1}を用いて、STL形式に変更し、Autodesk社のFusion360^{*2}で編集した後、Poyntingに入力する。また、計算結果の可視化には、Poyntingに付属するviewer、およびオープンソースで業界標準のParaView^{*3}を用いた。材質は、すべて1. 完全導体と2. 海水の2通りで計算した。ここで、海水とは、衛星パネルの材質である炭素繊維強化プラスチック(CFRP; carbon fiber reinforced plastic)と電気的特性が近いため、そのように称する。なお、7番パネル上部についているXANT2からの放射が、パネル上部から直接衛星内部へ侵入してしまうと、得られる電場強度が必要以上に悲観的な上限値となってしまう。そのため、Xバンドの計算時のみ、金属の8角柱を使って、パネルを上部へ延長させたような構造を持たせた。

*1 <https://www.3dpdf.jp/>

*2 autodesk.co.jp/products/fusion-360

*3 <https://www.paraview.org/>

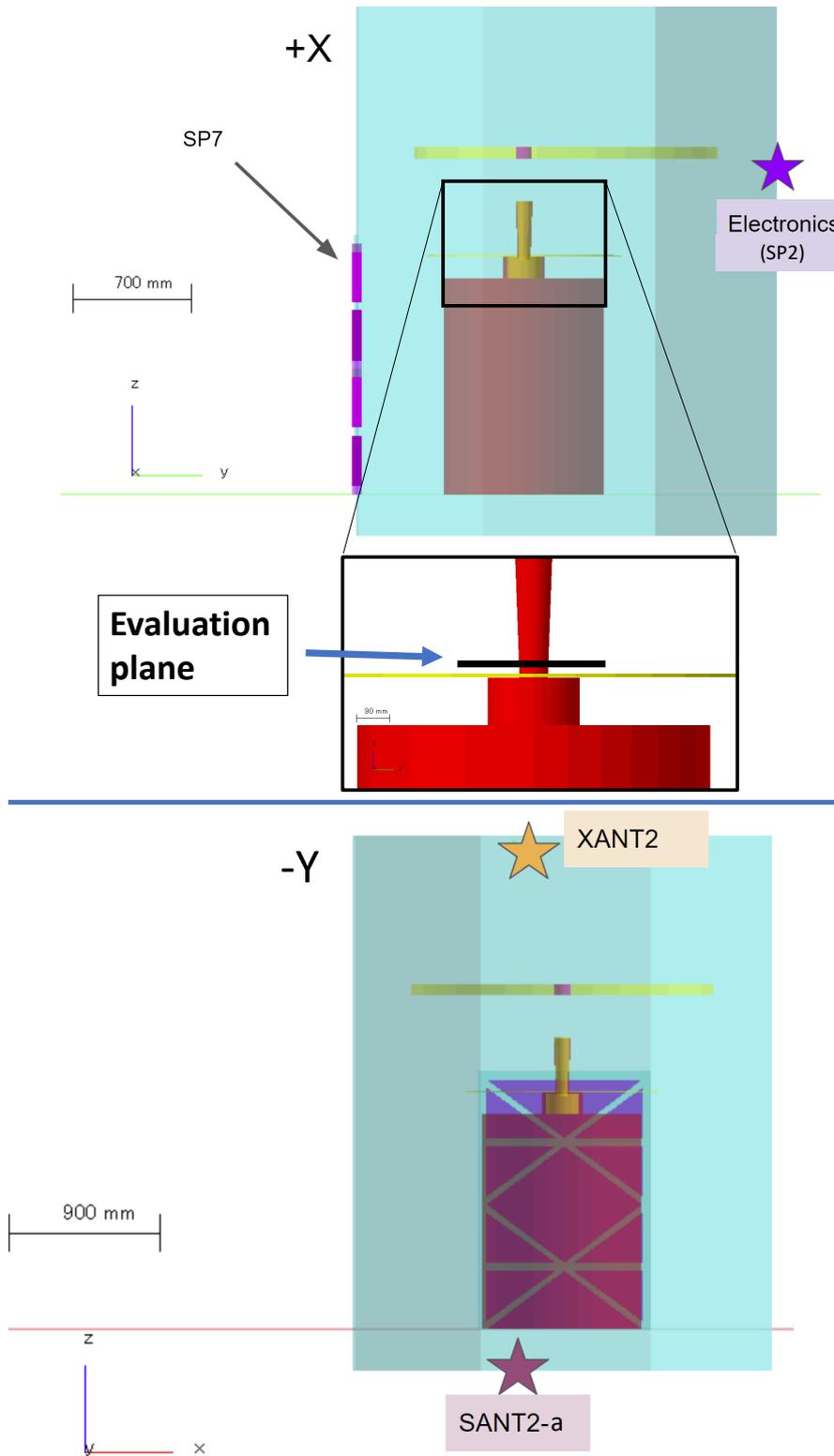


図 6.3. Poynting 衛星簡易モデル

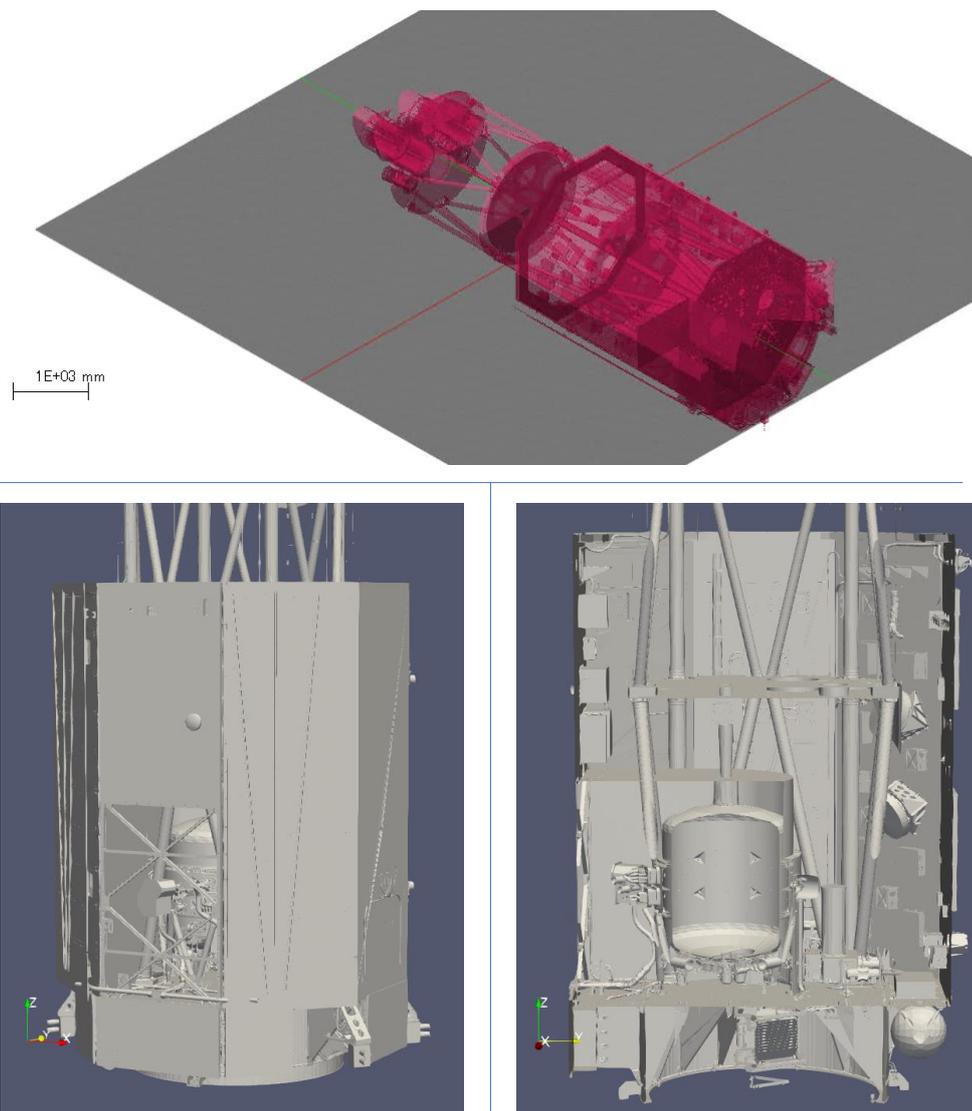


図 6.4. 衛星詳細モデル：(上図) Poynting で読み込んだ XRISM のモデル。(下図) ParaView で開いたモデル。左が 7 番パネル側から見たもの。7 番パネル格子は左下でその右に Dewar が配置されていることがわかる。右は +X 方向に垂直な断面を見ている。

6.1.3 シミュレーション

■簡易モデル

インターフェース面での電場強度の上限値を求める場合、各妨害部からの寄与はスカラー和として計算する。今回は一度のシミュレーションで放射源は一つとし、各妨害部ごとに別々のシミュレーションを行った。

妨害部は、冗長系を含め複数存在する。今回は、S-band と X-band それぞれで、アンテナと通信系機器のうち、インターフェース面からの距離が最も近く、最悪ケースと見込まれるものを選択した(表 6.2、図 6.3)。

図 6.5. 通信用クロスダイポールアンテナのモデル

表 6.2. 最悪ケースの妨害部品

	アンテナ		通信系機器	
	S-band	X-band	S-band	X-band
名称	SANT2-A	XANT2	SLPFなど	XFILなど
パネルの内外	外	外	内	内
位置	7番パネル下部	7番パネル上部	2番パネル上部	2番パネル上部

アンテナは、S-band, X-band ともにクロスダイポールアンテナである。直交するダイポールアンテナを2本組み合わせ、背面に反射板をつけて forward-backward 比を上げている。各バンドにおける寸法は表 6.3 の通りである。これをモデル化したものを図 6.5 に示す。また、通信系機器からの放射は、パターンが正確に測定されていないので、衛星基準の最悪値が等方に放射されているとし、更に簡単のため半波長ダイポールアンテナでモデル化した。

時空間の入力信号には正弦波を用いる。周波数、振幅、継続時間を適切に設定する。振幅については、アンテナでは最大出力値、通信系機器では 1 V を採用して後で規格化した（表 6.4）。継続時間は異なる経路を通ってきた信号の重ね合わせまで評価できるよう十分長く（1000 ps）した。

表 6.3. 通信用クロスダイポールアンテナのモデル寸法

表 6.4. 入力波形設定とシミュレーション結果

	設定			結果		
	周波数	設定振幅 (V)	(dBm)	電場強度@評価面 (dBuV/m)		
				簡単モデル	詳細 (完全導体)	詳細 (海水)
S-bandアンテナ	S	-	31.6	50	43.5	35
X-bandアンテナ	X	-	36.0	80	75	70
S-band機器	S	1	-	50	-	-
X-band機器	X	1	-	60	-	-

電場の評価面は、インターフェース面を含む $x-y$ 平面をとして設定した（図 6.1）。シミュレーションの主な設定は表 6.5 の通りである。

結果を図 6.6 に示す。Dewar 上部のインターフェース面における電場強度は、(バンド, 妨害源) = (S, アンテナ) で 50 dB μ V/m、(X, アンテナ) で 80 dB μ V/m、(S, 通信系機器) で 50 dB μ V/m、(X, 通信系機器) で 60 dB μ V/m となった。

表 6.5. 簡易モデルシミュレーションセットアップ

計算領域 [mm]	-10000 < x < 10000 -10000 < y < 10000 -10000 < z < 10000
境界条件	Mur (1次)
格子サイズ [mm]	最大 10 mm, 最小 1 mm
計算時間 [ps]	0 < t < 11323.9
時間ステップ幅 [ps]	1.887317
観測周波数 [GHz]	S-band: 2.2 X-band: 8.4

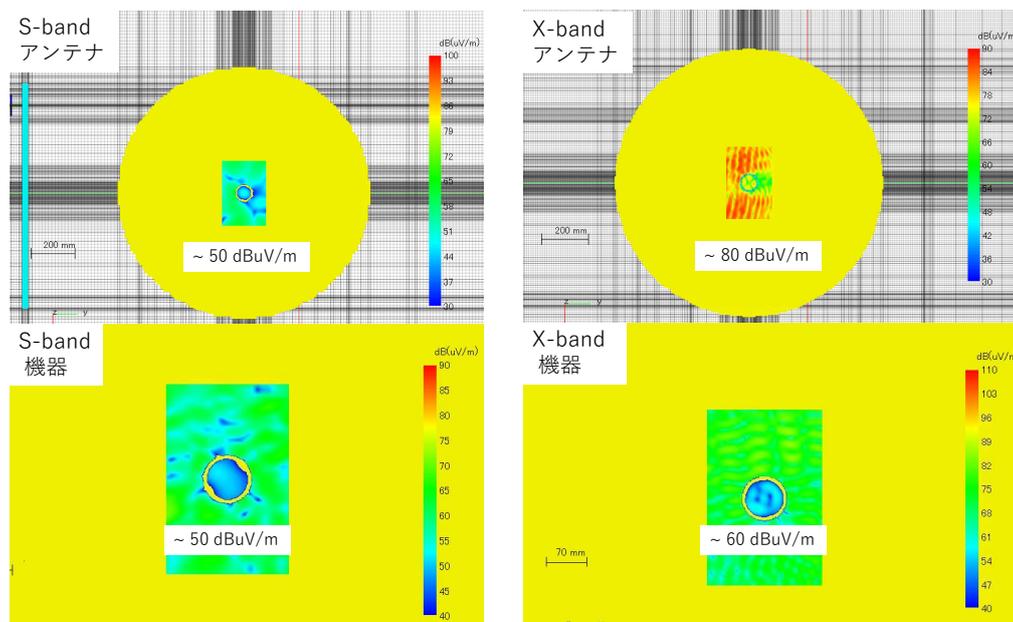


図 6.6. 簡易モデルシミュレーション結果：左右がバンドの違い、上下が妨害源の違いに対応する。下のほうが表示範囲が狭く、より評価面にズームされている。

■詳細モデル

詳細モデルを用いた計算は、富岳の使用期限から、モデルの詳細さにより依存するアンテナからの放射に絞って実施した。周波数 (S-band、X-band)、衛星の材質 (完全導体、海水) の 4 通りの組み合わせで計算した。

図 6.4 の上図が Poynting で開いたモデル、下図 2 つが Paraview で開いたモデルである。アンテナ部分のみ、簡易モデルの際に使用したダイポールアンテナに置き換えている。また、軌道上では太陽による衛星内部の過度な温度上昇を防ぐため、衛星筐体は多層膜断熱材 (MLI; multi-layer insulator) で覆われている。

電場の評価面は、簡易モデルのときと同様に、Dewar 上部のコンタミネーションパッフルの中に設定した。シミュレーションの主な設定は表 6.6、6.7 の通りである。最大グリッドサイズを S-band で $\frac{\lambda}{20}$ 、X-band で $\frac{\lambda}{10}$ を実現することができたのは、富岳の計算資源があってこそである。

表 6.6. S-band 詳細モデルセットアップ

計算領域 [mm]	-5000 < x < 5000 -5000 < y < 5000 -2000 < z < 8000
境界条件	Mur (1次)
格子サイズ [mm]	最大 7 mm, 最小 0.5 mm
計算時間 [ps]	0 < t < 24687.59
時間ステップ幅 [ps]	2.46876
観測周波数 [GHz]	S-band: 2.2

表 6.7. X-band 詳細モデルセットアップ

計算領域 [mm]	-5000 < x < 5000 -5000 < y < 5000 -2000 < z < 8000
境界条件	Mur (1次)
格子サイズ [mm]	最大 3.5 mm, 最小 0.5 mm
計算時間 [ps]	0 < t < 22641.13
時間ステップ幅 [ps]	2.264113
観測周波数 [GHz]	X-band: 8.4

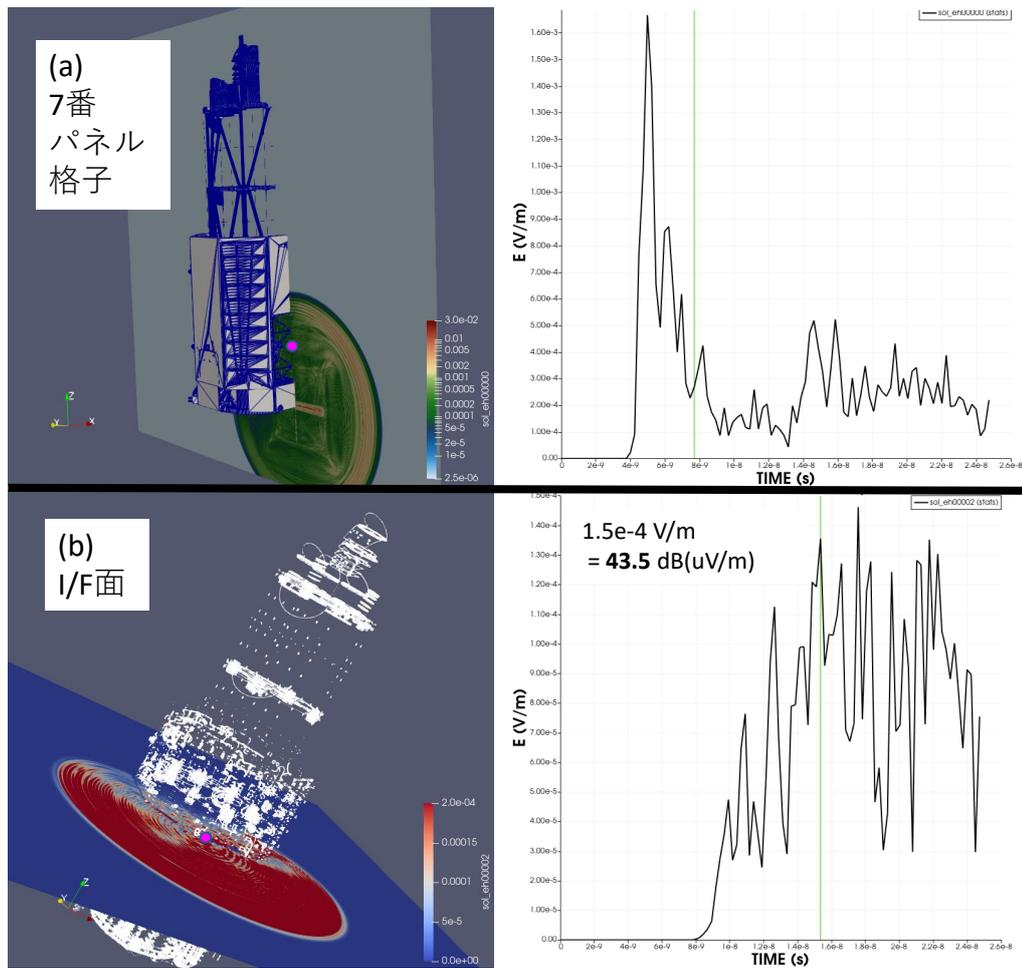


図 6.7. S-band 詳細モデルシミュレーション結果 : (a) 左は YZ 面に投影した電場強度マップ。右はピンク色の点における電場強度の時間変化。緑の線のある時刻が左の図のそれに対応する。(b) 左はインターフェースを含む平面に投影した電場強度マップ。右はピンク色の点における電場強度の時間変化。緑の線のある時刻が左の図のそれに対応する。

まず、S-band 完全導体のモデルについて、電波がインターフェースまで到達するパスは、簡易モデルと同様に、7 番パネル下部の格子から回折するというものであった。図 6.7 の (a) 左上がアンテナからの放射電波が 7 番パネルから衛星内部へ侵入している様子を表す。このピンク色の点について、電場強度の時間変化を描いたのが右上のグラフである。同様に (b) contamination baffle 内部の点についてライトカーブを書いたのが右下になる。上限値として 43.5 dB μ V/m が得られた。簡易モデルと比べやや減少しているのは、構造物が増えたためと理解される。

次に、X-band 完全導体 について、図 6.8 に X-band 電波の伝搬の様子とインターフェースにおける電場強度の

時間変化を示す。7番パネル格子に到達する以前から衛星内部へ電波が先行して侵入していることがわかった。この先行波によって作り出される電場強度は、その後の最大値にくらべ5分の1程度である。7番格子からの回折光も到達後、最大値をとり、およそ75 dB $\mu\text{V}/\text{m}$ となった。これも、S-bandと同様に、簡易モデルよりやや減少という結果である。先行波が漏れ出す原因としては、衛星パネル表面、あるいはつなぎ目に隙間構造があるなどが考えられる。

ここまでは完全導体のモデルについての結果を示した。材質が海水の場合の詳細モデルについて、評価面で電場強度が最大となった時点のスナップショットが図6.9である。アンテナからDewar上部への主な伝達経路は完全導体と同じであったが、電場強度は各バンドでやや減少した(表6.4; S-band 35 dB $\mu\text{V}/\text{m}$, X-band 70 dB $\mu\text{V}/\text{m}$)。これは、衛星内部で電波が反射する際の反射率が低下したためと考えられる。以上より、以降の地上試験の結果を考える際には最悪シナリオとして完全導体の結果で議論を進めていく。

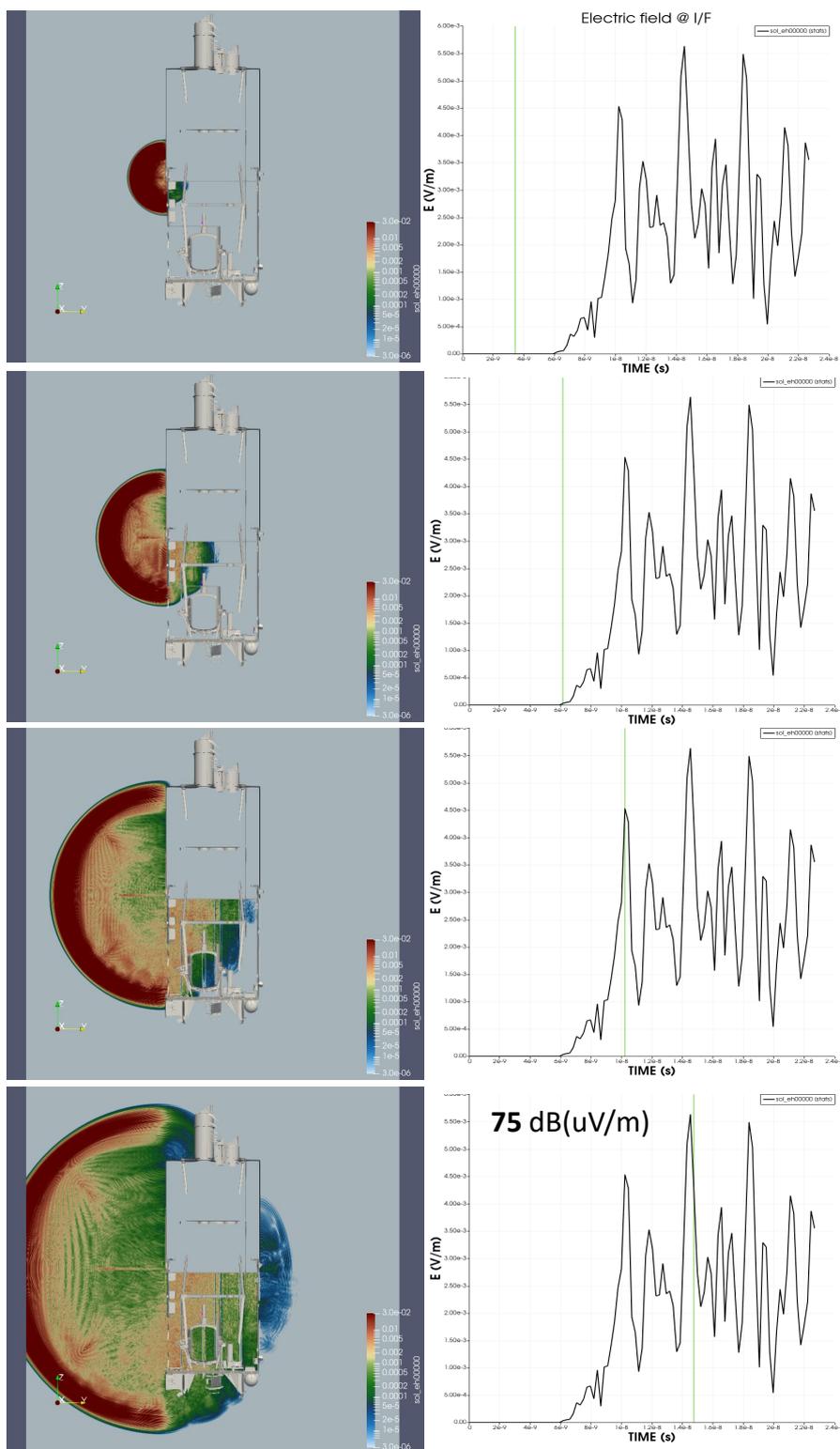


図 6.8. X-band 詳細モデルシミュレーション結果：左は YZ 面に平行な、評価点（ピンク）を含む平面の電場強度マップ、右は評価点の電場強度の時間変化。上から下につれて時間発展していく様子。1 パネル目で、想定していた 7 番パネルの窓ではない部分から内部に侵入していることがわかる。3 パネル目でその先行波が到達し、想定光路からの電磁波も着いた 4 パネル目で電場強度最大となった。

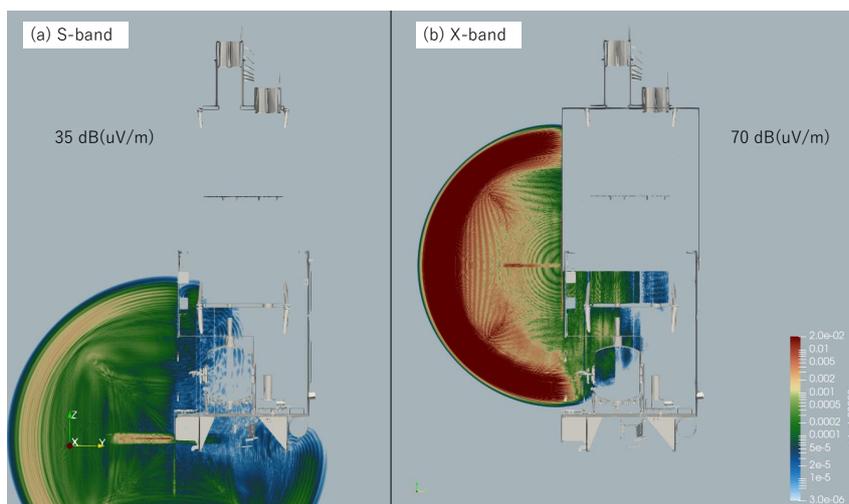


図 6.9. 詳細モデルシミュレーション結果（海水）：各バンドにおける YZ 面に平行な、評価点を含む平面の電場強度マップ

6.2 サブシステム試験

6.2.1 目的

高周波電磁波干渉に対する最悪ケースは、軌道上で Dewar のゲートバルブが開いて Faraday ケージが破れた状態である。軌道上では一度開けたゲートバルブを閉じることができない。一方、地上では、ゲートバルブの開閉は何度でも可能であるが、大気圧下で Dewar の真空を破ることはできない。そこで、ゲートバルブを覆う小さい真空槽（ベルジャーと呼ぶ）を取り付け、Dewar と真空を接続する。ベルジャーの外部から、レバーを人力でひねることで、ゲートバルブの開閉ができる。但し、これらの機器は、衛星搭載後には取り付けることはできない。従って、衛星搭載前のサブシステム試験が、ゲートバルブを開いて高周波電磁場を照射し、検出器の耐性を調べる唯一の機会である。

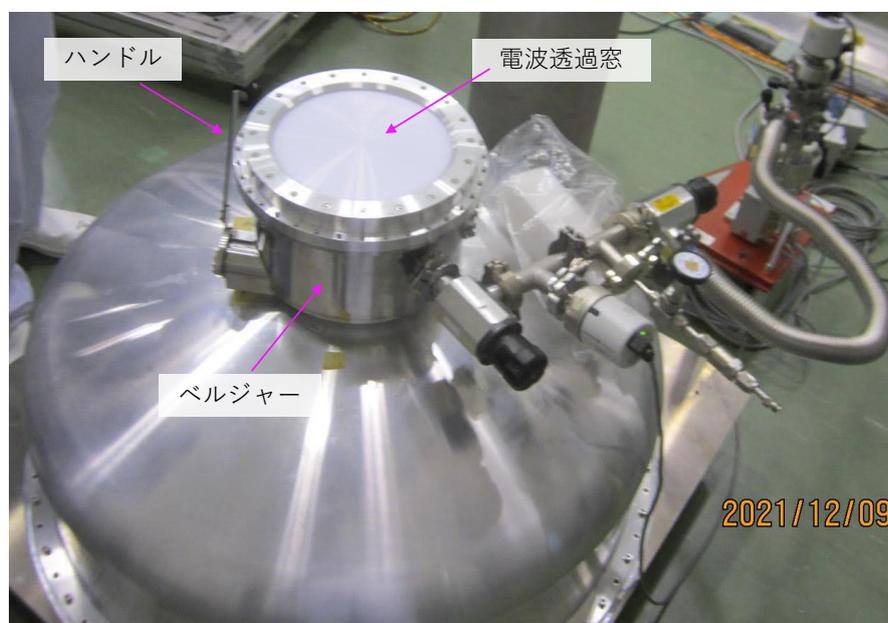


図 6.10. ベルジャーとゲートバルブ開閉レバー

そこで、ベルジャーの上部を電波透過窓に交換し、その上に S バンド、X バンドのアンテナを設置してシミュレーション (§ 6.1) で求めた以上の強度の電場を照射し、検出器のノイズ測定を行うこととした。アンテナへの給電は、検出器が感度を持つ周波数帯域 (約 1–1000 Hz) のうち、感度が高く近くに他の線ノイズがない 73.2421875 Hz (ノイズレコード長の 6 倍に相当; 4.1.2) 付近に AM 変調をかけ、その周波数での photon loading の程度を調べる。これをゲートバルブが開・閉それぞれの場合で調べる。

サブシステム試験は、筑波宇宙センター (TKSC) にある通常のクリーンルームである衛星組み立て室 (SITE) で実施していた。その中で、高周波電磁波試験だけは、TKSC でも EMC 試験室がある別の建屋へ装置全体を移動させて実施する計画であった。しかし、様々な技術的リスク、スケジュールリスク (装置全体の解体、再組み立てに 2 週間程度) が許容不可能であると判断され、急遽、試験計画を変更して、SITE で実施することにした。

SITE には、EMC 試験室とは違って、電波放射に対する遮蔽は存在しないので、電波法に抵触しないレベルまで漏洩電波を抑える必要がある。無線局の免許なく発信できる電場強度は同法によって制限されており、1 GHz から 10 GHz の帯域では、電波源から距離 3 m の地点における電場強度 $35 \mu\text{V}/\text{m} = 30.88 \text{ dB } \mu\text{V}/\text{m}$ が許容上限値となる (図 6.11)。

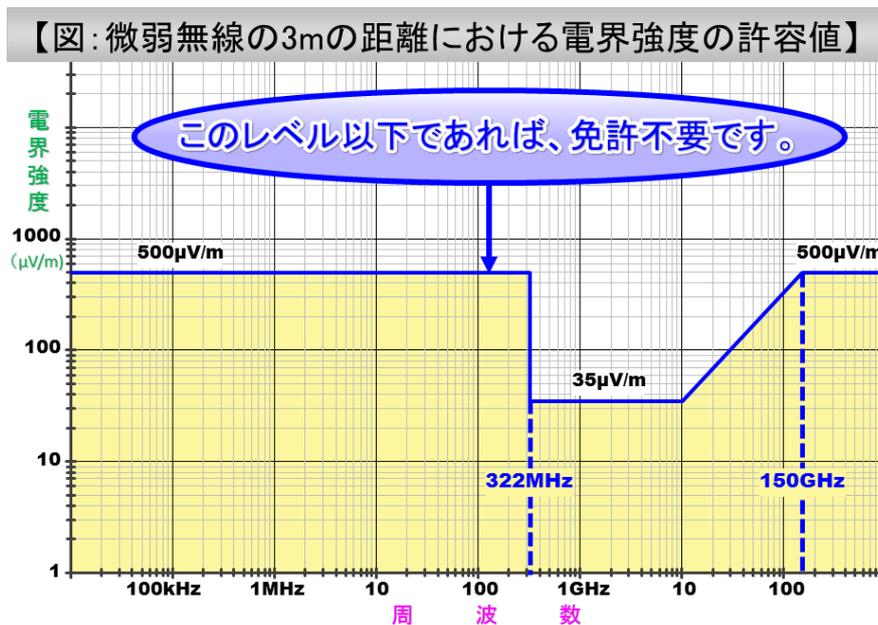


図 6.11. 電波法基準*4：微弱無線であれば、無線局の免許なく発信することができる。

そこで、図 6.12 のようなコンフィギュレーションの試験を立案し、採用され、実施した。“Hat”とあるのが、ベルジャーの上に設置する電波遮蔽用のチャンバである。内壁に電波吸収剤を貼り、半無響室としてある。この中に入射用のアンテナを導入し、電波透過窓を通して Dewar 内の検出器に電波を照射する。また、電波法準拠のため、各バンドの半波長ダイポールアンテナでモニターする。立案から試験実施までの期間が迫っていたため、これらの試験機材の多くを自作した。その設計と宇宙研での測定結果は § C にまとめている。

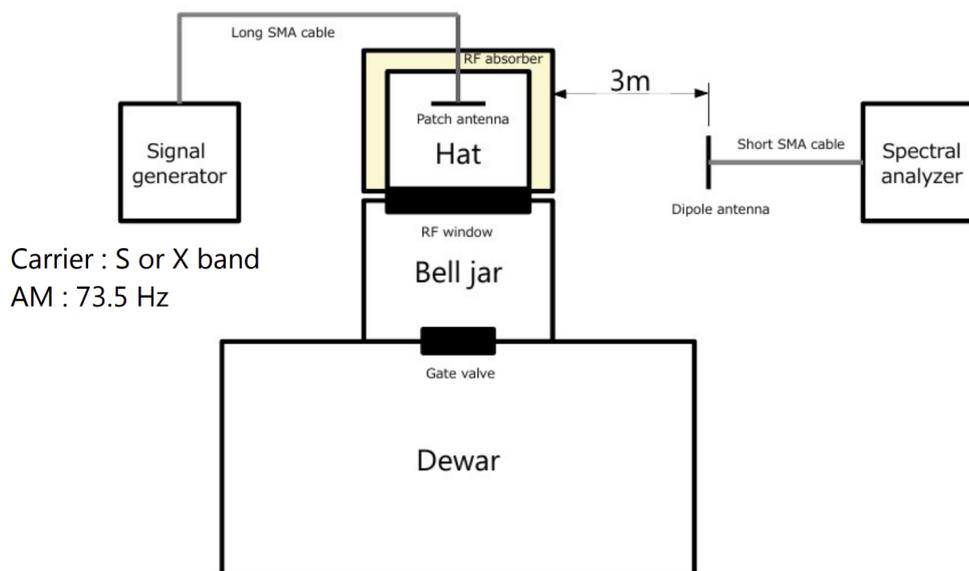


図 6.12. 電場干渉試験のコンフィギュレーション

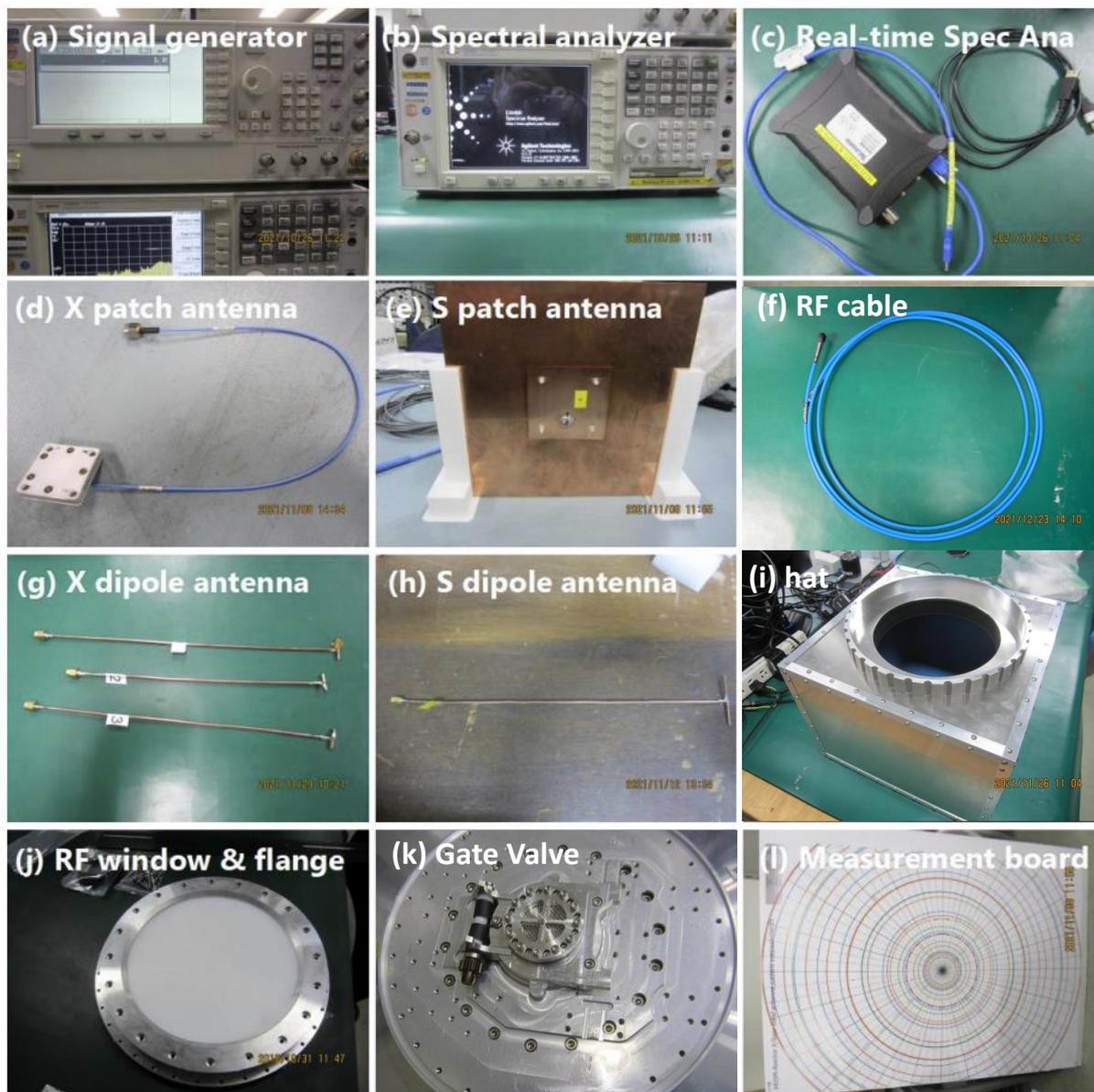


図 6.13. 高周波電磁場干渉試験の機材一式

6.2.2 機材

試験に用いた機材の写真を図 6.13 にまとめる。以下 (a)–(i) までそれぞれの詳細を記す。

■(a) シグナルジェネレータ

送信アンテナに供給する信号は、シグナルジェネレータによって生成する。要求は、S-band、X-band の周波数帯を搬送波とする 73.2421875 Hz の AM 変調が出力可能であることである。以下の諸元を持つ、Keysight 社の E8257D を用いた。分解能が 0.5 Hz であるため、73.2421875 Hz に最も近い 73.5 Hz で AM 変調をかけた。

- 周波数：100 kHz – 70 GHz
- 出力：-135 – +26 dBm

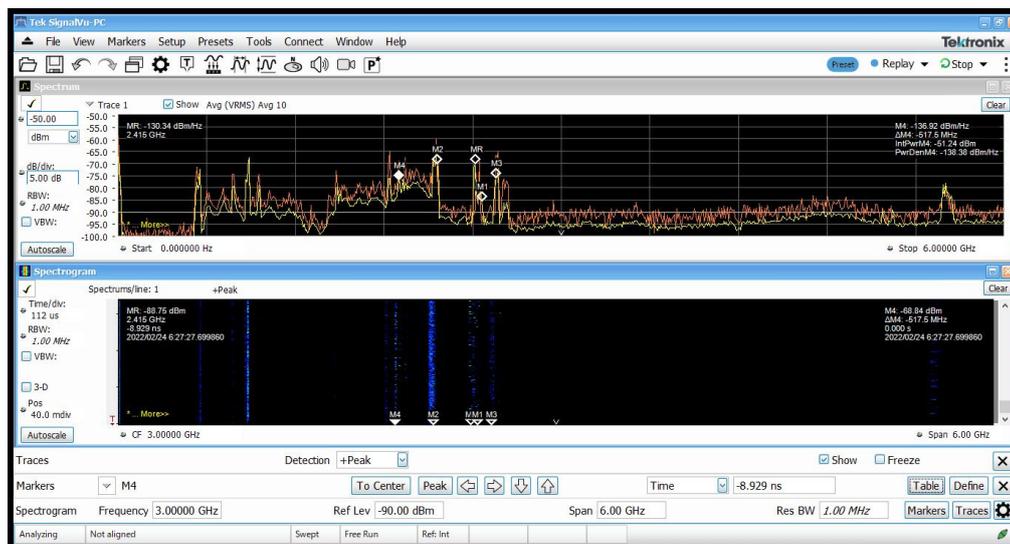


図 6.14. RF モニターシステムのスクリーン：高周波電場の試験中、スペクトル（上）、スペクトログラム（下）を表示した。2.4 GHz 付近には商用通信の信号が強く現れている。

- AM 変調範囲：0.5 Hz – 100 kHz
- AM 変調分解能：0.5 Hz

■(b) スペクトルアナライザ

モニター用アンテナで受信した漏洩電力はスペクトルアナライザで測定する。要求は、S-band、X-band の周波数帯で電波法基準程度の微小電波を検出可能（表示平均雑音レベル $\lesssim -130$ dBm）であることである。以下の諸元を持つ、Keysight 社の E4446A を用いた。

- 周波数：3 Hz – 44 GHz
- 表示平均雑音レベル：-155 dBm
- 分解能帯域幅：< 80 MHz
- 精度（95% 信頼区間@ < 3GHz）： ± 0.19 dB

■(c) RF モニターシステム

試験中に環境電場強度が大幅に変化していないかをリアルタイムモニターするためのシステムを構築した。Tektronix 社のリアルタイムスペクトルアナライザ（RSA 306B）にモノポールアンテナを組み合わせ、電磁場強度を測定する。RSA 306B の諸元は以下の通り。USB で PC に接続され、その上で動作するソフトウェア SignalVu を用いてスペクトルが準リアルタイムで表示される（図 6.14）。

- 周波数：9 kHz – 6.2 GHz
- 分解能帯域幅：< 40 MHz

■(d)(e) パッチアンテナ

Dewar 上部からの信号入射にはパッチアンテナを用いる。S-band パッチアンテナは、本研究で設計、製作、性能評価を行った。詳細を § C.2 に示す。X-band パッチアンテナは、OMOTENASHI プロジェクト*5からフライ

*5 <https://www.isas.jaxa.jp/home/omotenashi/index.html>

トスペア品を借用した。

■(f) RF ケーブル

シグナルジェネレータと送信用アンテナ (Tx) 間、および漏洩モニター用アンテナ (Rx) とスペアナ間をつなぐ高周波ケーブルが必要である。CANDOX Systems 社よりフレキシブルケーブルを2本購入した。

- Tx 側:
 - 型番: 5B-038-60S-07-5000
 - 長さ: 5 m
 - 外径: $\phi 4.3$
 - ケーブル損: 0.6 dB/m @ 2 GHz, 1.2 dB/m @ 8 GHz
- Rx 側:
 - 型番: 5B-038-60S-07-3000
 - 長さ: 3 m
 - 外径: $\phi 4.3$
 - ケーブル損: 0.6 dB/m @ 2 GHz, 1.2 dB/m @ 8 GHz

■(g)(h) 半波長ダイポールアンテナ

S-, X-band ともに、漏洩電波レベルを測定する半波長ダイポールアンテナ (以下単にダイポールアンテナ) を、本研究で設計、製作、性能評価を行った。詳細を § C.1 に示す。

■(i) 電波半無響チャンバ

電波法基準以上の電波が外部へ漏洩しないように、送信アンテナを覆う電波半無響チャンバを、本研究で設計、製作、性能評価を行った詳細を § C.3 に示す。天板中央に穴があり、高周波ケーブルを導入できる。

■(j) 電波透過窓とフランジ

ベルジャーは全体が金属で作られ、外部から電波を導入することはできない。そこでその上蓋を外して、電波透過窓に交換することにした。電波透過窓は直径 230 mm、厚さ 15 mm の高密度ポリエチレンである。ベルジャーに取り付くフランジとともに、本研究で設計し、雄島試作研究所に製作を依頼した。

■(i) 測定ボード

アンテナ特性を求める際に、各バンドにおける距離減衰値、角度といったコンフィグレーション設定を支援するために用いた。距離 d だけ離れた自由空間を波長 λ の電磁波が伝搬する際の損失 L_{fsp} は、Friis の伝達公式

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (6.2.2.1)$$

において、ゲインを1とおくことで、

$$L_{\text{fsp}} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (6.2.2.2)$$

で計算できる。周波数 f 表記にして、dB の単位に直すと、

$$L_{\text{fsp}} = 32.44 + 20 \log d + 20 \log f \quad (6.2.2.3)$$

となる。ただし、変数の単位は d km f MHz である。この関係を用いると、各バンドの周波数に対して距離と減衰量が1対1に対応するため、それをボード上に印刷した。

6.2.3 試験

2022/2/24、28 に SITE で試験を行った。*Resolve* 装置は、He モードで、通常設定で動作させた。各バンドのパッチアンテナ入れた電波半無響チャンバをベルジャーの上に載せ、Dewar 内部へ電波を照射し、ノイズスペクトルを取得した。24日はゲートバルブが閉じた状態でまず S-band、次に X-band の測定を行い、28日はゲートバルブが開いた後にまず X-band、次に S-band の測定を行った。

試験の様子を図 6.15 に示す。シグナルジェネレータからの出力は、矢倉につたわせたケーブルを通り、ベルジャー上に設置された電波半無響チャンバ内に収められたパッチアンテナに供給される。漏洩電波はチャンバから距離 3 m の位置にダイポールアンテナを三脚に括りつけて配置し、漏洩電波強度を常時監視する。電波半無響チャンバの直下はフライト品なので、地震などで転がる場合に備えて矢倉から吊り下げて落ちないようにした。測定バンド変更の際は、チャンバを作業机におろして、内部のアンテナを交換する。

