

超小型衛星TSUBAME搭載用ガンマ線バースト位置 検出器の開発

川上 孝介

修士論文

東京工業大学 理工学研究科 基礎物理学専攻

2013年 2月

目次

第1章	はじめに	1
1.1	ガンマ線バースト	1
1.2	ガンマ線バーストの偏光観測	1
1.3	小型衛星プロジェクトと TSUBAME 衛星	3
1.3.1	東工大の超小型衛星開発史	3
1.3.2	硬 X 線偏光観測衛星 TSUBAME	3
第2章	広視野バーストモニタ	5
2.1	要求仕様	5
2.1.1	ミッション要求	5
2.1.2	システム要求	7
2.2	構造	7
2.3	システム構成	8
第3章	アバランシェフォトダイオード	11
3.1	アバランシェフォトダイオードの特徴	11
3.1.1	暗電流と印加電圧	12
3.1.2	APD の暗電流に関して	13
3.2	フライト用 APD screening 法検討のためのガンマ線照射試験	14
3.2.1	目的	14
3.2.2	放射線による APD の劣化	14
3.2.3	CERN LHC CMS 検出器の場合	15
3.2.4	試験方法	16
3.2.5	セラミックスパッケージ版	16
3.2.6	まとめ	20
3.3	フライト用 APD の特性分布	22
3.3.1	浜松ホトニクス出荷時の測定結果	23

3.4	フライトモデルアバランシェフォトダイオード受け入れ試験	27
3.4.1	実験セットアップ	27
3.4.2	制御プログラム	30
3.4.3	測定結果	30
3.4.4	フライトモデルアバランシェフォトダイオードの選定	34
3.5	まとめ	34
第4章	電荷有感型前置増幅器	36
4.1	電荷有感型前置増幅器の概要と特性	36
4.1.1	検出器系の総合雑音	37
4.2	電荷有感型前置増幅器の保護抵抗の決定	39
4.2.1	目的	39
4.2.2	実験手法	40
4.2.3	実験結果	40
4.2.4	考察	42
4.2.5	まとめ	43
4.3	電荷有感型前置増幅器の破壊試験	44
4.3.1	目的	44
4.3.2	セットアップ	44
4.4	試験方法	45
4.5	実験結果	45
4.5.1	まとめ	46
第5章	波形整形器とコンパレータのエネルギー分解能	47
5.1	整形時定数	47
5.2	波形整形器の増幅率決定	47
5.2.1	実験セットアップ	48
5.2.2	実験結果	48
5.2.3	考察	50
5.2.4	まとめ	51
第6章	デジタル処理部	52
6.1	概要	52

6.2	仕様素子	52
6.3	カウンタ仕様	54
6.3.1	カウントアップタイミングチャート	54
6.3.2	積分時間	54
6.3.3	カウンターサイズ	55
6.3.4	デットタイム	55
6.3.5	保存データ	55
6.3.6	House Keeping データ	56
6.3.7	割り込み信号	57
6.4	CPU との通信	57
6.5	RAM の陽子照射試験	57
6.5.1	トータルドーズ効果	58
6.5.2	シングルイベント効果	58
6.5.3	照射素子	59
6.5.4	実験方法	60
6.5.5	測定結果	62
6.5.6	考察	64
6.5.7	まとめ	65
6.6	Flash FPGA 陽子照射試験	65
6.6.1	実験方法	65
6.6.2	測定結果	69
6.6.3	考察	72
6.6.4	まとめ	73
第 7 章	プログラム処理部	74
7.1	概要	74
7.2	ガンマ線バースト判定ロジック	74
7.2.1	背景	74
7.2.2	判定方法	76
7.2.3	荷電粒子帯の判定	79
7.3	バーストモニターによる位置決定手法	79

第 8 章 広視野バーストモニター性能評価試験	81
8.1 外乱雑音対策	81
8.1.1 目的	81
8.1.2 TSUBAME 組み込み電波干渉試験	81
8.1.3 簡易電波干渉試験	86
8.2 搭載用検出器校正試験	88
8.2.1 目的	88
8.2.2 実験手法	89
8.2.3 実験結果	91
8.2.4 温度補正関数の作成のためのデータ解析	91
8.2.5 まとめ	95
第 9 章 まとめ	96
付 録 A 余剰雑音計数	97
付 録 B House Keeping Data フォーマット	98

図 目 次

1.1	ガンマ線バースト (GRB) の想像図。	2
1.2	GRB 偏光観測のミッションシーケンス	4
2.1	WBM フライトモデル CAD 図	6
2.2	TSUBAME 上の WBM 検出器と理学回路ボックスの位置関係	9
2.3	WBM システム構成	10
3.1	浜松ホトニクス製 1 cm 角 APD	12
3.2	3種類の APD の構造と電場勾配。(a)Beveled-edge (b)Reach-through (c)Reverse type	13
3.3	APD の表面電流とバルク電流。	14
3.4	^{60}Co 照射試験のセットアップ。	17
3.5	^{60}Co 照射試験日程。	17
3.6	セラミックパッケージ、ガンマ線照射後のブレイクダウン電圧の変化	18
3.7	セラミックパッケージ、ガンマ線照射後の暗電流の変化	18
3.8	セラミックスパッケージ、330 krad ガンマ線照射後の量子効率。	19
3.9	ID vs Total Dose の概念図。	20
3.10	ウェハサンプルのブレイクダウン電圧の変化	21
3.11	ウェハサンプルの暗電流の変化	21
3.12	フライトモデル APD 暗電流の分布	23
3.13	Sample : TSUBAME FM 用 APD	24
3.14	V_{br} vs V_R	25
3.15	$M(V) \sim \exp(AV + B)$ の場合予想される I_d vs V_r	26
3.16	APD の暗電流と逆電圧の関係	26
3.17	ID vs V_{br} の線形からのずれ幅。	28
3.18		29
3.19		29

3.20	APD の暗電流、増幅率の測定の流れ	31
3.21	APD の低温における増幅率、暗電流、ブレイクダウン電圧の測定結果 . .	32
3.22	シリアルナンバー 1, 22, 49, 57, 72 の -20 deg における増幅率の電圧依存性	33
3.23	選定した APD の一次相関からのズレと、暗電流の関係	34
4.1	電荷有感型前置増幅器の等価回路	37
4.2	CSA の保護抵抗決定実験のセットアップ (1)。	41
4.3	CSA 保護抵抗決定実験のセットアップ。 (2)	41
4.4	抵抗	42
4.5	プリアンプ破壊試験のセットアップ図。	44
4.6	プリアンプ破壊試験の過程でテストパルスを使ってスペクトルを取得した 結果。	45
5.1	波形整形器増幅率決定実験のセットアップ	49
5.2	プリアンプ基板に CdTe 検出器を取り付け、 ^{241}Am を照射した時の出力信 号。	49
6.1	プリアンプ基板性能	55
6.2	CPU $\rightarrow$ WBM の通信タイミングチャート	57
6.3	軌道上で予想される陽子の入射レート [7]	61
6.4	RAM の照射試験のセットアップ	62
6.5	RAM の照射試験のセットアップ概念図	63
6.6	照射試験に用いた Actel ProASIC 3 FPGA	64
6.7	照射試験に用いた Actel ProASIC 3 FPGA	65
6.8	照射試験に用いた Actel ProASIC 3 FPGA の基板	67
6.9	本実験で用いたシフトレジスターの概念図。	67
6.10	FPGA の陽子照射実験セットアップ	68
6.11	FPGA の陽子照射試験のシステムブロック図	68
6.12	FPGA 陽子照射中の電流変化	69
6.13	FPGA 高レート陽子ビーム照射時のメモリのビット反転	70
6.14	FPGA 低レート陽子ビーム照射時のメモリのビット反転	71
6.15	FPGA 高、低レートを合わせたメモリビット反転の結果	72
7.1	TSUBAME で用いる GRB 判定ロジック	76

7.2	2バックグラウンドモデル	77
7.3	GRB001225 の光度変化 (-300 sec to 410 sec) [?]	78
7.4	GRB001225 の光度変化 (-65 sec to 125 sec)	78
7.5	GRB 判定ロジックの積分時間	79
8.1	組み込み電波干渉試験のセットアップ図。	83
8.2	test	84
8.3	test	85
8.4	test	86
8.5	簡易電波環境試験のセットアップ図。	87
8.6	WBM 検出器に施した外乱雑音対策。	88
8.7	様々な雑音対策を施して、無線機を ON にした時のスペクトル	89
8.8	衛星搭載用検出器校正試験のセットアップ。	90
8.9	WBM 検出器の真空中における温度分布。	91
8.10	25 deg、APD 増幅率が 50 の時の測定結果	92
8.11	東 WBM のスプライン補間結果	93
8.12	東 WBM の増幅率 50, 70, 100 となる T-V 曲線	93
A.1	浜松ホトニクス製 APD：S8664 の余剰雑音計数	97

表 目 次

2.1	ミッション要求	7
2.2	システム要求	8
3.1	シンチレーション検出器の比較	12
3.2	浜松ホトニクス出荷時の測定項目	22
4.1	任意波形発生器 (PB-5) の設定値	40
6.1	RAM 照射試験プロファイル	64
6.2	A3P060 と A3P400 の違い	66
8.1	TSUBAME に取り付けられた通信機の仕様。	82
8.2	WBM(West) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果	94
8.3	WBM(North) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果	94
8.4	WBM(Top) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果	94
8.5	WBM(East) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果	94
8.6	WBM(South) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果	95
B.1	HK メモリーアドレスマップ 1	98
B.2	HK メモリーアドレスマップ 2	99
B.3	HK メモリーアドレスマップ 3	99
B.4	STAT データフォーマット	100
B.5	ADC2 と MUX の HK 対応関係表	101
B.6	ADC3 と MUX の HK 対応関係表	101
B.7	ADC4 と MUX の HK 対応関係表	101

Abstract

Development of the wide field burst monitor (WBM) aboard the micro satellite "TSUB-AME" is reported. Our main targets are gamma-ray bursts (GRBs) that are the most biggest explosions in the universe. Part of these phenomena believed to be related with gravity collapses of massive stars. Although 10 years have passed since the first significant example of GRB-supernova correlation was discovered, the physical mechanisms that explain how to generate collimated relativistic outflows and how to emit such powerful gamma-rays are still unclear. For these open questions, X-ray polarimetry of the gamma-ray prompt emissions is expected to provide crucial information that includes magnetic environment in the emitting region. For this purpose we are now developing a micro-satellite for X-ray polarimetry of GRBs. The technical difficulty of this challenging mission mainly arises from the troubling nature, unpredictability and short duration, of GRBs. In order to accumulate sufficient gamma-rays to measuring polarization we must start observation as soon as possible. Therefore WBM which is monitoring GRBs and determining their positions is the key part of the satellite system.

WBM consists of five gamma-ray counters mounted on the outer panels of the satellite facing different directions. If we detect gamma-rays from a GRB, we can constrain the source position by comparing the count rate of each detector. As gamma-ray detectors we employed Tl doped CsI scintillators coupled with avalanche photodiodes (APDs). APDs are compact, low-noise and high sensitive optical sensors however, the internal gain is strongly influenced by the operating temperature. Due to the strict limitation of the power supply, we must give up active temperature control, therefore the operating temperature will be varying widely from -40° to 20° . In order to compensate the gain variations, we precisely control the threshold levels of each detector independently based on the temperature sensor mounted on the each detector.

In this study we first considered the screening test of the APDs for flight model, then conducted total inspection at low temperature condition. Based on these investigation we selected good detectors for the flight model. Next we optimized the parameters of readout circuits that consist of CSAs and shaping amplifiers. Then we designed digital logic that is embedded in FPGA for real time data I/O, namely digital counter, temporal data buffer. Finally we developed a program for detecting transient objects using the count data from WBM.

第1章 はじめに

1.1 ガンマ線バースト

ガンマ線バースト (GRB) は宇宙遠方のある 1 点から数 keV から数 MeV のエネルギーを持つ X 線・ガンマ線が爆発的に放射される爆発現象である。ガンマ線放射の継続時間はたかだか数ミリ秒～数百秒と非常に短い、そのフラックスは 1 cm^2 あたり 100 カウント以上にも達し、瞬間的には全天で最も明るいガンマ線源となる。この現象は 1960 年代に、米国の核実験監視衛星 Vela によって偶然発見されたものの突発天体であり、かつ継続時間が短いという特性から、発見から 30 年間はほとんど理解が進まず謎に包まれた現象であった。GRB の理解が本格的に進展し始めたのは 1991 年に打ち上げられたコンプトンガンマ線天文台 (CGRO) の登場以降であり、BATSE 検出器によって、発生頻度が全天で一日一回程度である事、バーストの発生位置が全天球に等方的に分布している事が明らかになった。

1.2 ガンマ線バーストの偏光観測

BeppoSAX 衛星による X 線残光の発見以降、GRB の放射機構に関しては様々な研究が行われてきた。これらの中で最も有力なモデルとしてはファイヤーボールモデルが挙げられる。このモデルは、ある一点に莫大なエネルギーが注入されるという仮定から始まる。エネルギーの注入により爆心周辺の物質は急激に膨張し、これが相対論的な速度で進行する爆風を形成する。この爆風は星間物質と相互作用することで減速を受け順行衝撃波 (Forward shock) を形成する。一方、その後方では、続いてやってくる新たな爆風が、先行する爆風に追突することで逆行衝撃波 (Reverse Shock) を形成する。逆行衝撃波付近では荷電粒子のフェルミ加速が起こっていると考えられ、加速された電子がシンクロトロン放射で光っていると想像される。このとき、衝撃波面は爆風と一緒に相対論的な速度で運動しているため、ローレンツブーストにより進行方向に放射強度・エネルギーが高められる。実際の GRB の観測から推定された爆風のローレンツファクタは $\Gamma_{\text{Jet}} = 100 \sim 1000$

にも到達する。一般的には、順行衝撃波における放射が可視～X線での残光を、逆行衝撃波における放射がガンマ線のプロンプト放射の起源になっていると理解されている。

また、残光の詳細な光度変化などから、多くの GRB では爆風が球対称ではなくジェット状に収束した形状で打ち出されると考えられるようになってきた。このような幾何構造を仮定することにより、通常の超新星爆発の放出エネルギーでも GRB を駆動することが可能になる。しかしながら、中心エンジンは何なのか？ どうしてジェットが形成されるのか？ ジェットは何で出来ているのか？ 等、数多くの本質的な疑問は未だに解決されていない。

このような中で、硬 X 線偏光観測は GRB の謎を解き明かすための最も有力な観測手法であると目されている。偏光情報は放射源の磁場構造と密接に関連しているが、これまでに観測されたのはたった数例でしかない。しかも、いずれも確かな証拠としては認知されていないのが現状である。従って、複数の GRB で正確に偏光の測定を行い、偏光度の測定または制限をすることが出来れば、GRB ジェットの形成・エネルギーの輸送に関する理論モデルに強烈的な制限が与えられると期待でき、GRB や関連する高エネルギー天体物理に大きなインパクトを与え得る。

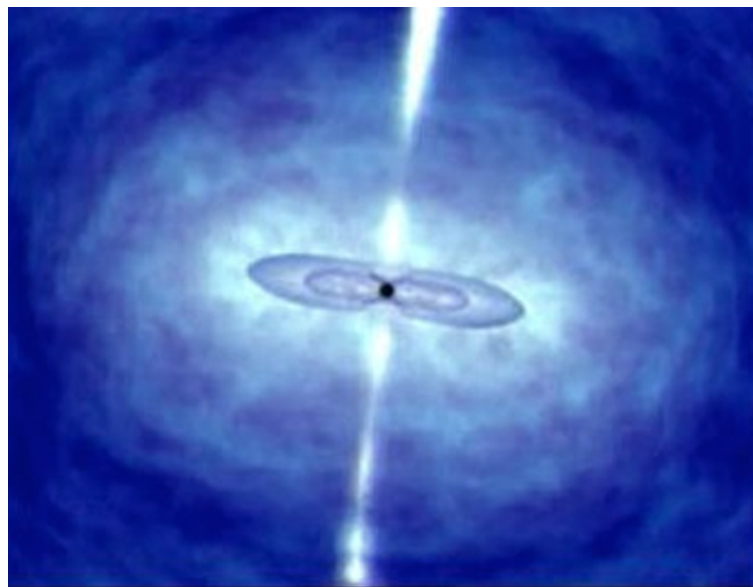


図 1.1: ガンマ線バースト (GRB) の想像図。

継続時間が 10 秒以上の GRB は遠方の大質量星の超新星爆発に関連していると考えられている。一般的な超新星爆発とは異なり、爆発エネルギーが何らかの原因でジェット状に収束した状態で放出され、それが我々観測者に指向した場合にのみ GRB として認知され
ると考えられている

1.3 小型衛星プロジェクトとTSUBAME衛星

1.3.1 東工大の超小型衛星開発史

近年、科学衛星は高性能化とともに大型化する傾向にある。この為打ち上げサイクルは5~10年と長期化し、挑戦的な観測ミッションを立ち上げる事が困難になっている。

それに対し、超小型衛星開発は大型衛星に比べ圧倒的な低コストかつ短期間での開発が可能であり、大学レベルの宇宙開発が活発になっている。我々東京工業大学の開発チームはまさにそのパイオニアであり、大学衛星開発のモデルとなっている。河合研究室は工学部松永研と協力して、衛星搭載用の放射線検出器の開発を行ってきた。2004年から開発を始めた本学2機目の衛星では、放射線検出器として世界初となるアバランシェフォトダイオード (APD) の軌道上動作実証、および APD を用いた低軌道荷電粒子分布の観測を目的としてセンサユニットを開発し、2006年2月に打ち上げられた。その後2ヶ月の初期運用でハウスキーピングデータ取得などの初期運用には成功したものの、シングライベントラッチアップ (SEL) が原因と考えられる通信不能に陥った。その後、3年に亘る復旧作業の後、衛星は2009年11月に大気圏再突入している。

この教訓を生かし2008年4月には放射線障害耐策が施された Cute1.7+APDII を開発して打ち上げた。この衛星は、打上から5年を経過した現在も正常に動作しており、5日おきに日本上空から北極 SAA にかけての APD を用いた荷電粒子分布観測を継続して実施している。

1.3.2 硬 X 線偏光観測衛星 TSUBAME

現在、Cute1.7+APDII に続く東工大4機目の超小型衛星として、硬 X 線偏光観測衛星 TSUBAME の開発を理・工学部およびその他参画機関と協力して行っている。TSUBAME は天体の硬 X 線領域の偏光観測を目標としており、大きさは $50 \times 50 \times 40 \text{ cm}^2$ 、重量は 50 kg で、打ち上げは2013年度以降を予定している。目標天体は主にガンマ線バースト (GRB) であり、GRB の初期放射の偏光 X 線を観測する事を最終目標としている。GRB の初期放射は非常に短い (数秒~数百秒) ので、GRB を検出後すぐ偏光計を目標天体の方向に向ける事が要求される。この目的を達成する為に TSUBAME には半天を常時監視、GRB の検出・位置決定を行う検出器・広視野バーストモニター (Wide-field Burst Monitor、以下、WBM) と硬 X 線コンプトン偏光計 (Hard X-ray Compton Polarimeter、以下偏光計、視野 $\pm 15^\circ$) が搭載される。

突発天体偏光観測の流れ

TSUBAME では WBM に GRB の検出、位置を決定を行なう。WBM が GRB を検知すると、HXCP はすぐさま観測を開始する。またそれと同時に衛星バスに搭載された小型のコントロールモーメントジャイロを用いて高速姿勢制御を行い GRB 発生から 15 秒以内に偏光観測を開始することを目標とする。TSUBAME では年間 2 個程度の GRB の硬 X 偏光観測が期待される。

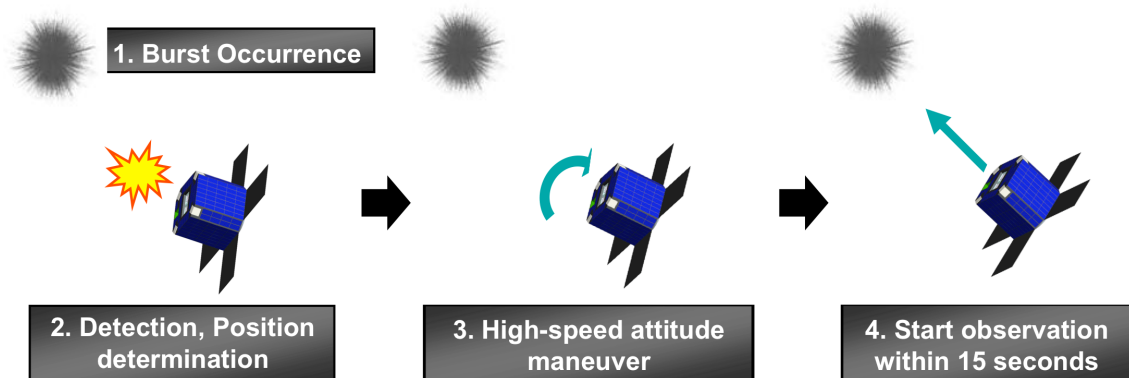


図 1.2: GRB 偏光観測のミッションシーケンス

第2章 広視野バーストモニタ

広視野バーストモニタはミッションの成功の鍵をにぎる重要な検出器である。GRBはいつ、どこでおこるか分からず、継続時間が非常に短い。光軸上で正確に偏光観測するためには、GRB発生後即座に、HXCPをGRBの方向へ向ける必要がある。このGRBの検出と位置決定を行なうのが、副検出器として搭載された広視野バーストモニター(WBM)である。

WBMはアバランシェフォトダイオード(APD)とCsI(Tl)シンチレータを組み合わせたガンマ線カウンターであり(図2.1)、衛星筐体の5面に設置される。ある方向からガンマ線(平行光)が検出器に降り注ぐと、入射角に対して各検出器の計数率に偏りが発生するのでこれを比較する事によりガンマ線の到来方向を決定する。このような位置決定手法は、過去にコンプトンガンマ線天文台のBATSE検出器でも採用されており、約 1° の位置決定精度を達成した実績がある。GRBの検出は、数十秒前に取得したバックグラウンドのデータと現在のカウントを比較し、カウントに有意な変化が現れた場合GRBと判定するロジックを実装する。

2.1 要求仕様

2.1.1 ミッション要求

WBMのミッション要求は表2.1.1にまとめた。GRBの明るさはGRB毎に異なる。偏光計で偏光観測を行うには十分な光子統計が必要になるが、偏光観測可能なほど明るいGRBは年間数回程しか発生しない。WBMはこの稀にしか起こらないGRBを確実に検出して、位置を決定する必要がある。

WBMの観測エネルギー帯は広ければ広いほどよい。しかし、観測エネルギーを下げる と雑音が乗りやすくなり、上げると光子が検出器に吸収されず透過してしまうため、検出器の性能に合わせた下限値、上限値を適当に決定しなくてはならない。下限値は、センサ、読み出し回路の性能で決まり、上限値はシンチレータの厚さで決まる。WBMの観測

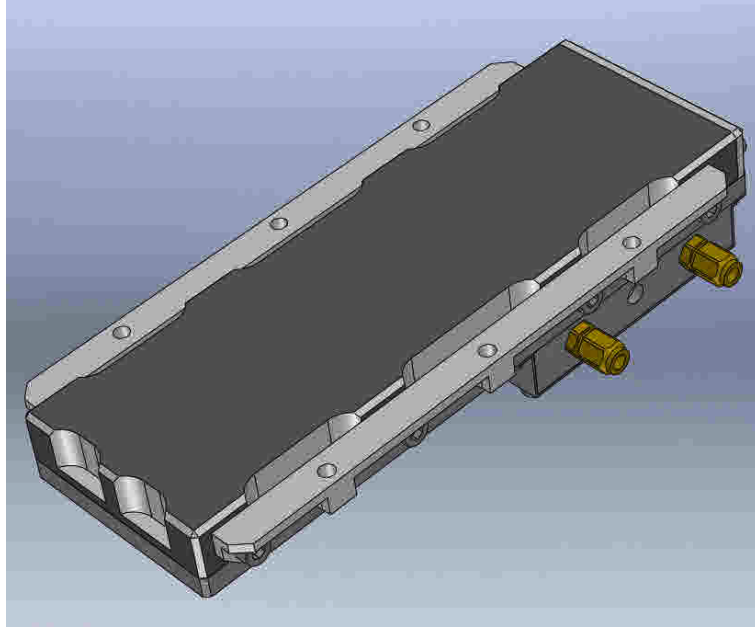


図 2.1: WBM フライトモデル CAD 図

エネルギー帯は GRB の光子統計が最もよくなる 30 – 200 keV を目指す。

ガンマ線到来方向と偏光計の光軸となす角が 5 deg 以上になると、その偏光検出性能が大きく低下する。従って、WBM では GRB の正確な位置決定が求められる。GRB の位置決定精度を上げるには、GRB が発生してからの積分時間を長して光子統計を稼げばよい。しかし、GRB の発生から位置決定までの時間が長くなると、偏光の観測時間が短くなるので、偏光計で偏光検出可能な GRB が少なくなる。従って、位置決定までの積分時間の最適値が存在する。これは戸泉修論 [8] で述べられており、2 – 4 秒が最適になる。WBM では年間 2 回程度発生が予想される GRB (GRB021206 相当) に対して、積分時間 2 秒間で 5 deg の位置決定精度を目指す。

次に、観測可能最大計数率の要求を考える。最も明るい GRB が WBM の検出器に降り注いだ場合、WBM の検出器に予想される最大のフラックスを見積もる。GRB の fluence は、二年に一度しか起こらないクラスの $1 \times 10^{-4} [\text{erg}/\text{cm}^2]$ とした。WBM の有効面積を 36 cm^2 、観測エネルギー帯を 30 – 200 keV とする。GRB の photon index はを Γ とし、エネルギーの下限値と上限値を E_1, E_2 とする。単位エネルギー辺りに検出光子数 N は、GRB 全体で観測された合計の光子数 N_0 を使って以下の様に表せる。E は光子のエネルギーを表す。

$$\frac{dN}{dE} = N_0 E^{-\Gamma} \quad (2.1)$$

このスペクトルの式から、Fluence F とカウント数 N を以下のように求める。

$$F = \int_{E_1}^{E_2} E \frac{dN}{dE} dE = N_0 \int_{E_1}^{E_2} E^{1-\Gamma} dE \quad (2.2)$$

$$N = \int_{E_1}^{E_2} \frac{dN}{dE} dE = N_0 \int_{E_1}^{E_2} E^{-1} dE \quad (2.3)$$

簡単のため、 $\Gamma = 1$ とする。エネルギーは WBM の観測エネルギー帯である $30 - 200$ keV とする。GRB の形は、時間軸原点 0 秒で立ち上がり、指数関数で減衰する GRB の典型的な光度曲線を考える。 T_{90} は典型的なロング GRB である 30 秒とした。この関数は、 $N(t) = N_0 \exp(-at)$ として T_{90} と Fluence から N_0 と a の値を計算する。 T_{90} とは、GRB の合計カウント数のうち、 5% から 95% が観測された時間の長さを指す。この GRB で予想される、最大カウントレートは、 6601.3 cnts/s/detector となる。従って、WBM の最大観測可能計数率は 10 kHz 以上であれば十分である。

表 2.1: ミッション要求

観測エネルギーバンド	$30 - 200$ keV
位置決定精度	$\pm 5^\circ$ (for GRB021206)
観測可能最大計数率	10 kHz
視野	半天 (2π str)

2.1.2 システム要求

WBM 検出器に対するシステム要求を表 2.1.2 に示す。超小型衛星では、電力、寸法、質量に厳しい制約があり、検出器の性能を落とさずにミッション要求を満たす事はどれも難しい。また衛星は、打ち上げ時の振動、軌道上における激しい温度変化、放射線による劣化など過酷な環境下に於いても検出器が正常に動作する事が求められる。

2.2 構造

WBM の検出器は CsI(Tl) シンチレータ (長方形、 $5 \times 30 \times 120$ mm³) を APD (浜松ホトニクス S8664-55) を用いて読み出す。CsI(Tl) シンチレータの前面は 3 mm のプラスチックシールド (ユニレート) で覆われており、シンチレータの保持及び低エネルギーの荷電粒