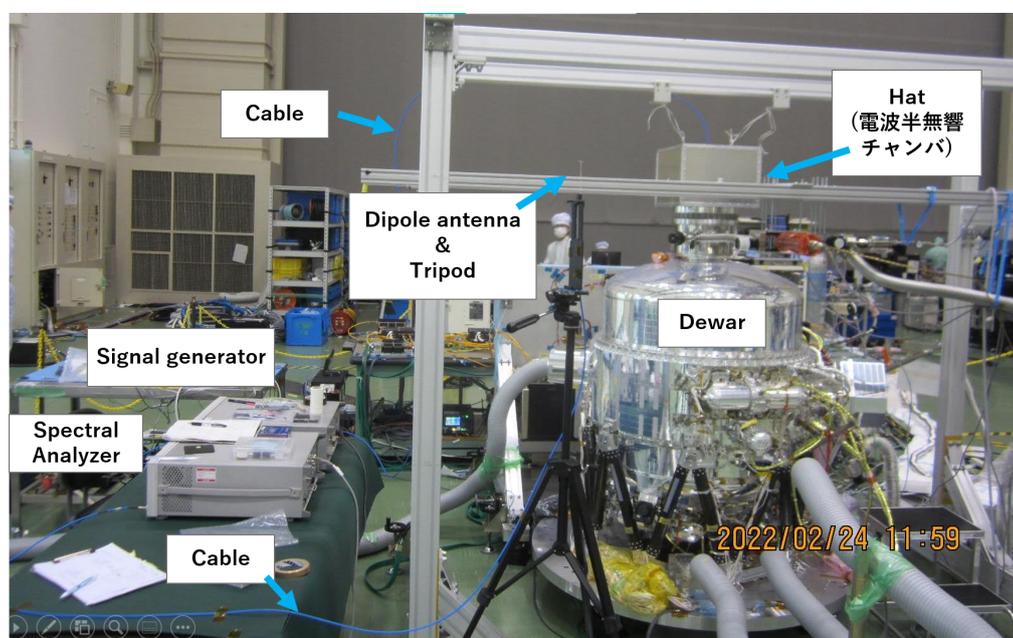


図 6.15. 電波干渉試験の配置

試験ケースは表 6.8 の通りである。給電パワーは -120 dBm から 20 dB 区切りで徐々に大きくしていき、電波法を満たす範囲で変化させた。各強度設定で 5 分程度照射を行い、検出器のノイズデータを取得した。また、照射前後の無照射状態でもノイズデータを取得し比較ケースとした。

電波照射の最大強度は、事前測定 (C.3.3) における電波半無響チャンバのシールド能力から決めた。最も高い強度での照射では、S-band, X-band とともに漏洩電波がスペアナで受信できるレベルである。搬送波と 73.5 Hz の AM 変調によるサイドローブがはっきりわかり、実際に電波照射ができていることが確認できる (図 6.16)。

図 6.16. 漏洩電波のスペクトル

表 6.8. 高周波電磁場干渉サブシステム試験の試験ケース

Case	Date	GV	Time (JST)	Time (UT)	Antenna	SG Input (dBm)	noise floor (dBm)	Leakage peak (dBm)	file num (.gif)	NB
1	2022/02/24	closed	13:35	4:35	X	None	-145	-142	94	
2	2022/02/24	closed	13:45	4:45	X	-120	-145	-140	95	
3	2022/02/24	closed	13:50	4:50	X	-100	-145	-140	96	
4	2022/02/24	closed	13:56	4:56	X	-80	-145	-139	97	
5	2022/02/24	closed	14:00	5:00	X	-60	-145	-140	98	
6	2022/02/24	closed	14:06	5:06	X	-40	-145	-140	99	
7	2022/02/24	closed	14:10	5:10	X	-20	-145	-141	100	
8	2022/02/24	closed	14:15	5:15	X	0	-145	-128	101	sidelobes confirmed(-132dBm)
9	2022/02/24	closed	15:26	6:26	S	None	-150	None	104	telemetry issue
10	2022/02/24	closed	16:13	7:13	S	None	-150	None	105	recovered
11	2022/02/24	closed	16:18	7:18	S	-120	-150	None	106	
12	2022/02/24	closed	16:22	7:22	S	-100	-150	None	107	
13	2022/02/24	closed	16:26	7:26	S	-80	-150	None	108	
14	2022/02/24	closed	16:31	7:31	S	-60	-150	None	109	
15	2022/02/24	closed	16:36	7:36	S	-40	-150	None	110	
16	2022/02/24	closed	16:40	7:40	S	-20	-150	-125	111	sidelobes (-132 dBm)
17	2022/02/24	closed	16:45	7:45	S	-10	-150	-114	112	sidelobes (-120, -143 dBm) Legal leakage level for S-band: -110.2 dBm
18	2022/02/28	open	11:22	2:22	S	None	-150	None	46	
19	2022/02/28	open	12:53	3:53	S	-120	-150	None	47	
20	2022/02/28	open	12:58	3:58	S	-100	-150	None	48	
21	2022/02/28	open	13:02	4:02	S	-80	-150	None	49	
22	2022/02/28	open	13:09	4:09	S	-60	-150	None	50	
23	2022/02/28	open	13:14	4:14	S	-40	-150	-145	51	
24	2022/02/28	open	13:18	4:18	S	-20	-150	-122	52	sidelobes (-127 dBm)
25	2022/02/28	open	13:23	4:23	S	-10	-150	-111	53	sidelobes (-118, -140 dBm)
26	2022/02/28	open	14:14	5:14	X	None	-145	-141	55	
27	2022/02/28	open	14:19	5:19	X	-120	-145	-140	56	
28	2022/02/28	open	14:27	5:27	X	-100	-145	-139	57	
29	2022/02/28	open	14:37	5:37	X	-80	-145	-138	59	
30	2022/02/28	open	14:42	5:42	X	-60	-145	-139	60	
31	2022/02/28	open	14:48	5:48	X	-40	-145	-139	61	
32	2022/02/28	open	14:52	5:52	X	-20	-145	-129	62	sidelobes (-138 dBm)
33	2022/02/28	open	14:57	5:57	X	-10	-145	-122	63	sidelobes (-129 dBm) Legal leakage level for X-band: -122.2 dBm
34	2022/02/28	open	15:06	6:06	X	None	-145	-143	64	

6.2.4 結果

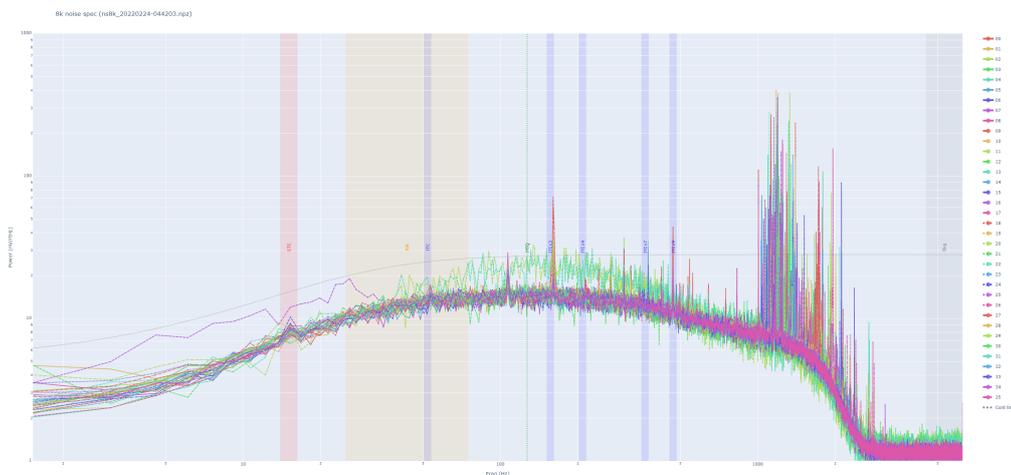
照射なし、S-band の照射あり、X-band の照射ありについて、ゲートバルブ開閉状態での 8k noise spec (0 番ピクセル) を用いて評価する。照射電波には 73.5 Hz の AM 変調がかけられているため、干渉がある場合はノイズスペクトルの対応周波数にピークが現れるはずである。

■照射なし

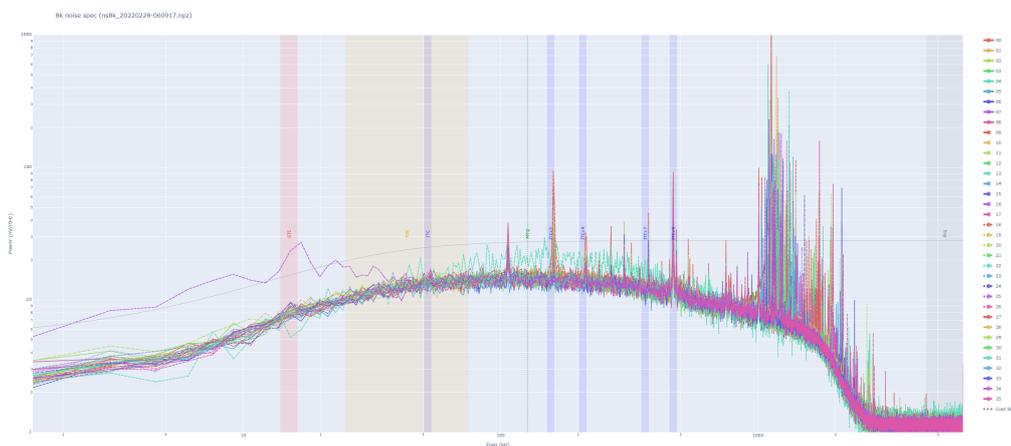
照射なしの 8k noise spec を図 6.17a (ゲートバルブ閉：初日始め) と図 6.17b (ゲートバルブ開：二日目終わり) に示す。

■S-band 照射あり

S-band 最大電力照射時の 8k noise spec を図 6.18a (ゲートバルブ閉) と図 6.18b (ゲートバルブ開) に示す。どちらも 73.5 Hz にピークは確認できない。



(a) 8k noise spec (2022/02/24 04:42:03 UTC) : ゲートバルブ閉



(b) 8k noise spec (2022/02/28 06:09:17 UTC) : ゲートバルブ開

図 6.17. 照射なしの 8k noise spec

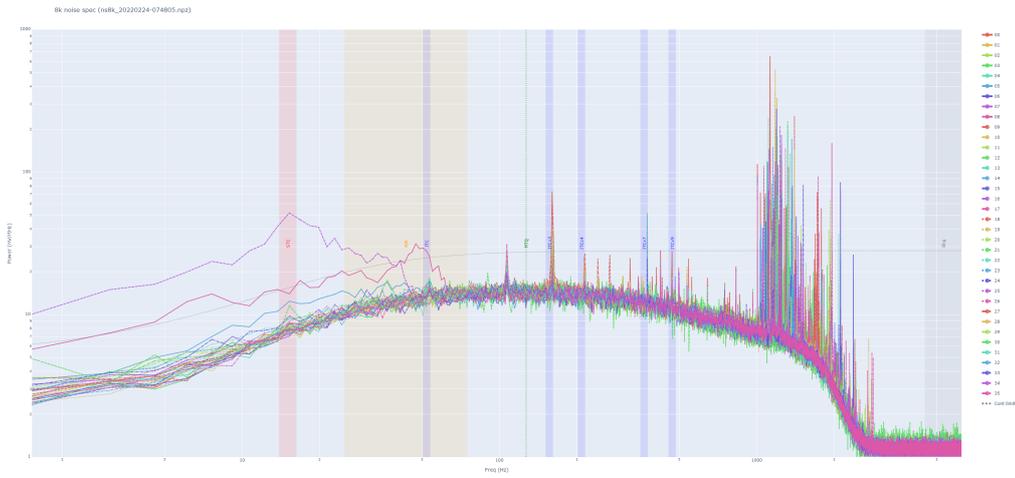
■ X-band 照射あり

X-band 最大電力照射時の 8k noise spec を図 6.19a (ゲートバルブ閉) と図 6.19b (ゲートバルブ開) に示す。どちらも 73.5 Hz にピークは確認できない。

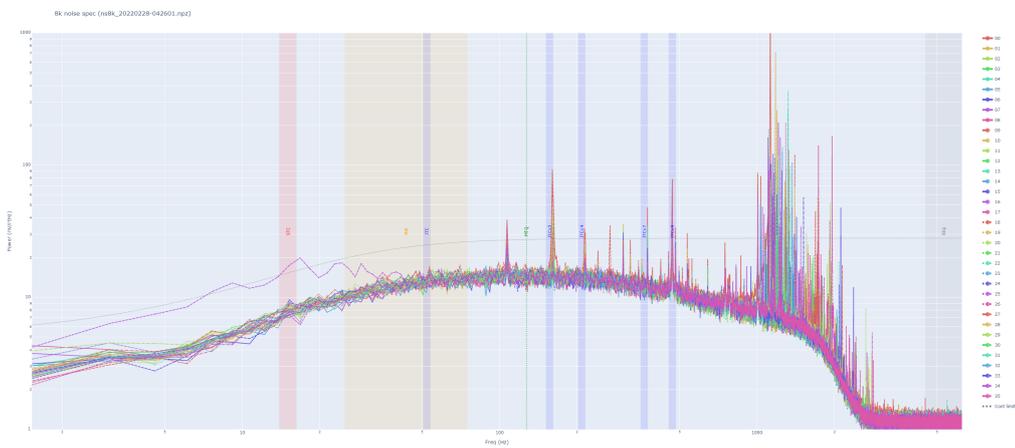
いずれも変調周波数 73.5 Hz において有意な応答は見られなかった。そこで 8k noise spec 上限値を求め、ケースごとに表したのが図 6.20 である。いずれのケースも上限値は約 $20 \text{ nVHz}^{-1/2}$ と求めた。これを入力パワー (W) で割ることで伝達関数を算出した。ゲートバルブ開時の各バンドの最大入力 (-10 dBm) に対して求めた伝達関数の上限値は以下の通りである。いずれも、ノイズスペクトルに現れないレベルであり、検出器性能への影響は無視できるとの結果を得た。

S-band $1.8 \times 10^{-4} \text{ (VW}^{-1}\text{Hz}^{-1/2}\text{)}$

X-band $1.6 \times 10^{-4} \text{ (VW}^{-1}\text{Hz}^{-1/2}\text{)}$

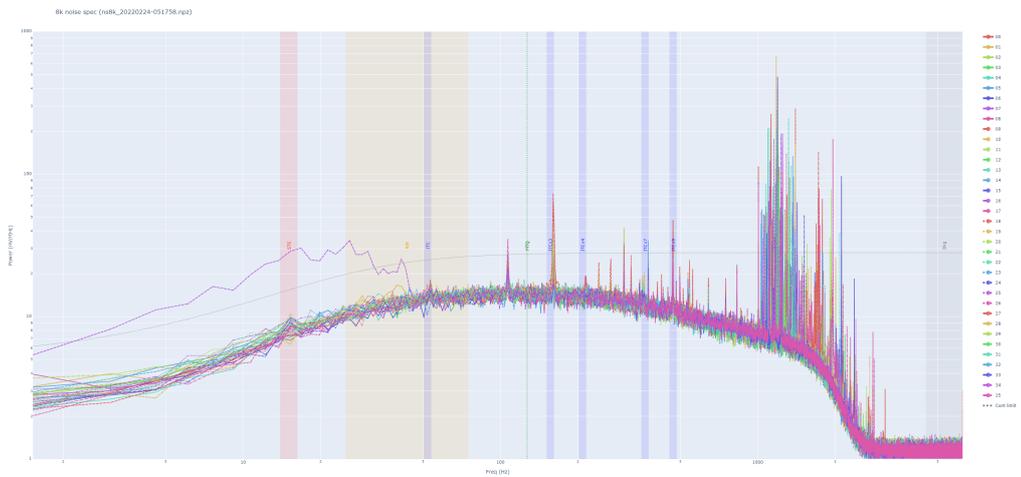


(a) 8k noise spec (2022/02/24 07:48:05 UTC) : ゲートバルブ閉、入力-10 dBm

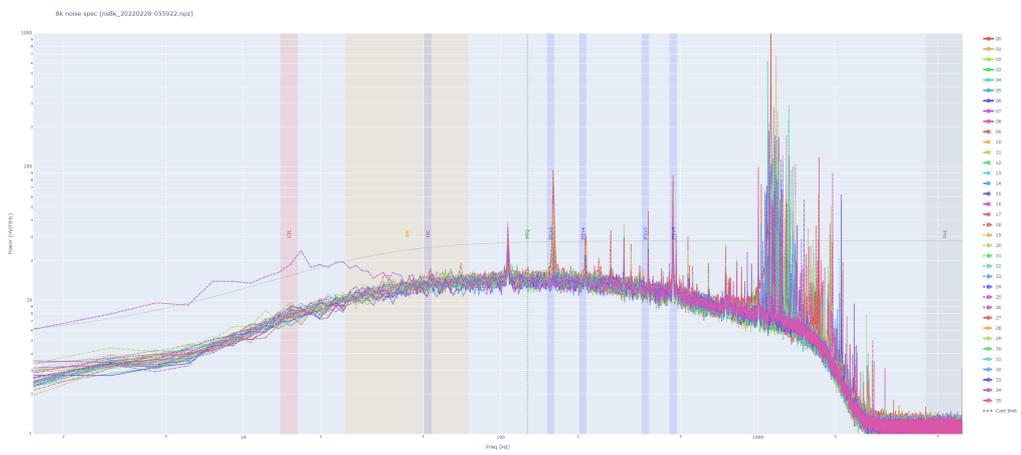


(b) 8k noise spec (2022/02/28 04:26:01 UTC) : ゲートバルブ開、入力-10 dBm

図 6.18. S-band 最大強度照射時の 8k noise spec



(a) 8k noise spec (2022/02/24 05:17:58 UTC) : ゲートバルブ閉、入力 0 dBm



(b) 8k noise spec (2022/02/28 05:59:22 UTC) : ゲートバルブ開、入力-10 dBm

図 6.19. X-band 最大強度照射時の 8k noise spec

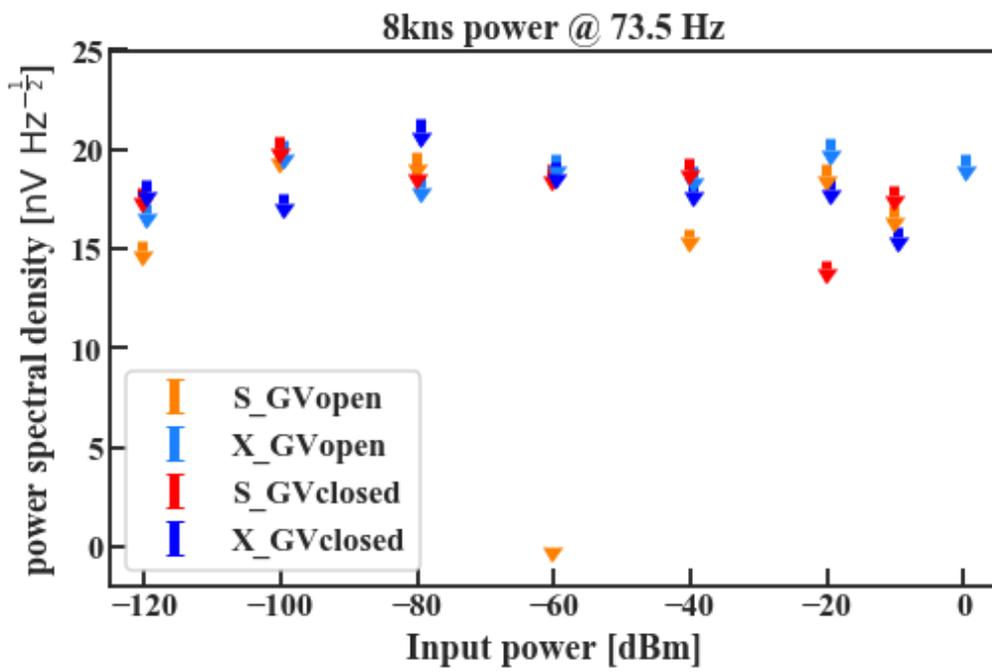


図 6.20. 73.5 Hz での検出器ノイズの上限

6.3 システム試験

6.3.1 目的

システム試験では、本来衛星に含まれない大きな追加機器 (Bell Jar や GV 開閉ハンドルなど) を用いることができず、ゲートバルブを開く試験を行うことができない。したがって、検出器のノイズスペクトルを取得するのではなく、通信系運用時のアンテナ・機器からの放射を各バンドでモニターし、シミュレーションの値と比較することを目的に行う。

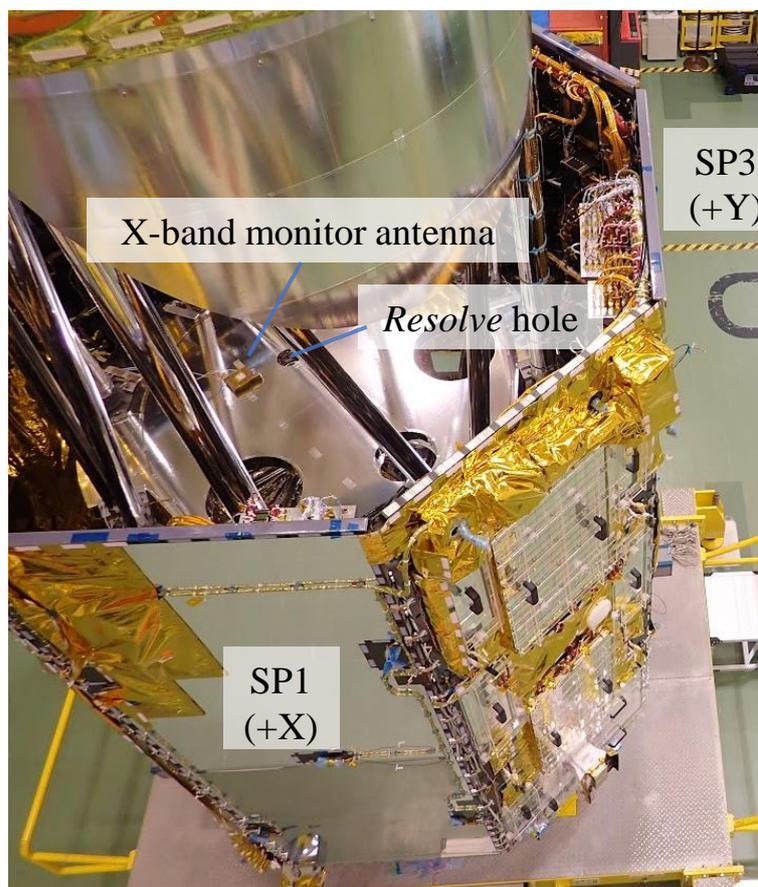


図 6.21. システム試験 X-band 受信アンテナ設置場所。すぐ近くに、Resolve 検出器へ向かう穴 (Resolve hole) がある。Kurihara et al., 2022 の図を改変。

6.3.2 機材

ほぼ最終組み付け状態となった衛星内部に大きなアンテナは置けないので、シミュレーション (§ 6.1.3) でより厳しい評価を得た X-band のアンテナだけを衛星-Resolve I/F 面 (図 6.1) 付近に設置した (図 6.21)。サブシステム試験の際に送信器として用いたパッチアンテナを受信器として使い、通信系機器稼働時、及びアンテナ放射時の受信レベルデータを取得した。

S-band は、モノポールアンテナを衛星構体の外部に置き、アンテナ放射時のスペクトルを参考データとして取得した。三脚にくくりつけ、信号放射するアンテナがある SP 下端から法線方向に距離 1 m、地面からの高さ 1.5 m

図 6.22. X-band 通信系機器試験時のスペクトル

図 6.23. X-band アンテナ放射試験時のスペクトル

に置いた。

各バンドで、アンテナ、スペクトルアナライザからなるモニターシステムを構築した。

■X-band モニターシステム

サブシステム試験で用いた機材(図 6.13)のうち、(d) X-band パッチアンテナ、(b) スペクトルアナライザを用いた。X-band 送受信周波数帯域のスペクトルデータを画像として、10 秒に一度保存するように設定した。

■S-band モニターシステム

サブシステム試験で用いた機材(図 6.13)のうち、(c) RF モニターシステムのコンポーネントを利用した。アンテナは、長さ約 10cm のモノポールアンテナ、スペクトルアナライザは、Tektronix 社のリアルタイムスペクトルアナライザ(RSA 306B)である(図 6.14)。

システム試験では、事後解析が行えるよう、リアルタイムでスペクトルを画面表示するのではなく、python API を利用してスペクトルデータを ASCII および画像形式で保存し続ける仕様に変更した。周波数帯域、分解能、平均化する際のサンプル数(今回は 10)を指定することができる。今回の試験では、S-band 送受信周波数帯域に加え、GPS 周波数、および WiFi などの環境ノイズを取得できるよう周波数帯域を区切った。

6.3.3 試験

以下の衛星試験の機会を利用して測定を行った。

- (1) 通信系機器の動作試験(2022/05/12-13)
- (2) アンテナからの信号放射試験(2022/06/23)

試験(1)では、§ 3.2.3 で述べた通信系機器を動作させた。無線局免許を取得するためのデータ取得であり、アンテナのエアリンクは行わず、ケーブルをアンテナに直結させて、アンテナパワー、周波数安定性、帯域外放射のレベル、変調機能などを順次試験していく。XRISM 衛星における通信信号は通常変調されているが、この試験は唯一無変調信号を用いる機会となる(周波数安定性特性の取得時)。

試験(2)では、無線局仮免許が下りた後にアンテナをエアリンクさせて行った。各トランスポンダに対応するアンテナ2つのうちいずれかの1つ(SP3にあるSANT1a, XANT1, SP7にあるSANT1b)を稼働させ、ノミナル強度で通信(電波放射)および受信テストを行った。

試験中は各バンドモニター用アンテナを設置し、電波強度をモニターした。X-band は試験(1)、(2)の両方、S-band は試験(2)のみである。

6.3.4 結果

■X-band

試験(1)では、単色周波数の信号を入力とした際に、ピークが検出され、強度は -103 dBm であった(図 6.22)。変調をかけた際には、ノイズフロア約 -140 dBm に埋もれ、検出されなかった。

試験(2) XANT1 からの信号放射時の X-band スペクトラムを図 6.23 に示す。観測強度は約 -80 dBm ほどであった(ケーブルロスが約 -10 dBm)。

図 6.24. S-band アンテナ放射試験時のスペクトログラム

■S-band

試験 (2) で得られた S-band アンテナからの信号放射時の S-band のスペクトログラムを図 6.24 に示す。6:35 分前後を境に、放射アンテナが SANT1a から SANT1b に切り替わっており、合わせてモニター用アンテナの設置場所を SP3 から SP7 に移動している。また、通信モードの変更に合わせて変調方法が変更されたり測距モードになったりするため、一部送信周波数帯域が広がっている期間がある。観測強度は約 -40 dBm であった (ケーブルロスが約 -5 dBm)。

6.4 議論

放射性干渉 — 高周波電磁波については、システム試験 (§ 6.3) で end-to-end 評価ができないので、シミュレーション (§ 6.1) とサブシステム試験 (§ 6.2) の結果を結合する。まず、シミュレーション (§ 6.1) において、最悪ケースの結果を表 6.9 にまとめる。4色(青色、緑色、黄色、赤色)で区切られた領域はそれぞれ、放射源についての情報、シミュレーションの入力パラメータと結果、シミュレーション計算値をサブシステム試験結果と比較するうえで必要なスケールリング、サブシステム試験結果と比較する値、である。これらを4コラム(S/X-bandのアンテナ/通信系機器)でそれぞれ示している。まず、放射源(青色)について、アンテナは軌道上運用時の最大パワー(#1)、通信系機器はEMC基準で定められた3m離れた地点における電場強度(#2)を最大値とした。これをもとに、シミュレーション(緑色)では適当な入力パワー(#3)を与え、評価面における電場強度(#5)を求めた。その結果に対して、通信系機器の場合、#2と整合させるために#4、#6を用いてスケールしなおした(黄色)。最後に、これによって求めたそれぞれの放射源が作るインターフェース面での電場強度の予想値とそれをゲイン1のアンテナで受信/送信したときの強度が#7となる(赤色)。X-bandのアンテナによるものが最も大きく、-76 dBmと見積もられる。見積もりの粗い通信系機器については、衛星システム試験 (§ 6.3) にて、より漏洩量大きいと考えられるX-bandで実測し、最大で-80 dBmであった。

表 6.9. シミュレーション結果まとめ

Case		1	2	3	4
Radiation source					
		Antennae		Electronics inside panels	
		S	X	S	X
Worst component		SANT2a	XANT1	SLPF	XFIL
Position		SP7 out	SP7 out	SP2 in	SP2 in
#1	Power (dBm)	31.60	36.00	---	---
#2	E at 3 m (dBuV/m)	---	---	70.00	76.00
Simulation setup & result					
#3	Input power (mW)	1445.44	3981.07	20.00	20.00
#3	(dBm)	31.60	36.00	13.01	13.01
#4	E at 3 m (uV/m)	---	---	110.38	110.38
#5	E at GV win (dBuV/m)	50.00	80.00	50	60
Scaling for simulation					
#6	By E at 3 m (dB)	---	---	40.38	34.38
Scaled result at I/F					
#7	E at GV (dBuV/m)	50	80	10	26
#8	(dBm)	-94	-76	-135	-130

模擬信号を用いたサブシステム試験 (§ 6.2) では、この電磁シミュレーションで求めた値を十分上回る強度で入射し、検出器への影響を調べた。Resolve は GV が開いた状態でも、0 dBm (1 mW) の強度を持つ電波に対して、耐性を持つことがわかった。以上の結果より、Resolve 検出器のエネルギー分解能に対する通信系機器からの電磁干渉の影響は無視できるほど小さいとわかった。

サブシステム試験で入力した RF 妨害波の強度は、これは天体からの X 線信号強度 (1 mCrab で 1 fW) に比べて十分大きい。これは GV 以下の Dewar 内側にある aperture assembly (図 6.25) に含まれる数枚のフィルターが寄与していると予想される。これらのフィルターは X 線領域での減衰をできるかぎり小さくしながら、可視

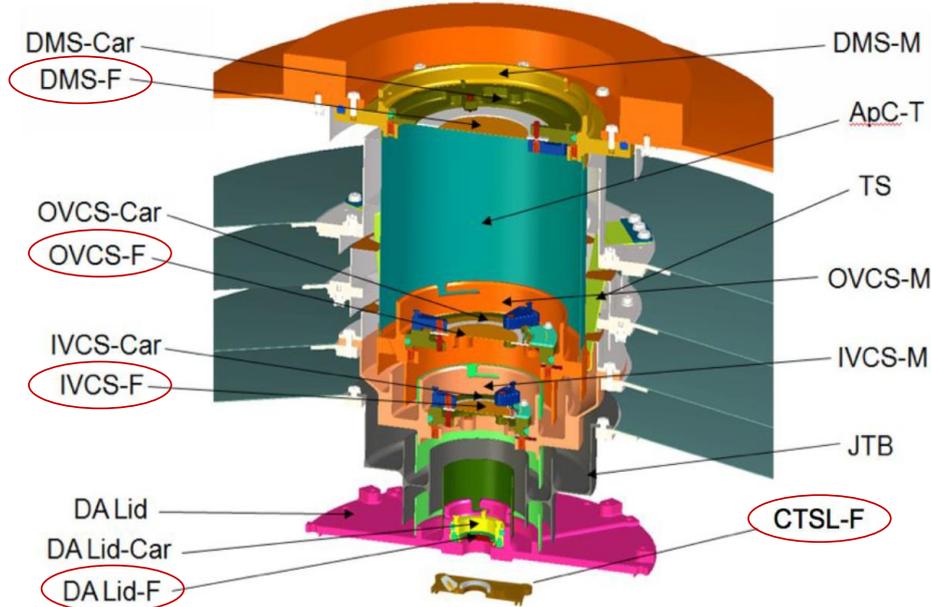


図 6.25. ASTRO-H/SXS の Aperture Assembly とフィルター：赤い丸で囲んでいるものがフィルター。図は C. A. Kilbourne et al., 2016 のものを改変

光、赤外、UV 領域の光を遮断する目的で設計されており、厚さ 50–100 nm の Al の層を含む (C. A. Kilbourne et al., 2016)。これが RF 放射に対して大きな減衰をもたらしたと期待される。その効果について概算する。

RF 放射の損失は、電磁波のエネルギーが熱に変換されたり、界面での反射されたりすることによる。今回の RF ノイズ減衰には、後者が支配的であり、その寄与を計算で示す。まず、インピーダンスの異なる二つの物質の間では電磁波の反射が生じる。複素誘電率 $\epsilon'_d + i\epsilon''_d$ 、透磁率 μ 、電気伝導度 σ を持つ物質を伝搬する電磁波の波数 k は、

$$k = \omega \sqrt{\mu \epsilon'_d} (1 - i\tau)^{-\frac{1}{2}} \quad (6.4.0.1)$$

と書かれる。ここで、

$$\tau = \frac{\sigma + \omega \epsilon''_d}{\omega \epsilon'_d} = \frac{\sigma}{\omega \epsilon'} + \tan \delta \quad (6.4.0.2)$$

である。 $\tan \delta = \frac{\epsilon''_d}{\epsilon'_d}$ は誘電正接とよばれ誘電損失の大きさとして用いられる。以下の計算では、Al として $\sigma = 3.8 \times 10^7 \Omega\text{m}$ (10 K)、 $\epsilon'_d = \epsilon_0$ 、 $\tan \delta = 0$ を用いる。すると、 $\tau^{-1} = \frac{\omega \epsilon'_d}{\sigma} \sim O(10^{-9}) \left(\frac{\omega}{8\text{GHz}}\right) \ll 1$ であるから、 τ^{-1} の一次で近似して、

$$k \approx \sqrt{\frac{\sigma \omega \mu_0}{2}} (1 + i) \quad (6.4.0.3)$$

ここで、真空から厚み d の物質へ角周波数 ω の電磁波が入射し再び真空中へ透過していく現象を考える。その透過率は、以下ようになる。

$$T = \left| \frac{4\beta \exp(-i\frac{\omega d}{c})}{(1 + \beta)^2 \exp(-ikd) - (1 - \beta)^2 \exp(ikd)} \right|^2 \approx \frac{8|\beta|^2}{\cosh(2\sqrt{\frac{\sigma \omega \mu_0}{2}} d) - \cos(2\sqrt{\frac{\sigma \omega \mu_0}{2}} d)} \quad (6.4.0.4)$$

$$(6.4.0.5)$$

$\beta = \sqrt{\frac{\omega \epsilon_0}{2\sigma}} (1 - i)$ として、 β の二次まで計算した。 $\sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu_0}}$ は表皮効果の深さに対応し、 $9.7 \times 10^{-7} \text{ mm}$ となる。この式を用いて、各フィルタに対して計算した透過率を表 6.10 に示す。各列はステージ温度、フィルター直径、フィ

ルターの厚み、8 GHz の信号に対する透過率である。透過率はすべて 10 K での電気伝導率を用いて計算されており、厚みのみの関数となっていることに注意されたい。フィルター一枚あたり 50 dB 以上の減衰効果が期待され、8 GHz 帯において遮断効果を持つことがわかる。実際、2030 年代打ち上げを目指す Athena ミッションにおいてもこの RF 干渉はリスクとして認識されており、その Focal plane assembly に含まれるフィルターについて RF 信号の遮断特性を実測している (Cicero et al., 2018)。Cicero et al., 2018 は、厚さ 30 nm のアルミニウム薄膜からなる熱フィルタが 7 GHz 以上の信号に対して、 ~ 30 dB の減衰効果を持つことを示した。

表 6.10. Aperture assembly のフィルターにおける減衰効果

ステージ	温度 (K)	フィルター 直径 D (mm)	フィルター 厚み d (nm)	8 GHz での 透過率 T (dB)
DMS	280	35	100	-56.1
OVCS	150	24	100	-56.1
IVCS	28	18.5	100	-56.1
DA	1.3	12	50	-50.1
CTS	0.05	8.64	50	-50.1

第 7 章

課題（3）伝導性干渉

Contents

7.1	インターフェース定義	175
7.2	サブシステム試験	176
7.2.1	目的	176
7.2.2	機材	176
7.2.3	試験	177
7.2.4	結果	179
7.3	システム試験	190
7.3.1	目的	190
7.3.2	機材	190
7.3.3	試験	190
7.3.4	結果	190
7.4	議論	199

本章ではバス系からミッション系への伝導性干渉を議論する。干渉源はバス電圧に生じたゆらぎ（バス電圧リップル）である。干渉先は、*Resolve* 検出器とする。まず、§ 7.1 でバス系-ミッション系のインターフェース境界を定める。サブシステム試験 (§7.2) では、インターフェースから人工的な正弦波ゆらぎを DC 電圧に注入する。ゆらぎの強度を変化させて *Resolve* 検出器の応答を調べる。システム試験 (§7.3) では、実際に軌道上運用で用いられるバス電源で MTQ、RW を駆動してノイズデータを取得する。電源のモードを変更したときのノイズ変化を調べることで、伝導性干渉が生じているかを end-to-end で確認する。

7.1 インターフェース定義

Resolve 装置には、バス部から直流で電力が供給される。電圧は 45 V (日陰時、バッテリー駆動) と 52 V (日照時、太陽電池駆動) の間を変動する。衛星全体の消費電力は、通常運用時で約 1.9 kW であり、うち大口消費者 3 つ (*Resolve* 装置が 560 W、姿勢制御系が 440 W、ヒータが 500 W) のサブシステムで約 80% を占める (§ 3.2.2)。これらが 1 つの電源供給源を共有している。特に *Resolve* 装置、姿勢制御系は、特定の周波数で大きなロード変動するものがあり、バス電圧にその周波数の変動が乗る。これをバス電圧リップルと呼ぶ。伝導性干渉とは、このバス電圧リップルが、*Resolve* 装置の極低温段まで到達し、検出器のノイズとなることである。

特に検出器に向かう電源系統を持つ、PSU-A, PSU-B の入力端 = SXS-DIST 出力端での電圧を伝導干渉のインターフェース境界とする (図 3.10)。伝導干渉については、*Resolve* 装置全体を組み上げる前に評価できるので、2017 年にエンジニアリングモデル (EM) の PSU, XBOX とフライトモデル (FM) の検出器を用いて評価され、インターフェース値を 0.5 V_{pp} (0.1–15 kHz) と定めた。これに基づいて試験を実施する。

7.2 サブシステム試験

7.2.1 目的

Resolve 装置への給電において、DC 電圧に単一周波数の正弦波リップル電圧を重畳して給電し、検出器の応答を測定する。衛星上ではこのような試験はできないので、サブシステム試験が唯一の機会である。

図 7.1 に示すような試験系を組む。プログラマブル電源を用いて、DC + リップルの電圧を作成し、SXS-DIST に給電する。リップルは、単一の周波数の正弦波であり、その周波数と振幅を変化させながら応答を調べる。SXS-DIST の出力モニター端子（低周波用、高周波用 2 つ）をバスリップルモニターで測定し、妨害部の評価を行う。また、検出器のノイズスペクトルで感受部の評価を行う。なお、SXS-DIST のモニター端子は、ASTRO-H 用の同機器からの追加であり、XRISM 用に初めて採用された。

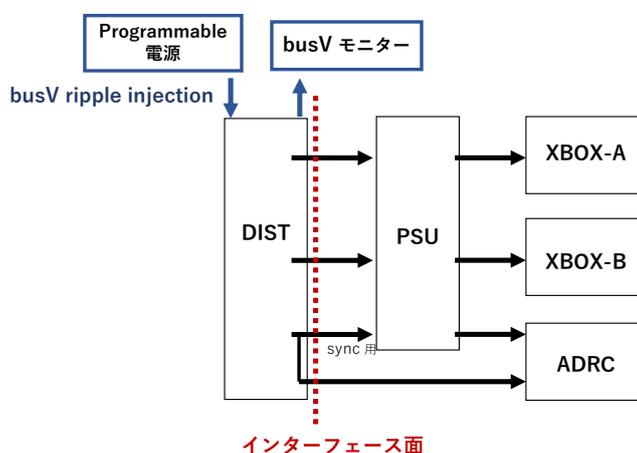


図 7.1. 伝導干渉インターフェースと伝導サブシステム試験の構成図

低周波磁場干渉 (§ 5)、高周波電磁場干渉 (§ 6) とは異なり、伝導干渉では広帯域 (0.1–15 kHz) の周波数での耐性が求められる。そこで、sweep 試験と dwell 試験を組み合わせる試験を行った。Sweep 試験は、周波数を変動させ、各周波数で短時間だけ滞在して簡易的な応答評価を行う。Dwell 試験は、sweep 試験の結果に基づき、いくつかの少数の周波数にて長時間滞在し、検出器のノイズデータをフルセット取得する。

7.2.2 機材

■プログラマブル電源 キーサイト社の N6702C 薄型モジュラー電源システムメインフレームを用いた。

■バスリップルモニター SXS-DIST のモニター端子をバスリップルモニターで記録する。端子は高周波用、低周波用の 2 つあり、それぞれを 2 チャンネルで読み出す。磁場干渉試験に用いたのと同じデータロガーを用い、サンプルレートは 25 kHz、レコード長は 32 秒である。このデータから作成された妨害部のスペクトル例を図 7.2 に示す。

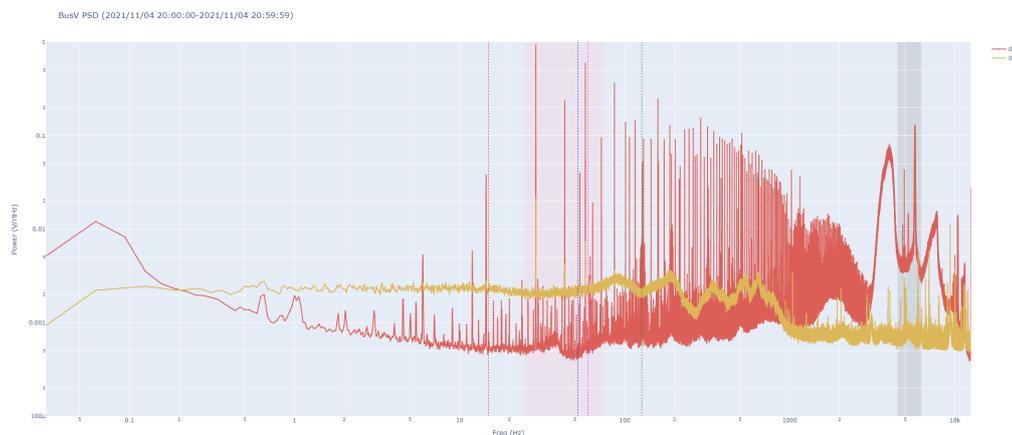


図 7.2. バスリップルモニターデータの例

7.2.3 試験

2021/11/04 から 2021/11/06 まで、SITE にて試験を行った。*Resolve* 装置は、He モードで、通常設定で動作させた。試験ケースは、sweep, dwell 合わせて表 7.1 の通りである。

■Sweep 試験

リップルの周波数として、0.19 Hz から 8839 Hz まで、対数的に 32 分割したものを各ケースとする。インターフェースは 15 kHz までだが、機材の能力から試験は 10 kHz までとした。振幅は 0.5 V_{pp} に固定である。各ケースで、90 s の積分を行い、その間の 50 mK ステージの温度揺らぎ (T_{rms}) と ADR の電流変化率 (dI/dt) を測定する。

■Dwell 試験

リップルの周波数として、(i) MTQ の PWM 駆動周波数である 127 Hz、およびその高調波、(ii) sweep 試験の結果に基づき選択したいくつかの周波数、を選択する。振幅も 0.5, 1.0, 3.0 V_{pp} のケースで測定する。但し、sweep 試験で 0.5V_{pp} に対する応答が見られないケースについては、測定を省略した。各ケースで、約 5 分の積分を行い、その間に検出器ノイズデータを取得する。

表 7.1. 伝導干渉サブシステム試験のケース

Case	Mode	Date	Time (UT)	Duration (min)	Freq (Hz)	Amplitude (Vpp)
1	Dwell	21/11/04	05:40	10	none	none
2			05:53	10	127	0.5
3			06:05	10	127	1
4			06:17	10	127	3
5			06:29	10	254	0.5
6			06:40	10	254	1
7			06:51	10	254	3
8			07:02	10	381	0.5
9			07:13	10	381	1
10			07:24	10	381	3
11			07:35	10	635	0.5
12			07:46	10	635	1
13			07:57	10	635	3
14	Sweep	21/11/05	01:23	1.5	0.19	0.5
15			01:26	1.5	0.27	0.5
16			01:29	1.5	0.38	0.5
17			01:32	1.5	0.54	0.5
18			01:35	1.5	0.76	0.5
19			01:38	1.5	1.08	0.5
20			01:41	1.5	1.53	0.5
21			01:45	1.5	2.16	0.5
22			01:48	1.5	3.05	0.5
23			01:51	1.5	4.32	0.5
24			01:54	1.5	6.1	0.5
25			01:57	1.5	8.63	0.5
26			02:00	1.5	12.2	0.5
27			02:03	1.5	17.3	0.5
28			02:07	1.5	24.4	0.5
29			02:10	1.5	34.5	0.5
30			02:13	1.5	48.8	0.5
31			02:16	1.5	69.1	0.5
32			02:19	1.5	97.7	0.5
33			02:22	1.5	138.1	0.5
34			02:25	1.5	195.3	0.5
35			02:28	1.5	276.2	0.5
36			02:31	1.5	390.6	0.5
37			02:34	1.5	552.4	0.5
38			02:37	1.5	781.3	0.5
39			02:40	1.5	1105	0.5
40			02:43	1.5	1563	0.5
41			02:46	1.5	2210	0.5
42			02:49	1.5	3125	0.5
43			02:52	1.5	4419	0.5
44			02:55	1.5	6250	0.5
45			02:58	1.5	8839	0.5
46	Dwell	21/11/06	05:41	10	0.19	3
47			05:52	10	0.19	1
48			06:03	10	2.16	3
49			06:15	10	24.4	3
50			06:26	10	34.5	3
51			06:37	10	69.1	3
52			06:48	10	97.7	3
53			06:59	10	1563	3
54			07:10	10	1563	1
55			01:23	10	552.4	3
56			01:34	10	552.4	1
57			01:45	10	781.3	3
58			01:56	10	781.3	1
59			02:07	10	1105	3
60			02:18	10	1105	1
61			02:48	10	n/a	n/a

7.2.4 結果

■ Sweep 試験

バスリップルモニターで取得したデータから、sweep 試験時の妨害部のスペクトログラムを作成した（図 7.3）。印加されたリップルが見える。印加周波数を対数区切りで選択したため、この図では直線に並んで見える。

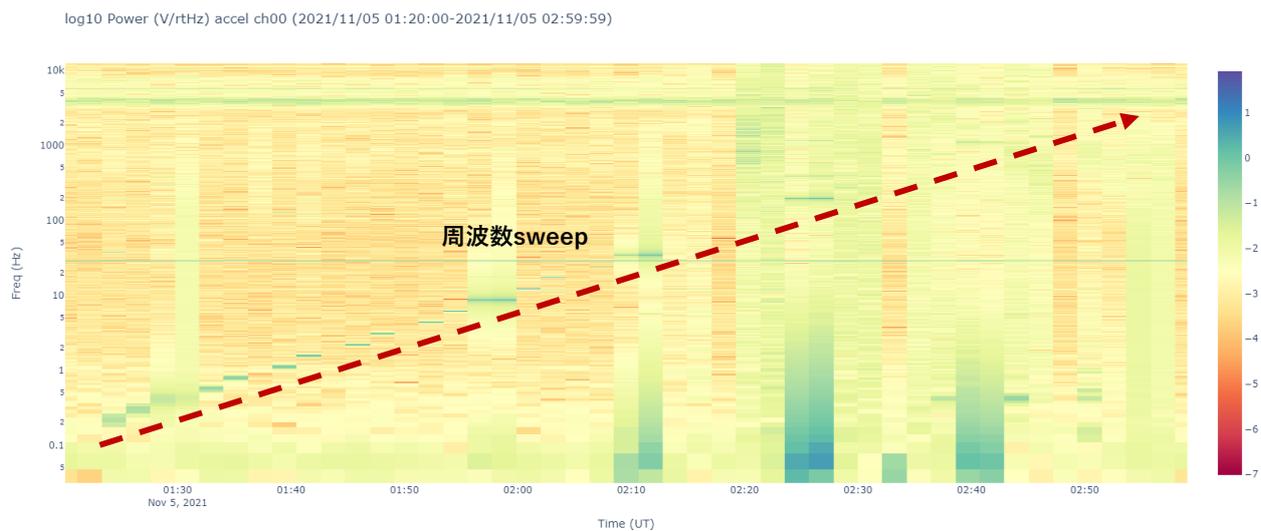


図 7.3. 妨害部スペクトログラム（sweep 試験時）

感受部の応答は、50 mK ステージの温度揺らぎ (T_{rms}) と ADR の電流変化率 (dI/dt) で評価する。前者を図 7.4 に、後者を図 7.4 に示す。Sweep 全周波数にて、 T_{rms} の有意な変動は見られず、リップル重畳なしの比較ケースと同じであった。なお、 T_{rms} の読み値はグリッチが発生することが知られているので、2つの温度計 (CAMC_CT0 と CAMC_CT1) 両方に応答が合った時に有意な反応と判断する。いずれも、要求値 $T_{\text{rms}} < 2.5 \mu\text{K}$ を満たしている。また、 dI/dt の値も、リップル重畳なしのケースと異なるケースはなかった。

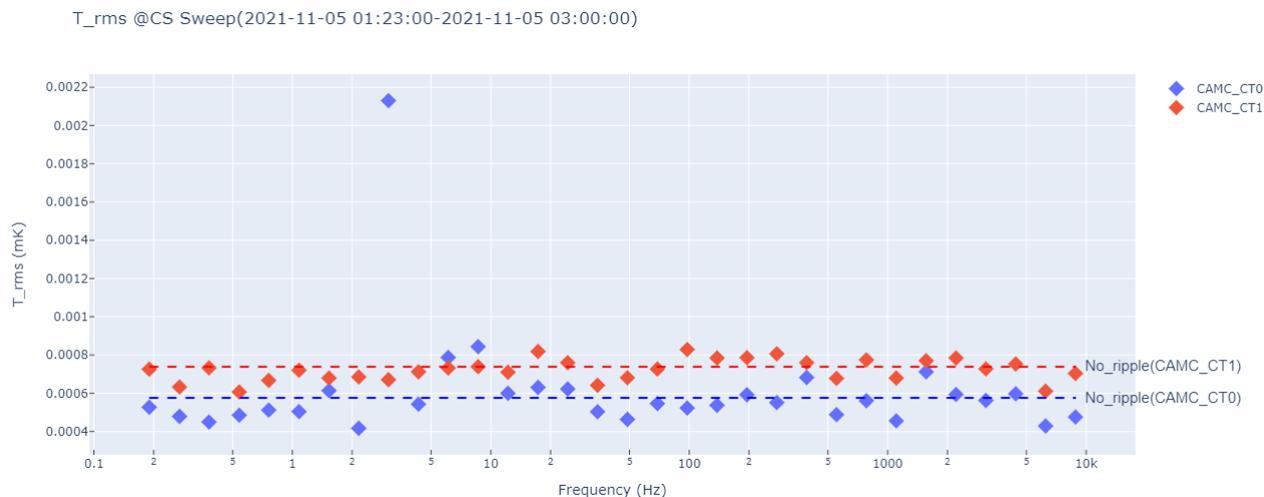


図 7.4. 50mK ステージの温度変動 T_{rms} (sweep 試験時)：横軸が sweep 周波数、縦軸は温度変動。CAMC CT0 がモニター用、CT1 が PID 制御用の温度計である。No ripple は、試験当日でリップルが印加されていない時間帯で計算した平均値である。

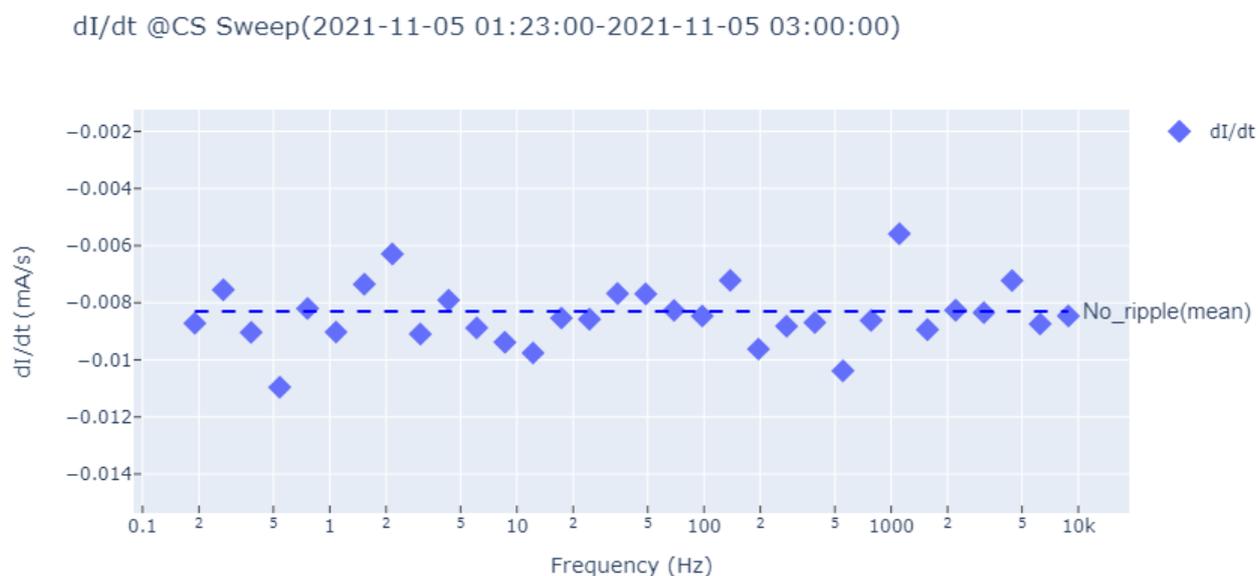
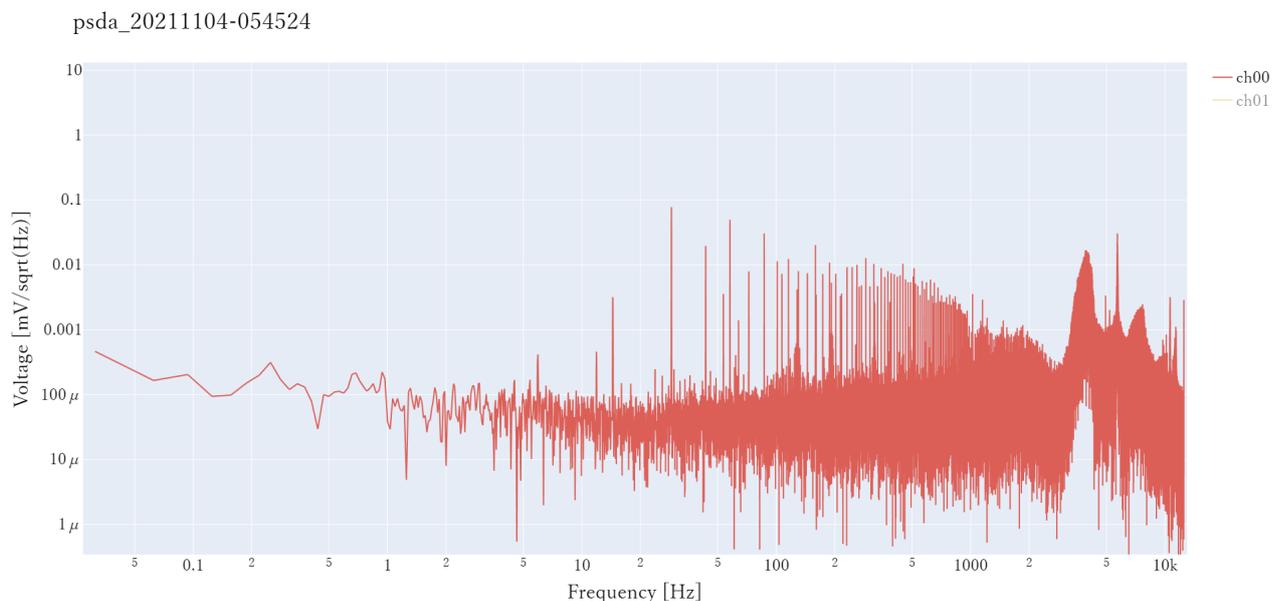


図 7.5. ADR 電流変化率 dI/dt (sweep 試験時)：横軸が sweep 周波数、縦軸は ADR の電流変化率。No ripple は、試験当日でリップルが印加されていない時間帯で計算した平均値である。

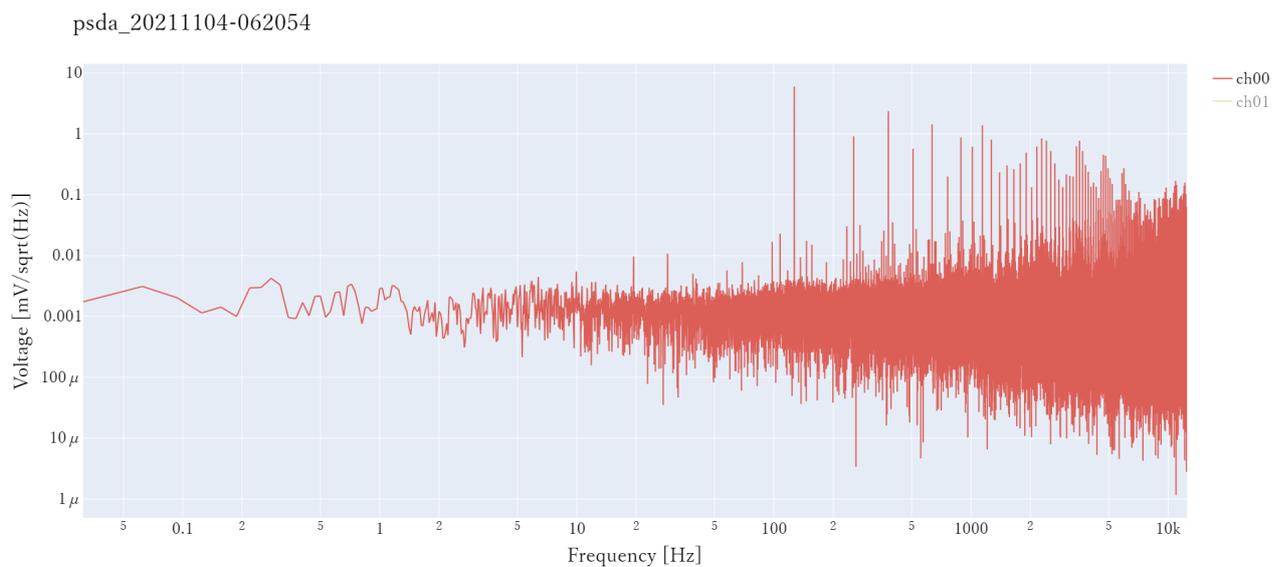
■Dwell 試験

まず、妨害部のデータを評価する。バスリップルモニターで取得したデータから、dwell 試験時の妨害部のスペクトルを作成した（図 7.6a、7.6b）。バスリップル印加時にベースラインレベルが上がっていることがわかる。また、印加周波数 (127 Hz) とその高調波の線ノイズがスペクトル上にはっきり現れている。

次に、感受部のデータを評価する。8k noise spec 及び sample dump を見る。リップル印加有無での 8k noise spec（周波数空間）及び sample dump（時・周波数空間）のデータを図 7.7 に示す。印加周波数に応答は見られ



(a) 周波数空間データ (2021/11/04 05:45:24 UTC) : リップル印加なし

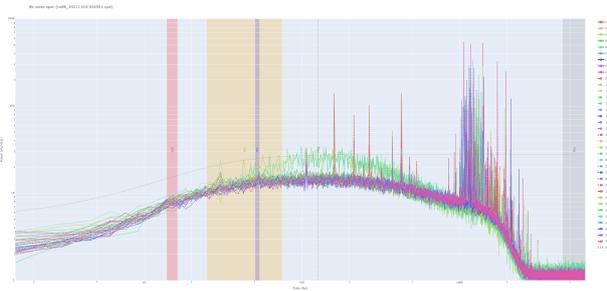


(b) 周波数空間データ (2021/11/04 06:20:54 UTC) : リップル (3 V、127 Hz) 印加

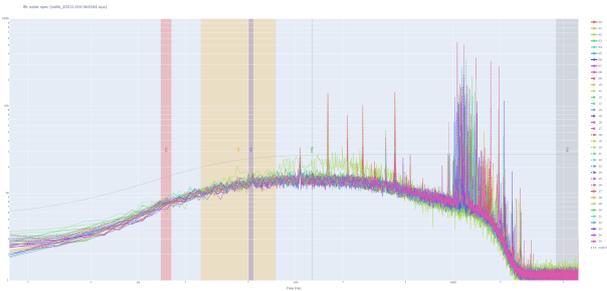
図 7.6. バスリップルモニターの周波数空間データ

ない。印加周波数が 500 Hz 以上の帯域で初めて感受部に応答が見られた。

続いて、伝達関数を導出する。まず、分母には、リップル印加周波数での妨害部のスペクトルのパワー（図 7.8）を用いる。分子には、ピクセル 0 番の 8k noise spec のパワーを用いる（図 7.9）。パワーの導出は、高周波電磁場干渉試験 (§ 6.2.4) と同じく、周辺周波数帯域の揺らぎに対する有意度を求める。3σ 以下を未検出とし、上限値 3σ のみをつけている。これで得た伝達関数を図 7.10 に示す。



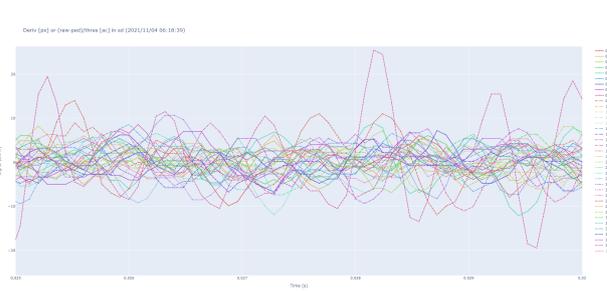
(a) 8k noise spec : バス電圧リップルなし



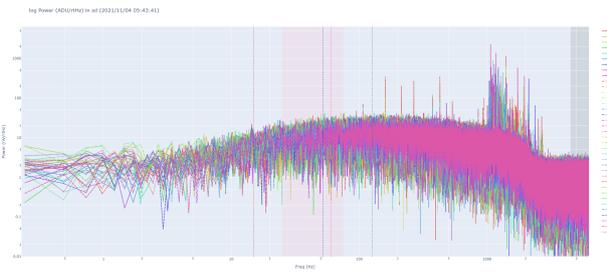
(b) 8k noise spec : バス電圧リップル 3 V (127 Hz)



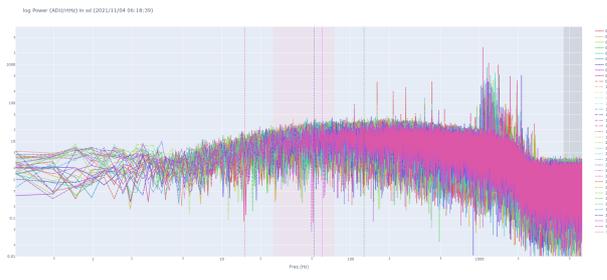
(c) sample dump time domain : バス電圧リップルなし



(d) sample dump time domain : バス電圧リップル 3 V (127 Hz)



(e) sample dump frequency domain : バス電圧リップルなし



(f) sample dump frequency domain : バス電圧リップル 3 V (127 Hz)

図 7.7. 8k noise spec 及び sample dump (伝導性干渉)

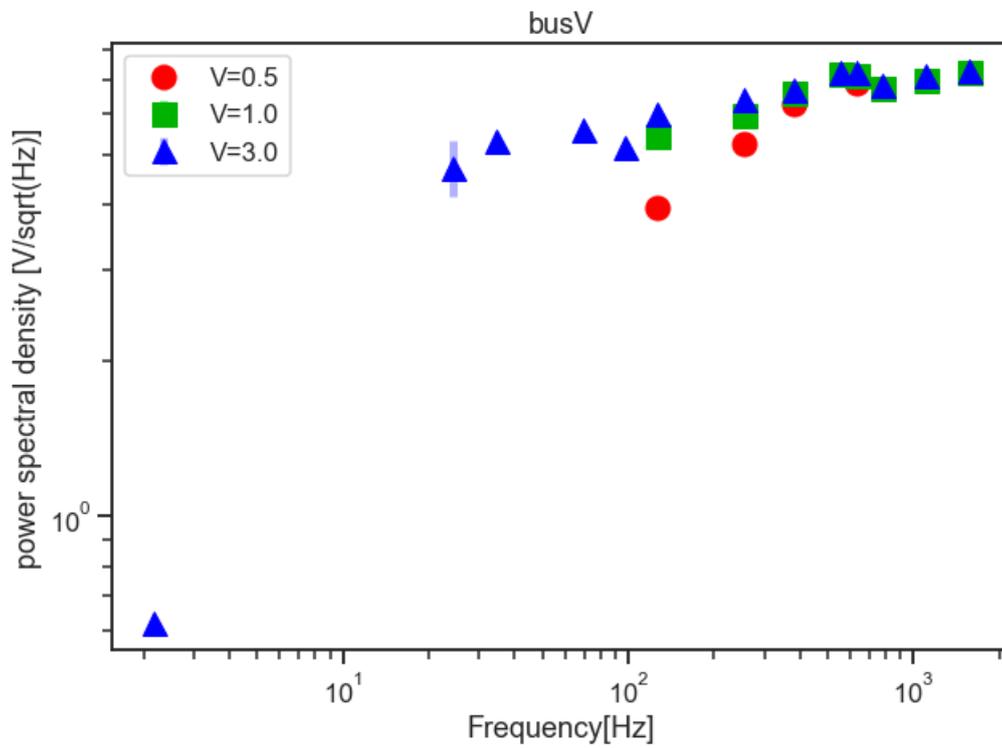


図 7.8. 妨害部ノイズピーク強度

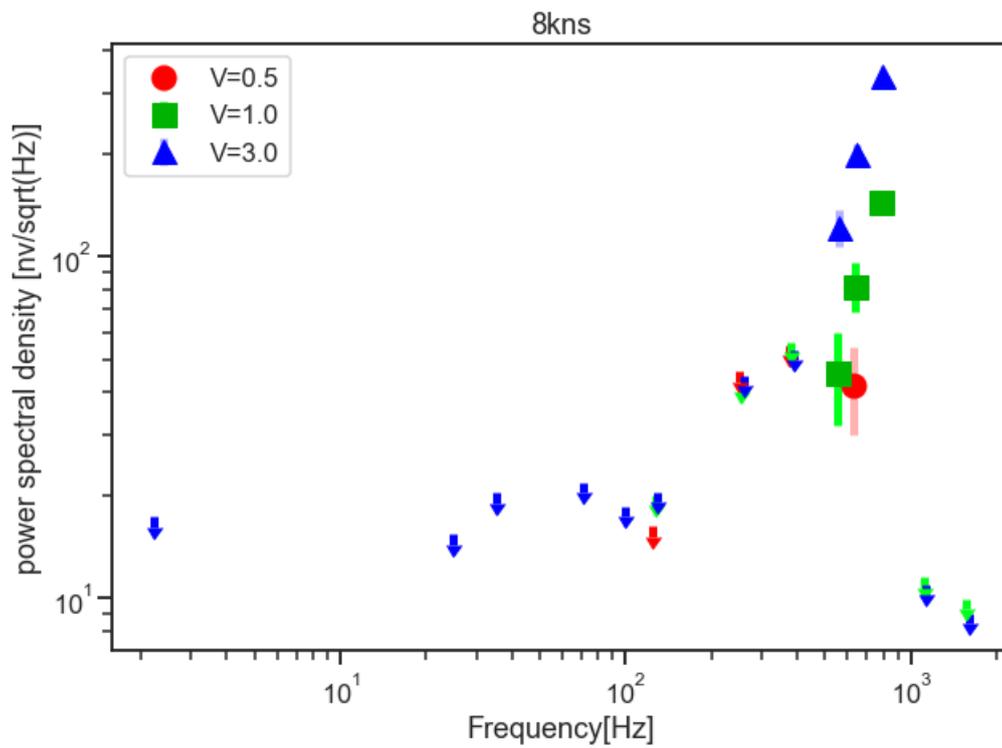


図 7.9. 感受部ノイズピーク強度

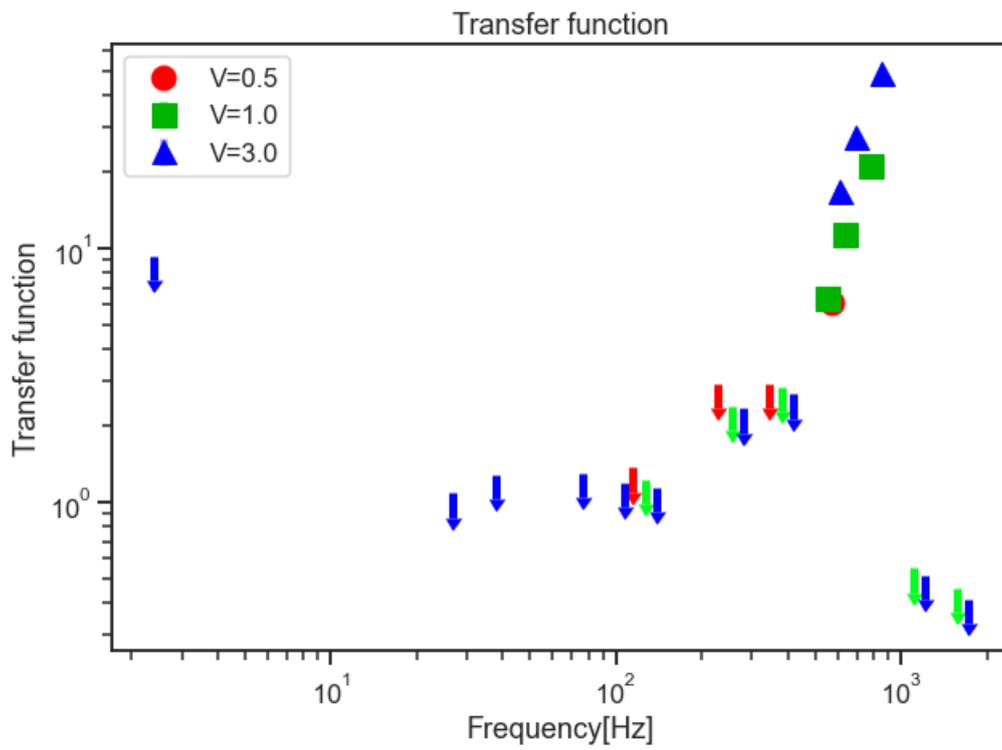


図 7.10. 周波数応答の振幅特性 (伝導試験サブシステムレベル) 1 : 分母は妨害部ノイズピーク強度。

更に、 3σ 以上で応答が確認された印加周波数（552.4, 635, 781.3 Hz）において、ピクセル依存性を調べる。8k noise spec をピクセルごとに表示したものが図 7.11 7.13 である。縦青点線が印加周波数を示す。なお、有意な検出が受かっていないピクセルは 8k noise spec を表示していない。

印加周波数でのノイズ強度をピクセルごとに評価してヒートマップに表示したものが図 7.14 7.16 である。有意な検出がない、もしくはデータが欠落したピクセルは白くなっている。9 の倍数（0, 9, 18, 27）のピクセルで強度が大きく、低周波磁場干渉（§ 5.2.4）で見られた顕著な特徴が、伝導干渉についても見られた。

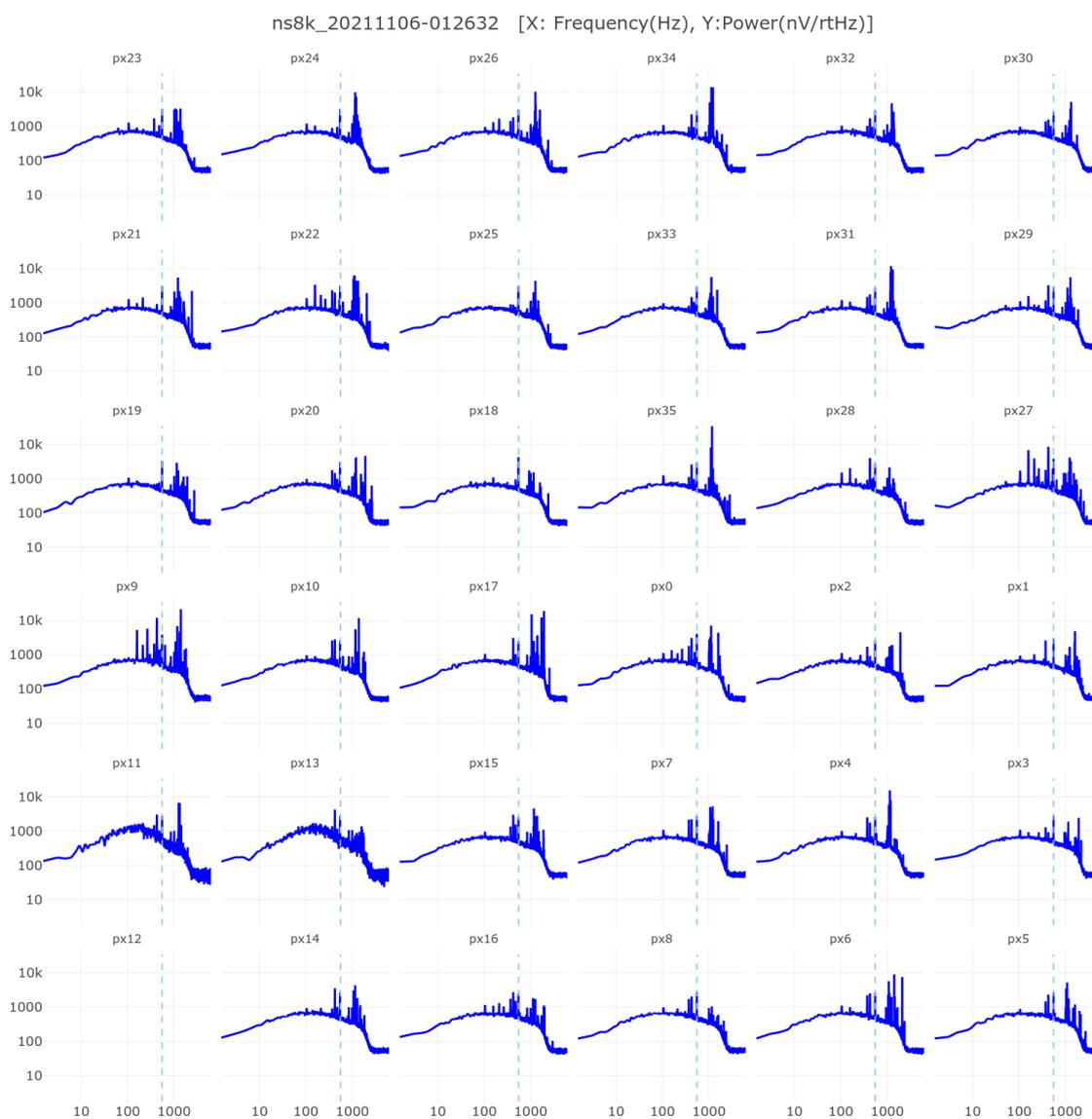


図 7.11. 8k noise spec のピクセル依存性（552.4 Hz、 $V_{pp} = 3\text{ V}$ ）

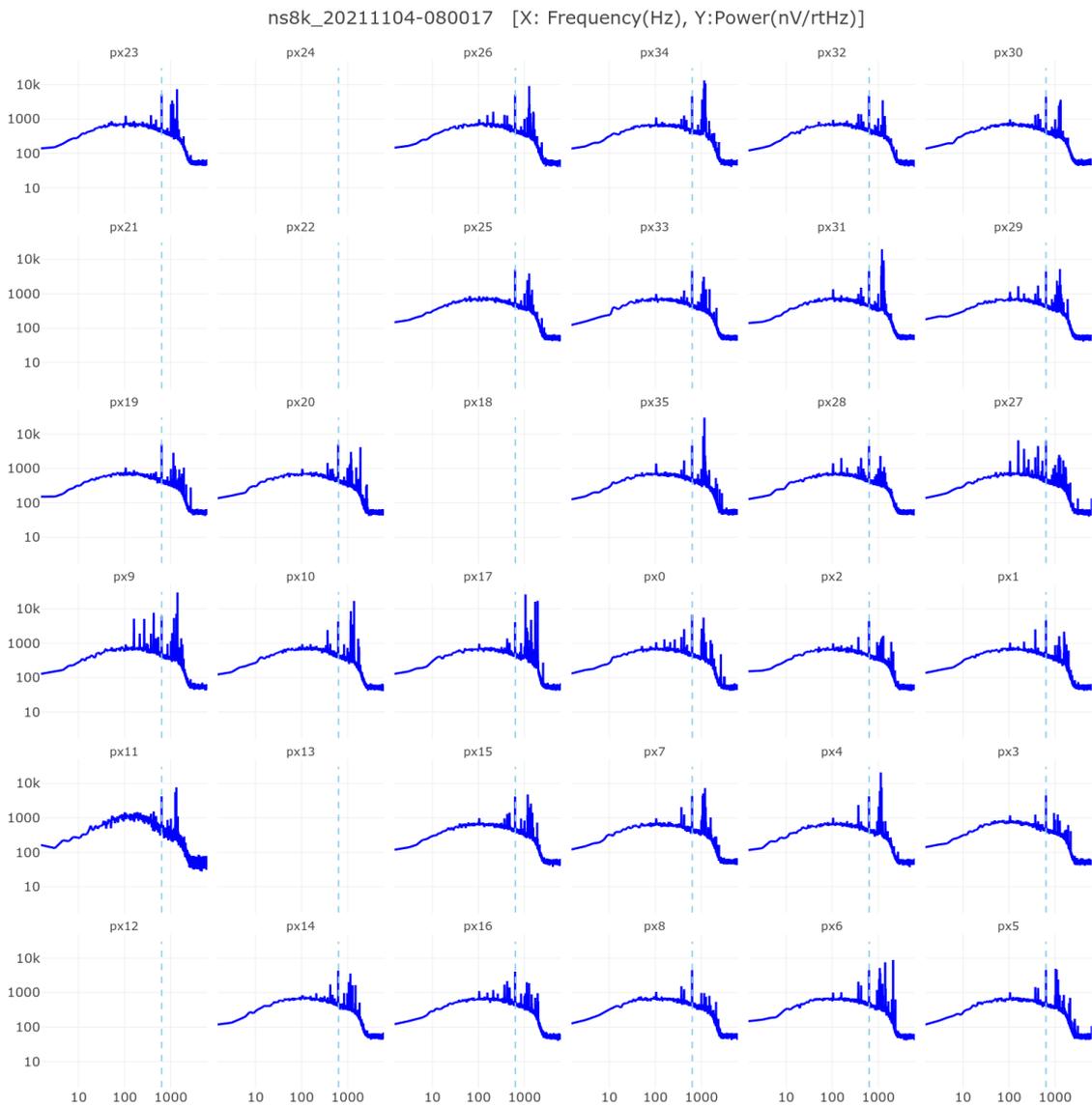


図 7.12. 8k noise spec のピクセル依存性 (635 Hz、 $V_{pp} = 3\text{ V}$)

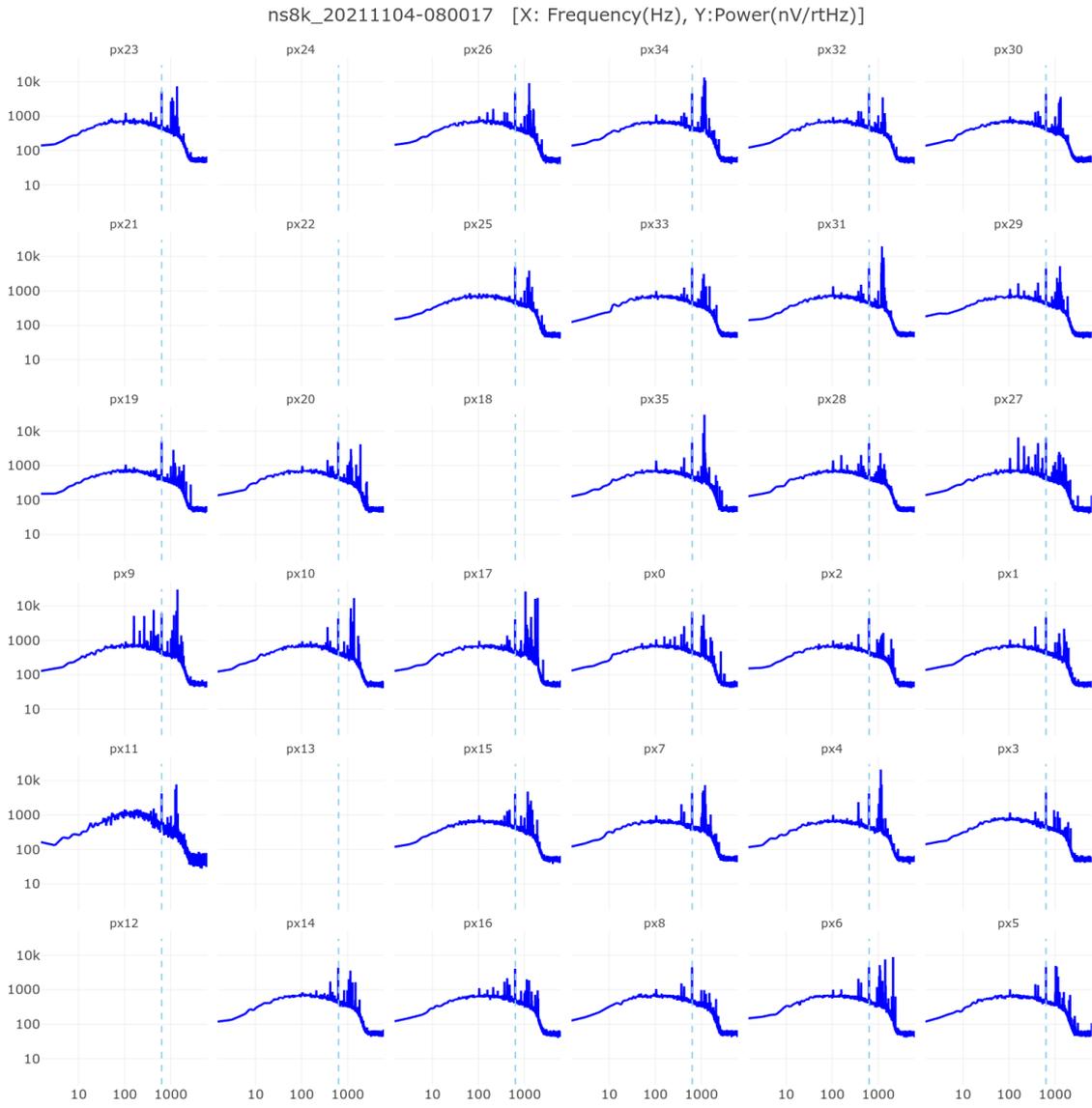


図 7.13. 8k noise spec のピクセル依存性 (781.3 Hz、 $V_{pp} = 3$ V)

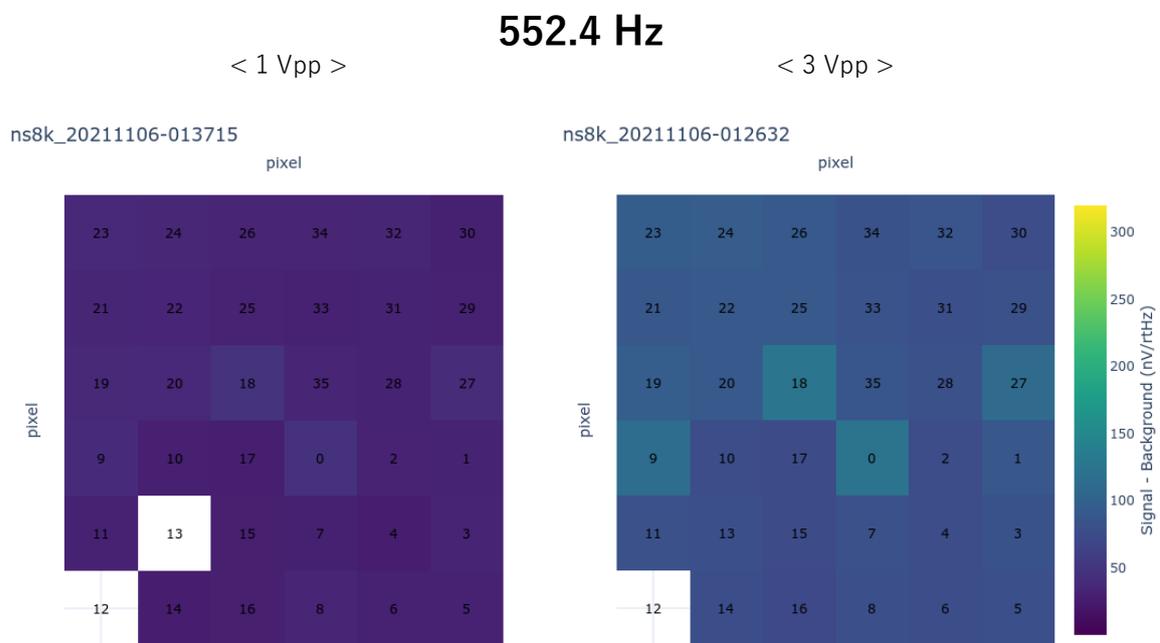


図 7.14. 感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (552.4 Hz)

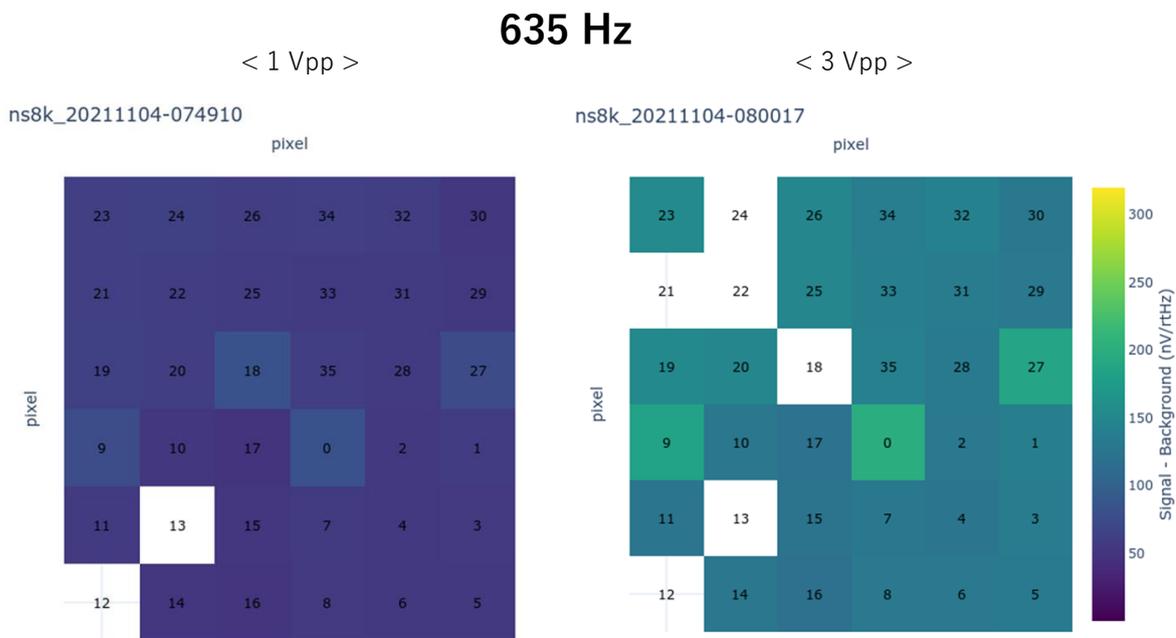


図 7.15. 感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (635 Hz)



図 7.16. 感受部ノイズピーク強度のピクセル依存性 (781.3 Hz)

7.3 システム試験

7.3.1 目的

Resolve 装置の電源供給源の条件を変えて、バス電圧リップルによる検出器への影響を調べる。日照時の太陽電池パネルからの供給（SAS で模擬）、日陰時のバッテリー駆動（4種類のモード：一定電流 CC1, CC2、一定電圧 CV、放電）、それぞれの状態に対してノイズスペクトルを取得する。また、姿勢制御系の稼働有無によるロード変動に対する違いも調べる。

7.3.2 機材

サブシステム試験でも用いたバスリップルモニター（§7.2.2）を使用して、試験中にインターフェース条件を超えないかを確認した。

7.3.3 試験

2022/06/07, 09, 11 に TKSC で行った。Resolve 装置は、He モードのノミナル運転を行った。RW と MTQ が稼働有/無（high/low load）それぞれで、5つのバッテリー状態（SAS、CC1、CC2、CV、放電 DIS）に対し、ノイズデータを取得する。なお、high load 時の姿勢制御系稼働条件については、RW が 3000 rpm、MTQ-(X, Y, Z) が (90, -90, 90) の duty である。試験ケースを表 7.2 に示す。

表 7.2. 伝導性干渉試験のシステム試験ケース

Case	Day	Time	Load	RW	MTQ duty ratio			Battery
					x	y	z	
		(UT)		(rpm)	(%)	(%)	(%)	
1	220609	6:25	LOW	0	0	0	0	No Charging (SAS power)
2	220609	2:06	LOW	0	0	0	0	Constant Current1
3	220609	2:12	LOW	0	0	0	0	Constant Current2
4	220607	6:34	LOW	0	0	0	0	Constant Voltage
5	220607	6:53	LOW	0	0	0	0	Discharging
6	220609	2:17	HIGH	3000	90	-90	90	No Charging (SAS power)
7	220611	1:55	HIGH	3000	90	-90	90	Constant Current1
8	220611	2:02	HIGH	3000	90	-90	90	Constant Current2
9	220609	9:17	HIGH	3000	90	-90	90	Constant Voltage
10	220609	9:29	HIGH	3000	90	-90	90	Discharging

また、MTQ ノイズに対して行ったトレンドリングを high load 時の 5つのバッテリー状態に対して行った。データ取得日は MTQ ノイズと同様（表 5.13）である。

7.3.4 結果

取得された 8k noise spec について、low load（図 7.17）、high load（図 7.18）をそれぞれ示す。なお、検出器ノイズは 9 番ピクセルで代表させている。

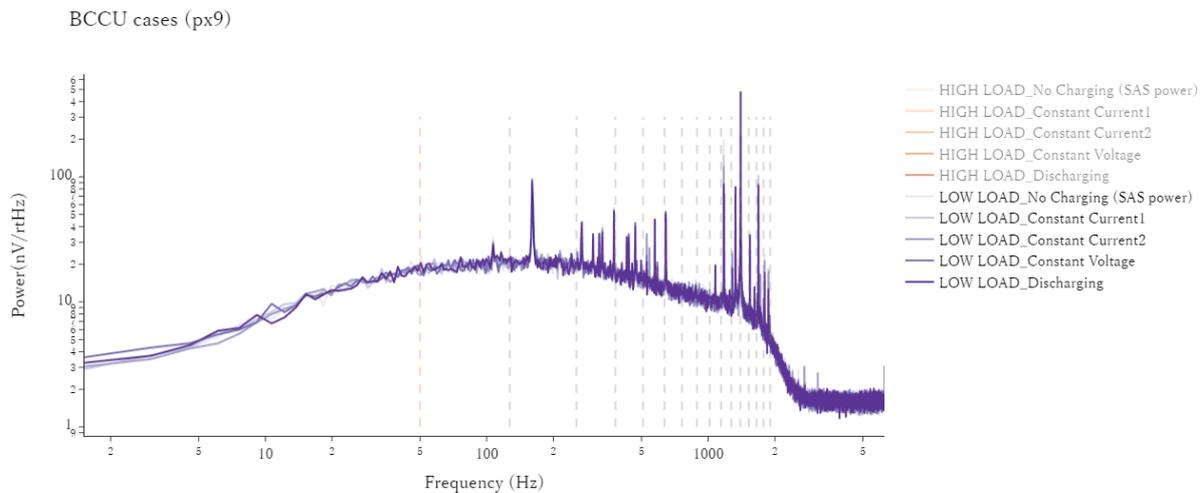


図 7.17. Low load 時の 8kns (システム試験)