表 2.2: システム要求

検出器質量	1,300 g 以下 (260 g/unit)
電力	6W 以下
耐振性	ドニエプル QT レベル
環境温度	-40 ~ +30 °C

子の入射を防ぐ役割を持つ。背面と側面は、タングステン (1 mm)、錫 (0.5 mm)、銅 (0.1 mm) の 3 枚のシールドで覆われており、検出器の前面以外から入射する GRB の位置決定精度を下げる原因になる衛星や大気で散乱されたガンマ線を減らす。

WBM 検出器は一つが衛星筐体のトップパネル残りの 4 つがサイドパネル上に取り付けられている。WBM から出る信号、電源、高電圧線は衛星中央の隔壁の中に設置された理学回路ボックスに繋がっている (図 2.2)。理学回路ボックスには CPU 基板、WBM ロジック基板、WBM 電源基板、理学電源基板の 4 枚の基板が入っている。WBM 検出器への電源および高電圧の供給は WBM 電源基板から行なう。また検出器の出力信号の処理や、データ保存、スレッシュホールドの設定は、WBM ロジック基板で行なう。検出器一つの重量は 287 g で、合計で 1435 g となり、電力は回路基板 2 枚と合わせて、2.5 W 消費する。検出器の質量はシステム要求の値より大きくなっているが、偏光計の質量が要求仕様よりも低いため理学系全体としての要求は満たせている。

2.3 システム構成

WBM のシステム構成を図 2.3 に示す。APD の読み出しには WBM 専用開発したプリアンプ (CSA) 基板を用いる。プリアンプで増幅された信号は波形整形器で整形されて検出器から出力される。出力信号は WBM ロジック基板上のコンパレータで 3 つのエネルギーバンドに分けられデジタル処理部へ渡される。

デジタル処理部は、検出器信号のカウンタ処理や CPU と通信のインターフェースの役割を持つ FPGA(Field Programable Gate Array) と一時的に観測データを保存するメモリ RAM で構成される。コンパレータからの出力は FPGA 内に設けられたカウンタで処理され、0.125 秒ごとにメモリ RAM にデータの保存を行なう。最新のカウンタデータは House Keeping(HK) 用のメモリの中にも保存されており、ここのデータを CPU で読み出して GRB の判定を行なう。GRB を検知すると CPU は読み出したカウンタデータを元に

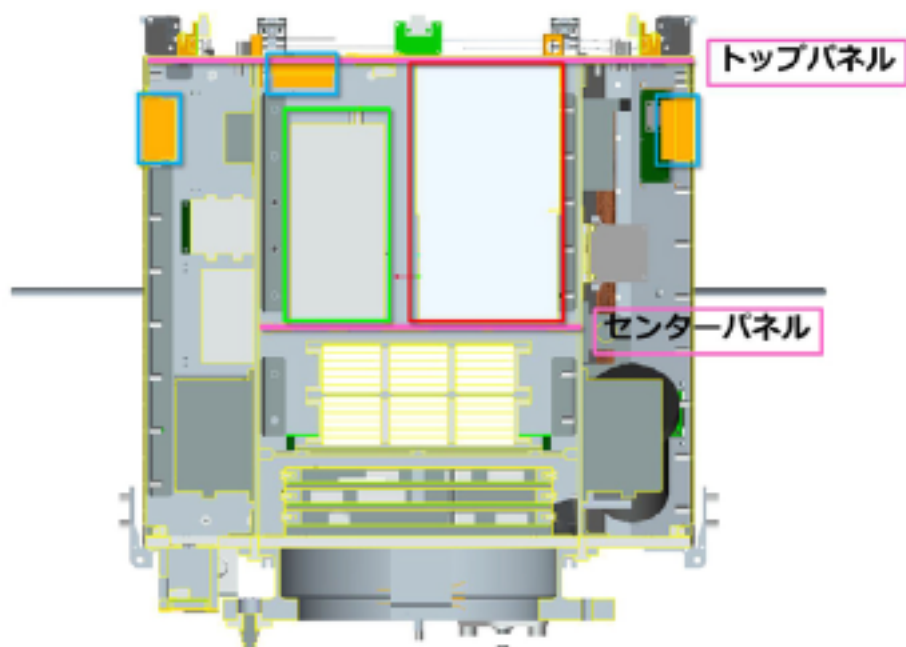
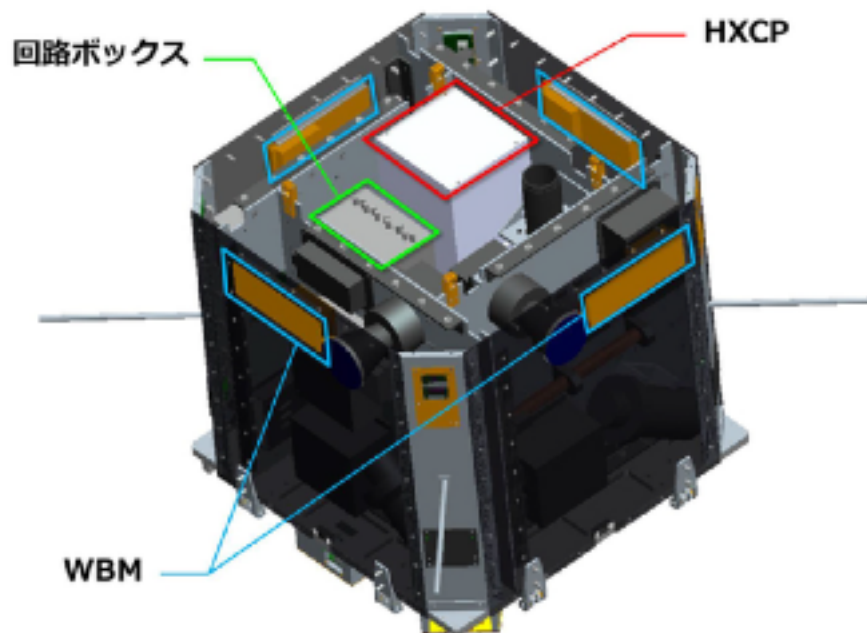


図 2.2: Tsubame 上の WBM 検出器と理学回路ボックスの位置関係

天体の位置を計算し、衛星バス側に位置情報と姿勢制御要求、HXCP には観測開始のアラートを流し、衛星全体を GRB 観測モードへ移行させる。CPU は観測が終了すると、観測データを転送する為に WBM ロジック基板に搭載された SRAM から過去の観測データを読み出し、衛星バス側へ転送する。CPU は WBM 検出器に取り付けられた温度計を常にモニターしており、各検出器の温度を元に最適な APD への印加電圧 (HV) を設定する。

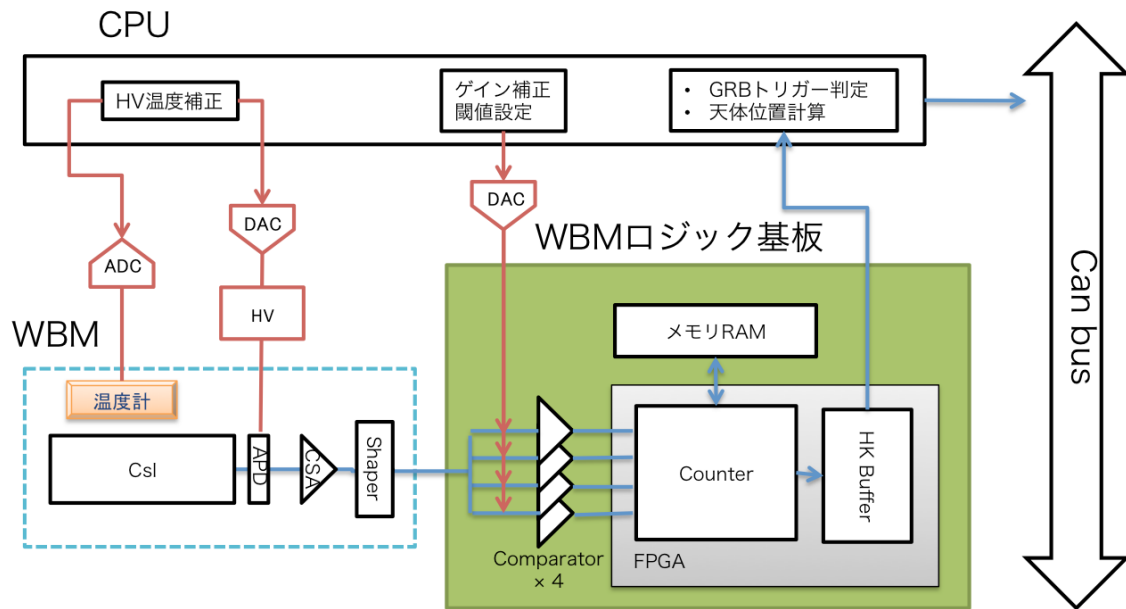


図 2.3: WBM システム構成

第3章 アバランシェフォトダイオード

3.1 アバランシェフォトダイオードの特徴

アバランシェ・フォトダイオード (Avalanche Photodiode, APD) は、河合研究室が放射線検出器として世界で初めて宇宙での動作実証を行った半導体検出器である。APD は、量子効率が高く応答速度が非常に早いフォトダイオード (PD) と、信号増幅機能により微弱な光も検出できる光電子増倍管 (PMT) の両方の性質を併せ持つ。通常、PD は強烈な冷却を行わない限り暗電流の影響により高い SN 比稼ぐことはできないが、APD の場合、信号増幅作用により常温でもきわめて高い SN 比を実現する事が出来る。小型、軽量かつ頑丈で、冷却も必要ないという優れた特性は、地上実験のみならず、搭載スペースや電力に制限のある小型衛星に搭載するのにも最適な検出器と言える。

APD の内部構造はその用途・特性によって様々であるが、基本的には、pn 接合ダイオードの構造を持つ。通常の PD と異なるのは、印加電圧が比較的高いことであり、接合面の不純物添加量を調整することにより、一部の領域に非常に強い電場が生じる。受光面で生成された電子はこの領域を通過する時にカスケードを起こし、ねずみ算的に増幅される (アバランシェ増幅)。そのため、微弱な信号でも増幅して検出することができる。APD は、その内部構造の違いによって、Beveled edge type、Reach-through type、Reverse type の 3 種類に分類することができる (図 3.2)。これらは、最大性能を発揮するのに必要な印加電圧や、検出光子の波長域に対する検出効率が異なっており、用途に応じて種類を選ぶ必要がある。

現在開発している衛星搭載用検出器では、APD を CsI のシンチレーション光読み出しに用いる。そのため、有感層が非常に薄く、増幅領域を受光面直下に配置した Reverse 型 APD が好ましい。これにより温度制御なしで高い SN 比を達成し、かつ放射線による劣化も少ない高性能な放射線検出器を実現することが出来る。

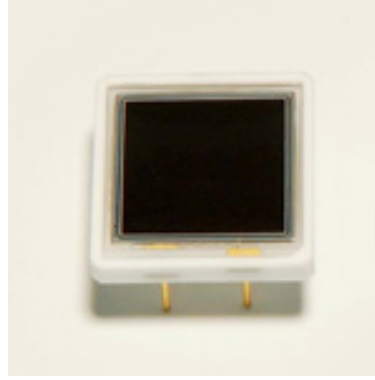


図 3.1: 浜松ホトニクス製 1 cm 角 APD

表 3.1: シンチレーション検出器の比較

	光電子増倍管	フォトダイオード	アバランシェ・フォトダイオード
量子効率	$\leq 25 \%$	$\geq 80 \%$	$\geq 80 \%$
増幅機能	○ ($\sim 10^6$ 倍)	× (無し)	○ (~ 100 倍)
印加電圧	$\sim 1000 \text{ V}$	$\geq 100 \text{ V}$	$\sim 500 \text{ V}$
容積	× (大)	○ (小)	○ (小)
磁場の影響	× (大)	○ (小)	○ (小)
構造	× (複雑)	○ (単純)	○ (単純)
消費電力	× (大)	○ (小)	○ (小)

3.1.1 暗電流と印加電圧

APD の回路雑音を決定する要素は、主に検出器の暗電流や容量、前置増幅器の雑音特性である。そのうち、暗電流は熱などによって電子正孔対が定常的に発生するもので、半導体表面でのリークや放電に起因する表面暗電流 (surface current) と半導体内部の格子欠陥から生じるバルク暗電流 (bulk current) に分けられる。表面暗電流は増幅されないが、バルク暗電流は信号と同じように増幅されるため、通常動作における雑音源としてはバルク暗電流が支配的となる。信号と雑音の強度比を考えた場合、雑音電荷は暗電流の $1/2$ 乗に比例するため、SN 比は増幅率の $1/2$ 乗で改善していく。しかしながら、印加電圧をさらに高くしていくと、表面暗電流が急激に増大するため、SN 比は著しく劣化する。

また、APD の増幅過程はイベントごとに不確定性を持つことが知られている (余剰雑音因子)。この揺らぎ幅は増幅率のべき関数で増大していくため、一定以上の電圧を印加す

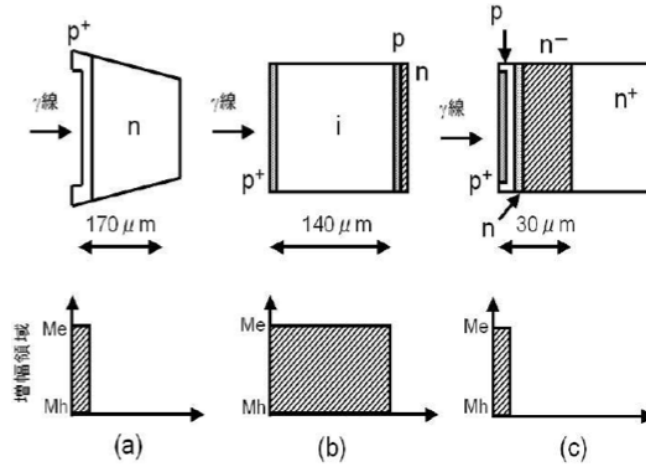


図 3.2: 3 種類の APD の構造と電場勾配。(a)Beveled-edge (b)Reach-through (c)Reverse type

るとエネルギー分解能を低下させる要因となる。従って、APD の駆動電圧には最適値があり、その値は信号増幅率・暗電流・余剰雑音因子のトレードオフによって決められる。

3.1.2 APD の暗電流に関して

APD の暗電流は、表面電流とバルク電流に分けられる 3.3。ガンマ線を APD に照射すると APD の表面に電流のリーク経路が発生し、これが表面電流の増加に繋がる。また、荷電粒子などが入射すると非電離的作用により結晶内に格子欠陥が発生し、結晶内部の活性化エネルギーが低下する事によりバルク電流の上昇が発生する [2]。暗電流 (I_d) と表面電流 (I_s) とバルク電流 (I_b) の関係は APD の増幅率 (M) を使用して以下の式で与えられる。

$$I_d = I_b \times M + I_s \quad (3.1)$$

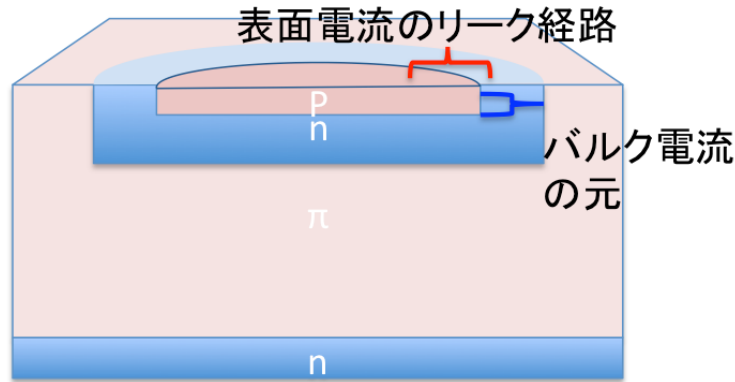


図 3.3: APD の表面電流とバルク電流。

APD の暗電流は表面電流とバルク電流の二種類に表される。表面電流は、シリコンの結晶表面のリーク経路から流れる電流で、バルク電流は APD の増幅層から発生する電流である。

3.2 フライト用 APD screening 法検討のためのガンマ線照射試験

3.2.1 目的

TSUBAME に搭載する検出器には、APD(型番:S8664-55) を HXCP で 28 個、WBM で 10 個、計 38 個使用する。我々は浜松ホトニクスからこの APD を 108 個購入し、フライトモデル (FM) 用として 38 個の APD を選定する必要がある。本節ではフライト (FM) 用 APD から衛星搭載品を選別する方法を検討する。

欧州原子核研究機構 (CERN) の大型ハドロン衝突型加速器 (LHC) の Compact Muon Solenoid (CMS) 実験で PbWO_4 シンチレータの読み出しに 13 万個の Reverse-type の APD が用いられており、放射線に対する詳細なスクリーニング試験が行われている [1]。まずは、この CMS 実験を参考にして ^{60}Co を用いたガンマ線によるスクリーニング試験を実施する。その後、実験結果を元に TSUBAME フライト用 APD のスクリーニング方法を検討する。

3.2.2 放射線による APD の劣化

半導体の放射線損傷は、一般にトータルドーズ効果とシングルイベント効果に分けられる。トータルドーズとは半導体内に与えられた線量の総和のことである。被爆量に比例し

た慢性的な暗電流の増大やブレイクダウン電圧の低下などにつながる。一方、シングルイベントは、陽子が重イオンと半導体との相互作用によるもので、瞬間的な励起電子の生成やハドロン相互作用による結晶格子の損傷を指す。APD はこれら両方の影響を受け、暗電流の増加やブレイクダウン電圧低下等につながる。

荷電粒子による頓死は低確率ではあるが致死性が高いので、APD のプロセス毎に陽子照射試験を行って検証する必要がある。今回用いる APD は既に陽子照射試験を行っており、問題が無い事が確認している [16]。

APD には一定以上のドーズを際、表面電流が急激に増加する APD が存在する事が分かっている。同様に一定以上のドーズを与えた時にブレイクダウン電圧が低下する APD も一定の割合で存在するので、これらを初期チェックで選別する為に APD に対してスクリーニング試験を実施する必要がある。

3.2.3 CERN LHC CMS 検出器の場合

高放射線環境下での APD の使用例として、欧州原子核研究機構 (CERN) の大型ハドロン衝突型加速器 (LHC) の Compact Muon Solenoid (CMS) 実験で PbWO_4 シンチレータの読み出しに 13 万個の Reverse-type の APD が用いられている [1]。CMS 実験で求められる APD の要求性能は、磁場は 4 T、荷電粒子が約 70 krad 相当、約 1 MeV の中性子が $2 \times 10^{13} \text{cm}^2$ となっており、TSUBAME で予想される被爆量 (約 2 krad/year) に比べて遥かに過酷な環境と言える。

CMS では実機を製作する前に前述の障害に対する耐性を確認するため、全数に対してガンマ線を照射し、不具合品をスクリーニングしている。スクリーニング試験では線源として ^{60}Co を用いており、トータルドーズ 500 krad を 250 krad/h のドーズレートで照射した。その後、以下の手順でアニーリングを行なう。測定方法は、以下の行程で行なわれる。

1. 照射一日後に暗電流、ブレイク電圧の測定
2. 照射一週間後 ノイズ測定
3. 350 V 4 週間 80 °C 連続動作 (加速試験兼アニーリング)
4. 暗電流、ブレイクダウン電圧測定

実験結果より、表面電流の急激な増加やブレイクダウン電圧の低下などの予兆が発生した素子を取り除き、それ以外の素子を実験に使用している。前述で述べたとおり、APD の性能、特性は頓死を除けば照射線量に比例して推移する。CMS のスクリーニングは、この傾向を大きく逸脱したものを「間引き」することで本番の実験中の動作を保障している。一方で、TSUBAME などの低軌道衛星で予想される被爆線量は、たかだか数 krad/year 程度でしかないため、従って我々は CMS 実験とは別のスクリーニング基準を設ける必要がある。

3.2.4 試験方法

試験は東工大大岡山キャンパス・大岡山北実験棟 1 にあるコバル 60 照射室で行なった。実験のセットアップを図 3.4 に示す。照射用のサンプルは、セラミックスパッケージサンプルと、切り出し前のウェハサンプルの二種類を用意した。セラミックスパッケージサンプルは、浜松ホトニクス の良品基準を満たしており、 $(V_b - V_r)$ が異なる素子 57 個を選定している ($14.7 \text{ V} < V_{br} - V_R < 19 \text{ V}$)。ウェハサンプルは切り出し前の APD のウェハの中から無作為に抽出した 1 枚 (約 300 個相当) を用意した。

線量は 0.3 から 330 krad まで 7 回に分けて照射した。線量率は 10 krad/h とし、バイアスを印加しないで照射した。

各ステップにおいて暗電流およびブレイクダウン電圧の測定を浜松ホトニクスにおいて行なうため、照射試験は郵送に 2~3 日、測定に 3~4 日かかる。この ^{60}Co 照射試験は 2010 年 11 月から週一回のペースで照射と測定が行なわれた (図 3.5)。

3.2.5 セラミックスパッケージ版

試験結果

照射前後におけるブレイクダウン電圧の個数分布変化を図 3.6 に示した。図 3.6 はガンマ線照射前のブレイクダウン電圧を基準に、0.3 V 以上ブレイクダウン電圧がずれた APD の個数をプロットした図である。ブレイクダウン電圧の定義は常温 (25 °C) において暗電流が 100 μA を超えた電圧と定義されている。パッケージ版の APD は 330 krad 照射後もブレイクダウン電圧の有意な変化はみられない。

次に照射前後における暗電流の変化を図 3.7 に表した。暗電流の変化は 10 krad 照射まで有意な変化が見る事が出来ない。また照射の前後で分光量子効率の測定も行なっている

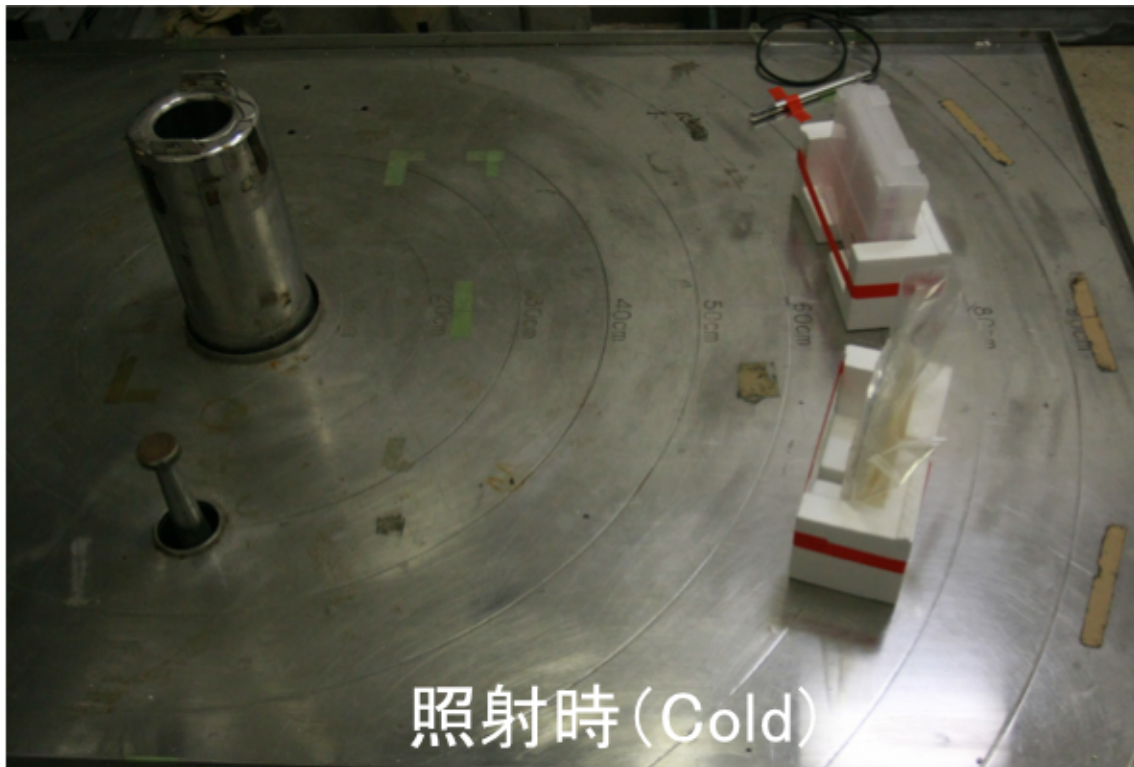


図 3.4: ^{60}Co 照射試験のセットアップ。

^{60}Co は図左上の支柱から放射される。APD は線源に対して垂直に設置されており、決められたドーズ量を毎回照射する。ガンマ線の強度は近くに設置したレートモニターで計測している。

月	11月		12月				1月	
照射日	11/24	11/29	12/6	12/10	12/17		1/5	1/13~14
積算線量	0.3	1	3	10	30		100	330
照射時間	126s	267s	734s	2520s	7200s		25200s	83160s
温度	17°C	16.3°C	15°C	15.5°C	12°C		10.5°C	10.7°C
経過日数	0	5	12	16	23		42	50
線源強度	100%	99.80%	99.60%	99.40%	99.20%		98.50%	98.20%

図 3.5: ^{60}Co 照射試験日程。

コバルト 60 の照射時間は短いですが、浜松ホトニクスへ APD を輸送する時間と、現地で測定するのに時間が掛かるので、試験はおよそ 1 週間のサイクルで行なわれた。

が、有意な変化は見られ無かった (図 3.8)。

	Total Dose(krad)						
ΔV_b	0.3	1	3	10	30	100	330
-1.2	0	0	0	0	0	0	0
-0.9	3	0	1	0	1	1	0
-0.6	3	0	0	2	4	4	4
-0.3	6	14	8	18	2	3	8
0	36	32	17	35	17	7	35
0.3	8	10	17	2	23	15	7
0.6	1	1	14	0	10	27	3
0.9	0	0	0	0	0	0	0
1.2	0	0	0	0	0	0	0

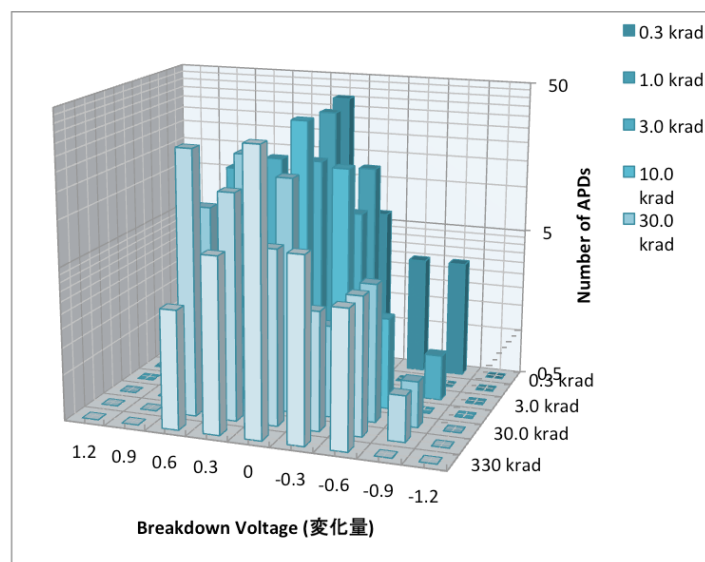


図 3.6: セラミックパッケージ、ガンマ線照射後のブレイクダウン電圧の変化

セラミックパッケージの APD には 330 krad のガンマ線を照射した後もブレイクダウン電圧に大きな変化は見られなかった。

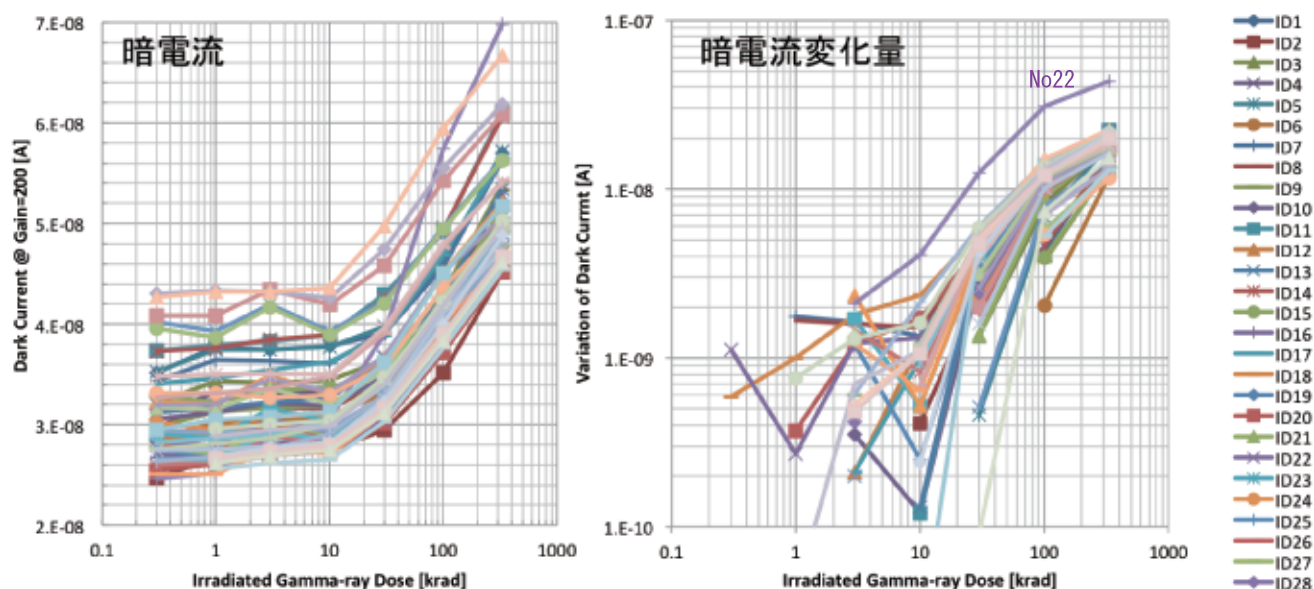


図 3.7: セラミックパッケージ、ガンマ線照射後の暗電流の変化

暗電流は、10 krad を境に有意に増加している事が分かる。暗電流上昇の傾向は全ての APD でほぼ同じで、暗電流が急激に悪化しているような素子は見られなかった。