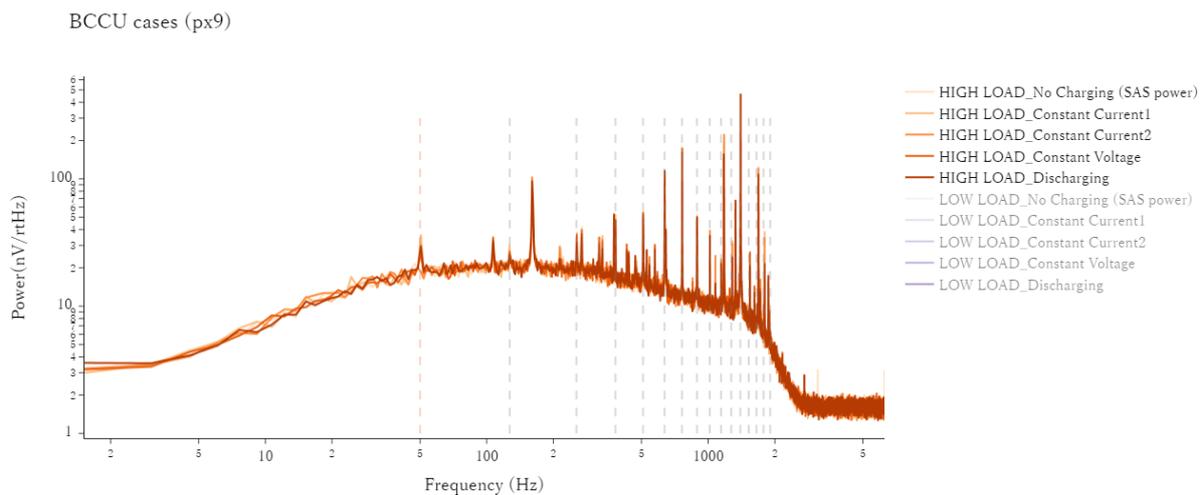


図 7.18. High load 時の 8kns (システム試験)

Low load 時の 8k noise spec において、バッテリーモードによる大きな差異は見られない。High load 時には、特に 127 Hz の高調波で MTQ による線ノイズが確認できる。また、RW の回転 3000 rpm による力学的な擾乱ノイズが 50 Hz で見えている。

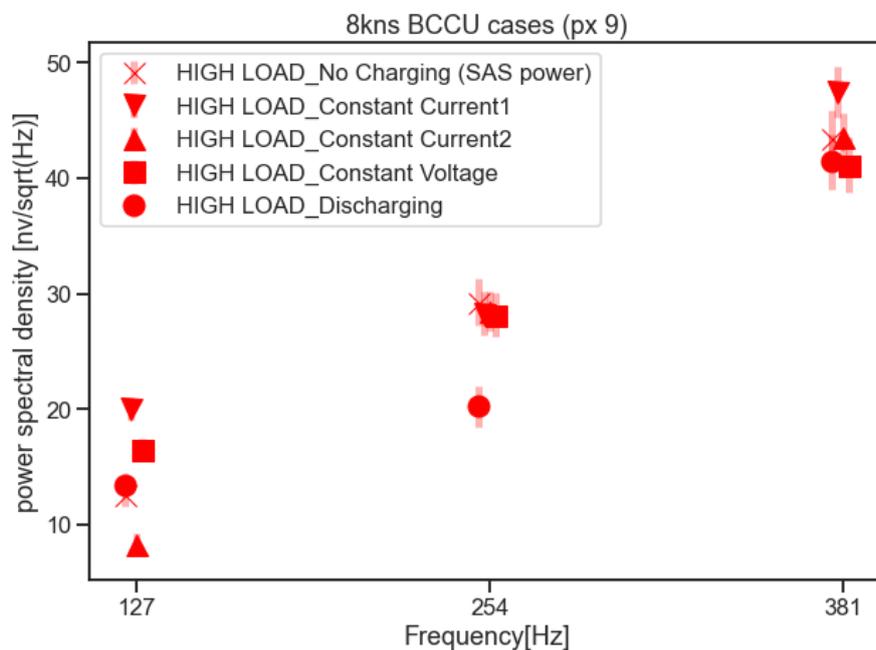


図 7.19. High load 時の 8kns (システム試験)

High load 時の 8k noise spec から、サブシステム試験のときと同様に、MTQ の稼働周波数である 127 Hz、およびその 2 倍波、3 倍波の線ノイズ強度を取得し、プロットしたのが図 7.19 である。エラーバーには線ノイズ自身のエラーが含まれておらず、ノイズ強度が小さい低周波ではばらつくものの、信頼性の高い高周波ではバッテリーモードによらないことがわかる。

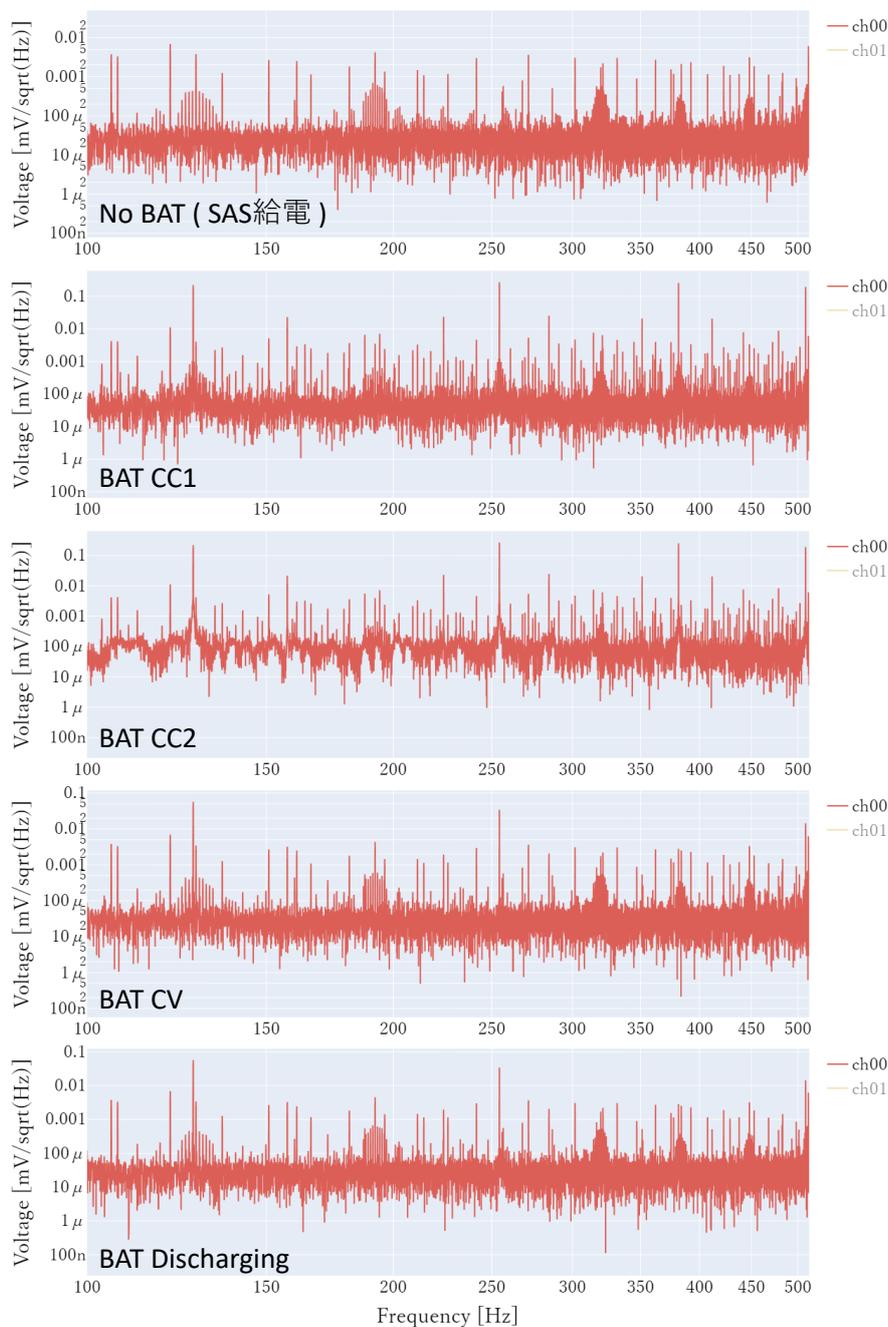


図 7.20. High load 時のバスリップルモニター周波数空間データ (システム試験): 給電モードを変えて、上から SAS、BAT CC1、CC2、CV、放電時のデータ。BAT 給電の際には、MTQ の基本波、および 2 倍波、3 倍波の部分に他よりも強いピークが見えている。

また、High load 時のバスリップルモニターのデータを図 7.20 に示す。BAT 給電の際には、MTQ の基本波、および 2 倍波、3 倍波の部分に他よりも強いピークが見えている。これと検出器のデータから、MTQ 駆動時にバス電圧リップルノイズは生じているものの、Resolve は耐性を持つことがわかる。

トレンドング試験において、5つのバッテリー状態それぞれで取得された 8k noise spec をピクセル 18 番で比較した図を以下に示す (図 7.21-7.30)。システム試験を通じて、ノイズスペクトルの大きな変化は見られない。

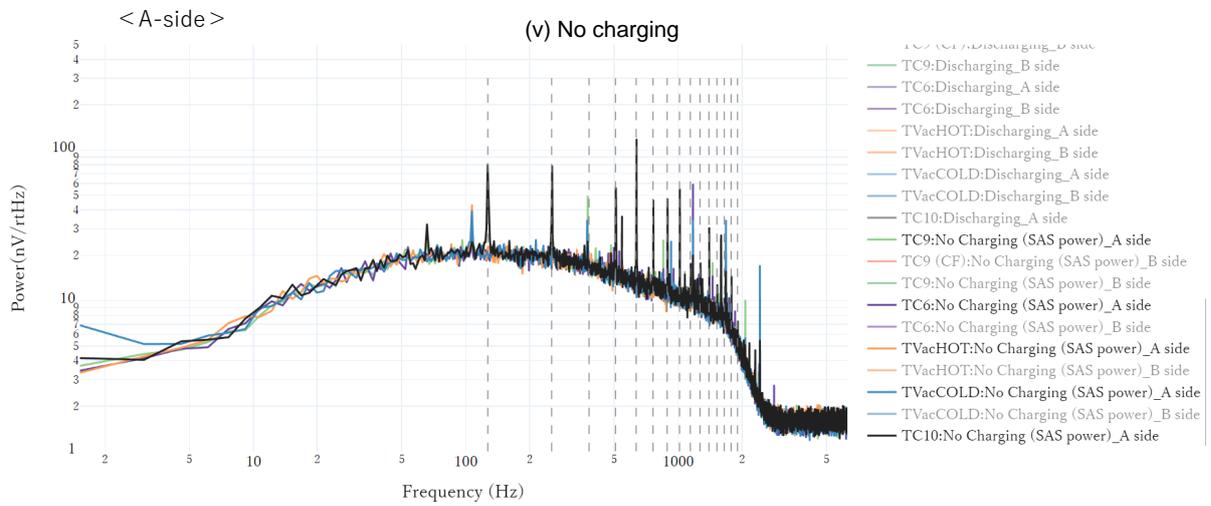


図 7.21. バッテリートレンディング SAS ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)

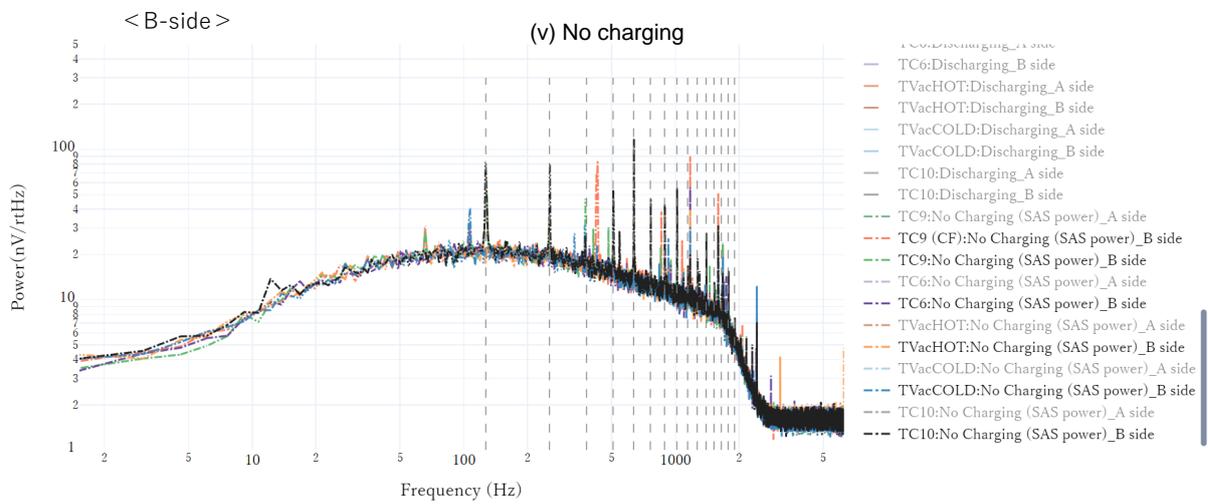


図 7.22. バッテリートレンディング SAS ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)

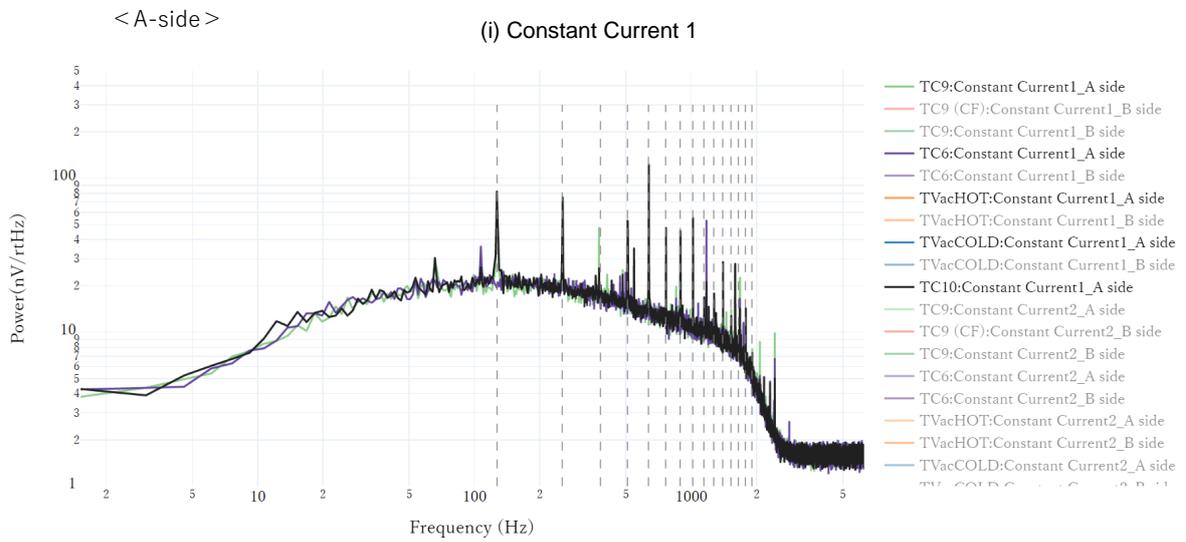


図 7.23. バッテリートレディング CC1 ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)

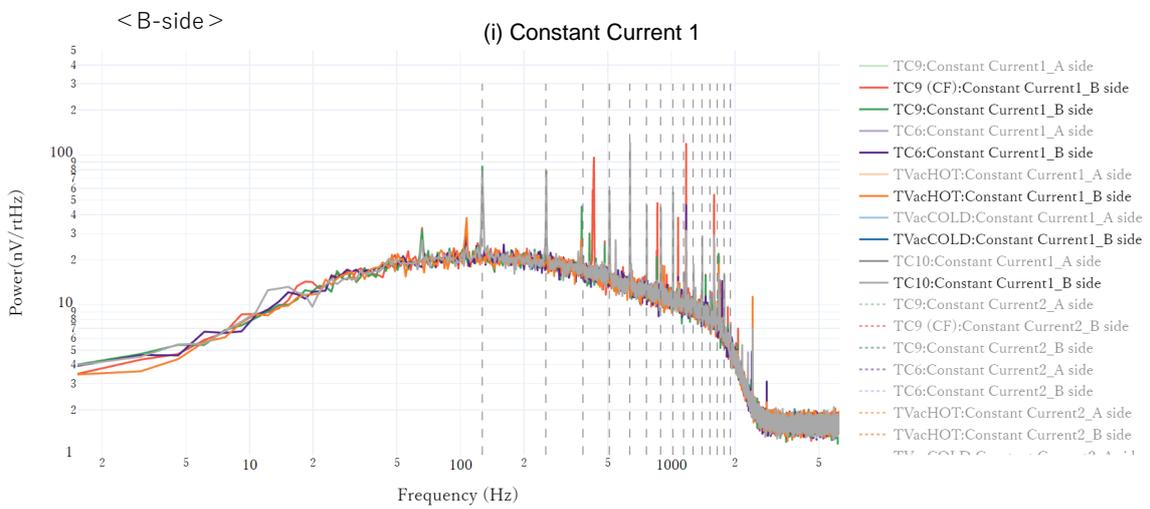


図 7.24. バッテリートレディング CC1 ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)

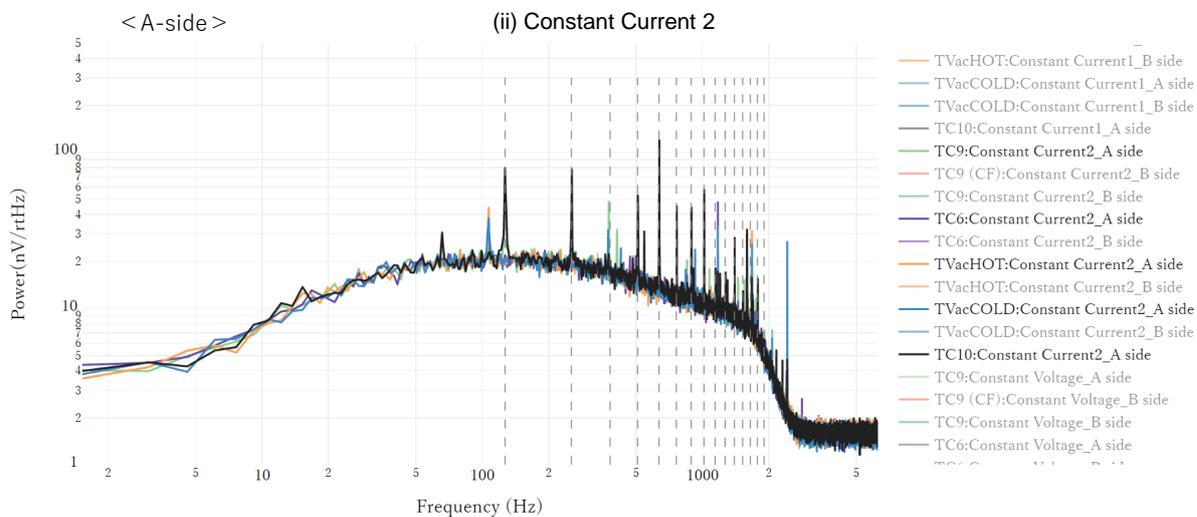


図 7.25. バッテリートレディング CC2 ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)

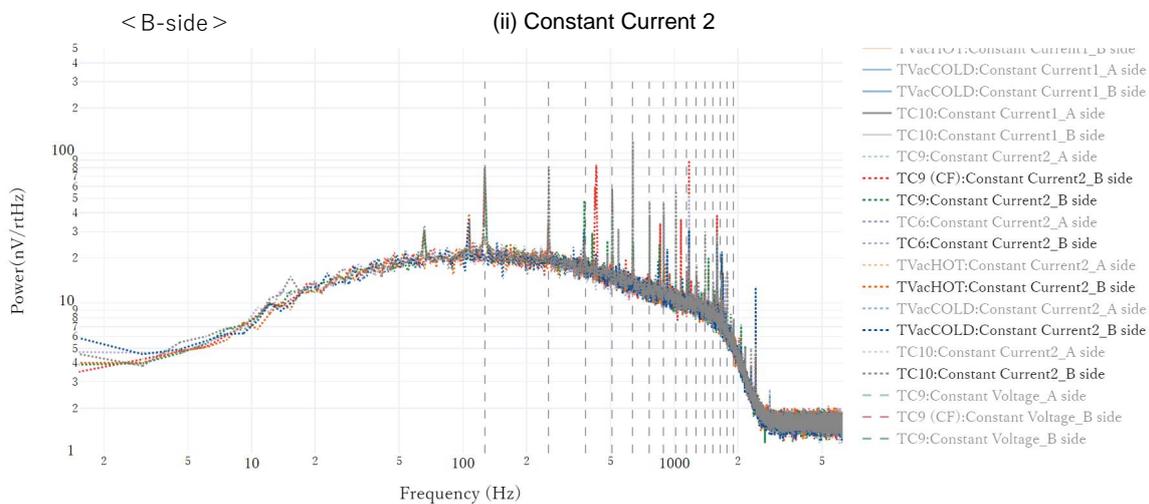


図 7.26. バッテリートレディング CC2 ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)

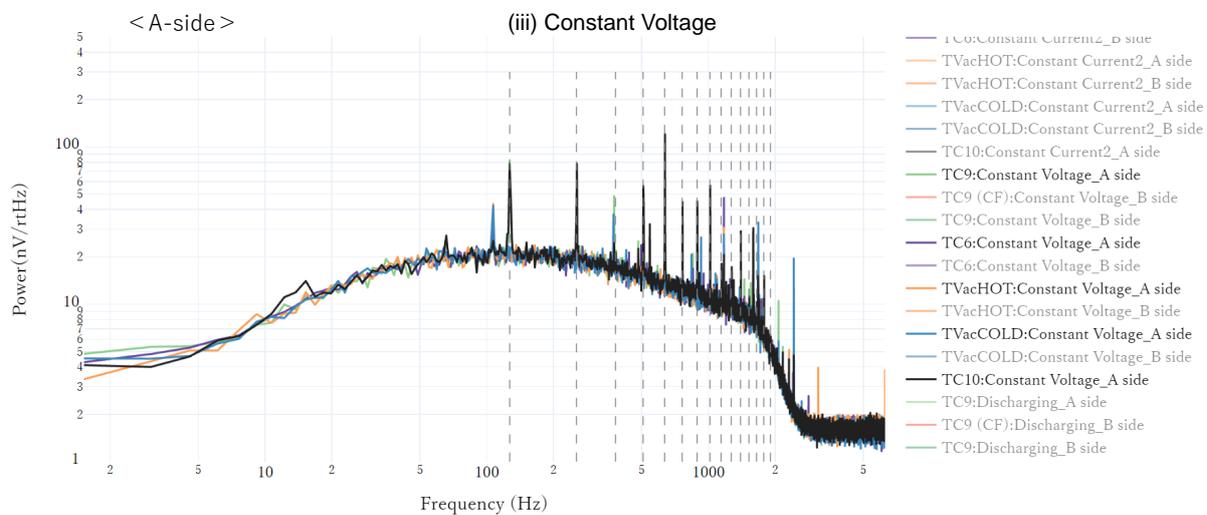


図 7.27. バッテリートレンディング CV ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)

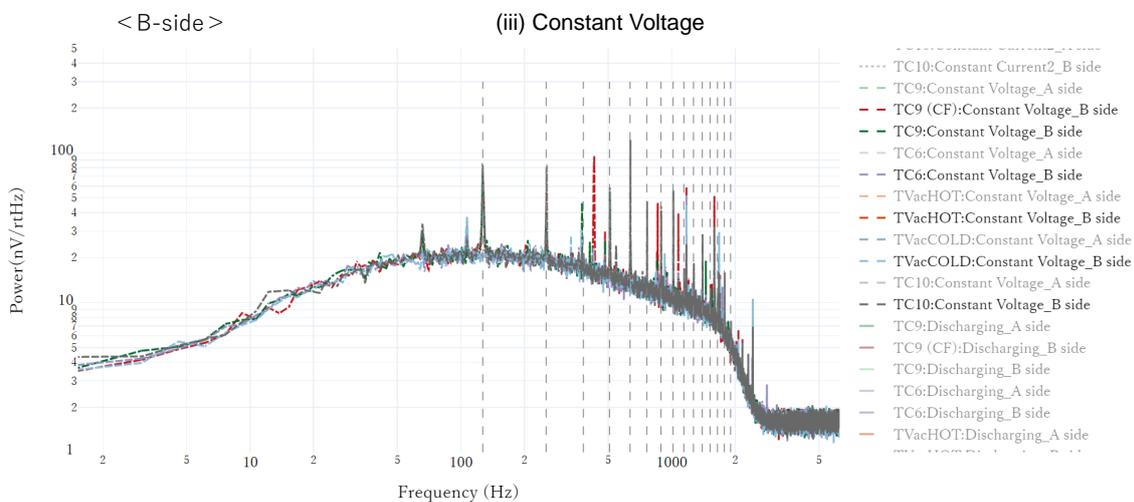


図 7.28. バッテリートレンディング CV ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)

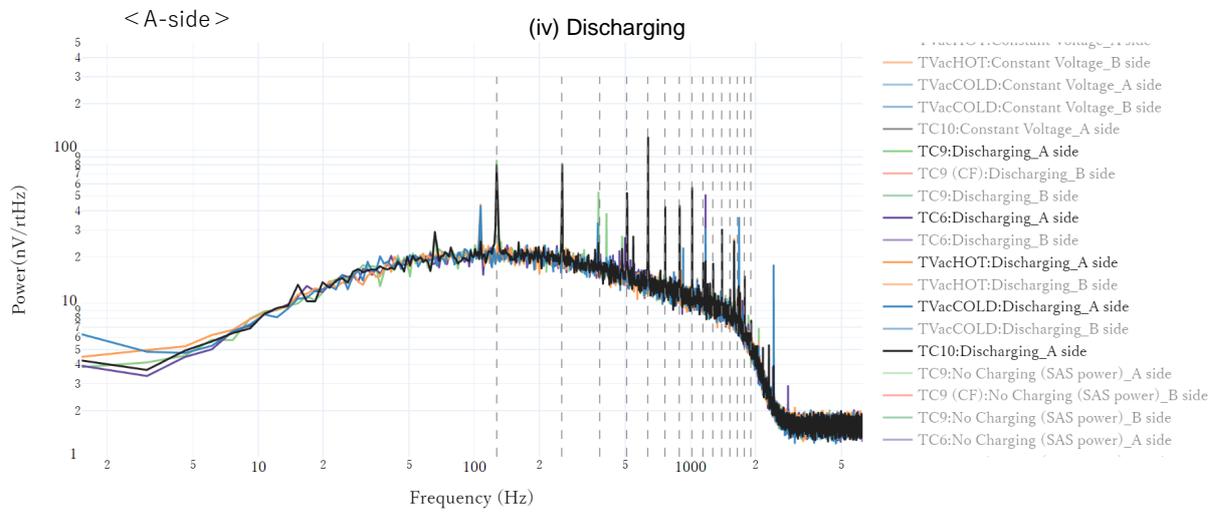


図 7.29. バッテリートレンディング DIS ケースのまとめ (ピクセル 18・A 系)

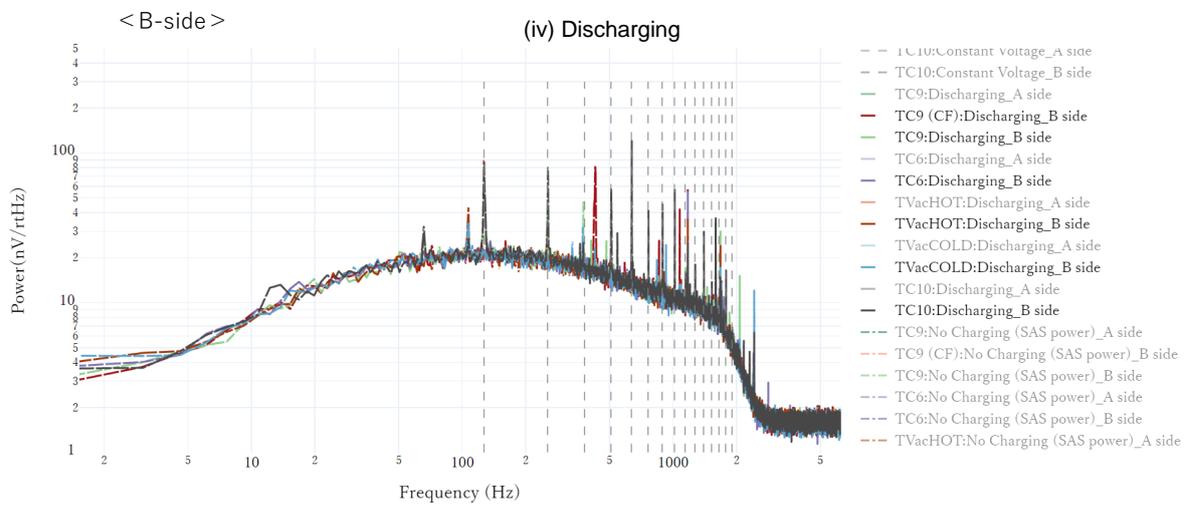


図 7.30. バッテリートレンディング DIS ケースのまとめ (ピクセル 18・B 系)

7.4 議論

妨害部、感受部それぞれについて電磁干渉ノイズレベルが基準以下であったことを述べる。

妨害部について、バス電圧リップルの要求値は 0.5 Vpp 以下であることであった。すなわちシステム試験で衛星運用中のバスリップルモニターデータで確認できればよい。ただし、要求値の定義場所とバスリップルモニター間の回路定数は無視できるとし、ゲイン補正値は周波数によらず一定とした。図 7.20 に示されているケースについて、バス電圧リップルを計算した結果が表 7.3 である。妨害部側は伝導性ノイズに関する要求を十分満たしていることが確認できた。

表 7.3. 伝導性干渉システム試験におけるバス電圧リップルレベル

State	Bus V ripple (Vpp)
No BAT (SAS)	0.11
BAT CC1	0.10
BAT CC2	0.14
BAT CV	0.10
BAT Discharging	0.10

感受部について、サブシステム試験では、バス電圧にリップルを重畳することで、*Resolve* の伝導性干渉に対する性質を調べた。Sweep 試験時の ADR 電流値から、システム要求レベル程度 (0.5 Vpp) のバス電圧リップルに対しては、検出器の影響が確認されなかった。Dwell 試験で取得された 8k noise spec から、MTQ の基本波周波数である 127 Hz において、3 Vpp のバス電圧リップル入力に対しても、有意なノイズは検出されなかった。これは、ASTRO-H の軌道上で確認された 127 Hz のノイズ成分が低周波磁場干渉によるものという仮説に矛盾しない。一方、より高周波 (552.4, 635, 781.3 Hz) のバス電圧リップルに対しては、ノイズが検出され、そのピクセル依存性は、低周波磁場干渉でも見られたような 9 の倍数のピクセルで強まるというものであった。読み出し位置が最も外側にあるため、擾乱を受けやすいという仮説に矛盾しない。なお、これらの結果は、NASA メンバーが 2015 年に行っていたコンポーネントレベルの試験でえられた結果とおおむね整合する。図 7.31 にコンポーネントレベル試験で得られた周波数応答の振幅特性を示す。また、サブシステム試験で得られた振幅特性を比較のために分母をリップル電圧の peak-to-peak 強度で計算しなおしたものを図 7.32 に示す。サブシステムレベル試験の結果は上限値しかえられていないケースが多いものの、~1 kHz にかけて周波数が高くなるほど、振幅応答も大きくなる傾向が定量的に近い。Dwell 試験でノイズが有意に検出された 3 種類の周波数 (552.4 Hz、635 Hz、781.3 Hz) について、最悪ケースである 3 Vpp のリップルを注入した際のエネルギー分解能を計算した。計算方法は §5.4 と同様である。結果を表 7.4 に示す。統計的なばらつきのため、純粋なバス電圧リップル由来の分解能劣化を正確に評価するためにはより長時間積分が必要である。以下では最も劣化量が大い (ピクセル 9 番、635 Hz) の結果を用いて、バス要求に対する *Resolve* の分解能劣化がノイズバジェット内に収まっていることを確認する。分解能劣化値は 2 乗和で累積されるため、 $5.2^2 - 4.6^2 = 5.88 \text{ eV}^2$ 。バス要求は 0.5 Vpp であるから、劣化量がリップル電圧の振幅に比例すると思うと、 $\sqrt{\frac{5.88}{6}} = 1.0 \text{ eV}$ がバス要求をインプットとしたときのエネルギー分解能劣化量となる。図 2.2 の SC に含まれるバス電圧リップルに対して割り当てられたノイズバジェットは 1.2 eV なので、劣化量はこの範囲に

取まっている。サブシステム試験では、ノイズに対して最も感度を持つ周波数を単色で用いた評価を行っているため、ノミナル運用時に比べて悲観的に見積もった値であることに注意されたい。

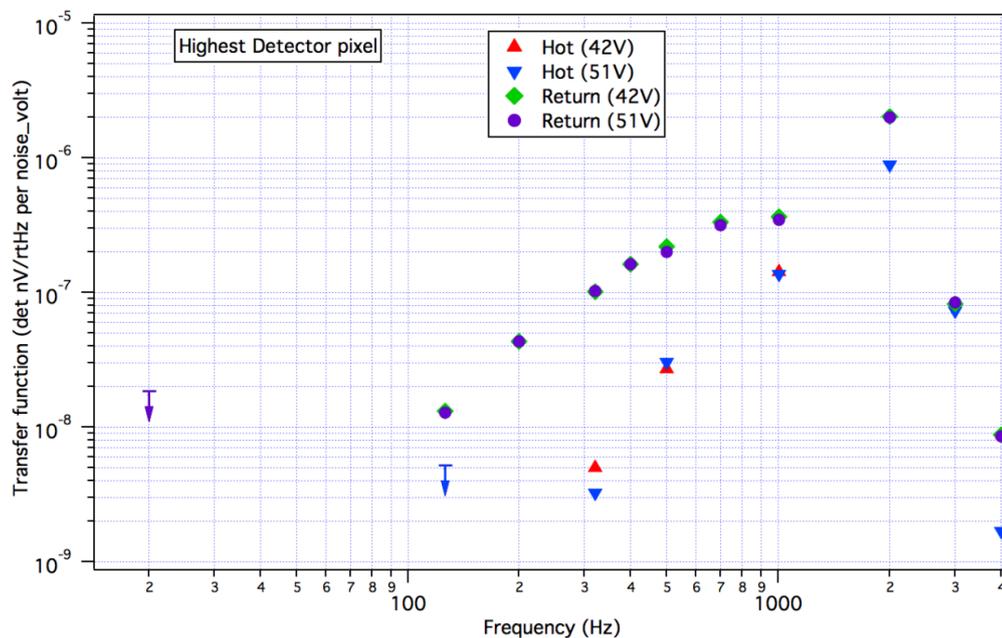


図 7.31. 周波数応答の振幅特性 (伝導試験コンポーネントレベル) : 分母はリップル電圧。PSU の Hot サイドと Return サイドそれぞれ測定している。比較は Return サイドで行う。NASA GSCF F. S. Porter 氏提供。

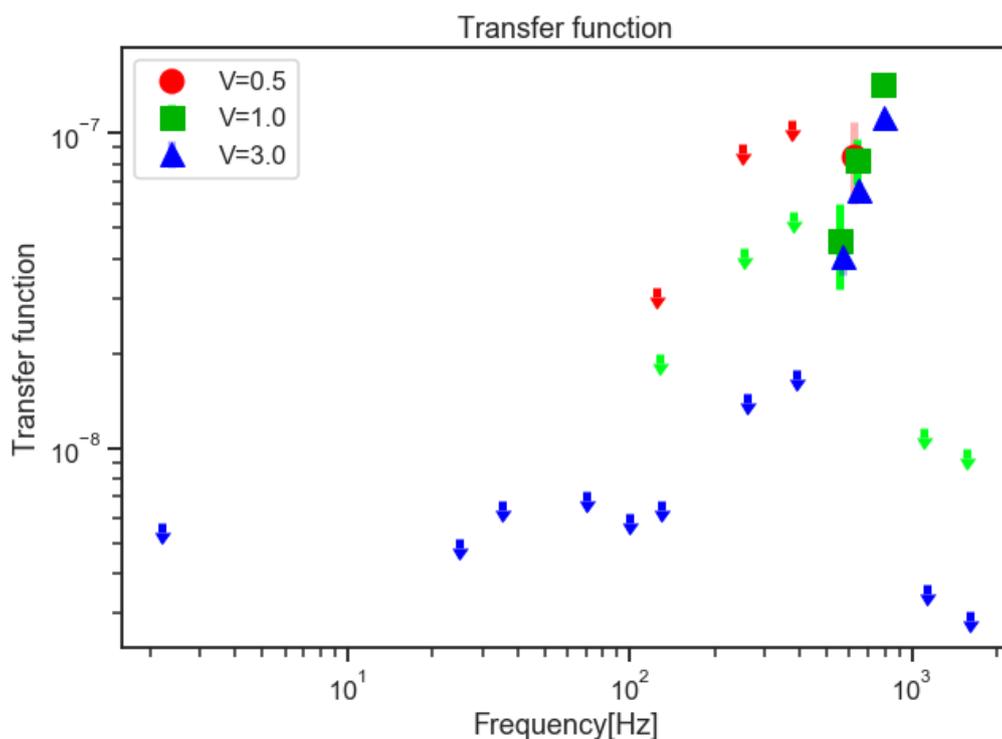


図 7.32. 周波数応答の振幅特性 (伝導試験サブシステムレベル) 2 : 縦軸は、分母をリップル電圧、分子を感受部ノイズパワーとした周波数応答の振幅特性。

表 7.4. 伝導性干渉サブシステム試験におけるエネルギー分解能計算

CASE	$\Delta E @ 5.9 \text{ keV [eV]}$	
	(px09)	(px27)
No ripple	4.6	5.3
552.4 Hz, 3 Vpp	4.7	5.1
635 Hz, 3 Vpp	5.2	5.4
781.3, 3 Vpp	5.1	5.1

システム試験では、実際に XRISM の電源系を用いて姿勢系を駆動し検出器の応答を見るという End-to-End の評価を行った。日照時の SAS 供給、及び日陰時の BAT 供給時でバス電圧リップルが異なる影響が検出器ノイズに現れれば、伝導性干渉が 127 Hz のノイズに寄与していることを支持するデータになる。しかし、電源系の状態の違いで 8k noise spec の強度はほとんど変化しなかった。伝導性干渉によるエネルギー分解能劣化は無視できるほど小さいと結論づけた。

第 8 章

結論

§ 2.2 で述べた本研究の 2 つの目的

1. 衛星バス系から極低温検出器への電磁干渉について、影響評価と低減を試みる
2. XRISM 衛星を実例とし、極低温検出器搭載ミッションにおける電磁干渉設計の方法論確立に寄与する

に即して、本研究の到達点を述べる。

まず第一の目的では、3 つの干渉を対象とし、それぞれ以下の成果を得た。

■1. 低周波磁場放射性干渉 ASTRO-H で見られた 127 Hz の線ノイズ成分が、MTQ の作る磁場を結合経路とする干渉であるとの仮定に基づき、シミュレーションと試験を行った。サブシステム試験での ASTRO-H EM 品の MTQ を用いた測定では、検出器-MTQ 間の距離と線ノイズ強度に相関がみられ、それはシミュレーションから予測した MTQ が Dewar 部分に作る磁場強度の振る舞いと一致した。また、非熱的検出器である anti-co においてもノイズが現れた。これらの結果から 127 Hz の線ノイズ成分は、MTQ の作る磁場が *Resolve* 装置と電氣的にカップルしたことによるものとの結論を得た。自作ソレノイドを用いてその結合箇所を探し、Dewar ハーネスコネクタ近辺に近づけた際にノイズ強度が大きくなることが確認できた。また、対策として磁場シールドでハーネスを巻くことを試したが、有意な変化は見られなかった。衛星搭載後のシステム試験では、3 本の MTQ- x , y , z を個別稼働して、検出器の応答を調べた。軸依存性は ASTRO-H の際と定性的に同じであることが確認できた。RW も含めた姿勢制御系からのノイズ寄与は ASTRO-H のときより小さいことが確認できた。また、これら地上試験の結果をもとに MTQ の稼働 duty 比が与えられた際に検出器の分解能劣化を予測するモデルを作成した。X 線信号処理に用いるフィルタテンプレートの変更、観測データのうち MTQ ノイズが小さい時間帯の選択、といったノイズ対策について考察を行った。軌道上で MTQ ノイズの影響度が悪化した際、観測ストラテジーを立てるうえで有益である。

■2. 高周波電場放射性干渉 ASTRO-H では未検証であった、ゲートバルブからの通信系 RF ノイズの侵入について、シミュレーションと衛星試験による end-to-end の評価を行った。シミュレーションでは計算機メモリ不足という従来の困難を、HPC 富岳を用いることで克服し、衛星 CAD モデル全体で計算を行うことに成功した。S-band、X-band それぞれのアンテナが軌道上運用された際に想定されるゲートバルブ上部の電場強度について、最悪ケースを見積もった。その結果をもとに、サブシステム試験でゲートバルブ上部から電波入射を行い、検出器ノイズデータを取得した。追加機器をインストールすることで、地上で真空を破らずにゲートバルブの開閉を行うことに成功した。入射電波強度はシミュレーションの結果よりも 50 dBm 以上大きくしたが、検出器に有意な応答は見られなかった。また、通信系機器からの放射も簡易モデルを用いてシミュレーションを行ったが、寄与は十分小さいとわかった。そして、システム試験では最悪ケース以外のアンテナ、通信系機器からの放射について軌道上と同様に運用したときの電波強度の測定を行った。X-band パッチアンテナを衛星インテグレーション時にローワープレート上に設置することで実現した。測定結果はサブシステム試験での入射電波強度より小さいものであった。以上より、

通信系由来の RF 干渉が *Resolve* のエネルギー分解能劣化に与える影響は十分小さく、無視できると結論付けた。

■3. 伝導性干渉 衛星搭載機器に電力を分配するバス電源を介した導電性干渉について、衛星試験により *Resolve* 装置の耐性を調べた。サブシステム試験では、*Resolve* のイミュニティチェックとして、DC 電圧に人工的な正弦波ゆらぎを足したものを入力とした。システム要求である $V_{pp} \sim 0.5$ V をゆらぎの振幅とした際には検出器に有意な応答は見られなかった。 $V_{pp} = 3$ V の入力に対しては、552.4, 635, 781.3 Hz でノイズが検出され、低周波磁場干渉のものと同様のピクセル依存性が確認できたが、著しいエネルギー分解能劣化は見られなかった。システム試験では、日照時の太陽電池パネルシミュレータ給電、日陰時の BAT 給電で衛星全体を運用した際の検出器のノイズデータを取得した。電源系の状態の違いでノイズ強度はほとんど変化せず、伝導性干渉が *Resolve* のエネルギー分解能劣化に与える影響は十分小さいと結論付けた。また、試験時のバス電圧データからどの程度のリップルが生じているかを定量的に見積もり、要求値以下であることも確認できた。

次に、第二の目的では、§2.1 にて衛星における EMC 設計標準化に向けたケーススタディとして重要な点を3つ上げた: (a) シミュレーション、(b) 試験手法、(c) リスクマネジメントである。

(a) 地上試験での実測に加えて、電磁シミュレーションを効果的に組み合わせることができたことは本研究の大きなハイライトの一つである。特に、これまでは計算コストの観点から難しかった、衛星スケールの詳細 CAD ファイルに基づいた電磁界シミュレーションを HPC の計算資源を用いて実施する方法を確立することができた。また、シミュレーションで用いる数値解法についても、低周波磁場では有限要素法、高周波電磁場では FDTD 法、というように用途に合わせて適切に使い分けて成果を得た。

(b) 本研究は、高感度な極低温検出器に対する EMC 試験が、これまで標準として用いられてきた分野外の米軍規格 (MIL-STD-461) をもとにしたもののみでは不十分であり、*Resolve* 装置 (= 個々の天文ミッション機器) の特性に合わせた EMC 試験を行うことの必要性を示した。例えば、放射性低周波磁場干渉サブシステム試験では ASTRO-H の EM MTQ を用いることで、軌道上での干渉の様子を高い忠実度で再現した状態でノイズの物理的性質を調査することができた。放射性高周波電磁場干渉サブシステム試験では、*Resolve* 装置でのノイズに対する応答の様子をはっきり確認できるようにするため、模擬信号には変調をかけるなどの工夫を行った。また、このような前例のない試験を成功させることができた一端は、§A にまとめているように、必要な実験機材を製作・校正するところから始め、限られたリソースの中で工夫の自由度を確保したことにもある。

(c) 今回3種類のバス系干渉源に対して、ミッション系との適切なインターフェースを設定し計画的に試験を行うことで、厳しいプロジェクトスケジュールの中でも end-to-end の評価まで完遂できたことは重要な成果である。これには、シミュレーションや ASTRO-H の EM 品を効果的に組み合わせることで、ミッション部のみで行うサブシステムレベルの試験後の段階で *Resolve* 装置のサセプティビリティについておおよその目処がたてられていたことが大きな要因である。幸いにも、3つすべての電磁干渉源において、エネルギー分解能劣化 (地上試験での計測値) は悲観的な想定よりも十分小さかったが、軌道上で悪化した際のリスクヘッジ (MTQ ノイズに対するプレート変更やイベントスクリーニングなど) の準備まで余裕をもって行うことができた。

付録 A

偏微分方程式の数値解法

Contents

A.1	有限差分法	205
	A.1.1 FDTD 法	205
	A.1.2 境界条件	208
	A.1.3 ダイポールアンテナのシミュレーション	210
A.2	有限要素法	212

本研究の電磁界シミュレーション (§ 5.1.3, § 6.1.3) では、以下の 3 次元 Maxwell 方程式を数値的に解いている。

$$\epsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} + \sigma \mathbf{E} = \text{rot} \mathbf{B} \tag{A.0.0.1}$$

$$-\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = \text{rot} \mathbf{E} \tag{A.0.0.2}$$

$$\text{div} \mathbf{E} = 0 \tag{A.0.0.3}$$

$$\text{div} \mathbf{B} = 0 \tag{A.0.0.4}$$

ここで、 ϵ :誘電率、 μ :透磁率、 σ :電気伝導度である。ここでは、分散性のない等方的な媒質を仮定している。

高周波電場のシミュレーション (§ 6.1.3) で用いた **Poynting** では時間領域の有限差分法の一つである FDTD 法 (Finite-Difference Time-Domain Method; § A.1) を、低周波磁場のシミュレーション (§ 5.1.3) で用いた **Maxwell** では有限要素法 FEM 法 (Finite Element Method; § A.2) を用いている。いずれも、Maxwell 方程式に限らず、広く偏微分方程式の数値解法として最も代表的なものである。以下ではそれぞれの基本的概念を説明する。

A.1 有限差分法

有限差分法とは、極限操作である微分演算を有限の差分で表現することで、微分方程式の近似的な解を得る手法である。ある関数 f が (x, y) を引数に持つ場合の中心差分の例を示す。図 A.1 は x, y 平面を離散化した格子である。点 (i, j) で $f_{i,j}$ というように、関数 $f(x, y)$ は格子点上で値を持ち、添え字を対応させる。このとき、位置 (i, j) での x 偏微分は、隣り合う二つの格子点 $(i-1, j), (i+1, j)$ での値を用いて次のように差分化される。

$$\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{i,j} \longrightarrow \frac{f_{i+1,j} - f_{i-1,j}}{2\Delta x} \quad (\text{A.1.0.1})$$

また、 y 方向についても同様に、

$$\left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{i,j} \longrightarrow \frac{f_{i,j+1} - f_{i,j-1}}{2\Delta y} \quad (\text{A.1.0.2})$$

となる。これらは $\Delta x \rightarrow 0$ の極限で偏微分の定義に一致する。中心差分において、有限の格子幅 Δx で差分化することによる誤差は、 $O(\Delta x^2)$ である。

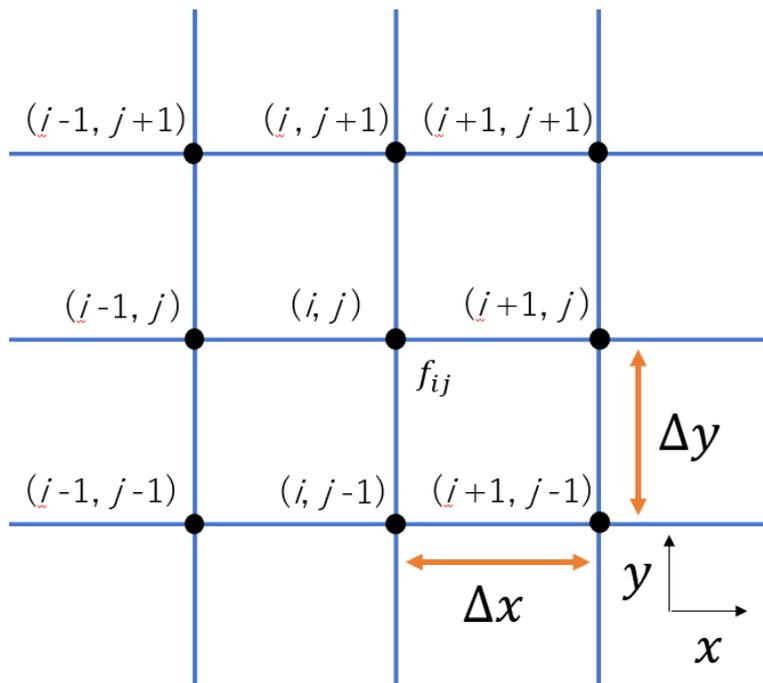


図 A.1. 離散化した 2 次元の格子

A.1.1 FDTD 法

有限差分法のうち、FDTD 法は Maxwell 方程式に含まれる時間、空間微分を中心差分化し数値解を得る方法である。「FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析」宇野亨, 1998 を参考に説明する。離散化した際の添え字について、空間 $(x, y, z) \rightarrow (i, j, k)$ の下付き添え字、時間 $t \rightarrow n$ の上付き添え字で、 $E_{x,i,j,k}^n$ のように表現する (Yee, 1966)。

電場 \mathbf{E} 、磁場 \mathbf{H} は空間上で図 A.2 のように離散化される。これは Yee の格子と呼ばれ、電場成分、磁場成分が 0.5 格子ずつずれて配置していることがわかる。このように配置することで、ある電場 (磁場) 成分が存在したとき

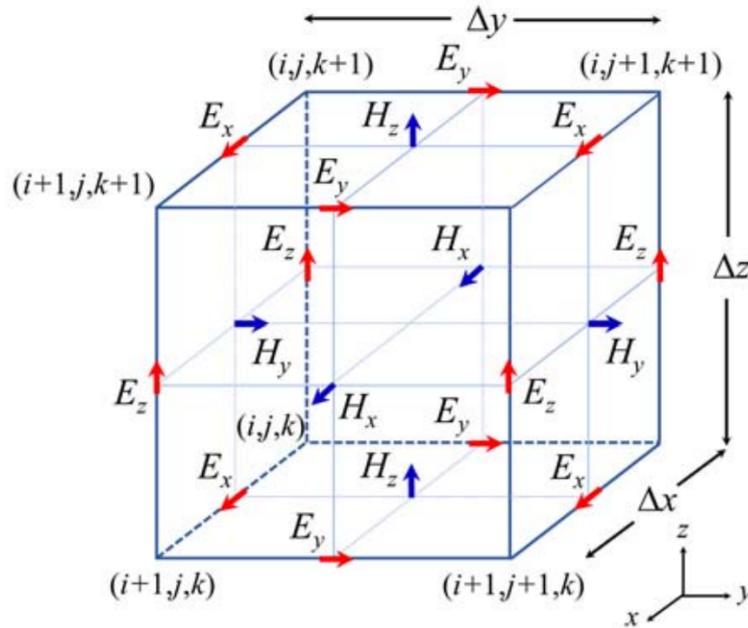


図 A.2. Yee の格子：離散化された電磁場の空間配置を表す。https://apmc-mwe.org/mwe2019/pdf/tut18/FR6A-2.pdf より

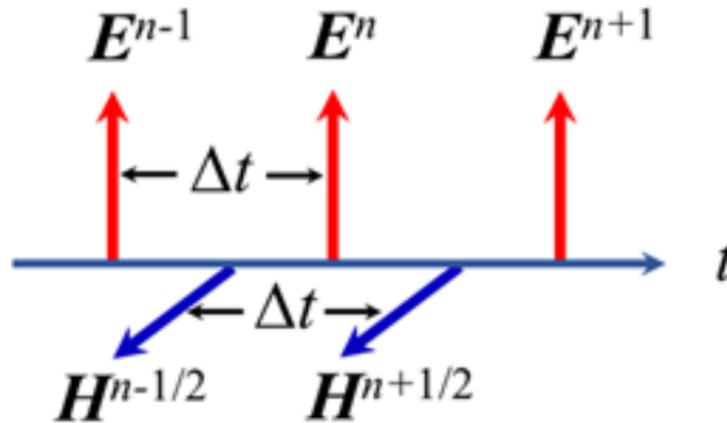


図 A.3. 離散化された電磁場の時間配置。https://apmc-mwe.org/mwe2019/pdf/tut18/FR6A-2.pdf より

に、それを取り囲む磁場（電場）成分を表現することができる。また、時間方向の差分でも電場と磁場は半ステップずらして離散化される。電場は式 A.0.0.1、磁場は式 A.0.0.2 を用いて、交互に時間更新されていく（図 A.3）。

以上のことを具体的な差分式で表す。式 A.0.0.1 の x 成分を差分化すると次のようになる。

$$\epsilon \frac{E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} - E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^n}{\Delta t} + \sigma \frac{E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} - E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^n}{2} = \frac{H_{z\ i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z\ i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{2\Delta y} - \frac{H_{y\ i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y\ i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{2\Delta y}$$

これを $E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1}$ について解くことで、 n ステップ目の電場及び $n + \frac{1}{2}$ ステップ目の磁場から、 $n + 1$ ステップ目の電場 x 成分を求める式になる。すなわち、

$$E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^{n+1} = \frac{2\epsilon - \sigma\Delta t}{2\epsilon + \sigma\Delta t} E_{x\ i+\frac{1}{2},j,k}^n + \frac{2\Delta t}{2\epsilon + \sigma\Delta t} \left\{ \frac{H_{z\ i+\frac{1}{2},j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z\ i+\frac{1}{2},j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_{y\ i+\frac{1}{2},j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{y\ i+\frac{1}{2},j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right\}$$

y, z 成分についても同様である。このようにして求めた $n+1$ ステップ目の電場を $n+\frac{1}{2}$ ステップ目の磁場と合わせることで、式 A.0.0.1 を用いた磁場の時間更新 ($n+\frac{1}{2} \rightarrow n+\frac{3}{2}$) ができる。

$$H_{x\ i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = H_{x\ i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu} \left\{ \frac{E_{y\ i, j+\frac{1}{2}, k+1}^{n+1} - E_{y\ i, j+\frac{1}{2}, k}^{n+1}}{\Delta z} - \frac{E_{z\ i, j+1, k+\frac{1}{2}}^{n+1} - E_{z\ i, j, k+\frac{1}{2}}^{n+1}}{\Delta y} \right\}$$

これら \mathbf{E}, \mathbf{H} の逐次計算を安定に実行するためには、次の CFL 条件 (Courant-Friedrichs-Lewy Condition; Courant, Friedrichs, and Lewy, 1967) を満たさなければならないことが知られている。

$$c' \Delta t \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}} \leq 1 \quad (\text{A.1.1.1})$$

$\Delta t, \Delta x, \Delta y, \Delta z$ はそれぞれの物理量を離散化した際の刻み幅、 c' は媒質中の光速である。空間刻み幅を小さくとした空間分解能の高いシミュレーションを行う際には、時間の刻み幅についても CFL 条件をみたすように十分小さくとる必要がある。ここでは簡単のため、2次元の場合の条件、

$$c' \Delta t \sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2}} \leq 1 \quad (\text{A.1.1.2})$$

を示す。平面 x - y ($\sigma = 0$) 中を運動する TE 波 (z 方向に磁場成分) を考えると、

$$H_{z\ i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = H_{z\ i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \left\{ \frac{E_{y\ i+1, j+\frac{1}{2}}^{n+1} - E_{y\ i, j+\frac{1}{2}}^{n+1}}{\Delta x} + \frac{E_{x\ i+\frac{1}{2}, j+1}^{n+1} - E_{x\ i+\frac{1}{2}, j}^{n+1}}{\Delta y} \right\} \quad (\text{A.1.1.3})$$

$$E_{x\ i+\frac{1}{2}, j}^{n+1} = E_{x\ i+\frac{1}{2}, j}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left\{ \frac{H_{z\ i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z\ i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} \right\} \quad (\text{A.1.1.4})$$

$$E_{y\ i, j+\frac{1}{2}}^{n+1} = E_{y\ i, j+\frac{1}{2}}^n - \frac{\Delta t}{\epsilon} \left\{ \frac{H_{z\ i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_{z\ i-\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta x} \right\} \quad (\text{A.1.1.5})$$

式 A.1.1.4 と A.1.1.5 を式 A.1.1.3 に代入すると、

$$H_{z\ i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{3}{2}} = H_{z\ i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \left\{ \frac{E_{y\ i+1, j+\frac{1}{2}}^n - E_{y\ i, j+\frac{1}{2}}^n}{\Delta x} + \frac{E_{x\ i+\frac{1}{2}, j+1}^n - E_{x\ i+\frac{1}{2}, j}^n}{\Delta y} \right\} \quad (\text{A.1.1.6})$$

これで、式 A.1.1.4 から A.1.1.6 は左辺を $(H_z^{n+\frac{3}{2}}, E_x^{n+1}, E_y^{n+1})$ 、右辺を $(H_z^{n+\frac{1}{2}}, E_x^n, E_y^n)$ で書けたことになる。 $\mathbf{E}(t, \mathbf{r}) = \mathbf{E}(t) \exp(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r})$ 、 $\mathbf{H}(t, \mathbf{r}) = \mathbf{H}(t) \exp(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r})$ を代入し、係数を行列表記すると、

$$\begin{pmatrix} H_z^{n+\frac{3}{2}} \\ E_x^{n+1} \\ E_y^{n+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{j}{\mu} \Delta t s_y & -\frac{j}{\mu} \Delta t s_x \\ \frac{j}{\mu} \Delta t s_y & 1 & 0 \\ -\frac{j}{\mu} \Delta t s_x & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_z^{n+\frac{1}{2}} \\ E_x^n \\ E_y^n \end{pmatrix}$$

となる。ただし、 $s_x = \frac{2 \sin k_x \frac{\Delta x}{2}}{\Delta x}$ 、 $s_y = \frac{2 \sin k_y \frac{\Delta y}{2}}{\Delta y}$ と置いた。 $n \rightarrow \infty$ で収束するためには係数行列の固有値 λ が $|\lambda| \leq 1$ を満たす必要がある。固有方程式の解

$$\begin{aligned} \left\| \begin{pmatrix} 1 - \lambda & \frac{j}{\mu} \Delta t s_y & -\frac{j}{\mu} \Delta t s_x \\ \frac{j}{\mu} \Delta t s_y & 1 - \lambda & 0 \\ -\frac{j}{\mu} \Delta t s_x & 0 & 1 - \lambda \end{pmatrix} \right\| &= (1 - \lambda) [(1 - \lambda)^2 + c'^2 \Delta t^2 (s_x^2 + s_y^2) \lambda] = 0 \\ \implies \lambda &= 1, \frac{h \pm \sqrt{h^2 - 4}}{2} \quad \text{where } h = (c' \Delta t)^2 (s_x^2 + s_y^2) - 2 \end{aligned}$$

より、 $h^2 - 4 \leq 0$ で λ が虚数解となるとき、 $|\lambda| = 1$ で安定条件を満たす。

$$(c' \Delta t)^2 (s_x^2 + s_y^2) \leq 4$$

$|s_x| \leq \frac{2}{\Delta x}$ 、 $|s_y| \leq \frac{2}{\Delta y}$ であるから、整理すると A.1.2.1 が得られる。

A.1.2 境界条件

数値シミュレーションでは有限の空間領域内で現象を扱わざるを得ないため、領域の境界について適切に処理をする必要がある。特に電磁波解析においては、境界面で生じる反射波により誤差が生じうるため、吸収境界条件がしばしば課される。

■ Mur の境界条件 (Mur, 1981)

吸収境界で反射がないという微分方程式から導出される境界条件で、広く用いられている。ここでは Poynting で設定可能な 1 次の Mur 境界条件を説明する。 x 軸負の方向へ速さ v で進行する電磁波が z 方向に電場を持つとすると、その電場 E_z は波動方程式

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{1}{v} \frac{\partial E_z}{\partial t} = 0 \quad (\text{A.1.2.1})$$

の解になっている。仮に $x = 0 (j = 0)$ に境界が存在したとして、電場が形を変えずに伝搬してゆくためには、境界において上式 A.1.2.1 を満たしていなければならない。このことから式 A.1.2.1 を差分化し、境界条件を導くと、

$$E_{z0,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} = E_{z1,j,k+\frac{1}{2}}^n + \frac{v\Delta t - \Delta x}{v\Delta t + \Delta x} \left\{ E_{z1,j,k+\frac{1}{2}}^{n+1} - E_{z0,j,k+\frac{1}{2}}^n \right\}$$

となる。同様に考えることで $x = 0$ 以外でも Mur の境界条件を設定することができる。

■ PML 境界条件 (Berenger, 1994)

境界の周りに仮想的な媒質を配置することで、(1) 反射波を起こさずに、(2) 入射波を減衰させる境界条件である。

簡単な場合として、図 A.4 のような 2 次元平面 $x-y$ で z 方向の磁場を持つ電磁波の入射と散乱を考える。式 A.0.0.1、A.0.0.2 に対応する Maxwell 方程式は、

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_x}{\partial t} + \sigma E_x = \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (\text{A.1.2.2})$$

$$\epsilon_0 \frac{\partial E_y}{\partial t} + \sigma E_y = -\frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (\text{A.1.2.3})$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma^* H_z = \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \quad (\text{A.1.2.4})$$

となる。なお、磁気伝導率を σ^* として導入した。このとき、真空中と媒質中の波動インピーダンスをそれぞれ $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ 、 $Z = Z_0 \sqrt{\frac{j\omega + \sigma^*/\mu_0}{j\omega + \sigma/\epsilon_0}}$ とし、入射角と屈折角を θ_i 、 ϕ で表すと反射率 R は次のようになる。

$$R = \frac{Z \cos \theta_i - Z_0 \cos \phi}{Z \cos \theta_i + Z_0 \cos \phi} \quad (\text{A.1.2.5})$$

(1) について、境界に垂直に入射した電磁波が反射しない ($R = 0$) 条件は、真空中と媒質中の波動インピーダンスが等しいこと (インピーダンスマッチング $Z = Z_0$ 、すなわち $\frac{\sigma}{\epsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0}$) である。しかし、斜め入射 ($\theta_i \neq 0$) の場合はインピーダンスマッチング条件に加えて、入射角 θ_i と屈折角 ϕ が等しくなることが必要になる。現実はその

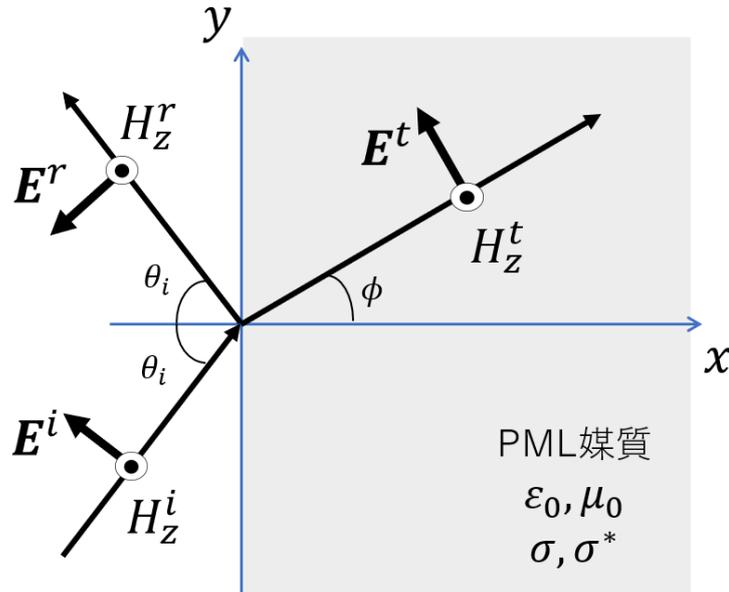


図 A.4. 2次元 PML 境界への入射：この場合、境界に接する向きである y 方向では自動的にインピーダンスマッチング条件を満足する。したがって、 x 方向のマッチング条件を満たすように、PML 媒質の電気/磁気伝導率が決定される。宇野亨, 1998 を参考に作成。

ような媒質は存在しないため、PML 境界条件では Maxwell 方程式が成立しない仮想媒質を導入している。具体的には、式 A.1.2.4 における磁場 H_z を x 方向、 y 方向へ次のように分離する。

$$H_z = H_{zx} + H_{zy} \tag{A.1.2.6}$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} + \sigma_x^* H_{zx} = -\frac{\partial E_y}{\partial x} \tag{A.1.2.7}$$

$$\mu_0 \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} + \sigma_y^* H_{zy} = \frac{\partial E_x}{\partial y} \tag{A.1.2.8}$$

図 A.4 のように PML 媒質が配置されている場合、境界接線方向である y 方向については、波数が保存するため自動的にインピーダンスマッチングがとれている。したがって、導入する PML 媒質が x 方向のインピーダンスマッチング $\frac{\sigma_x}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_x^*}{\mu_0}$ を満たしていれば、入射角 θ_i によらず反射率 $R = 0$ となる。より一般に、任意の向きに配置された PML 境界面に対しては、 x 方向、 y 方向それぞれ独立にインピーダンスマッチング条件

$$\frac{\sigma_x}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_x^*}{\mu_0}, \quad \frac{\sigma_y}{\epsilon_0} = \frac{\sigma_y^*}{\mu_0} \tag{A.1.2.9}$$

を満たすように PML 媒質の電気/磁気伝導率を採用する。

(2) について、上述のインピーダンスマッチング条件を満足する PML 媒質内の波数 k_x 、 k_y は

$$k_x = \left(\frac{\omega}{c} - j \frac{\sigma_x}{\epsilon_0 c} \right) \cos \phi, \quad k_y = \left(\frac{\omega}{c} - j \frac{\sigma_y}{\epsilon_0 c} \right) \sin \phi \tag{A.1.2.10}$$

と表される。 σ_x 、 σ_y の値を大きく設定し、PML 境界を何層にも積み重ねることで、入射電磁波を減衰させる。

■電氣的/磁氣的完全導体境界条件

以上 2 つは代表的な吸収境界条件である。一方で、完全導体/完全磁気導体を扱う場合には完全導体/完全磁気境

計算領域	-1000 mm < x < 1000 mm -1000 mm < y < 1000 mm -1000 mm < z < 1000 mm
境界条件	Mur (1 次)
格子サイズ	6 mm (一様)
計算時間	0 ps < t < 56506 ps
時間ステップ幅	11.3 ps
ダイポール位置	-75 mm < z < 75 mm
観測周波数	1 GHz
給電波形	Gaussian (右図 A.5)

表 A.1. dipole アンテナのシミュレーション設定

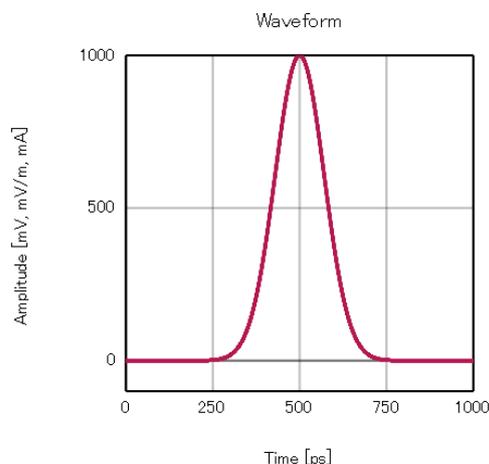


図 A.5. 給電波形

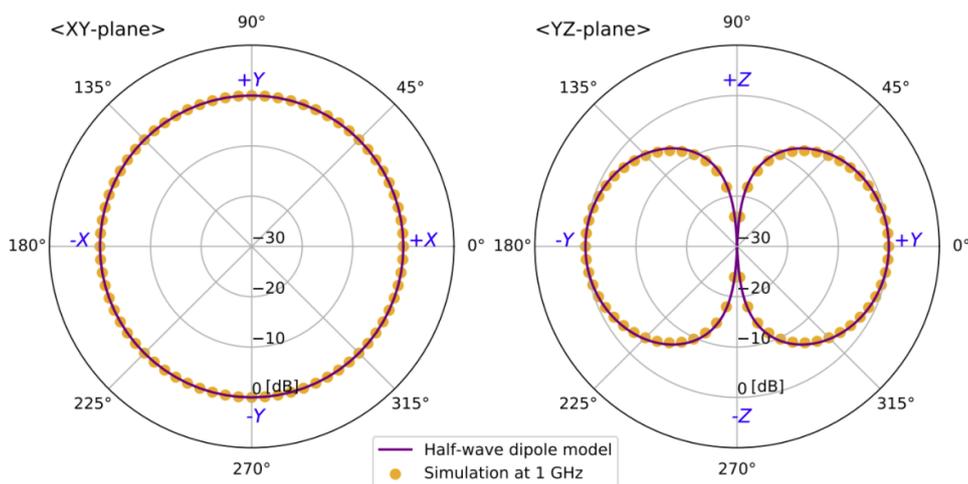


図 A.6. ダイポールアンテナの放射パターン計算結果：紫実線が理論式、黄色ドットがシミュレーション結果。(左) アンテナに垂直な観測面 x - y でのパターン。等方向性が確認できる。(右) アンテナに平行な観測面 y - z でのパターン。半波長ダイポールアンテナの指向性 $E_{\theta} \propto \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$ に沿っている。

界が用いられる。これは導体表面での境界条件で、境界面の接線方向の電場/磁場を 0 に設定する。Perfect Electric Conductor (PEC) 境界条件と呼ばれる。

A.1.3 ダイポールアンテナのシミュレーション

■ダイポールアンテナのシミュレーション

FTDT 法を採用するソフトウェアとして Poynting を用いた。ソフトウェアが正しく使用できていることを確認するため、ダイポールアンテナからの遠方界放射パターンが再現できるかを確認する。主なシミュレーション設定は表 A.1 のとおりである。3次元直交座標 (x, y, z) をとり、計算領域は $1000 \times 1000 \times 1000 \text{ mm}^3$ で 6 面とも Mur の 1 次境界条件を採用した。また、格子サイズは 6 mm で一様とした。ダイポールアンテナのサイズ、ギャップはそれぞれ 150 mm、10 mm とし、原点を中心に z 軸に沿う向きで配置している。 $t = 0$ に図 A.5 のような波形

を持つ Gaussian パルスを入力した。

得られた 1 GHz の電場放射パターンは図 A.6 の通りである。1 GHz は最も効率的な放射とされる (アンテナ全長) = $0.5 \times$ (波長) を満たすように対応させた。最大値で規格化された電場強度の角度依存性がプロットされており、紫の実線が半波長ダイポールの理論式、黄色のドットがシミュレーションの結果を表している。左のパターンはアンテナに垂直な向き (x - y 面) に観測面をとっており、等方性が確認できた。一方で右のパターンはアンテナに平行な向き (y - z 面) に観測面をとったときの結果であり、dipole アンテナに特徴的な垂直方向への放射の指向性が確認できた。 x - z 平面についても y - z 面と同様な指向性が確認できている。

A.2 有限要素法

有限要素法とは、解析空間領域を十分細分化して解析することで微分方程式の近似解を得る手法である。計算手順のあらましは次のとおりである。「電気工学の有限要素法」(中田高義, 1986)、「磁気工学の有限要素法」(高橋則雄, 2013)、及び ANSYS 社のマニュアル「Maxwell 3D Users Guide」を参考に記述している。

1. ポテンシャル(電磁場)を求めたい領域を空間要素に分割する
2. 各要素内のポテンシャルを適当な近似関数で表す。
3. 要素の節点(およびその間)のポテンシャルを未知数とする連立一次方程式(行列方程式)を作成する。
4. 上記の行列方程式を解く

ここでは、§ 5.1.3 で用いた Maxwell の 3 次元静磁場解析を例にとって説明する。磁場 \mathbf{H} について、Ampère の法則 $\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}$ を解いている。

(1) について、要素の形状について特に制限はない。使用した Maxwell の 3 次元ソルバーでは、4 面体の要素に分割している(図 A.7)。以後それらの頂点を節点と呼ぶ。各節点上でのポテンシャル値が数値計算のプロセスに用いられる。

(2) 各要素内のポテンシャルは節点上の値を用いて近似される。Maxwell では次の二次式で補間される。

$$H_x(x, y, z) = a_0 + a_1x + a_2y + a_3z + a_4xy + a_5yz + a_6xz + a_7x^2 + a_8y^2 + a_9z^2 \quad (\text{A.2.0.1})$$

10 個の係数は図 A.7 の 10 個の黒点位置でのポテンシャル値から決定される。すなわち、要素の節点およびその間のポテンシャル値がわかれば、補間式から要素内のポテンシャル値が決まることがわかる。

(3) 行列方程式を導出するうえで用いられる方法として、ここでは重み付き残差法についてまとめる。解きたい方程式(ここでは Ampère の法則)について、次のような関数 f を考える。

$$f(\mathbf{H}) = \nabla \times \mathbf{H} - \mathbf{J} \quad (\text{A.2.0.2})$$

真の解を与えれば f は 0 となるが、一般にある一点における磁場 \mathbf{H} の近似値を代入してもそうはならない。この残差関数が、計算している系全体で積分したときに最小化されるように解を探していく。重み付き残差法では、重み関数 \mathbf{W} を導入しその積を積分した値を 0 にする。すなわち、

$$I = \iiint \mathbf{W} \cdot f(\mathbf{H}) dV = \iiint \mathbf{W} \cdot (\nabla \times \mathbf{H} - \mathbf{J}) dV = 0 \quad (\text{A.2.0.3})$$

これを満たす条件式を連立方程式として導出する。まず、分割された各要素に対して上式を課すと、

$$I_e = \iiint_{V_e} \mathbf{W} \cdot (\nabla \times \mathbf{H} - \mathbf{J}) dV = 0 \quad (\text{A.2.0.4})$$

数値計算の負荷を下げるために式変形していく。ベクトル解析の公式 $\mathbf{a} \cdot (\nabla \times \mathbf{b}) = \mathbf{b} \cdot (\nabla \times \mathbf{a}) - \nabla \cdot (\mathbf{a} \times \mathbf{b})$ より、

$$I_e = \iiint_{V_e} [(\nabla \times \mathbf{W}) \cdot \mathbf{H} - \nabla \cdot (\mathbf{W} \times \mathbf{H}) - \mathbf{W} \cdot \mathbf{J}] dV \quad (\text{A.2.0.5})$$

ガウスの発散定理と $\mathbf{a} \cdot (\mathbf{b} \times \mathbf{c}) = \mathbf{b} \cdot (\mathbf{c} \times \mathbf{a})$ を用いると、

$$I_e = \iiint_{V_e} [(\nabla \times \mathbf{W}) \cdot \mathbf{H} - \mathbf{W} \cdot \mathbf{J}] dV - \iint_{\partial V_e} \mathbf{H} \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{W}) dS \quad (\text{A.2.0.6})$$

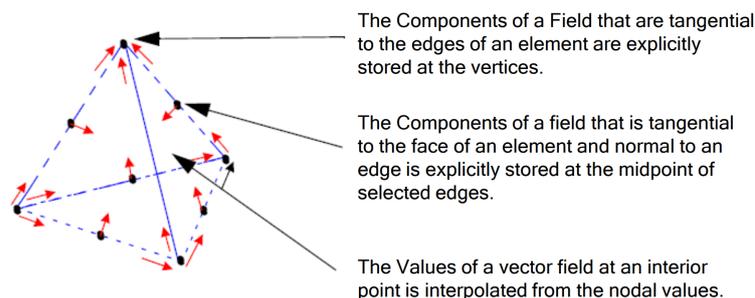


図 A.7. Maxwell で用いられる 4 面体要素 : ANSYS 社のマニュアル「Maxwell 3D Users Guide」より引用。

となる。磁場 \mathbf{H} を各要素の基底で展開した $\mathbf{H} = \sum_i b_i \mathbf{h}_i$ を代入すると、

$$I_e = \sum_i b_i \left[\iiint_{V_e} (\nabla \times \mathbf{W}) \cdot \mathbf{h}_i dV - \iint_{\partial V_e} \mathbf{h}_i \cdot (\mathbf{n} \times \mathbf{W}) dS \right] - \iiint_{V_e} \mathbf{W} \cdot \mathbf{J} dV = 0 \quad (\text{A.2.0.7})$$

これは、 b_i に関する一次方程式となっている。ここまで、重み関数は任意であった。重み関数の選び方には様々な方法があるが、例えば最もよく用いられる Galerkin 法では $\mathbf{W} = \mathbf{h}_k$ と各要素の基底にとる。したがって、基底の数だけ方程式が得られ、ある要素における磁場の展開係数 b_i についての連立方程式が導出された。最後に、接している要素で連続の条件を課すことで、ローカルな（各要素ごとの）方程式からグローバルな（考えている系全体の）連立方程式系が得られる。

(4) (3) で導いた行列方程式を解くことで、磁場を求める。Maxwell の標準ではスパース行列に対する Gauss の消去法（直接法）が用いられている。また、一般には直接法で解くことは難しく、行列の作用を繰り返して残差を小さくしていく反復法もしばしば用いられる。

付録 B

試験機材の製作と評価 (1) 低周波磁場

Contents

B.1	ソレノイド	215
	B.1.1 要求分析	215
	B.1.2 設計と製作	215
	B.1.3 測定	216

低周波磁場試験 (§ 5.3) では 2 種類のソレノイドを用いた。1 つは、ASTRO-H 衛星の MTQ の EM 品、もう 1 つは、自作ソレノイドである。本研究のために自作したソレノイドについて、要求分析 (§ B.1.1) 及び 設計・製作 (§ B.1.2) について記述する。機材製作は主に ISAS 工作室で行った。また、EM MTQ と自作ソレノイドを合わせて、それらの測定 (§ B.1.3) 結果を述べる。測定結果は、シミュレーションと比較して妥当性を確認する。

B.1 ソレノイド

サブシステム試験 (§ 5.2) において、MTQ が作る磁場によるノイズが見られた場合、感受部がどこにあるかを探す。EM MTQ は重く持ち運びが難しいため、コンパクトなソレノイドを自作することにした。

以下では、自作ソレノイドの自己インダクタンスを L 、抵抗を R と書く。MTQ の物理量にはこれらにプライム (') を付けて区別する。

B.1.1 要求分析

自作ソレノイドの要求分析を行う。下記を満たすものとする。

- (1) 一人で持ち運べ、供試体の近傍に三脚で設置できる程度の重さ、大きさを持つ。
- (2) 時定数 $\frac{L}{R}$ が MTQ の時定数 $\frac{L'}{R'} = 0.23 \text{ s}$ に近い。
- (3) 許容可能な発熱 (1 W 程度) のもと、生成磁場強度が MTQ の磁場以上である。

ここで、時定数を MTQ の値に近づけるのは、パルス幅変調 (PWM) の際に電流変動の振れ幅の様子を MTQ のそれに近づけたいためである。インダクタンスの効果によって電流はゆるやかに変化していき、矩形波開始直後の増加率は時定数に反比例する。しかし、あまりに時定数が短い場合には 1 つの矩形波 (7.8 ms) の間に飽和する。PWM の時空間でのパルス形状がマイクロカロリメータの検出器の応答として現れているので、その挙動をできるだけ再現する必要がある。

B.1.2 設計と製作

内径 r_{in} 、軸方向の長さ l 、 N 回巻ソレノイドの自己インダクタンスは、

$$L = k \frac{\mu \pi r_{\text{in}}^2 N^2}{l} \quad (\text{B.1.2.1})$$

を持つ。ここで k は長岡係数であり、半径 r_{in} と軸方向の長さ l の比 $\frac{r_{\text{in}}}{l}$ の関数である。無限長ソレノイドでは $k = 1$ だが、 $\frac{r_{\text{in}}}{l}$ が大きくなるにつれ k の値は小さくなっていく。また、 μ は透磁率である。一方、抵抗値 R はソレノイド本体部分 (R_0) と口出し部分 (R_1) に分けて書くと、

$$R_0 = 2\pi r_{\text{in}} N \times \frac{\rho}{\pi(d/2)^2} \quad (\text{B.1.2.2})$$

$$R_1 = 2x \times \frac{\rho}{\pi(d/2)^2} \quad (\text{B.1.2.3})$$

$$R = R_0 + R_1 \quad (\text{B.1.2.4})$$

ρ は銅線の抵抗率、 d は銅線の直径、 x は口出し部分の長さである。以降の概算では $R_0 \gg R_1$ としてコイル本体の抵抗 R_0 を使って議論を進める。要求 (2) について、時定数は、

$$\frac{L}{R_0} = 2\pi^2 \cdot 10^{-7} \times \left[k N \frac{r_{\text{in}}}{l} \right] \times [\mu_s] \times \left[\frac{1}{\rho} \left(\frac{d}{2} \right)^2 \right] \quad (\text{B.1.2.5})$$

となる。真空中の透磁率を $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ とし、芯材の比透磁率 μ_s を導入した。一つ目の大かっこの中がソレノイドの構造由来、二つ目の中は芯の材質由来、三つ目の中は銅線由来のファクターである。最適化せずに製作すると時定数が非常に小さくなってしまいうので、これをできる限り大きくして、MTQ の時定数 $\frac{L'}{R'} = 0.23 \text{ s}$ に近づけることを目指した。

芯材については長さ $l = 10$ cm、内径 2 cm のパーマロイを用いた。鉄、ニッケルを主成分とする合金であるパーマロイは、高透磁率の代表格であり、電流センサやトランスのコアとして磁束増幅にしばしば利用される。銅線 ($\rho \approx 1.7 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$) については、径が太いと ρ を小さくできて時定数を大きくする効果と、巻数 N が少なくなるので時定数が小さくする効果がある。両者を勘案し、 $d = 2.0$ mm の線材を選択した。

ソレノイドが遠方距離 r だけ離れた位置に作る磁束密度の大きさ B は次のような依存性を持つ。

$$B \propto \frac{I r_{\text{in}}^2 N}{r^3} \quad (\text{B.1.2.6})$$

MTQ のコイルの巻き数 N' は 4900 回、内径 $r'_{\text{in}} = 0.034$ mm であるが、持ち運びを考えてより小さいほうが望ましい。電流 I は発熱 IR^2 で制限される。そこで、 $I = 3$ A で駆動し、供試体までの距離を近づけて使用することで、MTQ 以上の磁場を生成できるようにする。

以上を踏まえて設計した自作ソレノイドの諸元を B.1 に示す。

表 B.1. Specification of the portable solenoid

Length:	130 mm
Width:	90 mm
Height:	90 mm
Solenoid radius	10 mm
Number of turns:	950
Wire cross-section:	3.1 mm ²
Wire Length:	120 m
Wire resistance:	0.6 Ω
Magnetic field:	0.9 mT (at 100 mm with 1.8 V, 3 A)

図 B.1 に作成の様子を示す。巻線器で銅線を巻く際には形状が崩れないように 3D プリンターで用いた治具を合わせて利用した。コアのパーマロイと銅線の絶縁にはカプトンテープを使用している。ケーブル端点の処理は、RF モニターシステム (図 6.13 の (c)) を用いて、ケーブルからの電磁ノイズレベル測定しながら、実験的に最適な方法を探した。また自作ソレノイドの給電部は、MTQ と同じ D-sub 端子とした。図 B.2 に示したような D-sub と BNC の変換ケーブルも合わせて自作した。

B.1.3 測定

EM MTQ 及び自作ソレノイドの特性評価の測定を行う。試験 0 (§ B.1.3.1) で L , C , R を測定、試験 1 (§ B.1.3.2)、試験 2 (§ B.1.3.3) で、正弦波、PWM 矩形波で駆動して電流応答を測定する。また、回路モデルと対照させて、モデルの妥当性を検証する。試験 1, 2 の違いは、給電電圧の増幅を行うバイポーラ電源の有無である。

B.1.3.1 試験 0

まず、EM MTQ 及び自作ソレノイドの L , C , R を測定する。測定は 2021/6-7 に MTQ の C のみ TKSC、残りは ISAS で実施した。測定には Prostar 社の LCR テスター BM4070 を用いた (図 B.1 の (d))。

■EM MTQ EM MTQ は 2 つの独立したコイル (A, B) があり、それぞれに対して hot と return が 2 本ずつある段階的冗長系が組まれている。合計で 8 本のワイヤーを使い、これが D-sub 9 ピンのインターフェイスで MTQ に給電される。測定の結果を表 B.2 (抵抗)、B.3 (リアクタンス)、B.4 (キャパシタンス) に示す。番号は D-sub



図 B.1. 自作ソレノイドの作成・測定: (a) 巻線器に 3D プリンターで製作した治具を取り付けた様子 (b) 銅線を巻き付けたあとの様子 (c) 芯の治具を引き抜いている様子 (d) インダクタンス測定の様子

	1 (Coil A HOT)	4 (Coil B HOT)	6 (Coil B RTN)	8 (Coil A RTN)
2 (A HOT)	0.2 Ω	—	—	—
4 (B HOT)	O.L.	—	—	—
5 (B HOT)	O.L.	0.2 Ω	—	—
6 (B RTN)	O.L.	25.7 Ω	—	—
7 (B RTN)	O.L.	25.7 Ω	0.1 Ω	—
8 (A RTN)	25.3 Ω	O.L.	—	—
9 (A RTN)	25.4 Ω	O.L.	—	0.1 Ω
3 (Case)	O.L.	—	—	—

表 B.2. R measurements of the EM MTQ. O.L. for isolated.

9 ピンの番号を示す。なお、 L の測定のみ、すべてのピンではなく、D-sub-BNC 変換ケーブルを付けた状態で使用される可能性があったピンのみを計測している。

■自作ソレノイド EM MTQ と同様に測定した。抵抗値は 0.6 Ω、インダクタンスは 12.0 mH であった。時定数は $\frac{L}{R} \sim 0.02$ s であり、カットオフ周波数は $f_{\text{cutoff}} \sim 8$ Hz である。これは PWM 駆動周波数 127 Hz より十分小さいので、要求は満たせている。



図 B.2. 各ソレノイド駆動用に自作した D-sub-BNC 変換ケーブル：ソレノイドは D-sub 給電口を持ち、各種機器は BNC 端子を持っていたため作成した。

	1 (Coil A HOT)	4 (Coil B HOT)	6 (Coil B RTN)	8 (Coil A RTN)
2 (A HOT)	—	—	—	—
4 (B HOT)	—	—	—	—
5 (B HOT)	—	—	—	—
6 (B RTN)	—	1.41 H	—	—
7 (B RTN)	—	—	—	—
8 (A RTN)	1.42 H	—	—	—
9 (A RTN)	—	—	—	—
3 (Case)	—	—	—	—

表 B.3. L measurements of the EM MTQ.

	1 (Coil A HOT)	4 (Coil B HOT)	6 (Coil B RTN)	8 (Coil A RTN)
2 (A HOT)	—	—	—	—
4 (B HOT)	0.27 μ F	—	—	—
5 (B HOT)	—	—	—	—
6 (B RTN)	0.26 μ F	-8.5 μ F	—	—
7 (B RTN)	—	—	—	—
8 (A RTN)	-8.6 μ F	-0.28 μ F	—	—
9 (A RTN)	—	—	—	—
3 (Case)	26.6 nF	26.6 nF	25.9 nF	25.9 nF

表 B.4. C measurements of the EM MTQ.