式 3.1 よりバルク電流は APD のゲイン分だけ増幅されるので、トータルドーズが低い領域では I_d に対する I_b の寄与が大きくなる 3.9。そのため低ドーズのガンマ線照射では

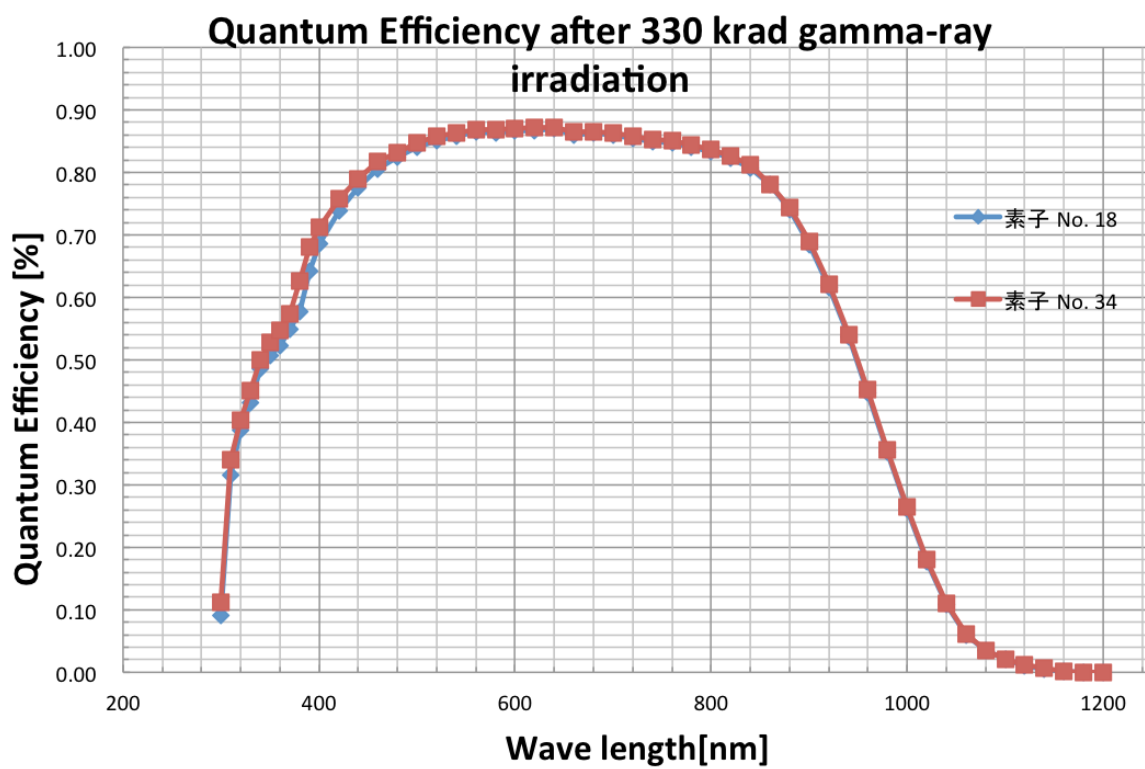


図 3.8: セラミックスパッケージ、330 krad ガンマ線照射後の量子効率。
量子効率も照射後でも典型的な APD の量子効率と変わらない値を示した。

暗電流の変化率を調べても照射による I_s の変化を切り分ける事が出来ない。本試験では $M \times I_b$ と I_s の平衡点が約 10 krad にある事が分かる。

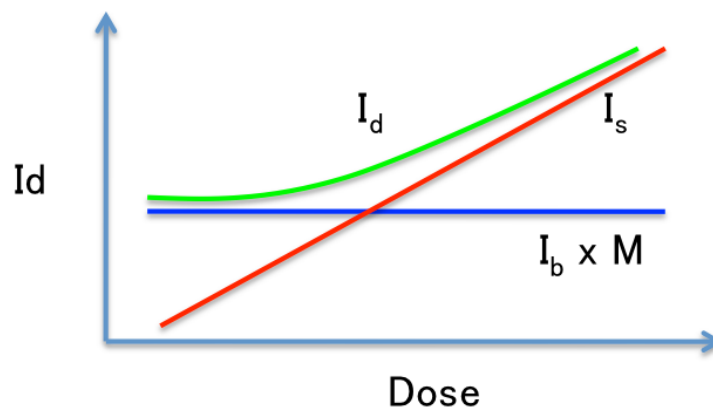


図 3.9: ID vs Total Dose の概念図。

ガンマ線を照射するとドーズ量に比例して APD の表面電流が増える。一定以上ガンマ線を照射すると、表面電流がバルク電流に対して有意に効くようになり、そのドーズ量には一定の閾値が存在すると考えられる。

ウェハサンプル版 (切り出し前)

照射前後におけるブレイクダウン電圧の個数分布変化は図??に示す。ウェハサンプル版では有意なブレイクダウン電圧の変化が現れている。ブレイクダウン電圧の変化量 ΔV_b が 2 V 以上変化した APD は放射線による劣化だと考えられ、ブレイクダウン電圧が 2V 以上変化した APD は 310 個中 6 個であった。 $\Delta V_b = -2V$ を異常と判定した場合、セラミックスパッケージと同様に最低でも 10 krad 照射が必要である事が分かった。

次に暗電流の変化を示した図を図??に示す。 V_r の低下した 4 素子のうち 2 つは I_d も急激に増加している (ID 45, 46)。これら以外の 2 つ (ID43,44) はその他の素子と区別は出来ない。 I_d の変化は小さく、100 krad 以上の照射で初めて異常が顕著になる。

3.2.6 まとめ

APD 57 個 (パッケージ) と 310 個 (ウェハ) にトータル 330 krad のガンマ線を照射した。その結果セラミックスパッケージ版では不具合は無かったが、ウェハ版は 6 つの不具合品が発生し、ブレイクダウン電圧が 2 V 以上低下する素子が見られた。ブレイクダウン電圧

	Total Dose (krad)						
ΔV_b	0.3	1	3	10	30	100	330
<-8	0	0	0	0	0	0	2
-7	0	0	0	0	0	0	1
-6	0	0	0	0	0	0	0
-5	0	0	0	0	0	0	0
-4	0	0	0	0	0	1	0
-3	0	0	0	0	1	1	1
-2	0	0	0	2	1	1	1
-1	23	2	4	12	11	3	3
0	270	244	238	163	247	157	165
1	11	58	62	76	44	141	130
2	0	0	0	28	0	0	0
3	0	0	0	14	0	0	0
4	0	0	0	9	0	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0

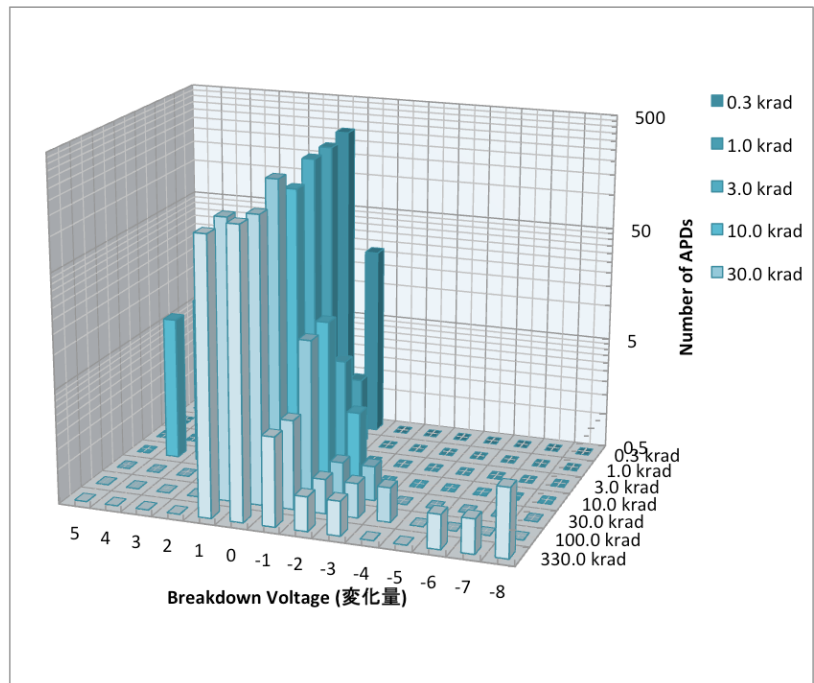


図 3.10: ウェハサンプルのブレイクダウン電圧の変化

ウェハサンプルの APD にはガンマ線の照射によってブレイクダウン電圧が低下する素子があった。10 krad 以上ガンマ線を照射した段階で、ブレイクダウン電圧が -2 V 以上変化した素子が 2 個見られた。

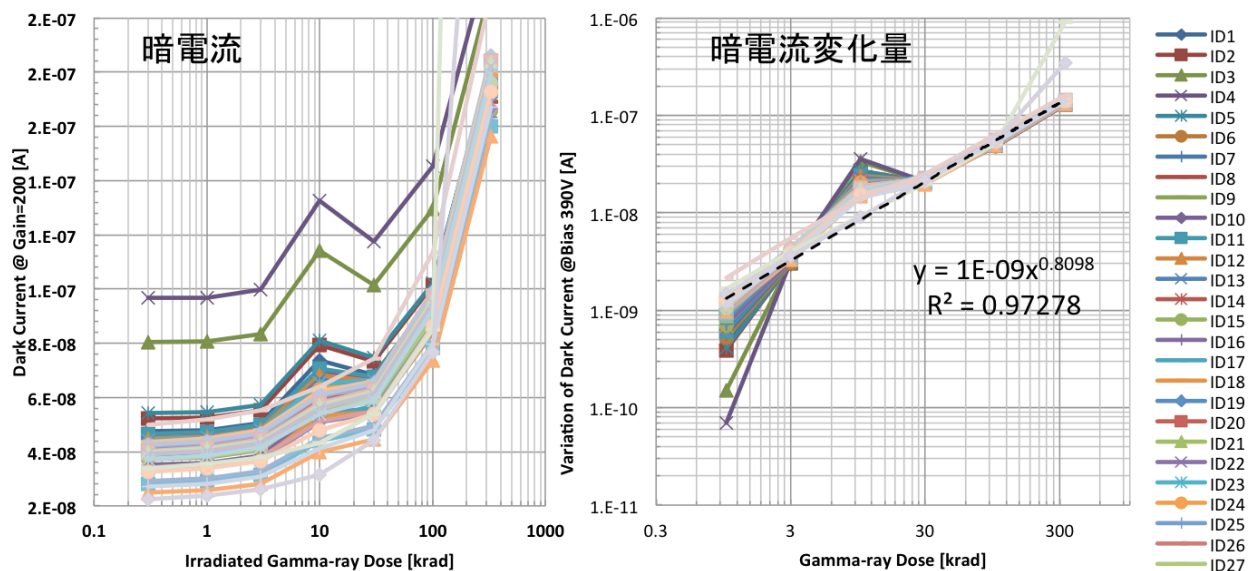


図 3.11: ウェハサンプルの暗電流の変化

ウェハサンプルでは、暗電流が急激に増加する素子が 2 個見つかった。この 2 素子はガンマ線の照射に寄るブレイクダウン電圧低下も起こしている。暗電流の増加は、100 krad 以上ガンマ線を照射した時点で有意に現れた。

の低下は 10 krad 以降、暗電流の増大は 100 krad 以降で顕著に見られるようになった。つまり、トータルドーズ試験による全数スクリーニングを行なう場合、最低でも 10 krad 以上照射しないと不良品をせんていすることができない。その一方、TSUBAME で想定される線量は 1 年で約 2 krad 程度であり、数年のミッション期間中にトータルドーズによる急激な性能変化が露見する可能性はきわめて低い。また、仮に全数スクリーニングを行なった場合、試験に依る性能劣化も無視出来ない。これらを統合して考えると、スクリーニング試験で、10 krad のガンマ線を照射することは過剰試験であり、浜松ホトニクス出荷時のスクリーニング試験および受け入れ時の性能チェックのみで十分だと考えられる。