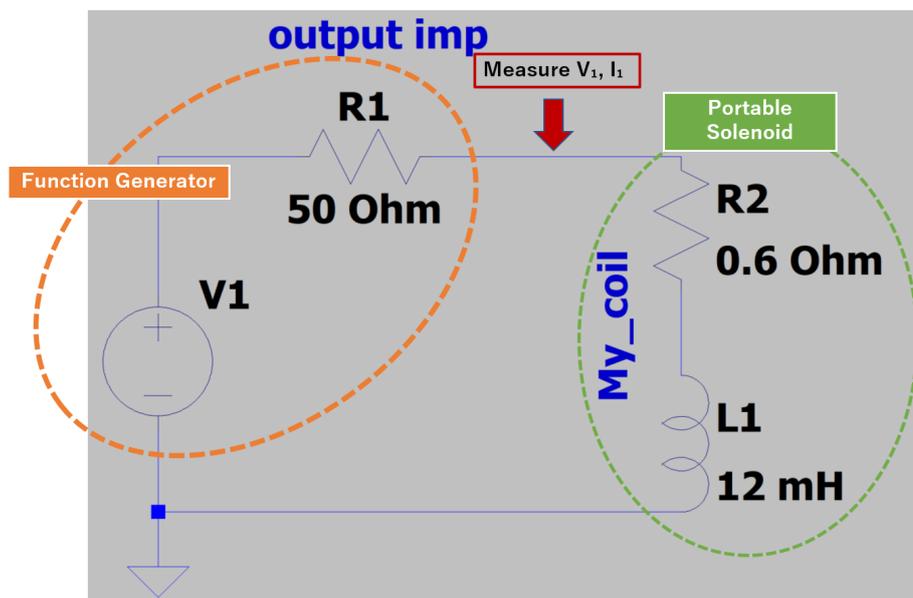


図 B.3. (1) ファンクションジェネレータ + 自作ソレノイド: ファンクションジェネレータは 50 Ω の出力インピーダンスを持つ。

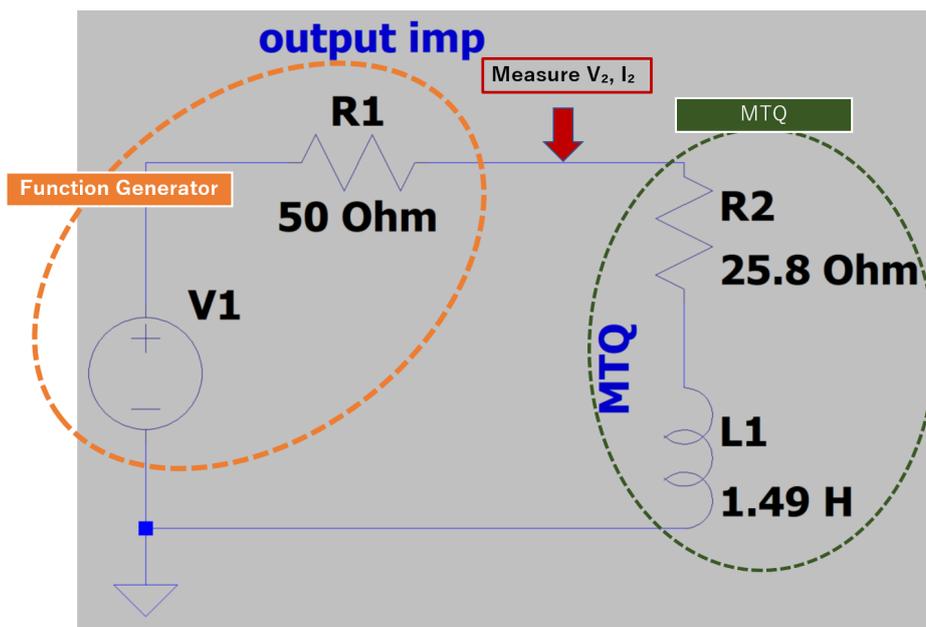


図 B.4. (2) ファンクションジェネレータ + MTQ: ファンクションジェネレータは 50 Ω の出力インピーダンスを持つ。

B.1.3.2 試験 1

試験 1 では、両ソレノイドを正弦波、PWM 矩形波で駆動して電流応答を測定する。試験は 2021/6-8 に ISAS で行った。測定回路モデル図は図 B.3 (自作ソレノイド)、 B.4 (MTQ) に示す通りである。各コイルは抵抗値と自己インダクタンス成分を持つとしている。電圧の測定は電圧プローブを用いてオシロスコープ (Tektronix 社の TDS2000) に表示した。電流の測定は、電流プローブとアンプ (Tektronix 社: TCPA300 と TCP312) を用いて電圧変換し、同オシロスコープで表示した (図 B.5)。測定結果は、回路モデルで検証する。



図 B.5. 電圧・電流の測定:正面手前の黒いカレントプローブで回路を流れる電流を読み、オシロスコープ上に表示している。カレントプローブは 10 V/A のゲインを使った。

■正弦波・矩形波での駆動 両ソレノイドを正弦波および PWM 矩形波で駆動する。正弦波は、振幅 ± 1 V、周期 127 Hz を用いた。矩形波は 0 V と 1 V からなる矩形波 (127 Hz, duty 比 50%) で用いた。ともにファンクションジェネレータを用いて生成する。回路モデルは図 B.3、B.4 に示す通りである。

オシロスコープで測定した電圧・電流波形の例 (MTQ) を図 B.6 にのせる。正弦波駆動の場合には、最大値、最小値間 (peak-to-peak) の値を V_{pp} (電圧) I_{pp} (電流) を測定する。また、電圧波形に対する電流波形の遅延も記録した。矩形波駆動の際には、図 B.6 の通り電圧・電流の最大値を計測した。図では見やすくするために矩形波の電流に DC offset をつけている。これらの量の計測値を表 B.5、B.6 にまとめる。

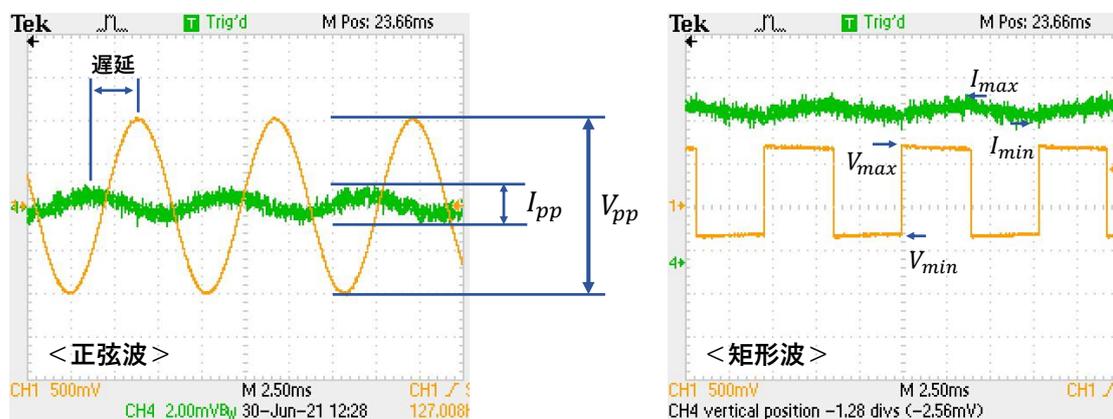


図 B.6. オシロスコープで測定した電圧・電流波形：正弦波、矩形波駆動時の波形を特徴づける量を定義している。

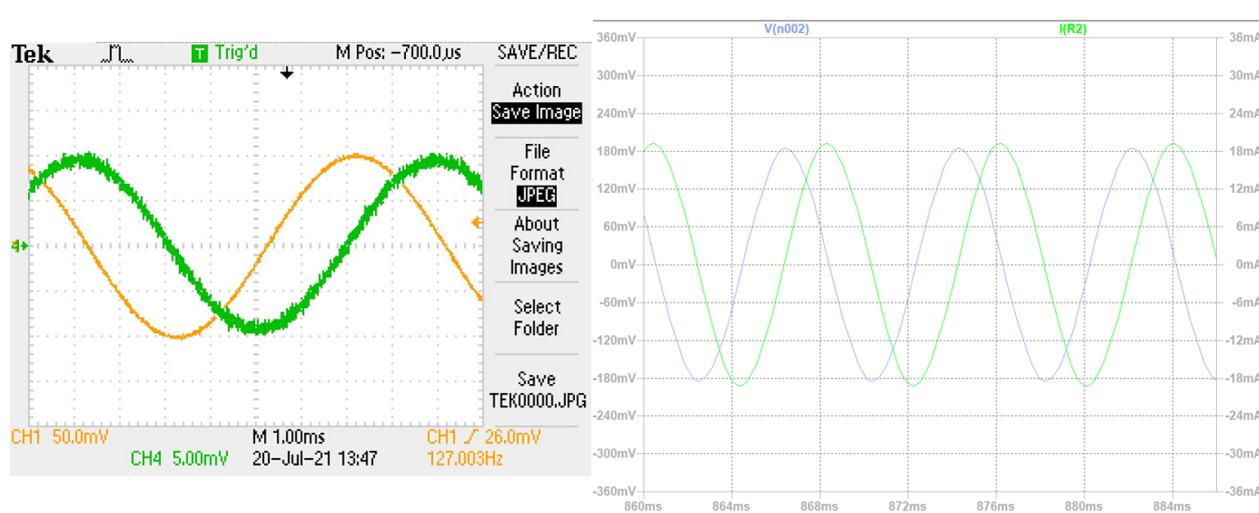


図 B.7. 正弦波入力の結果 (試験 1, 自作ソレノイド) :左がオシロスコープの画面 (オレンジが電圧、緑が電流)、右が LTspice でのシミュレーション結果 (青が電圧、緑が電流)。

正弦波	自作ソレノイド	MTQ
V_{pp} [V]	0.2	0.05
I_{pp} [A]	0.02	0.002
遅延 [ms]	1.6	1.2

表 B.5. 試験 1: 正弦波駆動時の電流・電圧測定値、位相の遅れ

矩形波	自作ソレノイド	MTQ
V_{min} [V]	-1.0	-0.35
V_{max} [V]	1.0	0.7
I_{min} [A]	0	6.6
I_{max} [A]	0.02	7.4

表 B.6. 試験 1: 矩形波駆動時の電流・電圧測定値

■回路シミュレーション 測定結果を回路シミュレーションと比較し、回路モデル (図 B.3、B.4) での理解を確認する。回路シミュレーションには Analog Devices 社の LTspice^{*1} を用いた。オシロスコープの測定結果とシミュレーションを図 B.7-B.10 に対照させた。それぞれ、正弦波、矩形波で駆動した自作ソレノイド及び MTQ の電圧、電流波形である。いずれの場合も、応答である電流波形が、振幅、遅延とも測定とシミュレーションでよく合致している。

矩形波で駆動した時に、自作ソレノイド (図 B.8) と MTQ (図 B.10) で電流応答が大きく異なるのは以下の理由による。RL 直列回路における過渡現象の時間スケールは、 $\tau = \frac{L}{R}$ で特徴づけられる。 $t < \tau$ では、リアクタンスの効果が強く効き、回路に電流が流れにくい。MTQ の場合 $\tau' = 0.05$ s、自作ソレノイドでは $\tau = 0.24$ ms と二けた異なっている。一方矩形波は 127 Hz で駆動されているため、その周期 T は約 8 ms (矩形波の山、谷はそれぞれその半分の時間継続) となる。MTQ では $\tau' \gg T$ より、一度定常状態に達した後は矩形波の山・谷の切り替えに対しても、ほとんど応答の効果が表れない。他方、自作ソレノイドでは $\tau < T$ より、一つの矩形期間中に過渡状態を終え、飽和に達する。自作ソレノイドの場合は本体の抵抗値ではなく、ファンクションジェネレータの出力インピーダンスが支配的になっているため、このままでは要求 2 を満たさない。したがって、増幅の際には出力インピーダンスが小さいバイポーラ電源を用いることにし、その試験を試験 2 B.1.3.3 として行った。

*1 <https://www.analog.com/jp/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>



図 B.8. 矩形波入力の結果 (試験 1、自作ソレノイド) : 他は図 B.7 に同じ。

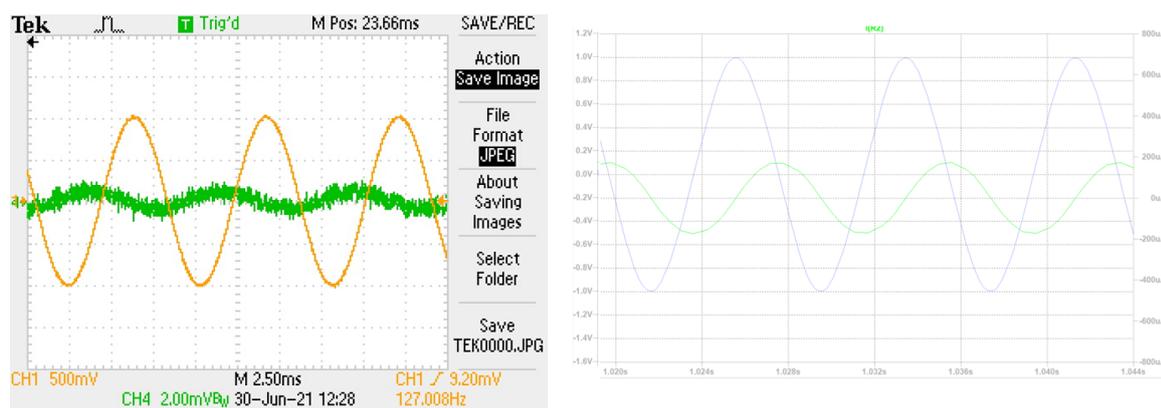


図 B.9. 正弦波入力の結果 (試験 1、MTQ) : プローブの取り付け方向が逆であったため、左の位相は反転させて右と比較されたい。他は図 B.7 に同じ。

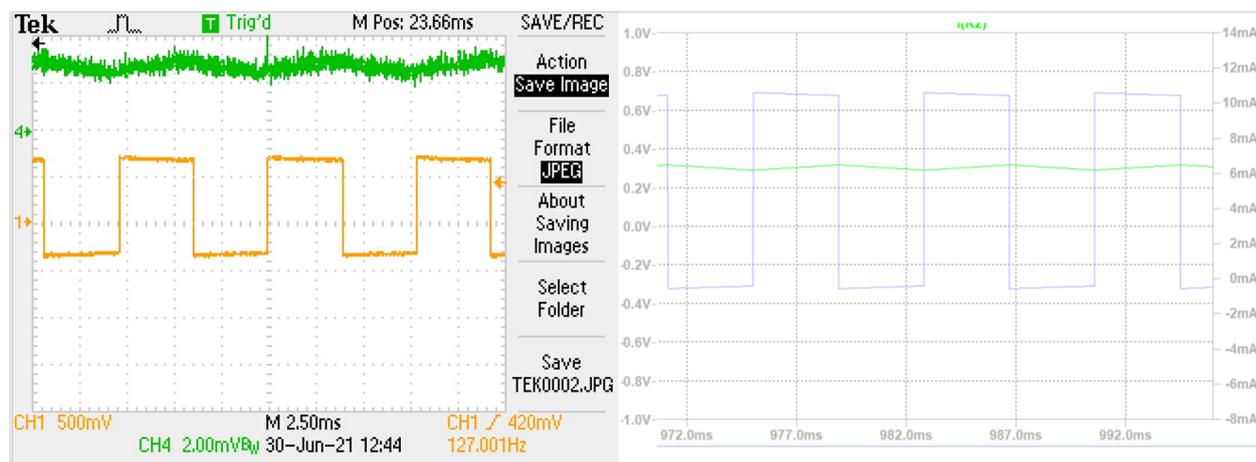


図 B.10. 矩形波入力の結果 (試験 1、MTQ) : 左の電流の原点がずれていることに注意されたい。他は図 B.7 に同じ。

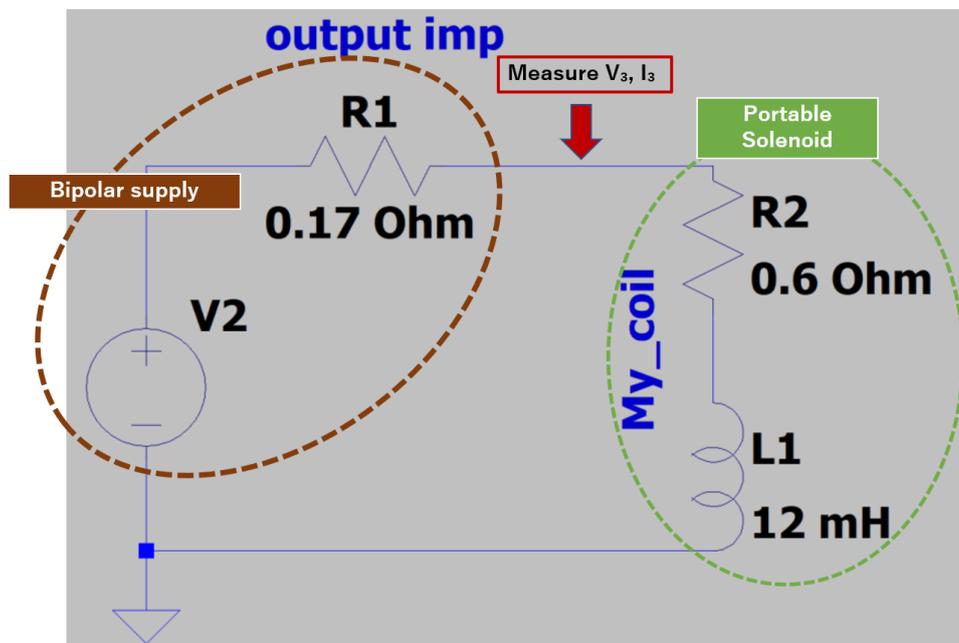


図 B.11. (3) バイポーラ電源 + 自作ソレノイド: バイポーラ電源から見た出力インピーダンスは 0.17 Ω ほどである。また、自作ソレノイドは抵抗値 25.8 Ω、インダクタンス 12 mH であった。

正弦波	自作ソレノイド	MTQ
V_{pp} [V]	10	70
I_{pp} [A]	0.9	0.02
delay [ms]	2	1.6

表 B.7. 試験 2: 正弦波出力時の電流・電圧測定値、位相の遅れ

矩形波	自作ソレノイド	MTQ
V_{min} [V]	0	0
V_{max} [V]	1.0	35
I_{min} [A]	0.80	0.70
I_{max} [A]	0.92	0.68

表 B.8. 試験 2: 矩形波出力時の電流・電圧測定値

B.1.3.3 試験 2

試験 2 は 2021/7 に TKSC で行った。出力インピーダンスを抑え、ノミナル時の MTQ 駆動電圧である 35 V までの増幅が可能なバイポーラ電源を含むセットアップで試験駆動を行う。

■正弦波・矩形波での駆動 測定回路モデルは図 B.11、B.12 に示す通りである。両ソレノイドを正弦波および PWM 矩形波で駆動する。ファンクションジェネレータからの出力をバイポーラ電源を用いて増幅する点が試験 1 と異なる。MTQ に対しては、振幅 ±35 V の正弦波と 0 V と 35 V からなる矩形波。自作ソレノイドには、振幅 ±5 V の正弦波と 0 V と 1 V からなる矩形波を用いた。正弦波、矩形波 (duty 比 50%) とともに 127 Hz である。オシロスコープで測定した値を表 B.7、B.8 にまとめる。

■回路シミュレーション 試験 1 と同様に、測定値を回路シミュレーションと比較し、回路モデル (図 B.4、B.11) を検証した。オシロスコープの測定結果とシミュレーションを図 B.13–B.16 に対照させた。それぞれ、正弦波、矩形波で駆動した自作ソレノイド及び MTQ の電圧、電流波形である。

図 B.16 で、PWM の On/Off 切り替え時にシミュレーションにはみられないスパイク構造が存在する。これは MTQ にキャパシタンス成分が含まれているためと推測した。実測値は表 B.4 の通りである。

そこで、回路モデルを変更し、キャパシタンス成分をインダクタンス成分と並列に入れる (図 B.17)。キャパシ

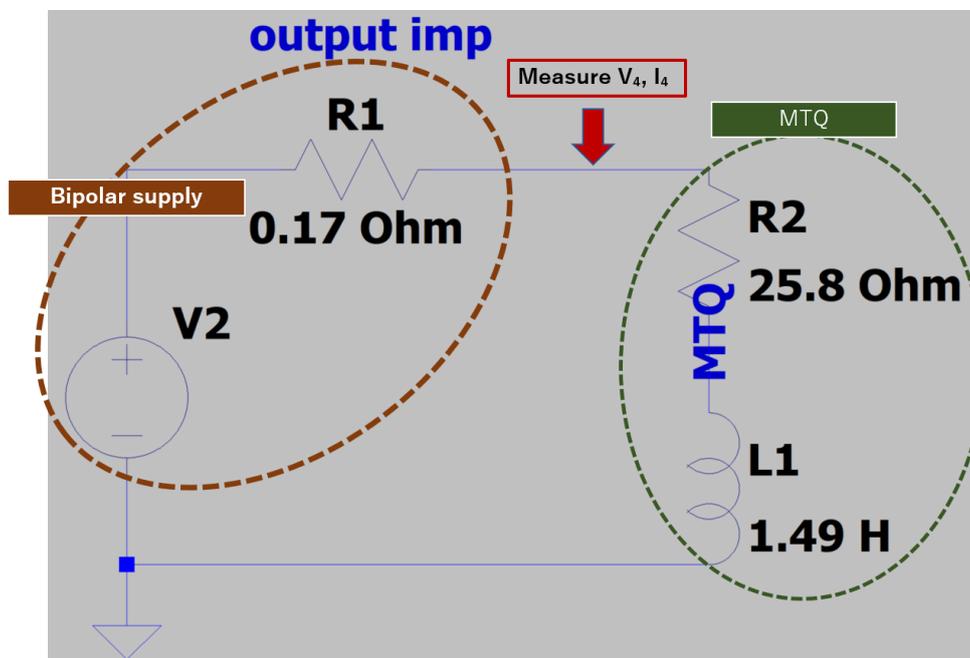


図 B.12. (4) バイポーラ電源 + MTQ: バイポーラ電源から見た出力インピーダンスは 0.17Ω ほどである。また、MTQ は抵抗値 25.8Ω 、インダクタンス 1.49 H であった。

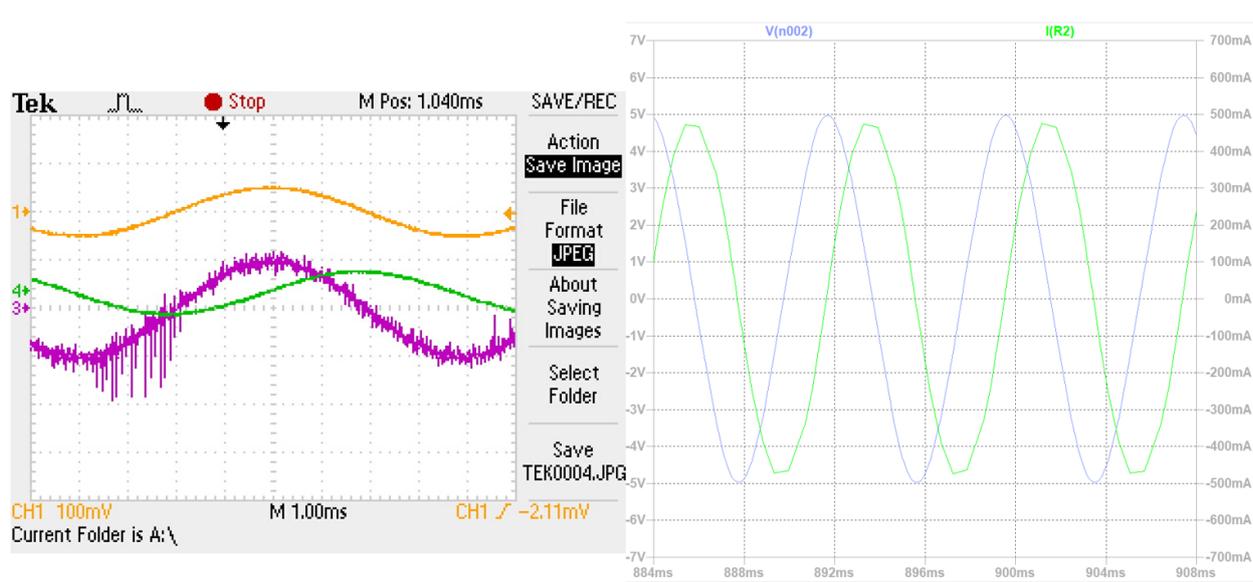


図 B.13. 正弦波入力の結果 (試験 1 自作ソレノイド): 左がオシロスコープの画面 (オレンジが入力電圧、紫がバイポーラ電源からの出力電圧、緑が電流)。なお、バイポーラ電源からの出力電圧は実際の 10 分の 1 の値が表示される。また、Y 軸のスケールは出力電圧 50 mV (CH3)、電流 1 A (CH4) である。出力電圧には高周波のノイズが含まれているが、今回対象としている 127 Hz よりは十分大きい。右は LTspice でのシミュレーション結果 (青が電圧、緑が電流)。



図 B.14. duty 比 50 PWM 入力の結果 (試験 1 自作ソレノイド) :他は図 B.13 に同じ。

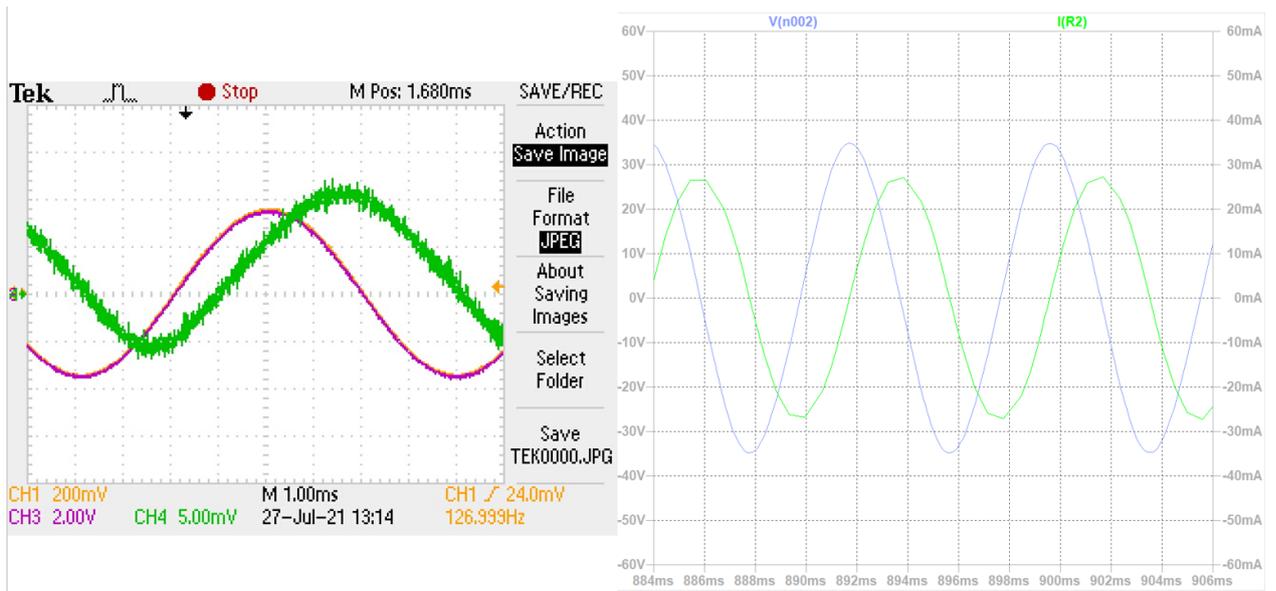


図 B.15. 正弦波入力の結果 (試験 2 MTQ) :左の電流にはオフセットとして、20-30 mA ほどが乗っていることに注意されたい。他は図 B.13 に同じ。

タは交流、リアクタンスは直流の流れやすさに対応する量である。ハイパスフィルタとしてのカットオフ周波数 f_h は、

$$f_h = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

と書かれる。オシロスコープのサンプル間隔は 4×10^{-5} s、すなわち 2.5×10^4 Hz であるが、それをもってしても分解されていないことから、カットオフ周波数 f_h はそれよりも大きいはずである。測定値 $R_1 = 0.26 \Omega$ 、 $C = 0.26 \mu\text{F}$ を入れて計算すると、 $f_h = 3.6 \times 10^6$ Hz となり、矛盾は生じない。図 B.18 に、LTspice でシミュレーション結果を示す。試験の結果と定性的に一致している。

以上により、低周波磁場試験に用いる機材の設計、製作、測定と、モデル化までできた。



図 B.16. duty 比 50 PWM 入力の結果 (試験 2 MTQ) :左の y 軸のスケールは出力電圧 2 V(CH3)、電流 100 mA(CH4)。PWM の On/Off 切り替え時にスパイク構造が見られる。他は図 B.13 に同じ。

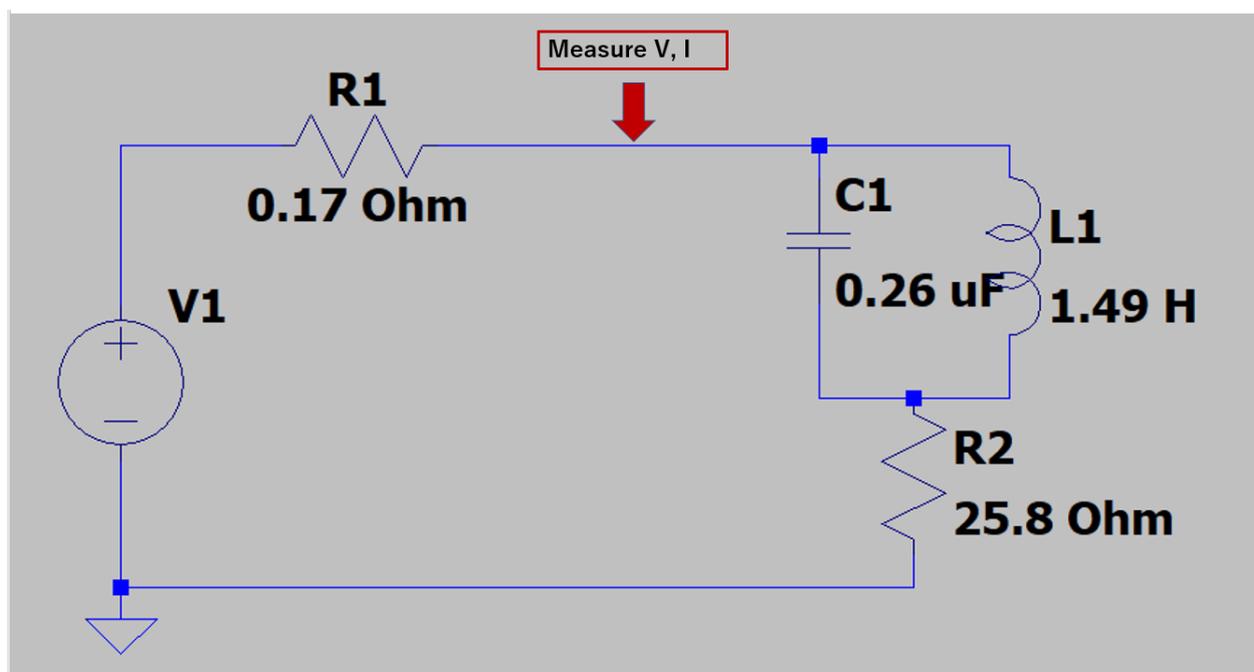


図 B.17. MTQ キャパシタンス成分を含む回路

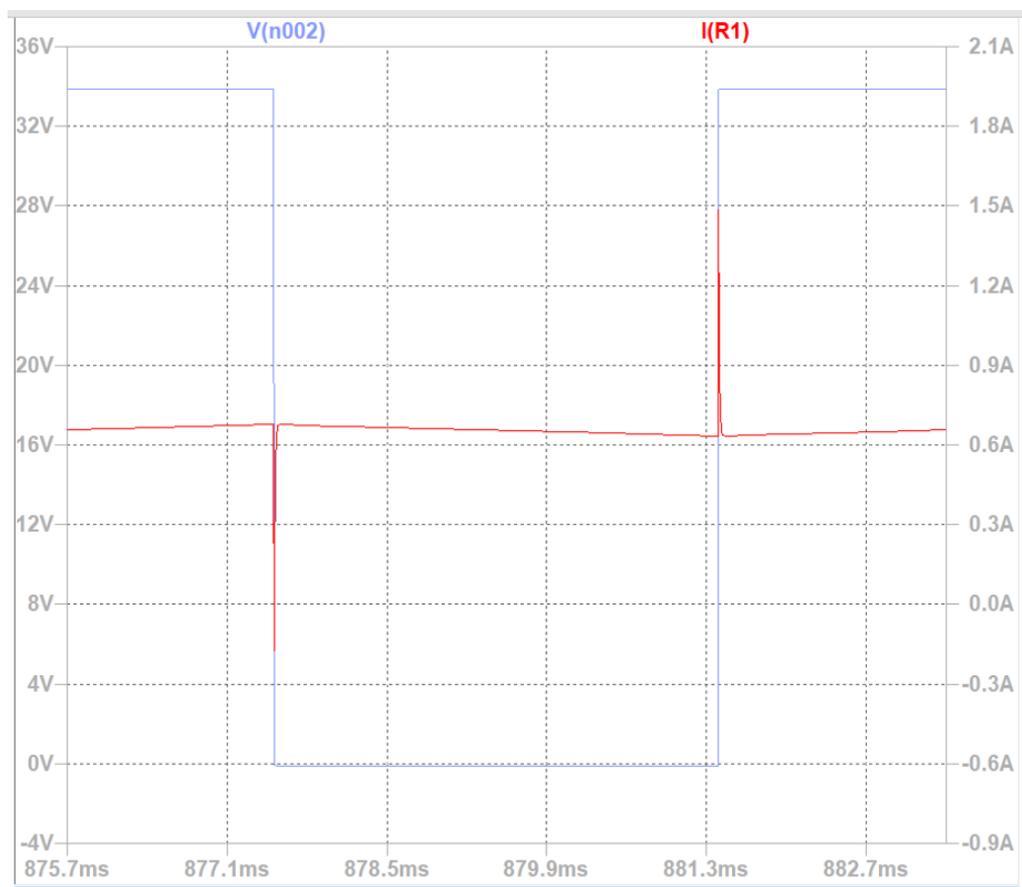


図 B.18. MTQ キャパシタンス成分を含むシミュレーション結果：青が電圧、赤が電流である。

付録 C

試験機材の製作と評価 (2) 高周波電磁場

Contents

C.1	半波長ダイポールアンテナ	229
	C.1.1 要求分析	229
	C.1.2 設計と製作	230
	C.1.3 測定	230
C.2	パッチアンテナ	233
	C.2.1 要求分析	233
	C.2.2 設計と製作	233
	C.2.3 測定	236
C.3	電波半無響チャンパ	247
	C.3.1 要求分析	247
	C.3.2 設計と製作	247
	C.3.3 測定	252

高周波電場試験 (§ 6.2) では、XRISM 衛星で用いる S-band、X-band それぞれについてアンテナを準備した。RF 妨害波を *Resolve* 装置に入力するためのアンテナと、環境漏洩モニターのためのアンテナが、各バンドに必要である。うち、X-band の妨害波入力用アンテナについては、使用周波数の近い OMOTENASHI プロジェクトのフライト品スペアであるパッチアンテナを借用して使用した。残りは本研究で設計、製作した。また、クリーンルームでの電波試験を可能にするため、アンテナと供試体を覆うための電波半無響チャンパーも本研究で設計、製作した。機材製作は主に ISAS 工作室で行った。本章ではこれらを記述する。

漏洩モニター用のダイポールアンテナ (§ C.1)、妨害波入力用のパッチアンテナ (§ C.2)、電波半無響チャンパー (§ C.3) それぞれについて、要求分析、設計・製作、測定について記述する。測定結果は、シミュレーションと比較して妥当性を確認する。うち借用品の X-band パッチアンテナについては、測定結果だけを示す。

C.1 半波長ダイポールアンテナ

ダイポールアンテナ (図 C.1) は、波長よりも十分細い銅線の中心にギャップをつくり給電する最も基本的なアンテナである。特に、全長が $\approx \frac{\lambda}{2}$ である半波長ダイポールアンテナは共振により入力インピーダンスがほぼ純粋な抵抗 (実際には、アンテナが作る近傍界により自己インピーダンス成分が生じる。詳細は Orfanidis, 2002 の 17 章 25 章などを参照) となるため、よく用いられる。

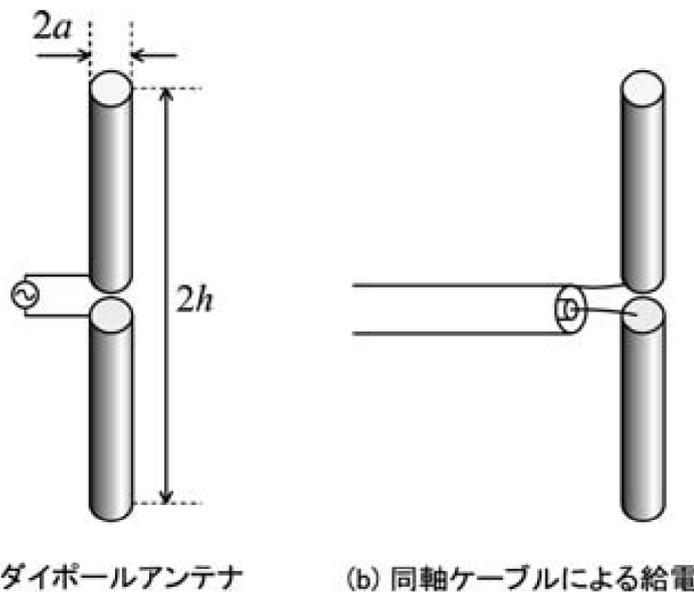


図 C.1. ダイポールアンテナ：半波長ダイポールアンテナでは $2h = \frac{\lambda}{2}$ 。実際に給電するには、(b) にあるように同軸ケーブルで給電される。平野拓一, 2013 より引用

C.1.1 要求分析

高周波回路に用いられる機器は一般的に、特性インピーダンスが 50Ω で設計されている。製作したアンテナの終端抵抗が回路の特性インピーダンスに一致していない場合、信号の反射による減衰が生じる。従って、最大効率で信号電力を得るためには製作したアンテナの複素終端抵抗が 50Ω になっていなければならない。これをインピーダンス整合という。

整合具合を判断する指標の一つに電圧定在波比 (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) がある。入射波の振幅を V_i 、反射波の振幅を V_r とすると、

$$\text{VSWR} = \frac{V_i + V_r}{V_i - V_r} \quad (\text{C.1.1.1})$$

で定義される。これは、入射波と反射波がつくる定常波の振幅が最大になるときと、最小になるときの比であると理解できる。反射波が存在しない場合、 $V_r = 0$ となり、 $\text{VSWR} = 1$ である。EMC 試験では $\text{VSWR} < 1.5$ を基準とすることが多い。

製作するダイポールアンテナについて、以下の要求を設定する。

- (1) S-band、X-band の周波数でインピーダンス整合されたアンテナを作成する。
- (2) VSWR は 1.5 以下。

- (3) それぞれ3本ずつ作成し、ゲインの相互較正ができるようにする。
- (4) コネクタは SMA とし、SMA ケーブルを接続できるようにする。

C.1.2 設計と製作

(i) アンテナエレメント、及び (ii) 給電ケーブルには細芯セミリジッドケーブルをスタック電子^{*1}から取り寄せた。S-band 用は直径 2.1 mm, X-band 用は直径 1.4 mm である。また、給電ケーブル下部にはトーコネ社^{*2}の (iii) SMA コネクタを付ける。(i), (ii), (iii) ははんだ付けによって接着した。

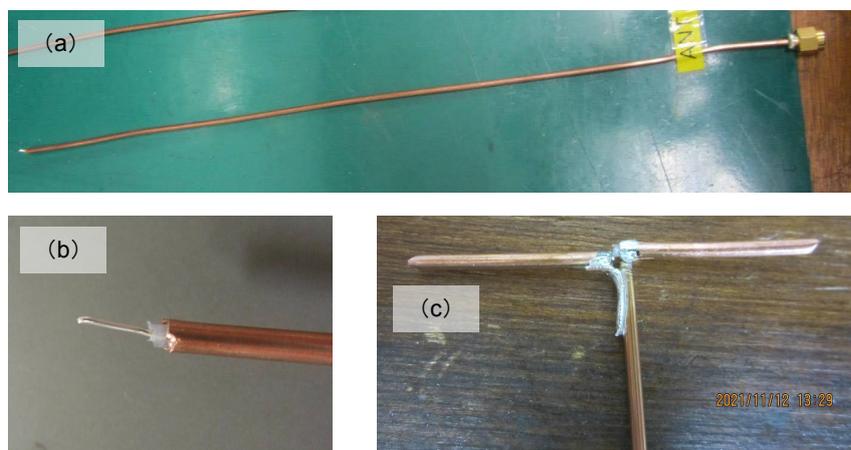


図 C.2. 半波長ダイポールアンテナの製作：(a) 給電ケーブルと SMA コネクタ。(b) 給電部の拡大図。内側から内部導体、絶縁体、外部導体。(c) アンテナエレメントと給電ケーブルをはんだづけした様子。

インピーダンス整合の調整は、アンテナエレメントの長さを調整することで実現する。はんだで接着する際には、アンテナエレメントを $\frac{\lambda}{4}$ よりもやや長くしておき、リアルタイムで VSWR を測定しながら徐々に切断及びヤスリがけを行い、整合がとれる長さでストップした。

C.1.3 測定

■インピーダンス整合 VSWR は S バンドについて Rohde & Schwarz 社の FPC1500 スペクトルアナライザ^{*3}、X-band について、Keysight 社の N5222B マイクロ波ネットワークアナライザ^{*4} を用いて、直接測定した。なお、ネットワークアナライザは、正弦波の信号を入力し被測定物の応答を調べる機器であり、主に 4 つの部分からなる。

- 標準信号発生源：測定周波数に対応する正弦波を出力する。
- 信号分離機：信号を 2 つまたはそれ以上に分離する。入力信号、および反射信号をこれによって分離する。
- 信号受信部：信号分離機で取り出した信号を受信し、入力信号と反射信号を比較する。
- 表示部：測定信号を表示する。

測定結果を図 C.3 (S-band)、C.4 (X-band) に示す。要求を満たすことを確認できた。

^{*1} <https://www.stack-elec.co.jp/>

^{*2} <https://www.to-conne.co.jp/>

^{*3} https://www.rohde-schwarz.com/jp/products/test-and-measurement/benchtop-analyzers/rs-fpc-spectrum-analyzer_63493-542324.html

^{*4} <https://www.keysight.com/jp/ja/product/N5222B/pna-microwave-network-analyzer-900-hz-10-mhz-26-5-ghz.html>

図 C.3. S-band 半波長ダイポールアンテナの VSWR

図 C.4. X-band 半波長ダイポールアンテナの VSWR

■ゲインの測定 アンテナゲインとは、対象アンテナが特定の方向へどれだけの電力を送受信するかを示す量である。しばしば、最大放射方向を指して使われることが多い。比べる対象である基準アンテナは主に 2 種類あり、無指向性の等方性アンテナとの比を絶対利得 G_a 、半波長ダイポールアンテナとの比を相対利得 G_h と表すことが多い。以下で単にゲインといったときは絶対利得を指すことにする。

次の手順で自作ダイポールアンテナのゲイン計測を各バンドに対して行った。3 本のダイポールアンテナのゲインを、 G_{a1} 、 G_{a2} 、 G_{a3} とする。ここでのゲインはアンテナエレメントに加えて、セミリジッドケーブル部分などの計装損を含んだ値であり、負値にもなり得る。

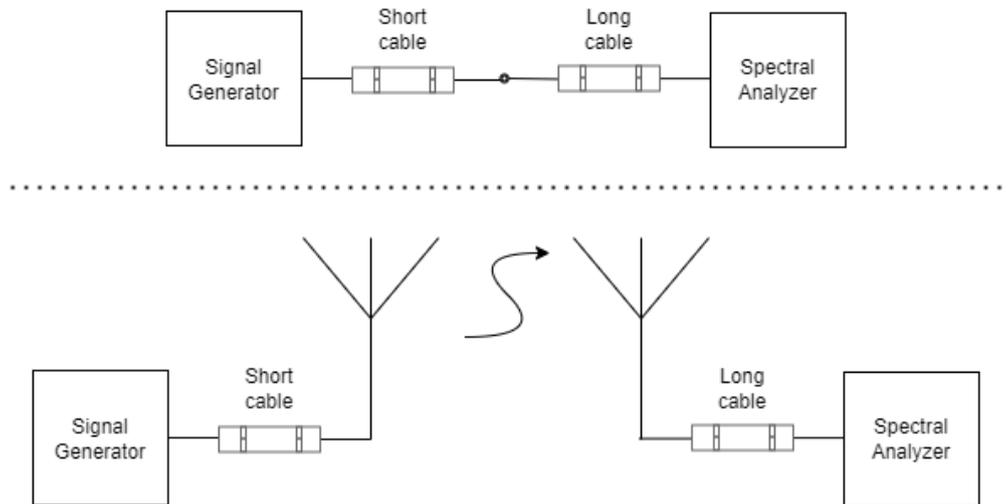


図 C.5. ゲイン測定セットアップ：上図は入力（シグナルジェネレータ）と出力（スペクトルアナライザ）までをケーブルで直通させている状態。一方で、下図はその中にアンテナによる送受信を含んでいる状態。

まず、図 C.5 上が示すように、入力（シグナルジェネレータ）と出力（スペクトルアナライザ）までをケーブルで直通させてケーブルロス調べる。すなわち、シグナルジェネレータの入力パワーを P_{t0} 、スペアナへの出力パワー P_{r0} 、2 本のケーブルロスをそれぞれ L_{C1} 、 L_{C2} とすると、

$$P_t - L_{C1} - L_{C2} - P_r = 0 \tag{C.1.3.1}$$

となる。次に、図 C.5 下のようにアンテナ 1 とアンテナ 2 の送受信を含む状態で、入力 P_{t12} に対する出力 P_{r12} を調べる。空間伝搬による減衰 L_p とすると、

$$P_{t12} - L_{C1} + G_{a1} - L_p + G_{a2} - L_{C2} - P_{r12} = 0 \tag{C.1.3.2}$$

となる。これら 2 本の式からケーブルロスの値を消去すると、入出力パワーを既知として、 G_{a1} 、 L_p 、 G_{a2} に関する式が得られる。 L_p は式 6.2.2.3 で近似することで、未知数は G_{a1} 、 G_{a2} の 2 つとなる。

以上を 3 本のダイポールアンテナに対して 3 すくみを行うことで、 (G_{a1}, G_{a2}) 、 (G_{a2}, G_{a3}) 、 (G_{a3}, G_{a1}) に関する 3 本の連立方程式が得られ、3 変数（ゲイン）について解くことができる。

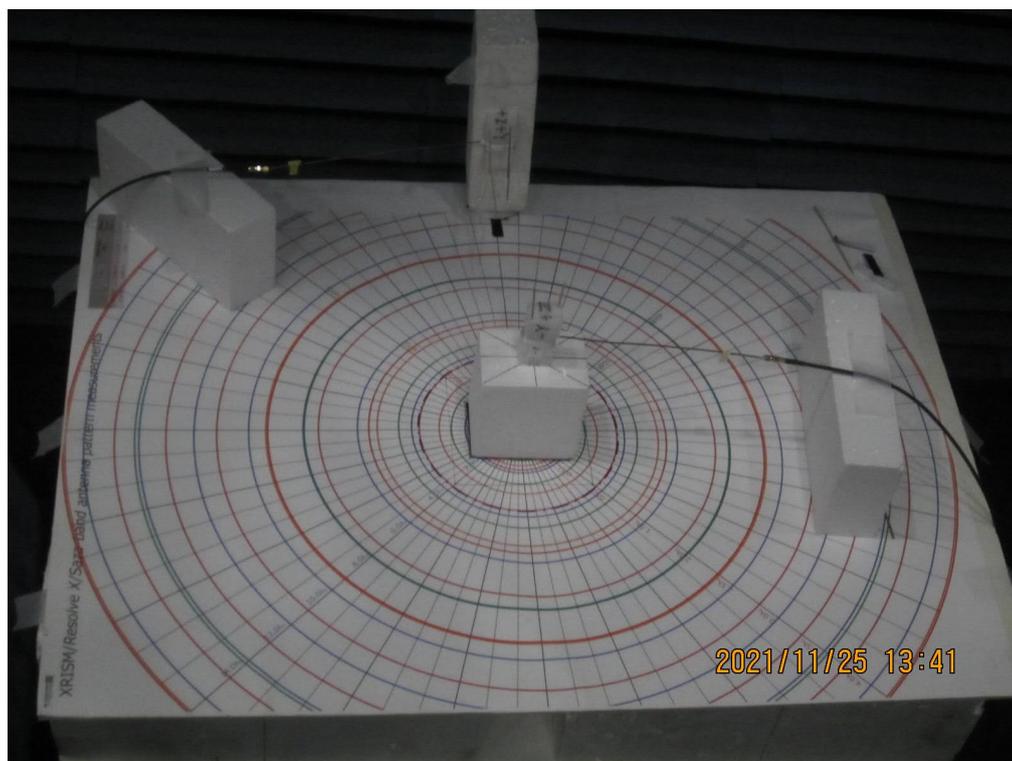


図 C.6. ダイポールアンテナのゲイン計測

ISAS の電波暗室で、入力として 0 dBm を用いて測定を行った (図 C.6)。結果、X-band のゲインについて、1.4、0.5、 -1.1 dB と算出された。以降の測定では最もゲインがよいアンテナ 1 を採用した。一方、S-band のゲインについて、1.16、1.06、 -1.56 dB と算出された。こちらもアンテナ 1 を用いて残りの測定を実施した。

C.2 パッチアンテナ

妨害波入力用のアンテナとして、パッチアンテナを選択した。パッチアンテナは、グラウンド板と放射を担うアンテナ板からなる。比較的製作が容易であり、かつグラウンド板の反射で特定の方向に電磁波を放射することが可能なため、選択した。OMOTENASHI プロジェクトから借用した X-band のアンテナもパッチアンテナである。ここでは、本研究で自作した S-band のパッチアンテナの要求分析 (§ C.2.1)、設計と製作 (§ C.2.2) について述べる。測定 (§ C.2.3) については、S-band、X-band パッチアンテナ両方の結果を述べる。

C.2.1 要求分析

インピーダンス整合については、ダイポールアンテナと同様に VSWR が 1.5 以下とする。また、前方放射と後方放射の比 (forward to backward ratio=F/B 比) は 20 dB 程度とする。

C.2.2 設計と製作

アンテナ板、グラウンド板の大きさ、材質は表 C.1 の通りである。アンテナ板の一边はおよそ S-band の波長の半分である 65.8 mm になるように選んだ。しかし、波長短縮率 (誘電率のずれによる実効的な波長の変化) が定かではなく、かつ納期が近かったために波長短縮率が 0.9 から 1.0 に対応する大きさの銅板を 5 枚用意し、最もインピーダンスの整合が取れたものを使用した (図 C.7)。また、グラウンド板は、電波半無響チャンバ (C.3 にて後述) に入るという条件のもと、可能な限り大きくした。

アンテナ板

材質: Cu

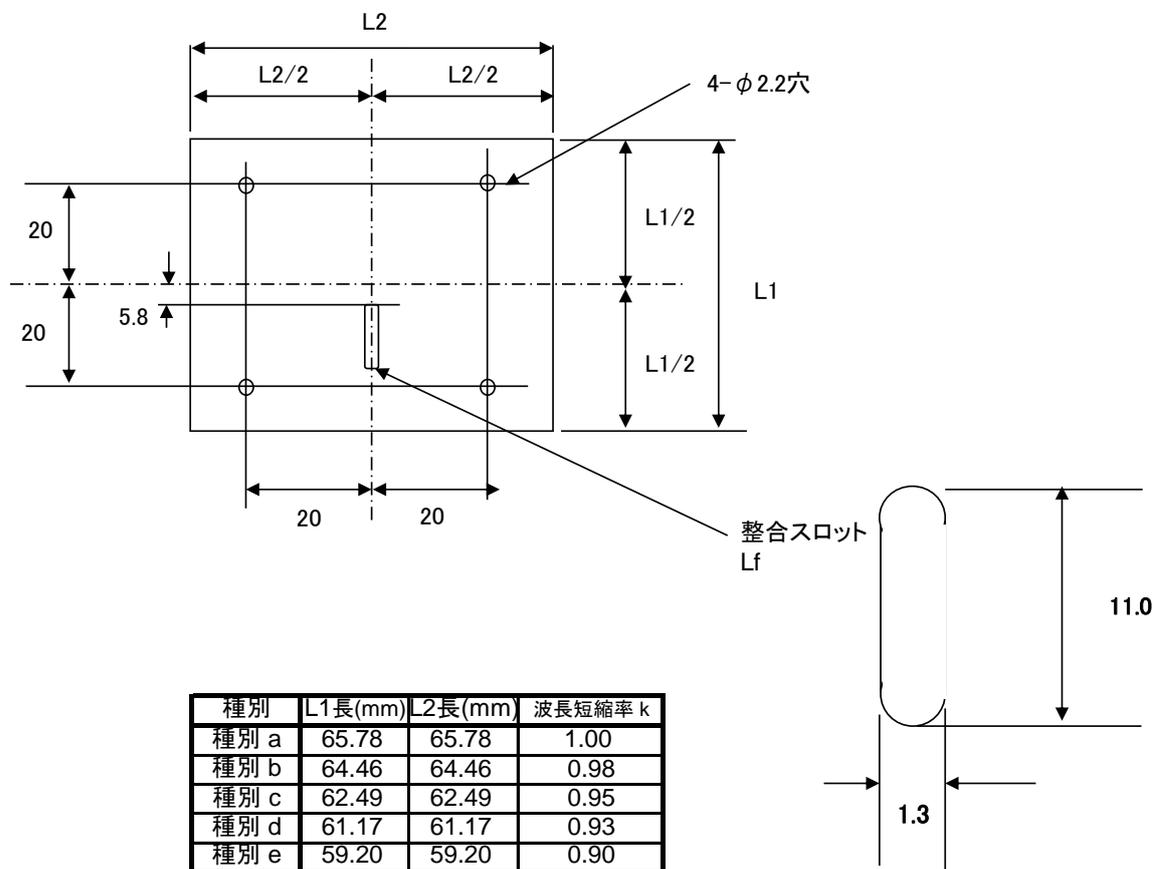


図 C.7. アンテナ板設計: ポリカーボのねじ用の穴が 4 か所、および給電部の整合用スロット穴があげられている。波長短縮率 k が未知であったことから、異なる k の値に対応する 5 枚のアンテナ板を用意した。結果、種別 b を採用。

グラウンド板

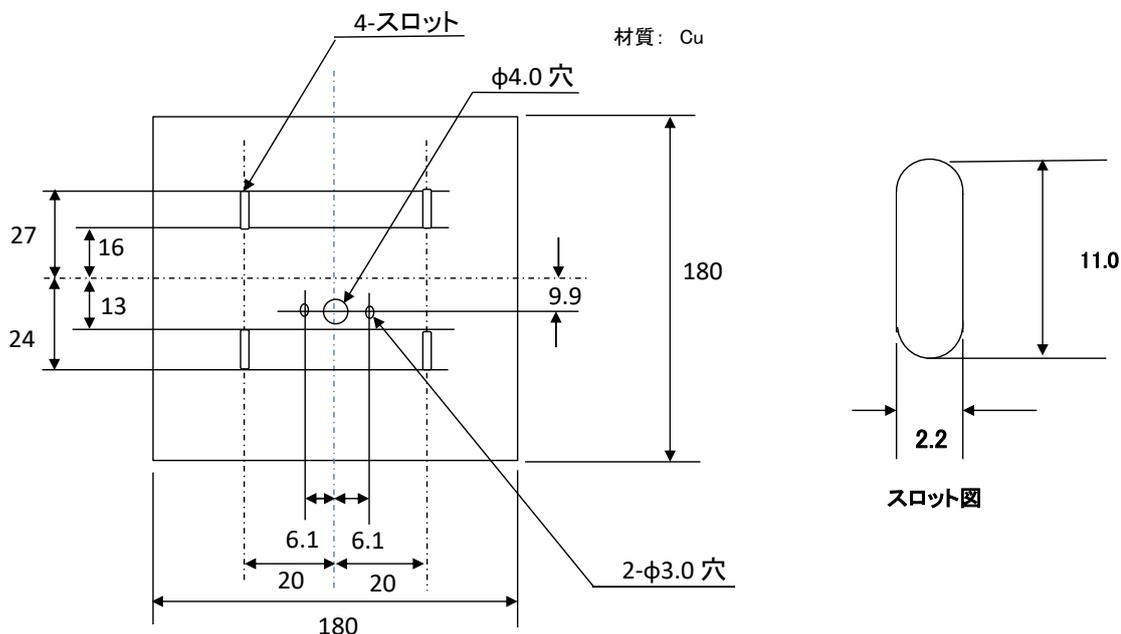


図 C.8. グラウンド板設計

アンテナ板とグラウンド板の位置関係は、インピーダンスマッチングが取れるように決めた。アンテナ板とグラウンド板の間にはしばしば誘電体を挟むことで小型化が図られるが、今回は何も挿入せず、ポリカーポのねじによって固定した (図 C.9)。

表 C.1. アンテナ板、グラウンド板緒言

	アンテナ板	グラウンド板
一辺の長さ [mm]	64.5	180
厚み [mm]	0.8	0.8
材質	Cu	Cu



図 C.9. (左) グラウンド板の上にアンテナ板をポリカーポねじで固定した様子。給電部はついていない。(右) グラウンド板のねじスロット部分。インピーダンスマッチングのために可動式になっている。中央の穴は後ろから給電部を差し込むためのもの。

C.2.3 測定

C.2.3.1 インピーダンス整合

S-band パッチアンテナのインピーダンスマッチングが取れるようにアンテナ板の大きさと位置を調整し、はんだづけで固定する。2022/10 に ISAS で行った。

■S-band パッチアンテナ S-band パッチアンテナのインピーダンス整合を調べるうえで、今回は応答をスミスチャートに表示した (図 C.10)。以下、鈴木茂夫, 2003 を参考に説明する。スミスチャートは、複素インピーダンス $Z = R + iX$ を表現することができる。ここで R は抵抗成分、 X はリアクタンス成分である。目標は $R = 50, X = 0 \Omega$ とすることである。インピーダンスの大きさは $\sqrt{Z^2 + X^2}$ 、位相ずれは $\arctan(X/Z)$ となる。

スミスチャートでは、リアクタンス成分がない ($X = 0$) とき、水平軸上にマーカーが表示される。右へいくほど抵抗 R が大きく、左へいくほど小さいことを示す (端点はそれぞれオープンとショートに対応する)。一方、リアクタンス成分を持つときには水平軸上から外れる。インピーダンスの大きさ一定のもと、リアクタンスを変化させるときマーカーは半径一定の円 (等レジスタンス円) の上を動く。なお、水平軸を境に上側はリアクタンスが正、下側はリアクタンスが負である。

図 C.10. スミスチャートでの測定。S-band 周波数での値は $46.21 - 1.45 i \Omega$ である。

基準のインピーダンスを 50Ω に設定しているので、マーカーがスミスチャートの中心に現れている状態になれば、マッチングがとれていることになる。アンテナ板の大きさ、及びグラウンド板に対する位置を変えてマッチングがとれる場所を探し、はんだ付けをして固定した。(図 C.11)

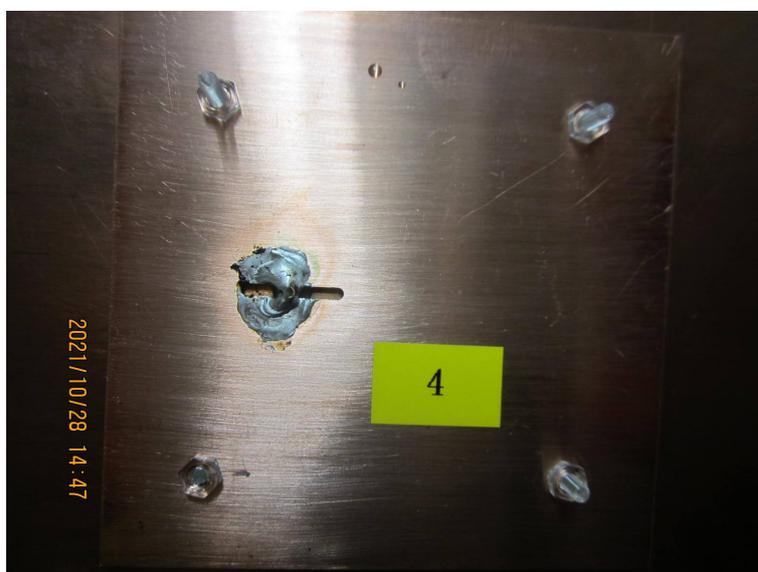


図 C.11. アンテナ給電部：はんだで固定されている

最後に、整合具合を判断する指標となる電圧定在波比 (Voltage Standing Wave Ratio: VSWR) を測定し、 $VSWR=1.21$ となった (図 C.12)。

図 C.12. S-band パッチアンテナの VSWR

■X-band パッチアンテナ OMOTENASHI プロジェクトの X-band パッチアンテナは製作元のアンテナ技研*5により測定された。使用周波数における VSWR は 1.1–1.2 程度である。

C.2.3.2 放射パターン測定

一般にアンテナからの放射場は伝搬方向によって強度が異なる。これを定量的にする値として、指向性指数 $D(\theta, \varphi) = \frac{E(r, \theta, \varphi)}{E_{\max}(r)}$ がある。これを角度に対してプロットしたのが放射パターンである。電場パターンの場合 $D(\theta, \varphi)$ 、電力パターンの場合 $D^2(\theta, \varphi)$ のプロットになる。

製作した S-band パッチアンテナ、借用した X-band パッチアンテナの放射パターンの測定を行う。測定は 2021/11 に ISAS の電波暗室で行った。座標系は 3 次元極座標を図 C.13 のようにとる。図 C.14 のように、中心にパッチアンテナを固定し、その周りで較正済みのダイポールアンテナを XY 平面上 ($\theta = 90$ 度) を ϕ 方向に動かして測定を行っていく。

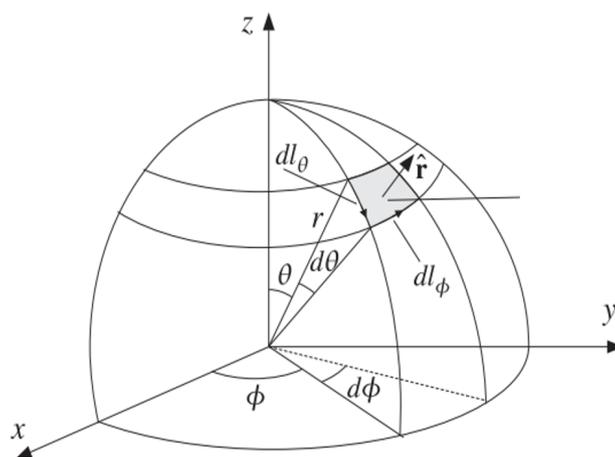


図 C.13. 座標系 : 3 次元極座標

*5 <https://www.antenna-giken.co.jp/>

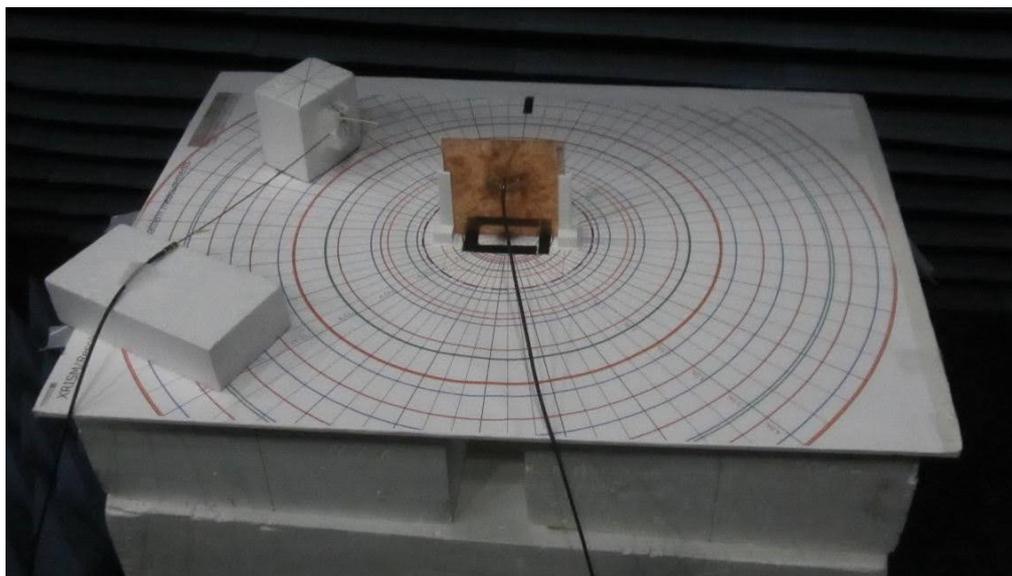


図 C.14. S-band パッチアンテナの放射パターン測定

■S-band パッチアンテナ ここでは、S-band ダイポールアンテナが受信した信号が角度によってどのように依存するかを調べた。製作したパッチアンテナはスリットの向きにより対称性が破れているため、3 軸に対して測定した。

なお本測定に入る前に、本試験の際にも用いるフレキシブルケーブル 2 本分のロス調べた。ケーブルはキャンボックスシステムズ*6から購入した。コンフィグレーション及び結果は表 C.2 の通りである。各バンドに対して、AM 変調の有無の 4 通りで測定している。変調の有無による差は 0.1 dBm 以下であり、スペクトルアナライザの誤差範囲内であった。

表 C.2. ケーブルロスの測定のコンフィグレーションと結果

Band	AM	Loss
()	(Hz)	(dBm)
S	なし	4.81
S	73.242188	4.89
X	なし	10.36
X	73.242188	10.37

まず、パッチアンテナを $x-y$ 面に平行に、法線ベクトルが z 軸を向くように配置した測定（以下 z 軸方向の測定）を行った。コンフィグレーションおよび測定値は表 C.3 の通りである。30 dB 減衰距離にダイポールアンテナを置き、 ϕ 方向に 30 度刻みで動かしてパッチアンテナからの信号（入力 0 dBm）を受信した。これを二つの偏光方向に対して測定している。

*6 <https://www.candox.co.jp/>

表 C.3. S-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (z 方向) のコンフィグレーションと結果

測定番号	Rx位置				SG			スペアナ	
	#	距離 (dB)	角度 (deg)	偏波	Power (dBm)	Band	RF	Band	読み値 (dBm)
1	patch	30	0	v	0	S	ON	S	-46
2	patch	30	30	v	0	S	ON	S	-44
3	patch	30	60	v	0	S	ON	S	-66
4	patch	30	90	v	0	S	ON	S	-57
5	patch	30	120	v	0	S	ON	S	-54
6	patch	30	150	v	0	S	ON	S	-48
7	patch	30	180	v	0	S	ON	S	-45
8	patch	30	210	v	0	S	ON	S	-53
9	patch	30	240	v	0	S	ON	S	-45
10	patch	30	270	v	0	S	ON	S	-55
11	patch	30	300	v	0	S	ON	S	-45
12	patch	30	330	v	0	S	ON	S	-57
13	patch	30	360	v	0	S	ON	S	-45
14	patch	30	0	h	0	S	ON	S	-52
15	patch	30	30	h	0	S	ON	S	-54
16	patch	30	60	h	0	S	ON	S	-55
17	patch	30	90	h	0	S	ON	S	-56
18	patch	30	120	h	0	S	ON	S	-55
19	patch	30	150	h	0	S	ON	S	-50
20	patch	30	180	h	0	S	ON	S	-51
21	patch	30	210	h	0	S	ON	S	-46
22	patch	30	240	h	0	S	ON	S	-48
23	patch	30	270	h	0	S	ON	S	-45
24	patch	30	300	h	0	S	ON	S	-48
25	patch	30	330	h	0	S	ON	S	-52
26	patch	30	360	h	0	S	ON	S	-52

次に、パッチアンテナのスリット方向が y 軸、法線ベクトルが x 軸を向くように配置した測定（以下、 x 軸方向の測定）を行った。コンフィグレーションおよび測定値は表 C.4 の通りである。30 dB 減衰距離にダイポールアンテナを置き、 $|\phi|$ が 120 度までは 30 度刻み、それ以外は 15 度刻みに動かしてパッチアンテナからの信号（入力 0 dBm）を受信した。

表 C.4. S-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (x 方向) のコンフィグレーションと結果

測定番号	Rx位置				SG			スペアナ	
	#	距離 (dB)	角度 (deg)	偏波	Power (dBm)	Band	RF	Band	読み値 (dBm)
1	patch	30	0	v	0	S	ON	S	-30
2	patch	30	30	v	0	S	ON	S	-32
3	patch	30	60	v	0	S	ON	S	-39
4	patch	30	90	v	0	S	ON	S	-48
5	patch	30	120	v	0	S	ON	S	-66
6	patch	30	135	v	0	S	ON	S	-65
7	patch	30	150	v	0	S	ON	S	-54
8	patch	30	165	v	0	S	ON	S	-57
9	patch	30	180	v	0	S	ON	S	-57
10	patch	30	195	v	0	S	ON	S	-56
11	patch	30	210	v	0	S	ON	S	-57
12	patch	30	225	v	0	S	ON	S	-59
13	patch	30	240	v	0	S	ON	S	-61
14	patch	30	270	v	0	S	ON	S	-45
15	patch	30	300	v	0	S	ON	S	-35
16	patch	30	330	v	0	S	ON	S	-28

最後に、パッチアンテナのスリット方向が z 軸、法線ベクトルが x 軸を向くように配置した測定 (y 軸方向の測定) を行った。コンフィグレーションおよび測定値は表 C.5 の通りである。30 dB 減衰距離にダイポールアンテナを置き、 $|\phi|$ が 120 度までは 30 度刻み、それ以外は 15 度刻みに動かしてパッチアンテナからの信号 (入力 0 dBm) を受信した。

表 C.5. S-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (y 方向) のコンフィグレーションと結果

測定番号	Rx位置				SG			スペアナ	
	#	距離 (dB)	角度 (deg)	偏波	Power (dBm)	Band	RF	Band	読み値 (dBm)
1	patch	30	0	v	0	S	ON	S	-26
2	patch	30	30	v	0	S	ON	S	-28
3	patch	30	60	v	0	S	ON	S	-40
4	patch	30	90	v	0	S	ON	S	-53
5	patch	30	120	v	0	S	ON	S	-58
6	patch	30	135	v	0	S	ON	S	-57
7	patch	30	150	v	0	S	ON	S	-64
8	patch	30	165	v	0	S	ON	S	-55
9	patch	30	180	v	0	S	ON	S	-50
10	patch	30	195	v	0	S	ON	S	-60
11	patch	30	210	v	0	S	ON	S	-50
12	patch	30	225	v	0	S	ON	S	-60
13	patch	30	240	v	0	S	ON	S	-50
14	patch	30	270	v	0	S	ON	S	-43
15	patch	30	300	v	0	S	ON	S	-40
16	patch	30	330	v	0	S	ON	S	-29
17	patch	30	360	v	0	S	ON	S	-26

測定結果について電磁シミュレーションと比較する。シミュレーションソフトウェアは Maxwell を提供する ANSYS 社の HFSS を用いた。S-band パッチアンテナのモデルを図 C.15 に示す。材質は銅とした。シミュレーションおよび測定によって得られた放射パターンのプロットを図 C.16 に示す。実線がシミュレーション、点が測定結果（偏光は v を使用）を表し、X、Y、Z 軸方向ごとに色を変えている。y 方向の 0 度方向で規格化しているが、定性的によく一致していることがわかる。

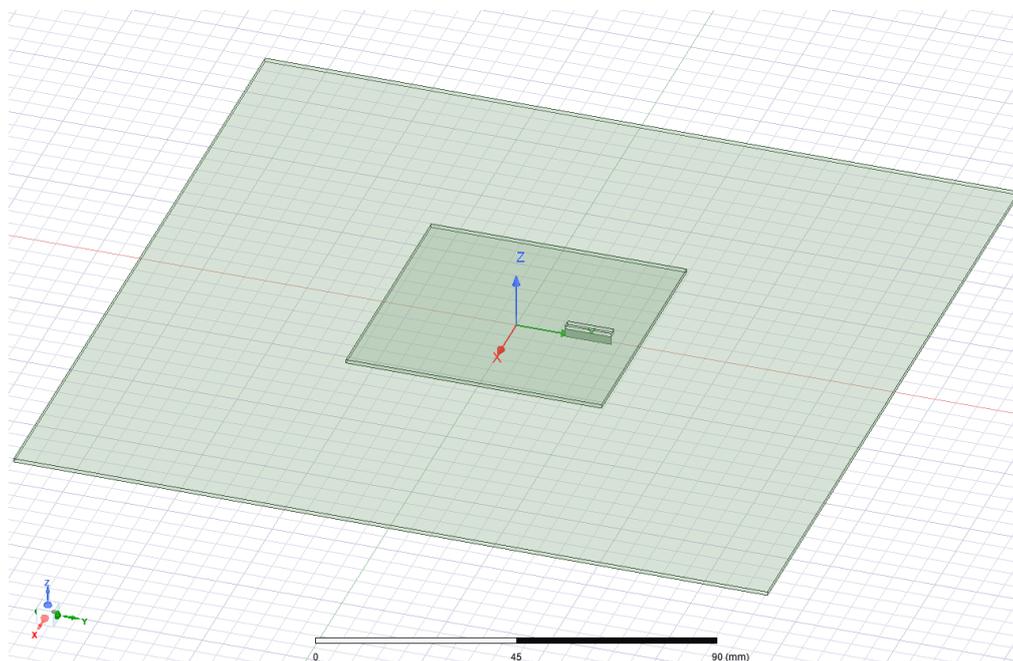


図 C.15. S-band パッチアンテナのシミュレーションモデル

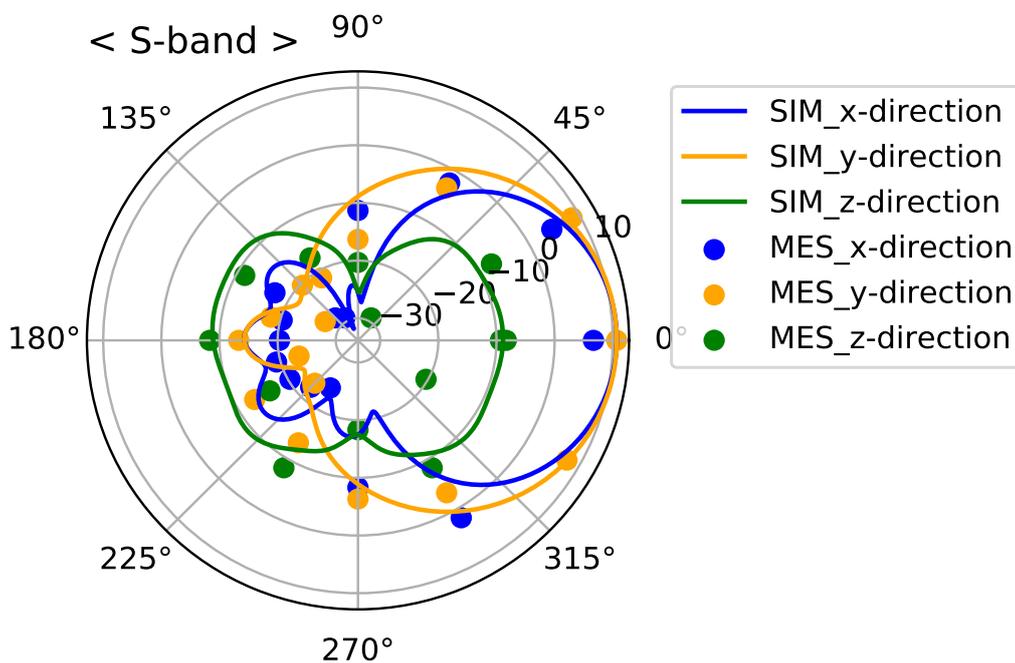


図 C.16. 測定とシミュレーションの比較 (S-band パッチアンテナの放射パターン) : 実線がシミュレーション、点が測定。y 方向の 0 度方向で規格化している。

C.2.3.3 X-band パッチアンテナ

S-band パッチアンテナに対して行ったように、X-band ダイポールアンテナの放射パターン測定を行った。3 軸方向ともに、ダイポールアンテナを 30 dB 減衰距離の位置で ϕ 方向に 15 度刻みで 0 度から 180 度まで動かし測定した。入力信号強度は 0 dBm である。各軸の測定コンフィグレーションと結果は表 C.6 から C.8 にまとめた。

表 C.6. X-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (z 方向) のコンフィグレーションと結果

測定番号	Rx位置				SG			スペアナ	
	#	距離 (dB)	角度 (deg)	偏波	Power (dBm)	Band	RF	Band	読み値 (dBm)
1	patch	30	0	v	0	X	ON	X	-46.43
2	patch	30	15	v	0	X	ON	X	-46.47
3	patch	30	30	v	0	X	ON	X	-46.59
4	patch	30	45	v	0	X	ON	X	-49.41
5	patch	30	60	v	0	X	ON	X	-50.84
6	patch	30	75	v	0	X	ON	X	-52.41
7	patch	30	90	v	0	X	ON	X	-55.14
8	patch	30	0	v	0	X	ON	X	-47.97
9	patch	30	-15	v	0	X	ON	X	-49.36
10	patch	30	-30	v	0	X	ON	X	-51.75
11	patch	30	-45	v	0	X	ON	X	-53.89
12	patch	30	-60	v	0	X	ON	X	-57.42
13	patch	30	-75	v	0	X	ON	X	-62.24
14	patch	30	-90	v	0	X	ON	X	-63.9
15	patch	30	0	h	0	X	ON	X	-45.98
16	patch	30	15	h	0	X	ON	X	-45.38
17	patch	30	30	h	0	X	ON	X	-46.65
18	patch	30	45	h	0	X	ON	X	-48.27
19	patch	30	60	h	0	X	ON	X	-50.62
20	patch	30	75	h	0	X	ON	X	-53.66
21	patch	30	90	h	0	X	ON	X	-56.71
22	patch	30	0	h	0	X	ON	X	-45.9
23	patch	30	-15	h	0	X	ON	X	-46.03
24	patch	30	-30	h	0	X	ON	X	-47.11
25	patch	30	-45	h	0	X	ON	X	-49.4
26	patch	30	-60	h	0	X	ON	X	-53.04
27	patch	30	-75	h	0	X	ON	X	-57.15
28	patch	30	-90	h	0	X	ON	X	-62.73

表 C.7. X-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (x 方向) のコンフィグレーションと結果

測定番号	Rx位置				SG			スペアナ	
	#	距離 (dB)	角度 (deg)	偏波	Power (dBm)	Band	RF	Band	読み値 (dBm)
1	patch	30	0	v	0	X	ON	X	-44.1
2	patch	30	15	v	0	X	ON	X	-45.05
3	patch	30	30	v	0	X	ON	X	-47.68
4	patch	30	45	v	0	X	ON	X	-56.38
5	patch	30	60	v	0	X	ON	X	-55.59
6	patch	30	75	v	0	X	ON	X	-57.95
7	patch	30	90	v	0	X	ON	X	-63.53
8	patch	30	0	v	0	X	ON	X	-44.88
9	patch	30	-15	v	0	X	ON	X	-45.05
10	patch	30	-30	v	0	X	ON	X	-47.54
11	patch	30	-45	v	0	X	ON	X	-49.67
12	patch	30	-60	v	0	X	ON	X	-51.38
13	patch	30	-75	v	0	X	ON	X	-56.61
14	patch	30	-90	v	0	X	ON	X	-58.37
15	patch	30	0	h	0	X	ON	X	-46.04
16	patch	30	15	h	0	X	ON	X	-47.17
17	patch	30	30	h	0	X	ON	X	-47.44
18	patch	30	45	h	0	X	ON	X	-50.55
19	patch	30	60	h	0	X	ON	X	-54.9
20	patch	30	75	h	0	X	ON	X	-56.45
21	patch	30	90	h	0	X	ON	X	-62.85
22	patch	30	0	h	0	X	ON	X	-46.11
23	patch	30	-15	h	0	X	ON	X	-47.71
24	patch	30	-30	h	0	X	ON	X	-48.22
25	patch	30	-45	h	0	X	ON	X	-51.33
26	patch	30	-60	h	0	X	ON	X	-53.78
27	patch	30	-75	h	0	X	ON	X	-57.06
28	patch	30	-90	h	0	X	ON	X	-58.8

表 C.8. X-band パッチアンテナの放射パターンの測定 (y 方向) のコンフィグレーションと結果

測定番号	Rx位置				SG			スペアナ	
	#	距離 (dB)	角度 (deg)	偏波	Power (dBm)	Band	RF	Band	読み値 (dBm)
1	patch	30	0	v	0	X	ON	X	-46.43
2	patch	30	15	v	0	X	ON	X	-46.47
3	patch	30	30	v	0	X	ON	X	-46.59
4	patch	30	45	v	0	X	ON	X	-49.41
5	patch	30	60	v	0	X	ON	X	-50.84
6	patch	30	75	v	0	X	ON	X	-52.41
7	patch	30	90	v	0	X	ON	X	-55.14
8	patch	30	0	v	0	X	ON	X	-47.97
9	patch	30	-15	v	0	X	ON	X	-49.36
10	patch	30	-30	v	0	X	ON	X	-51.75
11	patch	30	-45	v	0	X	ON	X	-53.89
12	patch	30	-60	v	0	X	ON	X	-57.42
13	patch	30	-75	v	0	X	ON	X	-62.24
14	patch	30	-90	v	0	X	ON	X	-63.9
15	patch	30	0	h	0	X	ON	X	-45.98
16	patch	30	15	h	0	X	ON	X	-45.38
17	patch	30	30	h	0	X	ON	X	-46.65
18	patch	30	45	h	0	X	ON	X	-48.27
19	patch	30	60	h	0	X	ON	X	-50.62
20	patch	30	75	h	0	X	ON	X	-53.66
21	patch	30	90	h	0	X	ON	X	-56.71
22	patch	30	0	h	0	X	ON	X	-45.9
23	patch	30	-15	h	0	X	ON	X	-46.03
24	patch	30	-30	h	0	X	ON	X	-47.11
25	patch	30	-45	h	0	X	ON	X	-49.4
26	patch	30	-60	h	0	X	ON	X	-53.04
27	patch	30	-75	h	0	X	ON	X	-57.15
28	patch	30	-90	h	0	X	ON	X	-62.73

シミュレーションと測定結果の比較を図 C.17 に示す。X-band パッチアンテナは OMOTENASHI プロジェクトの借用品であり、アンテナ内部の構造について不明であったため、S-band パッチアンテナのシミュレーション結果を代用した。こちらも定性的なアンテナパターンは一致している。

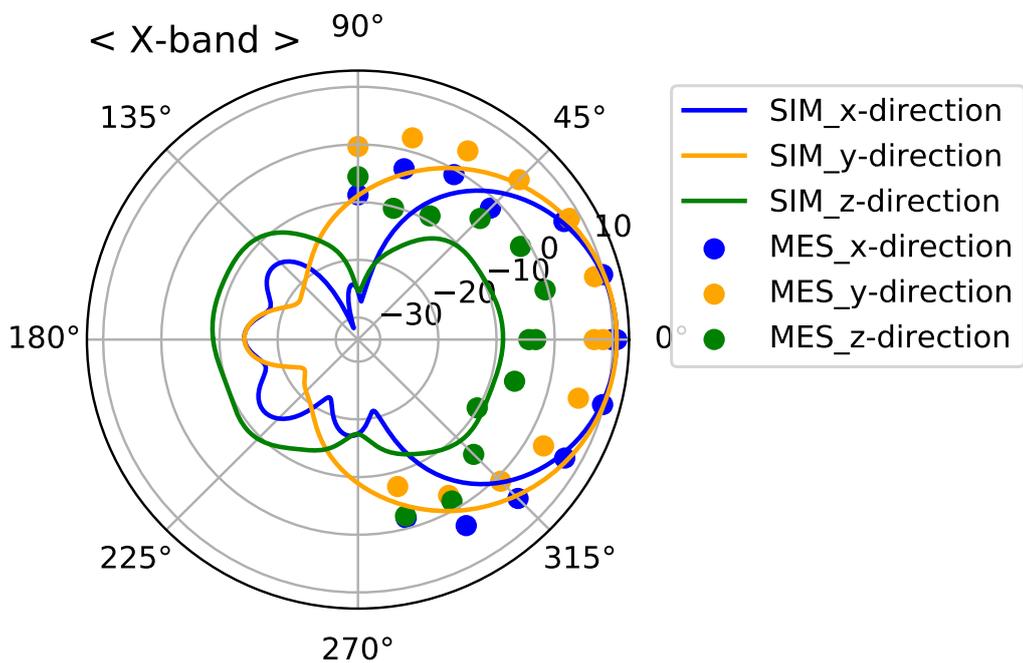


図 C.17. 測定とシミュレーションの比較 (X-band パッチアンテナの放射パターン) : 実線がシミュレーション、点が測定。x 方向の 0 度方向で規格化している。

C.3 電波半無響チャンバ

上述のパッチアンテナで信号を入力することができても、それを環境中に放射することは電波法で制限されている。そのために、JAXA では電波暗室をいくつか保有する。しかし、冷却系を含むミッション部を電波暗室へ移動させることは、真空保持・コンタミネーション・スケジュールなどの数々のリスクがあり、避けることが好まれた。そこで、通常の試験を行う（電波暗室ではない）クリーンルームにて、ベルジャーの上部の金属蓋を電波透過窓に置き換えた上で、その上部を導体箱（電波半無響チャンバ）で覆い、その中でアンテナ放射を行うことを計画した。ベルジャーと電波透過窓については、§ 6.2.2 を参照のこと。

C.3.1 要求分析

設計要求を以下の通りに設定する。シールド性能だけではなく、直下がフライト品の Dewar であるため、それに損傷を与えることがないように十分気をつける必要がある。

- (1) S/X-band パッチアンテナを -50 dBm で給電した際、外部への漏洩電波が電波法基準以下であること
- (2) パッチアンテナが格納できること
- (3) パッチアンテナに給電可能なこと
- (4) ベルジャーとのインタフェースがとれていること
- (5) ゲートバルブ開閉レバーが無理なく使えること
- (6) 自重が安定し、地震などの振動で落下しないこと
- (7) 重量は概ね数 kg 以内

C.3.2 設計と製作

上記要求を踏まえ、(a) 支柱と (b) 格納箱の2つのコンポーネントからなるチャンバを設計した (C.18)。支柱はベルジャーとのアダプタ部分に相当し、要求 (4)–(6) を満たす。格納箱は電波シールド部分に相当し、要求 (1)–(3) が対応する。両者を合わせて要求 (7) を満たす。Autodesk 社の CAD ソフトウェア Fusion360^{*7} を用いて設計した。また、ベルジャーとの機械的整合性を確認するため、その上部を CAD で設計して3次元プリンタで出力したものをを用いた (図 C.19)。

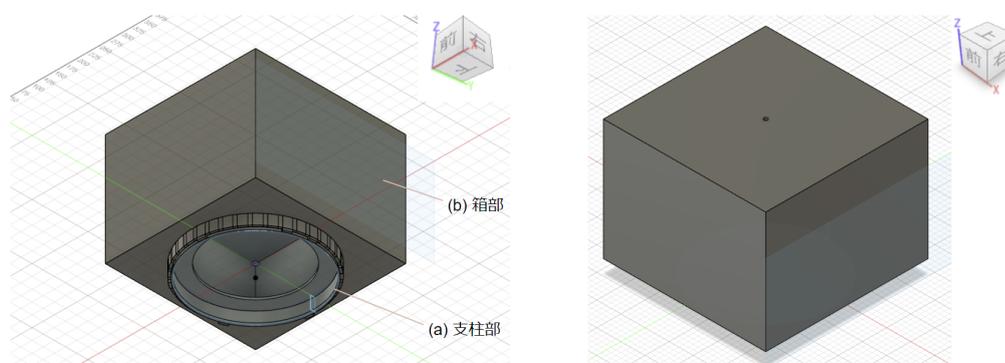


図 C.18. 電波半無響チャンバ：左は斜め下から覗いた視点。右は斜め上から見下ろした視点。

^{*7} <https://www.autodesk.co.jp/products/fusion-360/>

要求 (4) について、ベルジャー上部は図 C.19 のようになっており、計 36 個のねじ頭を避ける構造が必要であった。ねじを避けた最外層のみでは、金属部分が薄くなりすぎて自重を支えきれない可能性があったため、ねじの間隙は残す設計とし、かつ内側にもう一つベルジャーと接触する層を含めた。衝撃による落下対策として、Dewar 上に組まれている矢倉から糸でつるせるよう機構を格納箱上部につけた。また、要求 (6) について、GV の開閉はレバー (図 C.24) を手動で動かすため、つかかからないようにする必要があった。当初見落としていた点であり、後日支柱部分の長さを接ぎ足した。

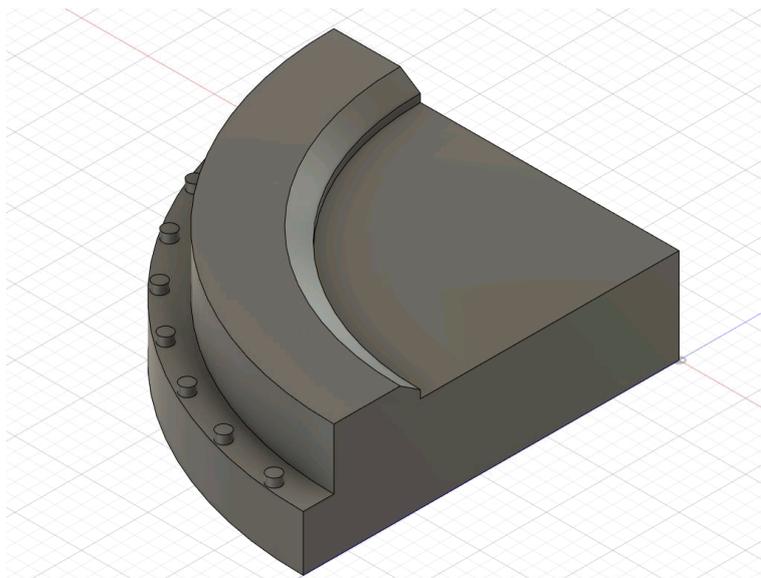


図 C.19. ベルジャー上部のモデル：4分割された一部

要求 (1) について、格納箱の外枠には金属 (Al) を用いたが、ネジなどで面を止め合わせた際に隙間が生じる。また、内部で電波の共鳴を抑制する必要がある。そこで、内壁には電波吸収体を張り付け、反射のたびに減衰させるようにした。吸収体は Laird 社^{*8}の Ecosorb AN-75^{*9} で厚さ 2.9 mm であり、マジックテープで Al 板と接着した。AN-75 の吸収性能については、図 C.20 の通りである。

^{*8} <https://www.laird.com/>

^{*9} <https://www.laird.com/products/microwave-absorbers/microwave-absorbing-foams/eccosorb-an>

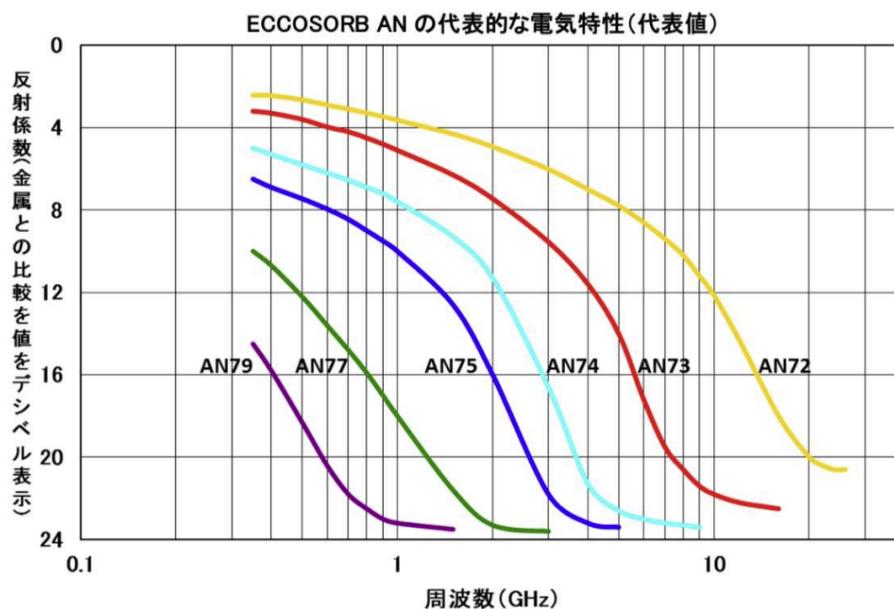


図 C.20. 電波吸収体の吸収性能：性能と入手性より AN-75 を使用した。https://ece.co.jp/assets/pdf/products/ECCOSORB%20AN_ ja.pdf より引用。

要求 (2) の大きさは、電波吸収体を張り付けてなお、S-band パッチアンテナを内部で回転させられるように決めた。要求 (3) については、格納箱上部にケーブルを挿入できる最小限の穴を設けた。格納箱に張り付けた電波吸収体の展開図を C.21 に示す。

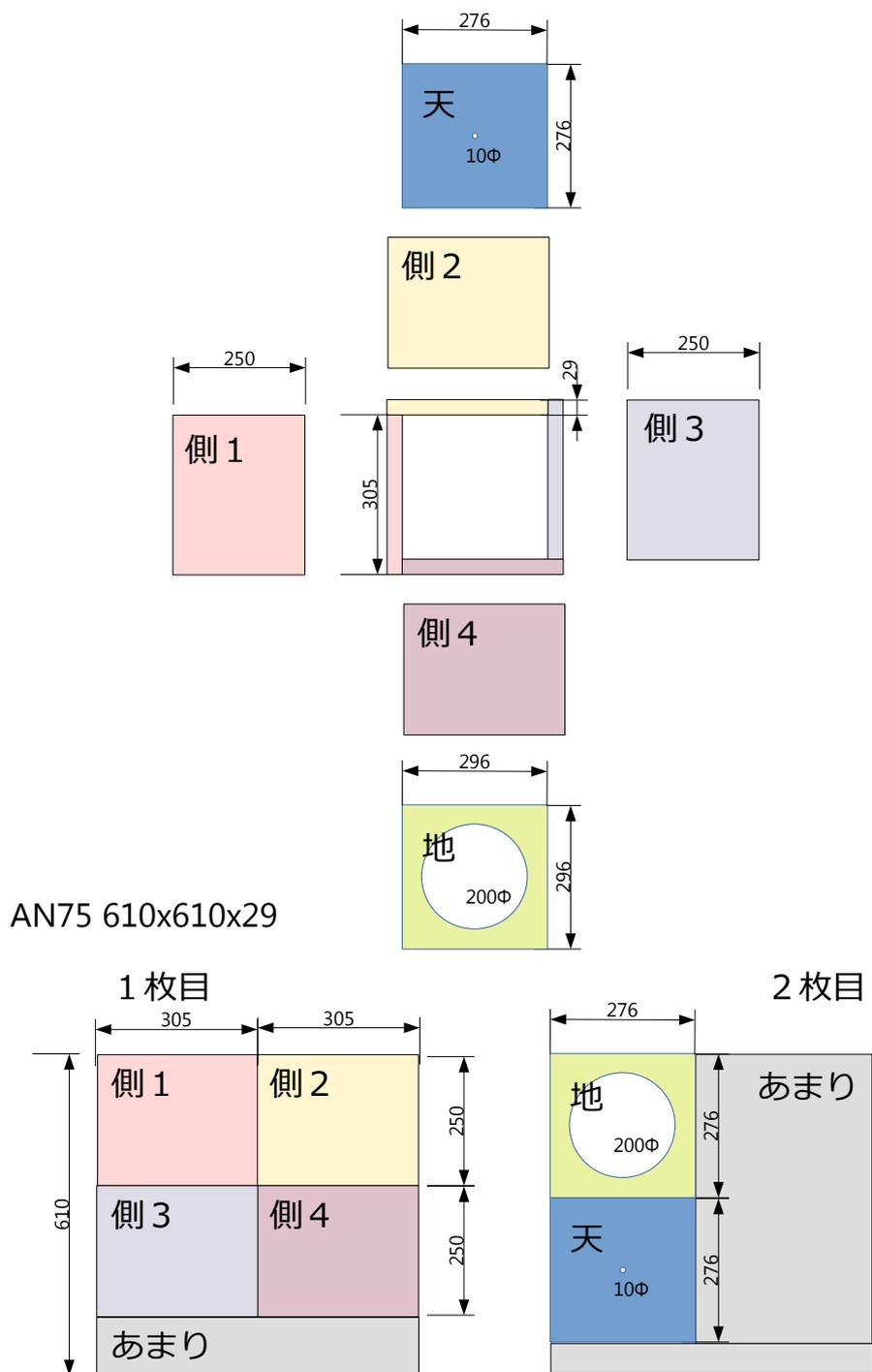


図 C.21. 電波吸収体貼り付け展開図：寸法 610x610x29 mm を二枚購入し、格納箱の内側に敷き詰めた。

S-band パッチアンテナをチャンバ内に固定するために次のようにしている。パッチアンテナの四隅に3次元プリンターで製作した穴あき治具をはめる。そこにひもを通し、チャンバ上部のケーブル用穴から引っ張ってつす。