3.3 フライト用 APD の特性分布

前節のコバルト照射試験の結果を元にフライト用 APD を出来るだけ簡単に選別する。浜松ホトニクス出荷時の測定を元に選定のための傾向が読み取れるかどうかを議論する。浜松ホトニクスから与えられる出荷時の測定項目は table[3.3] にまとめた。 V_r は増幅率が 50 になる電圧である。APD に一定波長の光 (今回は 420 nm) を照射し増幅率が 50 となった電圧を V_R と定義している。今回性能評価を行なった APD における典型的な V_R の値は 370 – 390 V となっている。浜松ホトニクスではブレイクダウン電圧を APD に流れる電流が 100 μ A となった所で定義しており、典型的なブレイクダウン電圧の値は、420 – 440 V となっている。 I_d は暗電流の事で、APD に入射光子が無い状態で増幅率が 50 となる V_R の電圧を印加した際に流れている電流である。典型的な暗電流の値ゲイン=50 の時で、2.3 – 5.0 nA となっている。

Parameter	Definition	Typical Value
V_R	逆バイアス ($M = 50, \lambda = 420$ nm)	370 - 390 V
V_{br}	ブレイクダウン電圧 ($ID = 100$ μ A)	420 - 440 V
I_D	暗電流 ($M = 50$)	2.3 - 5.0 nA

表 3.2: 浜松ホトニクス出荷時の測定項目

Note : 全て 20 deg における値。M : Gain

3.3.1 浜松ホトニクス出荷時の測定結果

浜松ホトニクスからの測定結果をまとめた図を図 [3.13] に示す。緑の点はブレイクダウン電圧、赤の点は暗電流、青の点は逆電圧を表す。シンチレータとの接点となる窓材には Si resin を用いている。さらに 5 nA 以下の選別指定を行なっているが、図 [3.12] を見ての通り、典型的な暗電流は ~ 3 nA となっている。 V_{br} は 430 V を平均に分布しているが、一部 V_{br} が低い素子 (FM ID = 22, 50 等) が見られる。また ID に関しても他の APD に対して大きい素子 (FM ID = 50, 55 等) もある。これからのパラメータが意味する所を以下で議論する。

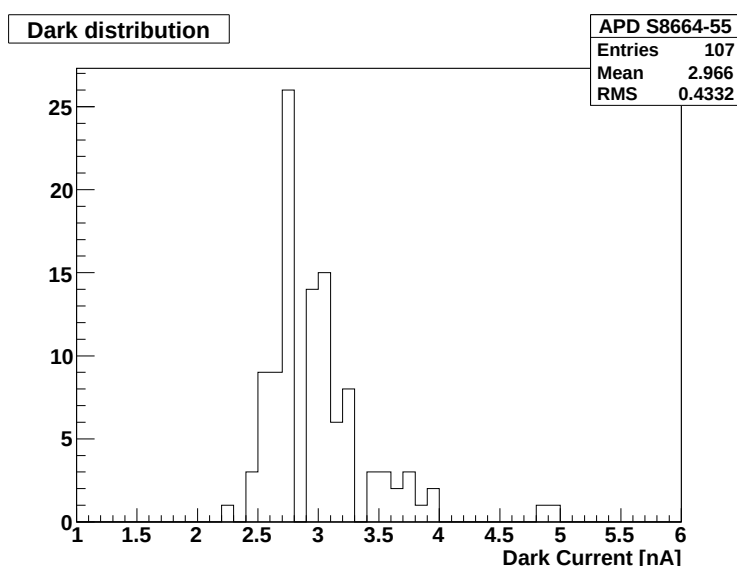


図 3.12: フライトモデル APD 暗電流の分布
暗電流は 2.7 nA が最頻値で、平均で約 3 nA である。

図 [3.14] は購入した APD を $V_{br} - V_R$ 平面にプロットしたものである。興味深いことに、 V_{br} は V_R の一次関数になっているように見受けられる。この傾向は浜松ホトニクスの定義する V_{br} が $I_d = 100\mu A$ としているためであり、この時点では多くの APD 内の雪崩増幅領域はガイガー領域には達していないと考えられる。ガイガー領域に達している場合電流が跳ね上がるので V_{br} が低く見えるはずである。また V_{br} が異常に低い素子ははこの一次の相関に対して低い側にシフトして現れる事も図から見て取れる。

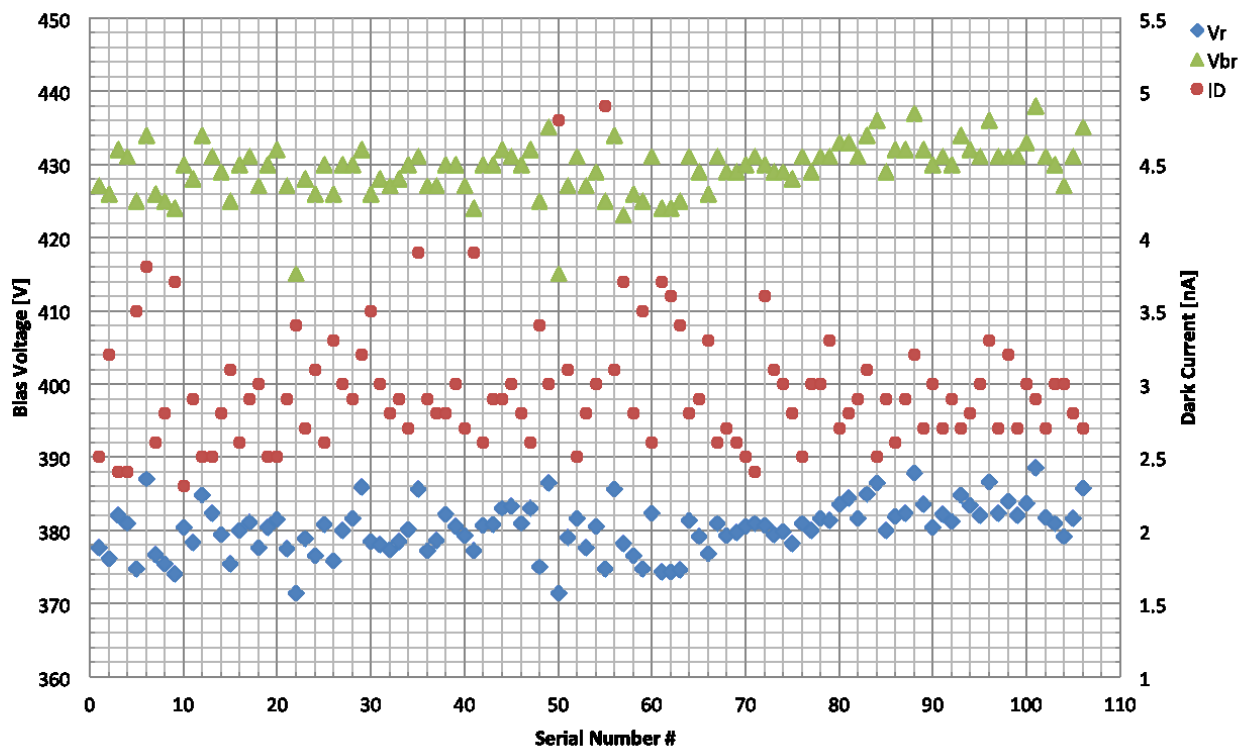


図 3.13: Sample : TSUBAME FM 用 APD

図の左軸は、印加電圧を示し、右軸は暗電流を表す。横軸は APD のシリアルナンバーで、1 から 108 までである。

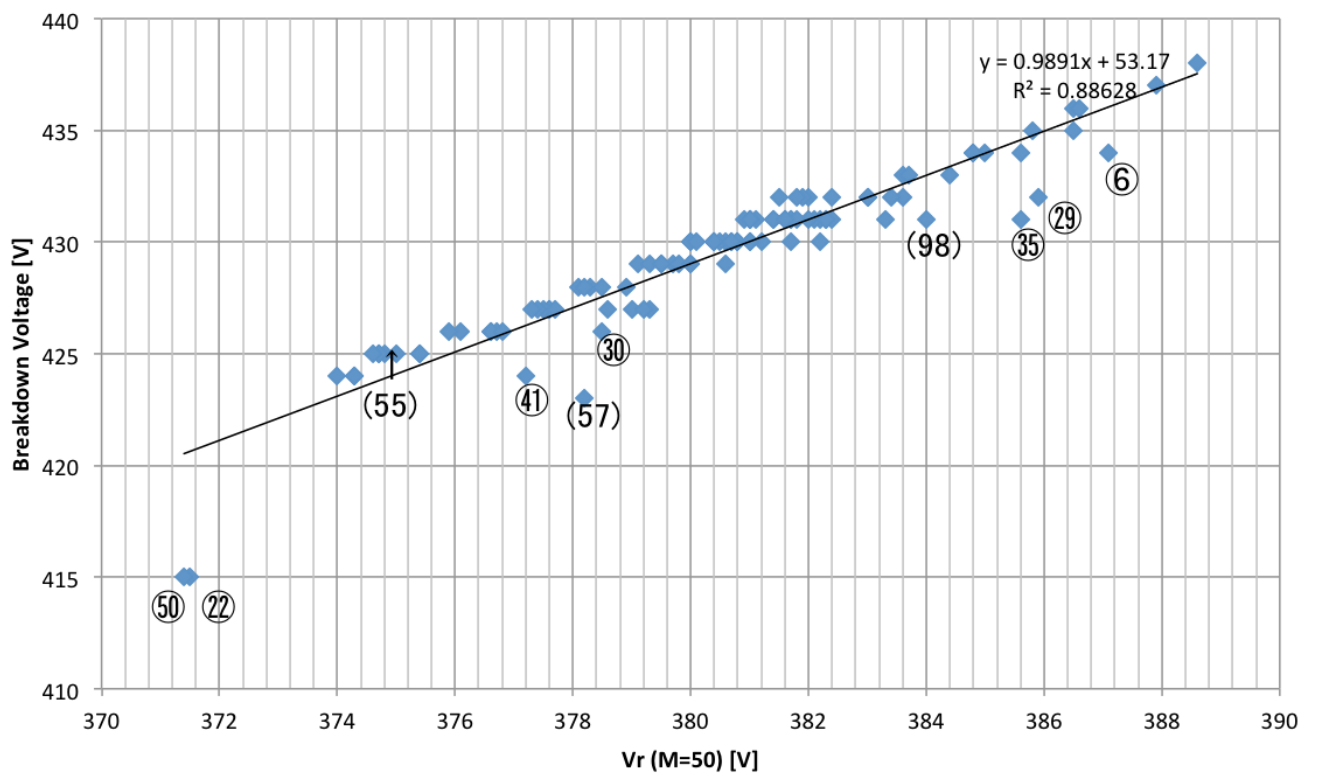


図 3.14: V_{br} vs VR

ブレイクダウン電圧を縦軸に、APD の増幅率が 50 になる電圧を横軸にプロットした図。
ブレイクダウン電圧と、増幅率が 50 になる電圧は一次の相関を持っている事が分かる。

V_{br} – VR 相関の解釈

図 [3.14] より、V_{br} – V_rの間には以下の相関が成り立つと考えられる。

$$V_{br} = a \times V_r + b \quad (3.2)$$

暗電流の表面電流とバルク電流の関係は式 3.1 で表される。I_d = 100μA の時にも式 3.1 が成り立っており、表面電流はバルク電流に比べて十分小さいと仮定すると、ブレイクダウン電圧時のゲインは以下の式で表される。

$$M(V_{br}) \sim 100\mu A / I_b \sim 5 \times 10^6 \times \left(\frac{\mu A / I_d, M=50}{1nA} \right) \quad (3.3)$$

例えば増幅率の電圧依存性が $M(V) = C \exp(AV + B)$ と表され、V_{br} において $I_d \sim M \times I_b$ が成立する場合、V_r と I_d のには図 3.15 の様な相関があるはずである。もし I_s が卓越する場合、予想される I_d–V_r カーブよりも上にずれると考えられる。測定データを横軸に V_r 縦軸に I_d をプロットした図を図 3.16 に示す。図 3.16 はばらつきは大きいが予測とよく一致している。つまり、印加電圧が V_{br} の状態でも I_d はゲインにほぼ比例している。

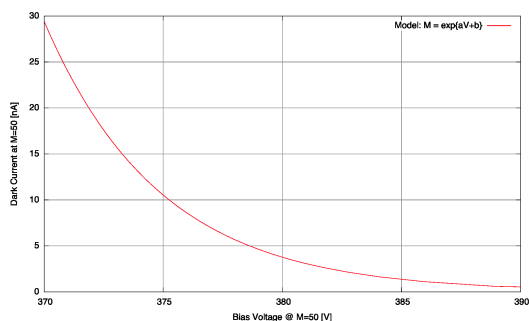


図 3.15: $M(V) \sim \exp(AV + B)$ の場合予想される I_d vs V_r

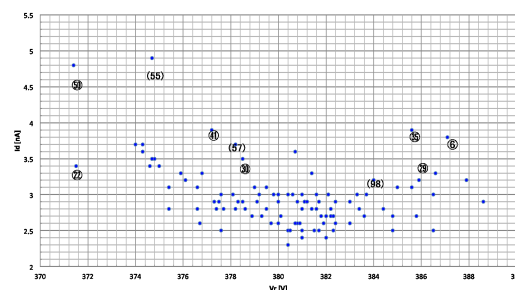


図 3.16: APD の暗電流と逆電圧の関係

衛星搭載品の判定基準

APD の放射線による、ブレイクダウン電圧の低下や表面電流の異常増加を予め察知するためには、その APD における表面電流の寄与率を調べる事が重要である。

これを我々は V_{br} と V_r の一次関係からのズレを利用して考える。図 3.9 よりこれは、トータルドーズ効果による劣化が表面電流の増大か、それに起因する V_{br} の低下に繋がっているからである。これはバルク損傷による線量に比例した暗電流の増加に比べて致命的な性能変化につながるため、これを最重要な性能指標にした。

図 3.17 は APD の暗電流を縦軸に、 V_{br} と V_r の一次相関からのズレを横軸に描いたものである。殆どの APD は一次相関からのズレが $-1 \sim 1$ V の間にあるが、この相関から大きく離れているものもいくつか見受けられる。また一次の相関からズレの大きい物は暗電流も大きめとなっており、これは表面電流の寄与が他の APD よりも大きい事が理由であると考えられる。

また、1 次の相関からのずれは小さく、暗電流は大きな素子が見受けられる。このような素子は、表面電流に異常はないもののシリコン結晶の中に格子欠陥が多く存在する素子であると解釈できる。

以上から、APD の選定基準としては、 V_{br} と V_r の一次相関からのズレが小さく、暗電流がなるべく低い素子を選べば、表面電流及びバルク電流の寄与が少ない素子を選定する事が出来ると考えられる。

3.4 フライトモデルアバランシェフォトダイオード受け入れ試験

本試験では、フライト用に購入した APD の受け入れ試験を実施する。常温での動作チェックは既に浜松ホトニクスにて試験済みなので、本試験ではフライト用 APD の低温で動作試験を行う。試験は -20 °C で実施し、低温でも動作に以上が無い素子の中から、前節のスクリーニング基準を元にフライトモデル用の APD を選定する。

3.4.1 実験セットアップ

受け入れ試験のセットアップを図 3.19 に示す。フライトモデルで用意した APD は 108 個と多いので、一つ一つ恒温槽で冷やして測定していると膨大な時間が掛かってしまう。我々は、複数の APD を同時に測定するために、APD の受け入れ試験専用の基板を用意した (図 3.18)。基板は専用のアルミのケースの中に入っており、LEMO ケーブルを使って恒温槽の外までケーブルを延ばして測定する。測定自体は、測定器が一つしかないので一つずつしか測定が行えないが、最大 22 個の APD を恒温槽で同時に冷やす事が出来るので、恒温槽の温度を上げ下げする時間が大幅に短縮出来る。

APD への電圧供給は、高電圧を印加でき且つ微弱な電流の測定も出来る、Keythley 237 を用いて行なう。APD の増幅率の測定は LED(625 nm) を用いて、適当な明るさに調光した状態で用いる。LED の電源は通常の安定化電源を用いて供給した。

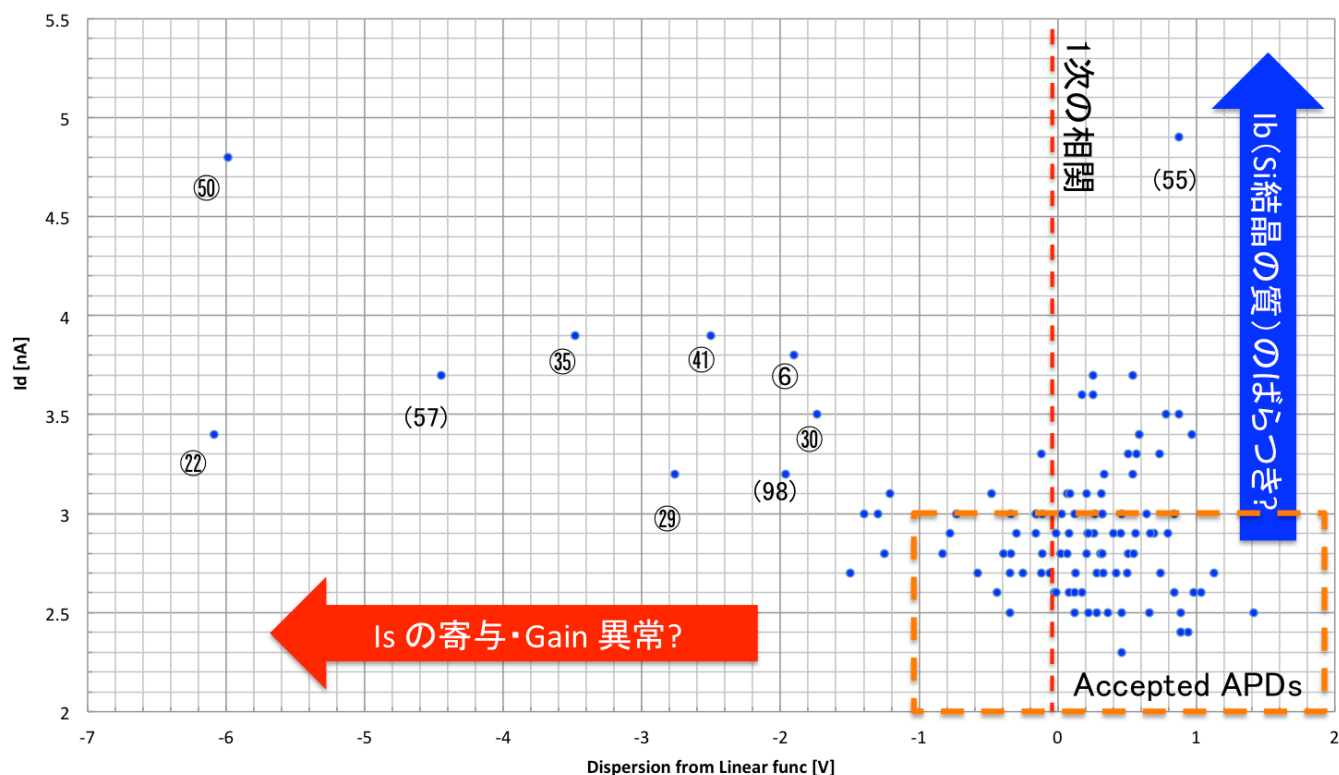


図 3.17: I_D vs V_{br} の線形からのずれ幅。

縦軸に暗電流、横軸に暗電流とブレイクダウン電圧の一次の相関からのズレをプロットした図。殆どの APD はズレは見られないが、ブレイクダウン電圧が低い素子 (シリアルナンバー 50, 22) 等は、この一次の相関から著しく離れている。これは他の APD に比べて表面電流の寄与が大きい事や、増幅率に異常にあると考えられる。また、一次の相関からのズレは少ないが暗電流が他の APD と比べて大きい素子もあった (シリアルナンバー 55 等)。このような素子は、表面電流に異常は無いものの、バルク電流の寄与が他の素子に比べて高いと言える。

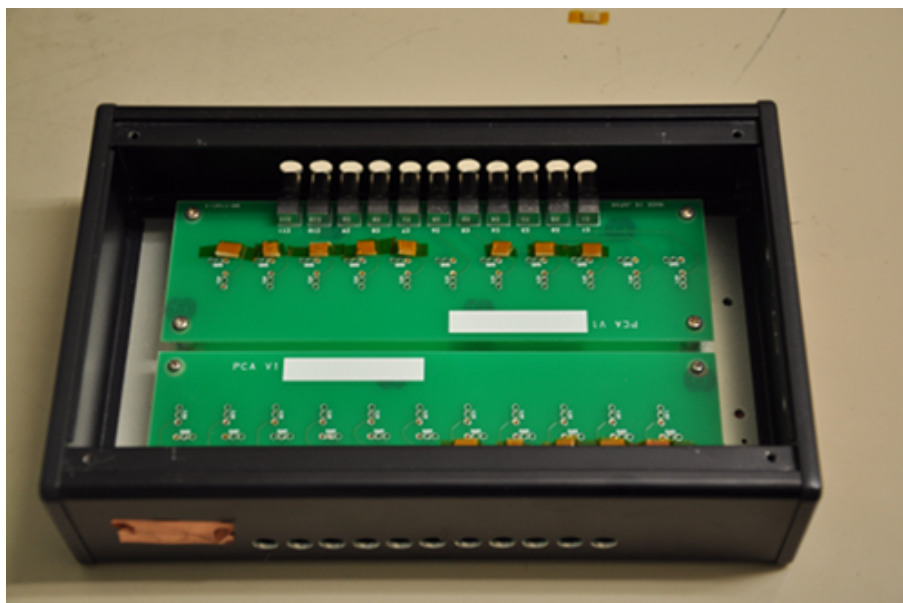


図 3.18:

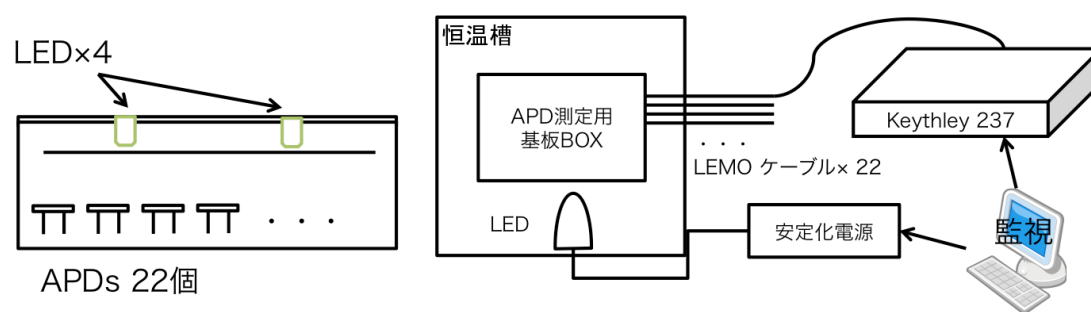


図 3.19:

3.4.2 制御プログラム

LED に電圧を供給する安定化電源と APD へ高電圧を印加、電流を測定する Keythley 237 は GPIB ケーブルを用いてパソコンと通信し、パソコン上から制御する。GPIB はコンピュータと周辺規格を接続する為のバス規格の一つであり、デイジーチェーンで配線すれば、複数の機器を同時に制御出来る。

我々は GPIB 制御パソコン上で制御プログラムを作成して、自動で APD の暗電流、増幅率、ブレイクダウン電圧の測定が出来るようにした。制御プログラムの流れを図 3.20 以下に示す。測定開始するとプログラムはまず、LED の明るさの調整を行なう。APD に印加する電圧を 20 V として、APD の電流が 5 nA 程度になるところまで LED の明るさを調整する。APD の電圧を 20 V にする理由は、APD の増幅率は 20 V では、バルク領域で電子は増幅されないの、APD の空乏層で発生した電子は、元の数を保ったまま APD から出力される。我々はこの時の APD の増幅率 1 と定義して、これを基準に、高電圧を APD にかけたときの APD の増幅率を見積もる。

LED の電圧が決まった後は、APD に高電圧を印加して暗電流と増幅率の測定を行なう。まず始めに電圧を印加した状態で APD の空乏化が落ち着くまで 30 秒待つ。その後、APD に流れる電流を測定する。暗電流を測定するときは LED に印加する電圧を 0 とし、増幅率を測定するときは、LED に先に調整した電圧を供給して、APD の電流値を測定する。

ブレイクダウン電圧の測定は、LED 付けない環境下で、APD に電圧を印加していき、暗電流が $1\mu A$ を超える電圧を求めた。浜松ホトニクスでは、暗電流が $100\mu A$ となる所をブレイクダウン電圧と定義しているが、ブレイクダウン電圧を APD にかけると、APD に負担が増えて壊れる可能性もあるので、APD がフライトモデルであることを考慮して本実験での測定は $1\mu A$ までとした。

3.4.3 測定結果

-20 deg における、増幅率、暗電流、ブレイクダウン電圧の測定結果を図??に示す。APD の増幅率が 50 のときの印加電圧は、350 V 付近が典型的な値である。またそのときの暗電流の値は、0.035 nA 程度になっている。ブレイクダウン電圧の典型的な値は 390 V と求まった。

ブレイクダウン電圧は他の素子に比べて極端に低い素子が二つ見受けられる。一つがシリアルナンバー 22 の素子でブレイクダウン電圧は 375.8 V、もう一つが、シリアルナンバー 50 の素子でブレイクダウン電圧は 375.5 V となっていて、典型的なブレイクダウン

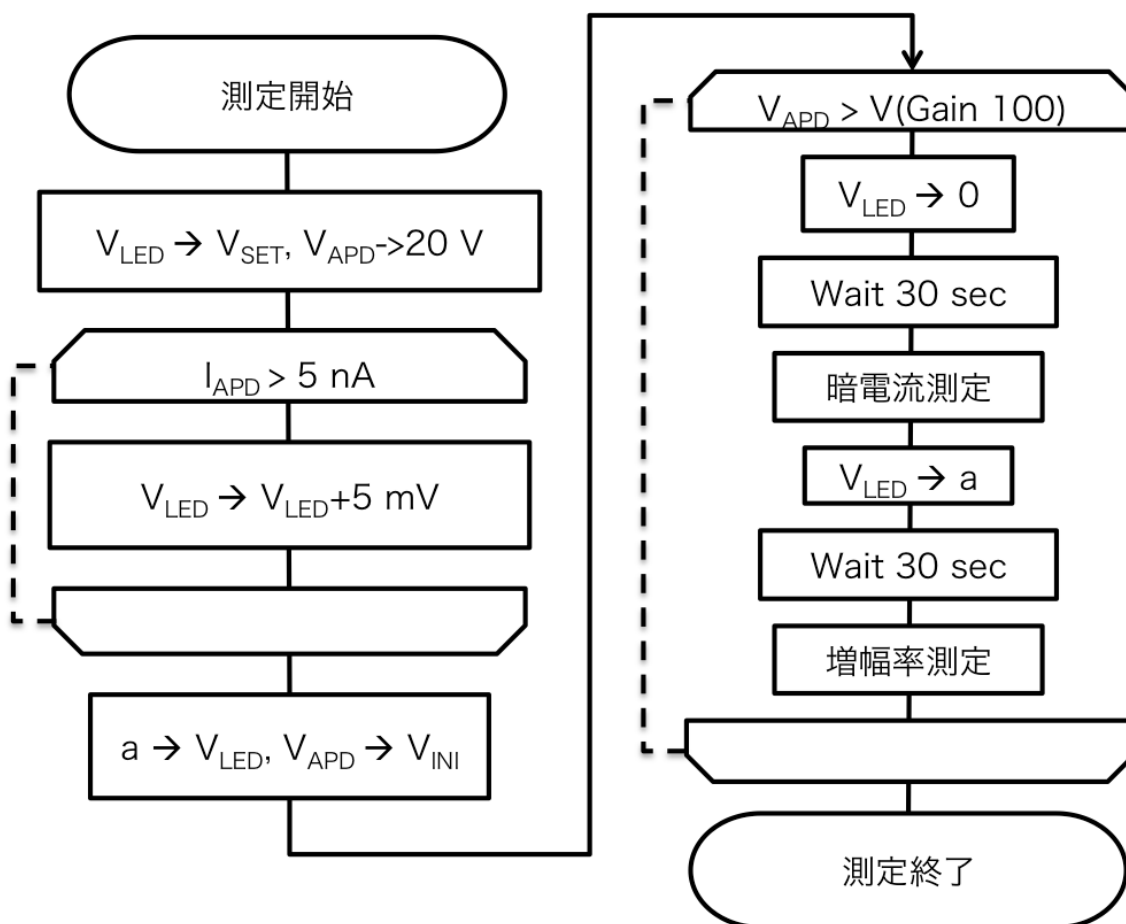


図 3.20: APD の暗電流、増幅率の測定の流れ

V_{LED} : LED へ印加する電圧。 V_{SET} : LED へ印加する電圧の初期値。 V_{APD} APD へ印加する電圧。 I_{APD} : APD に流れる電流。 a : 変数、調整したあとの LED の電圧を代入する。 V_{INI} : APD へ印加する高電圧の初期値、本試験では 320 V 程度から測定を開始した。