ひもが捻じれることによる回転は、竹串を電波吸収体に刺すことで防いだ。一方、X-band パッチアンテナは軽く、もともと 4 隅に穴が空いていたため、そこに竹串を刺して固定した。高さ方向の自由度はカプトンテープで防いだ。各バンドのパッチアンテナを設置した様子を図 C.22、C.23 に示す。ケーブルはチャンバの上面 (+Z) の穴から出される。

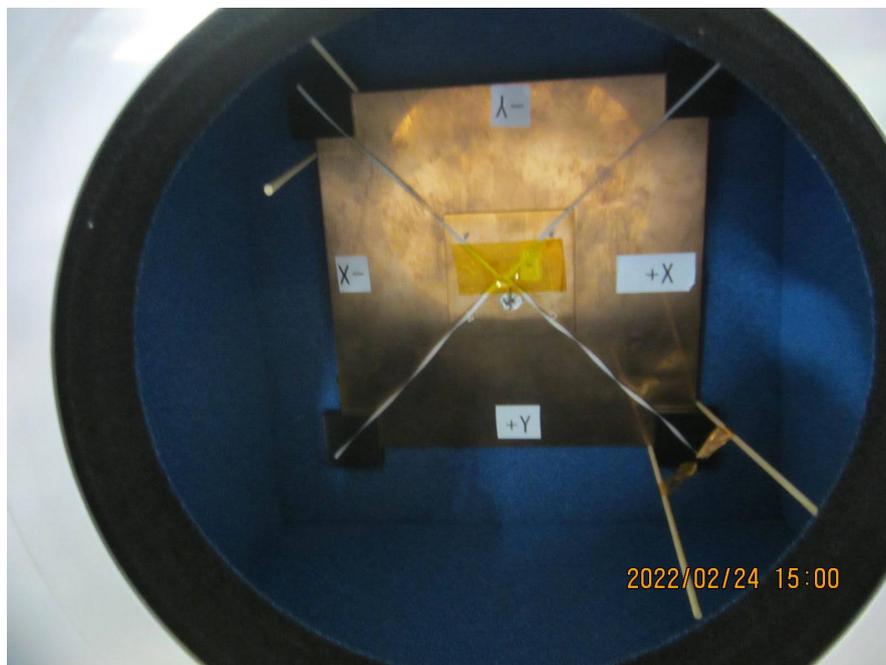


図 C.22. チャンバ内の S-band パッチアンテナ

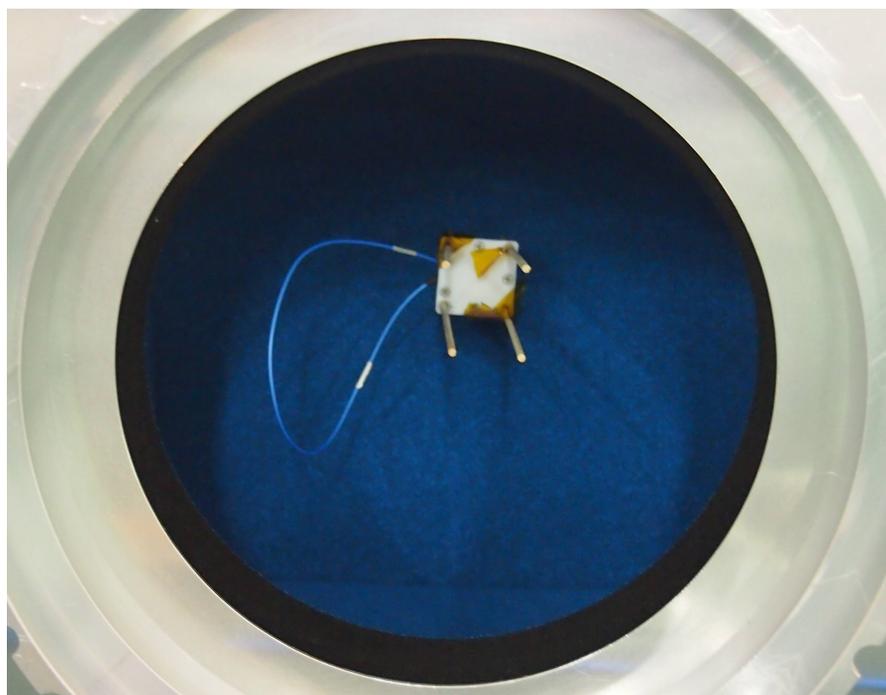


図 C.23. チャンバ内の X-band パッチアンテナ

実際の Dewar 及びベルジャーを用いたフィットチェックを試験前に行った。写真を図 C.24 に示す。

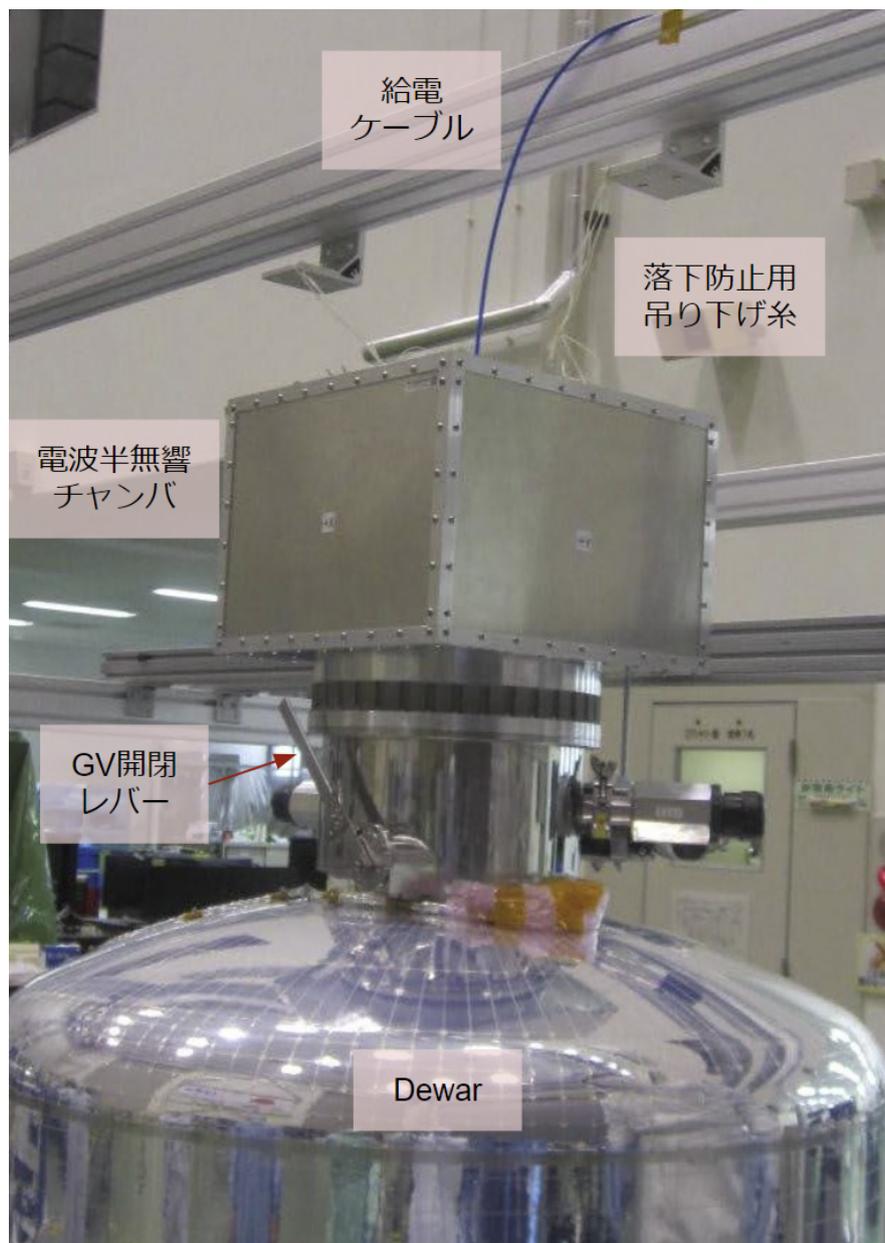


図 C.24. 電波半無響チャンバのフィットチェック

C.3.3 測定

2つの測定を行う。一つ目は、電波半無響チャンバのシールド能力を測り、要求(1)を満たしていることを確認する。また、そのうえで電波法が許す範囲で、どの程度の入射パワーが許されるのか、その上限を探る測定を行う。二つ目は、電波半無響チャンバ内でアンテナ給電を行った際にゲートバルブ位置で作られる電波強度を測定する。これらの測定は、2021/12にISASの電波暗室で行った。以下でそれぞれの測定のセットアップと結果について説明する。

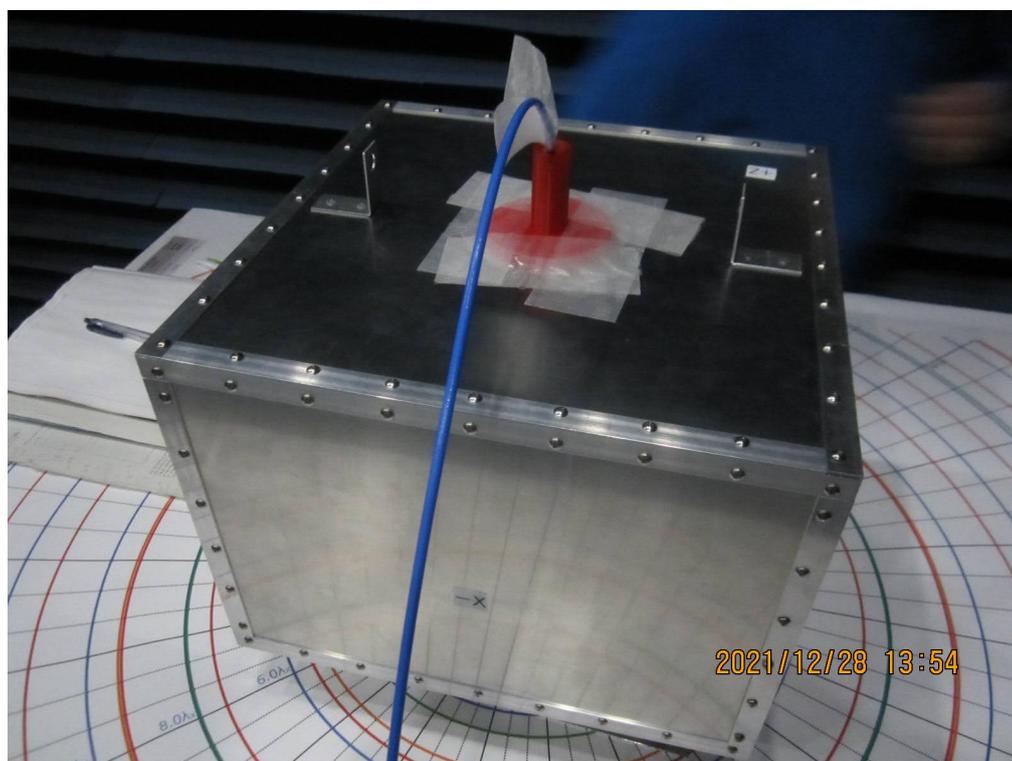


図 C.25. 漏洩電波測定

■漏洩電波の測定

電波半無響チャンバを測定ボードの中心に設置して、内部の各バンドパッチアンテナに 0 dBm を給電した際の漏洩電波強度を調べた (図 C.25)。チャンバ底面 (ベルジャーとの接合部) と測定ボードの間には Al の板を挟んでいる。受信アンテナはダイポールアンテナを用いている。± x , ± y 面の 4 面に対し、減衰距離 30 dB と 35 dB (S-band)、40 dB と 45 dB (X-band) 離れた位置での強度を測定した。各バンドの測定および解析の結果を表 C.9、C.10 に示す。

0 dBm を入力としたときの各方向の漏洩電波強度から、距離 3 m の位置での電波強度を外挿し、電波法基準値 (S-band : -113.5 dBm、X-band : -124.9 dBm) と比較する。 x, y 方向の放射異方性がないと仮定して予想漏洩電波強度の平均値 (mW の単位で計算) を求めると、S-band は -113.13 dBm、X-band は -129.68 dBm となった。要求 (1) は十分満たす結果が得られた。

表 C.9. S-band 漏洩電波測定のコングレーションと結果

測定番号	Rx			SG			スベアナ		Analysis			
	距離	Direction	Polarity	Power	Band	RF	Band	読み値	hat loss	Expected power at 3 m away	電波法基準	dif
	(dB)			(dBm)				(dBm)	(dB)	(dBm)	(dBm)	(dBm)
0	30	-Y	v	0	S	ON	S	-103.494	-70.48775	-122.5970266	-113.4922254	9.1048012
1	35	-Y	v	0	S	ON	S	-97.551	-59.54475	-111.6540266	-113.4922254	-1.838199
2	30	+X	v	0	S	ON	S	-84.505	-51.49875	-103.6080266	-113.4922254	-9.884199
3	35	+X	v	0	S	ON	S	-91.41	-53.40375	-105.5130266	-113.4922254	-7.979199
4	30	+Y	v	0	S	ON	S	-96.286	-63.27975	-115.3890266	-113.4922254	1.8968012
5	35	+Y	v	0	S	ON	S	-103.923	-65.91675	-118.0260266	-113.4922254	4.5338012
6	30	-X	v	0	S	ON	S	-102.024	-69.01775	-121.1270266	-113.4922254	7.6348012
7	35	-X	v	0	S	ON	S	-110.638	-72.63175	-124.7410266	-113.4922254	11.248801
8	30	-Y	h	0	S	ON	S	-99.923	-66.91675	-119.0260266	-113.4922254	5.5338012
9	35	-Y	h	0	S	ON	S	-100.531	-62.52475	-114.6340266	-113.4922254	1.1418012
10	30	+X	h	0	S	ON	S	-92.426	-59.41975	-111.5290266	-113.4922254	-1.963199
11	35	+X	h	0	S	ON	S	-92.819	-54.81275	-106.9220266	-113.4922254	-6.570199
12	30	+Y	h	0	S	ON	S	-105.531	-72.52475	-124.6340266	-113.4922254	11.141801
13	35	+Y	h	0	S	ON	S	-106.296	-68.28975	-120.3990266	-113.4922254	6.9068012
14	30	-X	h	0	S	ON	S	-95.398	-62.39175	-114.5010266	-113.4922254	1.0088012
15	35	-X	h	0	S	ON	S	-99.549	-61.54275	-113.6520266	-113.4922254	0.1598012

表 C.10. X-band 漏洩電波測定のコングレーションと結果

測定番号	Rx			SG			スベアナ		Analysis			
	距離	Direction	Polarity	Power	Band	RF	Band	読み値	hat loss	Expected power at 3 m away	電波法基準	dif
	(dB)			(dBm)				(dBm)	(dB)	(dBm)	(dBm)	(dBm)
0	40	+Y	v	0	X	ON	X	-112.26	-65.785	-132.7790544	-124.9082531	7.8708013
1	45	+Y	v	0	X	ON	X	-114.277	-62.802	-129.7960544	-124.9082531	4.8878013
2	40	-X	v	0	X	ON	X	-100.735	-54.26	-121.2540544	-124.9082531	-3.654199
3	45	-X	v	0	X	ON	X	-113.229	-61.754	-128.7480544	-124.9082531	3.8398013
4	40	-Y	v	0	X	ON	X	-112.206	-65.731	-132.7250544	-124.9082531	7.8168013
5	45	-Y	v	0	X	ON	X	-117.722	-66.247	-133.2410544	-124.9082531	8.3328013
6	40	+X	v	0	X	ON	X	-104.465	-57.99	-124.9840544	-124.9082531	0.0758013
7	45	+X	v	0	X	ON	X	-123.536	-72.061	-139.0550544	-124.9082531	14.146801
8	40	+Y	h	0	X	ON	X	-114.99	-68.515	-135.5090544	-124.9082531	10.600801
9	45	+Y	h	0	X	ON	X	-118.379	-66.904	-133.8980544	-124.9082531	8.9898013
10	40	-X	h	0	X	ON	X	-111.977	-65.502	-132.4960544	-124.9082531	7.5878013
11	45	-X	h	0	X	ON	X	-105.647	-54.172	-121.1660544	-124.9082531	-3.742199
12	40	-Y	h	0	X	ON	X	-109.518	-63.043	-130.0370544	-124.9082531	5.1288013
13	45	-Y	h	0	X	ON	X	-115.925	-64.45	-131.4440544	-124.9082531	6.5358013
14	40	+X	h	0	X	ON	X	-114.73	-68.255	-135.2490544	-124.9082531	10.340801
15	45	+X	h	0	X	ON	X	-124.202	-72.727	-139.7210544	-124.9082531	14.812801

■ゲートバルブ位置での電波強度測定

電波半無響チャンバ内のパッチアンテナによって放射された電波が、ゲートバルブ位置ではどの程度の強度を持つかを測定した (図 C.26)。各バンドのダイポールアンテナをチャンバ底から距離 13 cm に設置し、パッチアンテナに 0 dBm の入力を与えた。2 通りの偏光に対して測定した。コングレーションと結果を表 C.11 に示す。受信アンテナのダイポールアンテナゲインを 1 とし、測定電波強度を電場強度に変換すると、S-band に対して、垂直偏波 (v) が $\sim 1 \text{ V m}^{-1}$ 、水平偏波 (h) が $\sim 0.3 \text{ V m}^{-1}$ 、X-band に対して、 $\sim 0.2 \text{ V m}^{-1}$ となる。



図 C.26. ゲートバルブ位置での電波強度測定

表 C.11. ゲートバルブ位置での電波強度測定のコfigurationと結果

測定番号	Rx	SG			スペアナ	
	偏波	Power	Band	RF	Band	読み値
		(dBm)				(dBm)
1	v	0	S	ON	S	-24
2	h	0	S	ON	S	-33.33
3	v	0	X	ON	X	-48.72
4	h	0	X	ON	X	-49.53

また、電磁界シミュレーションも行った。シミュレーションソフトは ANSYS 社の 3 次元電磁場解析ソフトウェア HFSS (Maxwell と同じく有限要素法を採用) を用いた。各バンドのシミュレーションモデルを図 C.27、C.27 に

示す。X-band パッチアンテナがチャンバの天井から離れている点、また Bell jar がモデルに含まれている点が測定と異なる。アンテナは各バンド 1 W (30 dBm) で給電しており、GV での電場強度は S-band で $\sim 30 \text{ V m}^{-1}$ 、X-band で $\sim 50 \text{ V m}^{-1}$ と求めた。電場強度は距離減衰のみを仮定すれば、以下の式から計算することもできる。

$$E_{GV} = \sqrt{\frac{G_{\lambda} P_t Z_0}{4\pi d_{\lambda}^2}} \tag{C.3.3.1}$$

S/X-band のシミュレーションモデルに合わせて、アンテナとゲートバルブの距離 d_{λ} を 348 mm / 248 mm、アンテナゲイン G_{λ} を 8 dB / 10.5 dB、 Z_0 を真空中のインピーダンス 120π として計算した電場強度は 32 V m^{-1} / 60.4 V m^{-1} であった。これはシミュレーション結果と整合する。実際の測定に合わせて、X-band の d_{λ} も 348 mm とすると、 43.0 V m^{-1} となる。 $P_t = 0 \text{ dB}$ (1 mW) の入力だった場合、電場強度は $1/\sqrt{1000} = 0.032$ 倍となり、S/X-band で 1.0 V m^{-1} / 1.4 V m^{-1} となり、測定と概ね一致した。

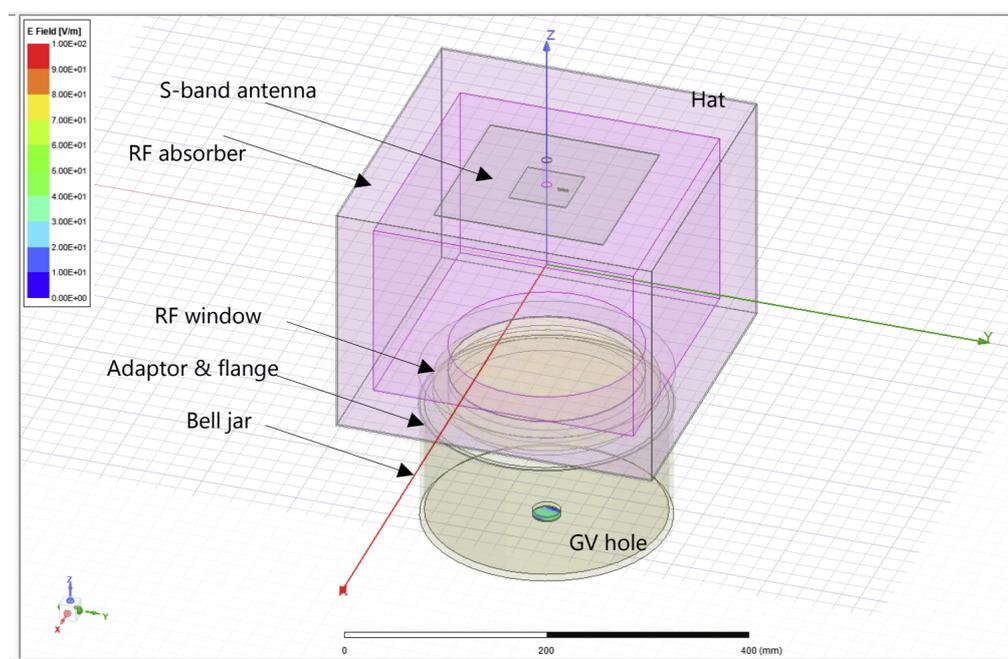


図 C.27. ゲートバルブ位置での電波強度シミュレーション (S-band) : 入力として 1 W を入れた際の結果

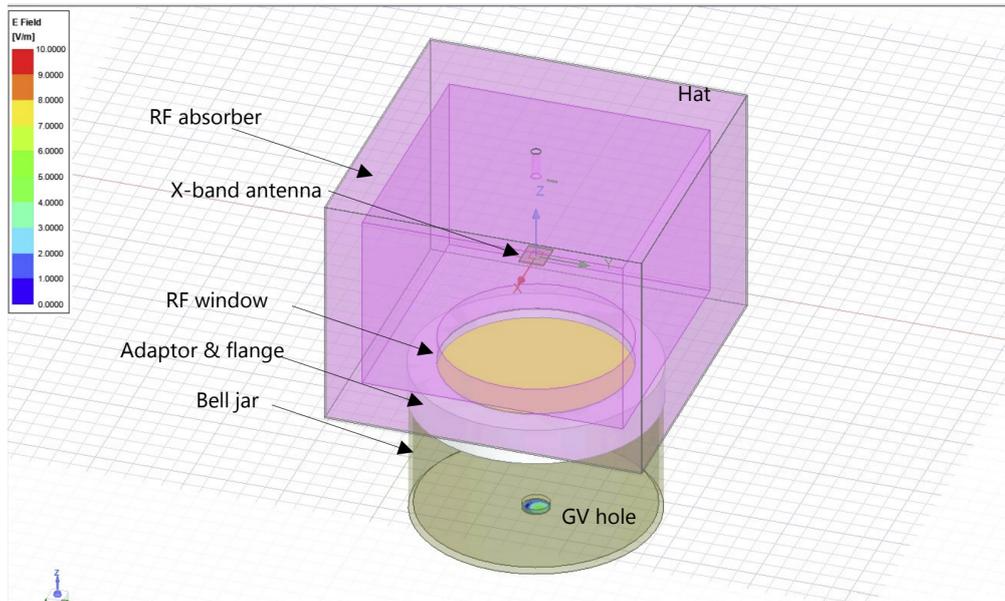


図 C.28. ゲートバルブ位置での電波強度シミュレーション (X-band) : 入力として 1 W を入れた際の結果

改訂履歴

#	変更日時	改定内容
1	2023/04/03	§5.3.4 MTQ トレンディングケースの後半（最終電気試験-打ち上げ前）の結果を追記。 ピクセル 18 について、127 Hz, 254 Hz を拡大比較した図を追加。 §7.3.4 バッテリートレンディングケースについての結果を追記。
2	2023/04/04	誤記修正

謝辞

本論文を執筆するにあたり、ご協力くださった方々に深く感謝申し上げます。

指導教官である海老沢研教授には、ISASでの演習や東大授業においてX線天文学の基礎を教えていただくとともに、学会発表や申請書作成の前にはいつも熱心にご指導いただきました。どんなに基本的な内容を質問しにいても、こちらに合わせたわかりやすい解説をしてくださり、自分もこのように説明できるようになりたいと思わせてくださいました。本修論とは別のテーマですが、ブラックホールX線連星の光度曲線を用いた研究の指導では、お忙しい中毎週ミーティングを行う時間を作ってください、なかなかうまく進捗が生めない時でもご理解くださいました。研究室運営という観点では、研究成果が上がった際にメンバーでお祝い会を開いてくださり、研究活動のモチベーションを作ってくださいました。多忙でありながら、多趣味で人生を謳歌されている印象のある海老沢さんのような大人になれるよう、今後も精進しようと思います。来年度からもよろしく願います。

本修士論文を作成するにあたり、最もお世話になったのがISAS辻本匡弘准教授です。*Resolve* チームの主要メンバーである辻本先生のおかげで、大学院生でありながら衛星試験に参加して研究を行うという一生ものの経験をさせていただくことができました。HPCを用いた電磁界シミュレーション、CADを用いた設計、アンテナの工作など、幅広いスキルを少しずつ身につけていくことは自分の性格上楽しく、そのような機会が付属する研究テーマを与えてくださったことにとっても感謝しています。そして、本修士論文の執筆に際しては、お忙しい中きっちりとした計画を提示してくださることで添削の時間を確保してくださりました。いまだに辻本さんの満足するレベルに達することは不可能だと感じざるを得ませんが、指摘の内容は的確で毎度勉強させていただいています。「給料をもらっている以上、プロ意識を持って仕事するべき」という言葉を自ら体現する姿勢、それと同時に家庭もおろそかにしない心持を尊敬しています。

共同研究者であるISAS LiteBIRDチームの小栗秀悟さん（低周波磁場干渉、高周波電場干渉）、Frederick T. Matsudaさん（高周波電場干渉）には、お忙しい中、何度も衛星試験と一緒に参加していただきました。議論の場では瞬時に重要なポイントを押さえ、的確なアドバイスをくださったことが印象的で、試験の成功に貢献してくださいました。Matsudaさんには、SPIEのproceeding、本修士論文の英語版要旨で英語に関してアドバイスもいただきました。また、帰りの電車や車の中でお二人から聞いた様々なお話は、自分の人生を考えるうえでとても参考になりました。

XRISM *Resolve* チームの方々のご協力なくして、この研究は成り立ちませんでした。一大学院生である自分を衛星試験に参加する手配をくださったJAXAの竹井洋さんには、こちらが提出した獲得目標に対して、試験参加がより有益になるように毎回アドバイスを添えてくださいました。また、低周波磁場干渉サブシステム試験の準備として、お忙しい中MTQのLCR値の測定を行ってくださいました。金沢大学の藤本龍一さんには高周波電場干渉のサブシステム試験において、地上試験の最難所であったゲートバルブの開閉を周到的な準備で確実なものにしてくださいました。また、竹井さんと藤本さんはSPIEのproceedingやJATIS paper執筆の際、時間をかけて読み、たくさん有益なコメントをくださいました。東京都立大学の石崎欣尚さんには、伝導性干渉のサブシステムレベル試験をリードしていただきました。京都大学の水本岬希さん、愛媛大学の大学院生である今村竜太さんには、イベントデータやノイズデータの解析方法について講習していただきました。今村さんには、低周波磁場干渉のサブ

システム試験において、データのモニター業務も引き受けていただきました。

LLNL の Megan E. Eckart さん、NASA/GSFC の Caroline A. Kilbourne さん、Brian McLaughlin さん、F. Scott Porter さんには、SPIE proceeding、JATIS paper 執筆の際にお世話になりました。Caroline さんには分解能劣化値を計算するためのテンプレートファイルも提供いただきました。また Megan さんは、人員がフル稼働している衛星試験で委縮してしまいがちであった自分に対しても、昼休みに気さくに話しかけてくださり、とても嬉しかったです。

試験準備では、多くの方にお力添えいただきました。ISAS エレキショップの福邊健次さんには、自作ソレノイド、ダイポールアンテナ、パッチアンテナの設計・製作において指導いただきました。当初、はんだづけもろくにできなかった、知識と経験に乏しい自分に辛抱強く付き合ってくださいました。電波半無響チャンバの製作においては、ISAS 工作室の光武良昭さんに加工していただきました。お忙しい中、急な設計変更にも対応していただき、試験に間に合わせることができました。また、組み立ての際には海老沢研後輩の望月くんを手伝ってもらいました。

機器の調達では、XRISM/*Resolve* メンバーより水本さん（リアルタイムスペクトルアナライザ）、今村さん（加速器擾乱モニターシステム）、JAXA 佐藤洋一さん（バイポーラ電源）、石崎さん（バス電圧リップルモニターシステム）、ISAS の富木淳さん（OMOTENASHI プロジェクトの X-band FM スペアパッチアンテナ）、富田洋さん（オシロスコープ、ファンクションジェネレータ）、林佑さん（電流プローブ）、堂谷忠靖さん（磁界プローブ）、荒井五十四さん（スペクトルアナライザ、シグナルジェネレータ）、杉本良介さん（シグナルジェネレータ）、和泉究さん（ミキサ、高周波用ケーブル）、関本裕太郎さん（ネットワーク・アナライザ）をお借りしました。また、富木さんにはアンテナ貸与だけでなく、その測定データやシミュレーション手法についてのアドバイス、プロジェクトの審査会にもご協力いただきました。

製作したアンテナの較正では、関本研究室の高倉隼人さん、中野遼くんにお手伝いいただきました。ISAS 電波暗室での測定は、ISAS の川原康介さん、INET の福留さんのアドバイスをいただきました。また、重力波グループより和泉さん、長野晃士さん、海老沢研先輩の富永さん、そして辻本研インターン生の横浜国立大学 柏崎未有さん、東北大学 喜多亮介くん、東京大学 中川果帆さんに協力していただき、測定することができました。

富岳を用いた高周波電場干渉のシミュレーションでは、富士通の巨智部陽一さんが調整役として尽力してくださったおかげで、計算を行うことができました。技術的な質問にも、丁寧に回答してくださり、とても助かりました。プレスリリース発表の機会をいただけたことも感謝しております。また、事後解析の際には同じく富士通の江端直樹さんから ParaView を用いた可視化方法のマニュアルを頂き、その非常に丁寧な説明に感動したことを覚えています。

査読員である東京大学の関本裕太郎教授には、隅々まで修士論文を読んでいただき、大変重要なコメントをいただきました。ありがとうございました。

ISAS の学生のみなさんには、修士 2 年間を通じて大変お世話になりました。同じ研究室である御堂岡拓哉さん、富永愛侑さん、大間々知輝さんは自分にとって博士学生のお手本であり、その助言や後ろ姿で多くのことを学ばせていただきました。また、長塚知樹さんはお会いしたときにいつも優しく体調を気遣う言葉をかけてくださり、とても嬉しかったです。後輩の望月雄友くんが対面授業で忙しい中、時間を見つけて研究に励む姿は自分にとっても励みになりました。そして、同期ゼミに始まり、公私ともに仲良くしてくれた宇宙研 6-7 階の宮川陸大くん、星篤志くん、蜂須賀大暁くん、中野遼くん、宮本明日香さん、吉田南さん、清水里香さんたちには、修論執筆で行き詰ったときにもたくさん和ませてもらいました。ほかにも、ISAS を通じて知り合った方々は、幅広い分野で尽力されていて、よい刺激となりました。

最後に、これまで支えてくれた家族には心から感謝しています。また、東京大学 IGPEES、公益財団法人吉田育英会からの経済支援のおかげで研究に集中することができました。多くの方々の支えがあって、本研究が成り立っていることを改めて感じています。本当にありがとうございました。

■ソフトウェア 本研究は、富士通社提供の電磁波解析ソリューションの Poynting for Microwave を用いています。This work used electromagnetic simulation software Poynting for Microwave provided by Fujitsu Limited.

■計算機資源 本研究は、理化学研究所スーパーコンピュータ『富岳』を利用しました。This work used computational resources of the supercomputer Fugaku provided by RIKEN.

参考文献

- Ade, P. A. et al. (2011). “Planck early results. I. The Planck mission”. In: *Astron. Astrophys.* 536, A1 (cit. on p. 26).
- Barret, D. et al. (2016). “The Athena x-ray integral field unit (X-IFU)”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2016: Ultraviolet to Gamma Ray*. Vol. 9905. SPIE, pp. 714–754 (cit. on p. 22).
- Berenger, J.-P. (1994). “A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves”. In: *Journal of Computational Physics* 114.2, pp. 185–200 (cit. on p. 208).
- Boissay-Malaquin, R. et al. (2022). “Ground calibration of the x-ray mirror assembly for the x-ray imaging and spectroscopy mission (XRISM) I-measurement setup and effective area”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2022: Ultraviolet to Gamma Ray*. Vol. 12181. SPIE, pp. 442–454 (cit. on p. 49).
- Brinkman, A. et al. (2000). “Description and performance of the low-energy transmission grating spectrometer on board Chandra”. In: *X-Ray Optics, Instruments, and Missions III*. Vol. 4012. SPIE, pp. 81–90 (cit. on p. 21).
- Catalano, A., A. Coulais, and J.-M. Lamarre (2010). “An analytical approach to optimize AC biasing of bolometers”. In: (cit. on p. 26).
- Chiao, M. P. et al. (2016). “System design and implementation of the detector assembly for the Astro-H soft x-ray spectrometer”. In: *Sp. Telesc. Instrum. 2016 Ultrav. to Gamma Ray* 9905. July 2016, p. 99053M (cit. on pp. 40, 42, 125).
- Cicero, U. L. et al. (2018). “Radio frequency shielding of thin aluminized plastic filters investigated for the ATHENA X-IFU detector”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2018: Ultraviolet to Gamma Ray*. Ed. by J.-W. A. den Herder, S. Nikzad, and K. Nakazawa. Vol. 10699. International Society for Optics and Photonics. SPIE, 106994R (cit. on p. 173).
- Courant, R., K. Friedrichs, and H. Lewy (1967). “On the Partial Difference Equations of Mathematical Physics”. In: *IBM Journal of Research and Development* 11.2, pp. 215–234 (cit. on p. 207).
- Den Herder, J. et al. (2001). “The reflection grating spectrometer on board XMM-Newton”. In: *Astronomy & Astrophysics* 365.1, pp. L7–L17 (cit. on p. 21).
- Department of Defence United States of America (1999). *MIL-STD-461E* (cit. on p. 24).
- Eckart, M. E. et al. (2016). “Ground calibration of the Astro-H (Hitomi) soft x-ray spectrometer”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2016: Ultraviolet to Gamma Ray*. Vol. 9905. SPIE, pp. 1265–1287 (cit. on p. 25).
- Enoto, T. et al. (2015). *ASTRO-H COOK BOOK* (cit. on p. 22).
- Ezoe, Y. et al. (2017). “Porous plug phase separator and superfluid film flow suppression system for the Soft X-ray Spectrometer onboard Hitomi”. In: *Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems* 4.1, p. 011203 (cit. on p. 40).

- Ezoe, Y., T. Ohashi, and K. Mitsuda (2021). “High-resolution X-ray spectroscopy of astrophysical plasmas with X-ray microcalorimeters”. In: *Reviews of Modern Plasma Physics* 5 (cit. on p. 42).
- Gambrel, A. E. (2018). “Measurement of the Polarization of the Cosmic Microwave Background with the SPIDER Instrument”. PhD thesis. Princeton University (cit. on p. 30).
- Gaskin, J. A. et al. (2019). “Lynx x-ray observatory: an overview”. In: *Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems* 5.2, p. 021001 (cit. on p. 22).
- Giacconi, R. et al. (1962). “Evidence for x Rays From Sources Outside the Solar System”. In: *Phys. Rev. Lett.* 9.11, p. 439 (cit. on p. 21).
- Gualtieri, R. et al. (2018). “SPIDER: CMB Polarimetry from the Edge of Space”. In: *J. Low Temp. Phys.* 193.5-6, pp. 1112–1121 (cit. on p. 28).
- Hasebe, T. et al. (2022). “Ground Test Results of the Micro Vibration Interference for the X-Ray Microcalorimeter Onboard XRISM”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2022: Ultraviolet to Gamma Ray*. Space Telescopes and Instrumentation 2022: Ultraviolet to Gamma Ray. Vol. 12181. SPIE, pp. 1527–1539 (cit. on pp. 33, 51).
- Hitomi collaboration (2016). “The quiescent intracluster medium in the core of the Perseus cluster”. In: *Nature* 535.7610, pp. 117–121 (cit. on p. 22).
- Holmes, W. A. et al. (2008). “Initial test results on bolometers for the Planck high frequency instrument”. In: (cit. on p. 26).
- Imamura, R. et al. (2022). “Results of accelerometer monitor in the ground testing of Resolve x-ray microcalorimeter instrument onboard XRISM”. In: *X-Ray, Optical, and Infrared Detectors for Astronomy X*. Ed. by A. D. Holland and J. Beletic. Vol. 12191. International Society for Optics and Photonics. SPIE, p. 121912C (cit. on pp. 33, 84).
- Imamura, R. et al. (2023). “Mechanical Cryocooler Noise Observed in the Ground Testing of the Resolve X-ray Microcalorimeter Onboard XRISM”. In: *J Low Temp Phys* (cit. on p. 33).
- Ishisaki, Y. et al. (2018). “In-flight performance of pulse-processing system of the ASTRO-H/Hitomi soft x-ray spectrometer”. In: *Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems* 4.1, p. 011217 (cit. on p. 43).
- Ishisaki, Y. et al. (2022). “Status of resolve instrument onboard x-ray imaging and spectroscopy mission (XRISM)”. In: August 2022, p. 66 (cit. on pp. 22, 32, 40, 41, 146).
- Jansen, F. et al. (2001). “XMM-Newton observatory-I. The spacecraft and operations”. In: *Astronomy & Astrophysics* 365.1, pp. L1–L6 (cit. on p. 21).
- Kelley, R. L. et al. (2016). “The Astro-H high resolution soft x-ray spectrometer”. In: *Sp. Telesc. Instrum. 2016 Ultrav. to Gamma Ray*. Ed. by J.-W. A. den Herder, T. Takahashi, and M. Bautz. Vol. 9905, p. 99050V (cit. on p. 22).
- Kilbourne, C. A. et al. (2016). “The design, implementation, and performance of the Astro-H SXS aperture assembly and blocking filters”. In: July, p. 102 (cit. on pp. 40, 172).
- Kurihara, M. et al. (2022). “Ground test results of the electromagnetic interference in the x-ray microcalorimeter onboard XRISM”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2022: Ultraviolet to Gamma Ray*. Vol. 12181. SPIE, pp. 1445–1458 (cit. on pp. 39, 168).
- Lamarre, J. M. et al. (2010). “Planck pre-launch status: The HFI instrument, from specification to actual performance”. In: *Astron. Astrophys.* 520.1, A9 (cit. on p. 26).

- Markert, T. H. et al. (1994). “High-energy transmission grating spectrometer for the Advanced X-ray Astrophysics Facility (AXAF)”. In: *EUV, X-Ray, and Gamma-Ray Instrumentation for Astronomy V*. Vol. 2280. SPIE, pp. 168–180 (cit. on p. 21).
- Mccammon, D. et al. (2002). “A HIGH SPECTRAL RESOLUTION OBSERVATION OF THE SOFT X-RAY DIFFUSE BACKGROUND WITH THERMAL DETECTORS”. In: (cit. on p. 22).
- Mitsuda, K. et al. (2004). “Astro-E2 mission”. In: *UV and Gamma-Ray Space Telescope Systems*. Vol. 5488. SPIE, pp. 177–186 (cit. on p. 22).
- Mitsuda, K. et al. (2014). “Soft x-ray spectrometer (SXS): the high-resolution cryogenic spectrometer onboard ASTRO-H”. In: *Sp. Telesc. Instrum. 2014 Ultrav. to Gamma Ray 9144*. July, 91442A (cit. on p. 42).
- Mori, K. et al. (2022). “Xtend, the soft x-ray imaging telescope for the X-Ray Imaging and Spectroscopy Mission (XRISM)”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2022: Ultraviolet to Gamma Ray*. Vol. 12181. SPIE, pp. 431–441 (cit. on p. 32).
- Mur, G. (1981). “Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference Approximation of the Time-Domain Electromagnetic-Field Equations”. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility EMC-23.4*, pp. 377–382 (cit. on p. 208).
- Ogawara, Y. (1998). “The astro-e mission”. In: *The Hot Universe*. Springer, pp. 75–78 (cit. on p. 22).
- Orfanidis, S. J. (2002). “Electromagnetic waves and antennas”. In: (cit. on p. 229).
- Ott, H. W. (2011). *Electromagnetic compatibility engineering*. John Wiley & Sons (cit. on p. 18).
- Pajot, F. et al. (2010). “Planck pre-launch status: HFI ground calibration”. In: *Astron. Astrophys.* 520.1, A10 (cit. on p. 26).
- Porter, F. S. et al. (2004). “The Astro-E2 X-ray spectrometer/EBIT microcalorimeter x-ray spectrometer”. In: *Rev. Sci. Instrum.* 75.10, p. 3772 (cit. on p. 22).
- Porter, F., G. Brown, and J. Cottam (2005). “X-ray Astronomy and Astrophysics”. In: *Cryogenic Particle Detection*. Springer, pp. 359–416 (cit. on p. 18).
- Porter, F. S. et al. (2008). “The XRS microcalorimeter spectrometer at the Livermore electron beam ion trap”. In: <https://doi.org/10.1139/p07-147> 86.1, pp. 231–240 (cit. on p. 21).
- Porter, F. S. et al. (2018a). “In-flight performance of the soft x-ray spectrometer detector system on Astro-H”. In: *J. Astron. Telesc. Instruments, Syst.* 4.01, p. 1 (cit. on p. 22).
- Porter, F. S. et al. (2018b). “In-flight performance of the soft x-ray spectrometer detector system on Astro-H”. In: *Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems* 4.1, p. 011218 (cit. on p. 61).
- Pretzl, K. (2020). “Cryogenic Detectors”. In: *Particle Physics Reference Library: Volume 2: Detectors for Particles and Radiation*. Ed. by C. W. Fabjan and H. Schopper. Cham: Springer International Publishing, pp. 871–912 (cit. on p. 18).
- Rahlin, A. S. (2016). “The first flight of the SPIDER balloon-borne telescope”. PhD thesis. Princeton University (cit. on pp. 28–30).
- Stahle, C. et al. (2004). “The next-generation microcalorimeter array of XRS on Astro-E2”. In: *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment* 520.1-3, pp. 466–468 (cit. on p. 22).
- Takahashi, T. et al. (2018). “Hitomi (ASTRO-H) x-ray astronomy satellite”. In: *Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems* 4.2, p. 021402 (cit. on p. 22).
- Tanaka, Y., H. Inoue, and S. S. Holt (1994). “The X-ray astronomy satellite ASCA”. In: *Publications of the Astronomical Society of Japan* 46, pp. L37–L41 (cit. on p. 21).

- Tashiro, M. et al. (2020). “Status of x-ray imaging and spectroscopy mission (XRISM)”. In: *Space Telescopes and Instrumentation 2020: Ultraviolet to Gamma Ray*. Ed. by J.-W. A. den Herder, S. Nikzad, and K. Nakazawa. Vol. 11444. International Society for Optics and Photonics. SPIE, p. 1144422 (cit. on pp. 22, 50).
- Vries, C. P. de et al. (2017). “Calibration sources and filters of the soft x-ray spectrometer instrument on the Hitomi spacecraft”. In: *Journal of Astronomical Telescopes, Instruments, and Systems* 4.1, p. 011204 (cit. on p. 49).
- Weisskopf, M. C. et al. (2000). “Chandra X-ray Observatory (CXO): overview”. In: *X-Ray Optics, Instruments, and Missions III* 4012, pp. 2–16 (cit. on p. 21).
- Yee, K. (1966). “Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell’s equations in isotropic media”. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 14.3, pp. 302–307 (cit. on p. 205).
- Zhang, H. et al. (2020). *Spacecraft Electromagnetic Compatibility Technologies*. Springer (cit. on pp. 18, 33).
- 中田高義, 高. (1986). 電気工学の有限要素法 (cit. on p. 212).
- 今村竜太 (2022). XRISM衛星搭載極低温検出器における微小擾乱干渉の影響評価と低減 (cit. on p. 33).
- 宇宙航空研究開発機構 (2016). EMC設計標準 (cit. on p. 24).
- 宇宙航空研究開発機構 (2017). 電気設計標準 (cit. on p. 24).
- 宇野亨 (1998). FDTD法による電磁界およびアンテナ解析 (cit. on pp. 205, 209).
- 峯杉, 賢. et al. (2016). ASTRO-Hバス系システムの開発 (cit. on p. 51).
- 平野拓一 (2013). 電子情報通信学会『知識の森』4群 (通信工学) – 2編 (アンテナ・伝搬) – 4章 (線状・板状アンテナ) (cit. on p. 229).
- 波岡武 and 山下広順 (1999). X線結像光学 (cit. on p. 48).
- 満田和久 (2002). “熱量計測を応用した光子検出器”. In: 熱測定 29.2, pp. 82–91 (cit. on p. 18).
- 鈴木茂夫 (2003). わかりやすい高周波技術入門 (cit. on p. 236).
- 高橋則雄 (2013). 磁気工学の有限要素法 (cit. on p. 212).