電圧 390 V に比べて 15 V 程度低い。この 2 素子は常温における測定結果でも低いブレイクダウン電圧を示しており、低温でも同じ症状がそのまま現れている。

暗電流はシリアルナンバー 72 の素子が他の素子に比べて 5 倍程度大きく、その電流値は 0.144 nA となっている。この素子は 25 deg の試験では、暗電流が 3.6 nA と他の APD に比べて高い素子であるが、ID-VR の一次相関からのずれも少なく、正常に動作していると思われていた素子だった。

いくつかの素子に対して増幅率と印加電圧の関係を図 3.22 にプロットした。WBM で使用する APD は電圧に対する増幅率曲線の特徴がなるべく一致していなくてはならないが、ブレイクダウン電圧が低いシリアルナンバー 22, 50 の素子は、他の素子と比べて低電圧側に曲線がシフトしている。

全ての APD で常温のブレイクダウン電圧と低温でのブレイクダウン電圧の差を比較したが、低温でブレイクダウン電圧が大きく変化している素子は見つからなかった。

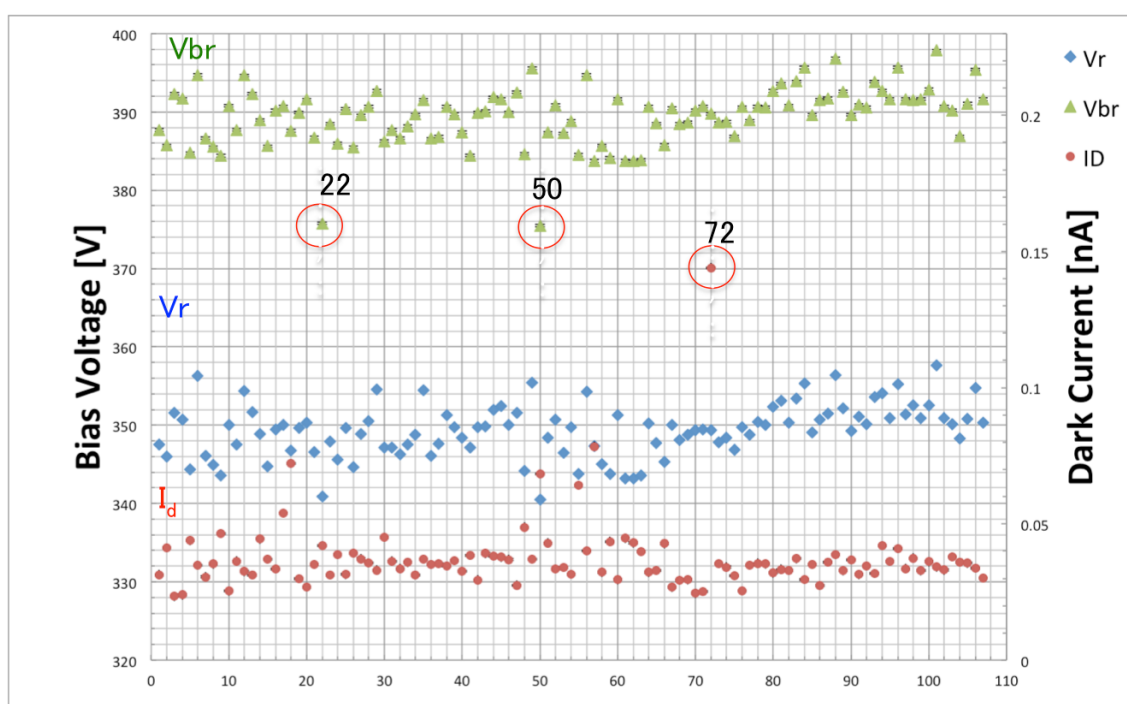


図 3.21: APD の低温における増幅率、暗電流、ブレイクダウン電圧の測定結果
 常温のときと同様に左軸が印加電圧、右軸が暗電流を表す。横軸はシリアルナンバーで 1 – 108 までである。V_r は増幅率が 50 になる電圧、ID はその時の暗電流、V_{br} はブレイクダウン電圧を示す。

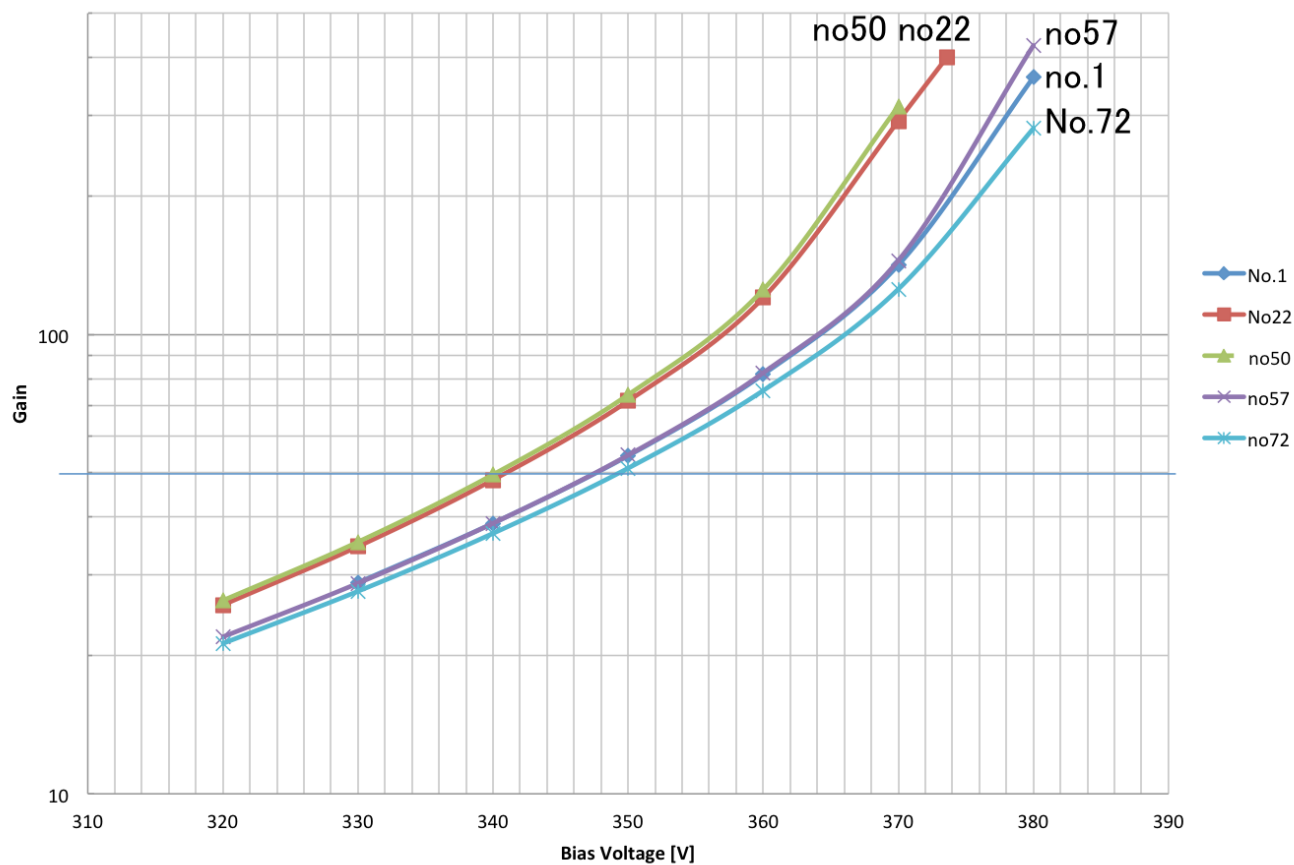


図 3.22: シリアルナンバー 1, 22, 49, 57, 72 の -20 deg における増幅率の電圧依存性
 シリアルナンバー 1 は増幅率、暗電流、ブレイクダウン電圧共に平均的な素子である。
 72, 57 は暗電流がそれぞれ 1 番と 2 番目に高い素子である。50, 22 はブレイクダウン電圧
 が低い素子となっている。暗電流が高い素子は、正常な素子と比べて大きな違いは見ら
 れないが、ブレイクダウン電圧が低い 2 素子は増幅率の曲線が低電圧側に一様にシフト
 している。

3.4.4 フライトモデルアバランシェフォトダイオードの選定

以上の結果を元にフライトモデル用の APD を選定する。低温では、シリアルナンバー 72 の素子を除いて常温と特性の変化は見られなかった。APD の選定基準は、常温における測定で暗電流がなるべく低く、かつ素子の増幅特性、ブレイクダウン電圧の値が近い、暗電流と増幅率の一次の相関からのズレが少ない素子を選ぶ。

素子を選んだ結果を図 3.23 に示す。WBM 用として 10 個、HXCP 用に 28 個の APD を選定した。

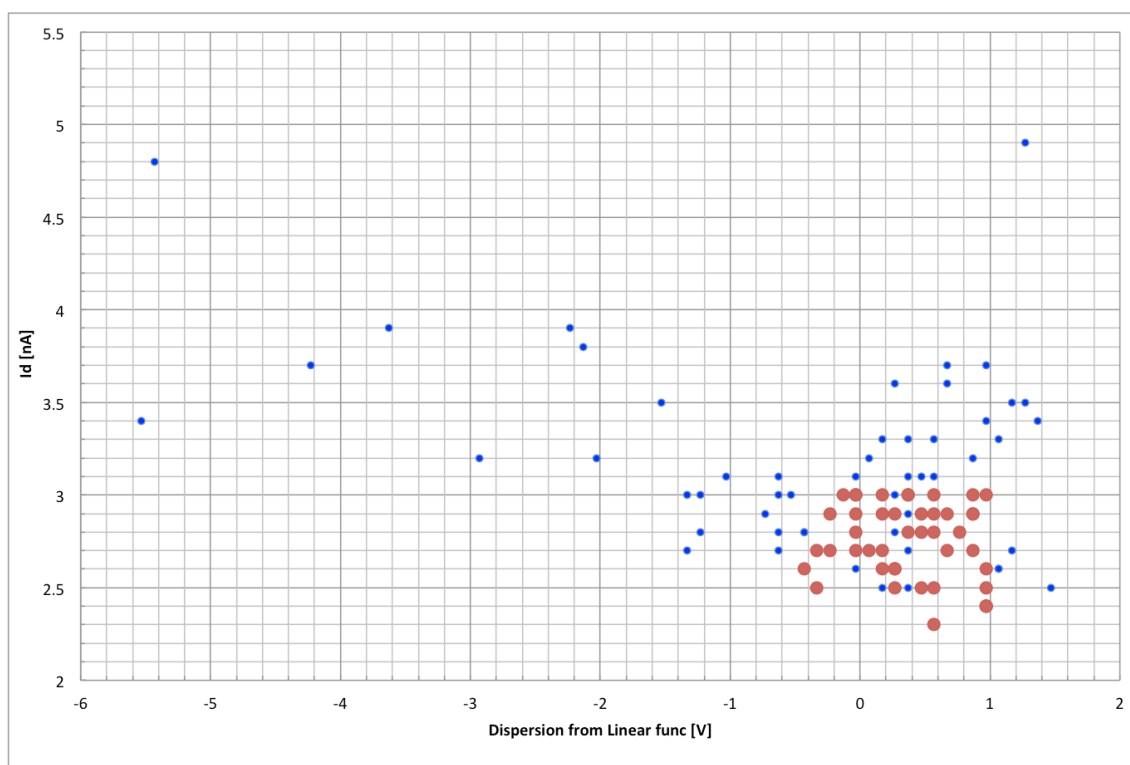


図 3.23: 選定した APD の一次相関からのズレと、暗電流の関係

フライトモデル用に選定した APD は赤点で示したポイントである。選定基準は、一次の相関からのズレが少なく、暗電流も少ない、かつ APD の増幅率特性の揃っている素子を選定した。

3.5 まとめ

フライトモデル用の APD を WBM 用に 10 個、HXCP 用に 28 個選定した。始めに、APD のスクリーニング方法を確立する目的で、ガンマ線の照射試験を行ったが、APD の異常を

検知できるのは素子に 10 krad 以上照射を行なったときであることが分かった。TSUBAME の軌道上で予想される被爆量は、1 krad/year であり、ガンマ線によるスクリーニング試験は TSUBAME の設計寿命 1 年を考えると当て過ぎであり、スクリーニング方法として使えないと分かった。

次に常温における APD の性能評価試験の結果から、各 APD の異常を察知する方法の確立を試みた。その結果、ブレイクダウン電圧と増幅率が 50 になる電圧の間には、一次の相関が存在する事が分かり、この相関からのズレを利用すれば、各 APD の表面電流や、バルク電流の寄与の大きさを調べる事が分かった。

次に、 -20 deg で APD の受け入れ試験を実施し、一部の APD を除いて低温でも APD は正常に動作することを確認した。低温で正常に動作した APDの中から、ブレイクダウン電圧と増幅率が 50 になる電圧の一次の相関からのズレが少なく、暗電流が低い、APD の増幅率の特性の揃った APD を選び出し、TSUBAME の FM 用の素子合計 38 個を選定した。

第4章 電荷有感型前置増幅器

4.1 電荷有感型前置増幅器の概要と特性

半導体検出器 (APD) からの信号は、増幅されているとはいえ $10^{-15} \sim 10^{-13} \text{C}$ 程度の微弱な電荷でしかない。この様な信号を正確に処理するために、専用に設計された前置増幅器を検出器の直後に接続して電荷を読み出す。前置増幅器では、入力された電荷を一度微小容量 ($\sim$ 数 pF) のコンデンサに蓄わえて電圧として出力する「電荷電圧変換方式」が採られる。実際には、半導体検出器の浮遊容量 C_d ($\sim 100 \text{ pF}$) や前置増幅器の後段に接続する回路とのインピーダンスマッチングの為、微小容量のコンデンサーで負帰還されたオペアンプが用いられることになる。(図 4.1)

我々の知りたい情報は検出器内で生成された電荷の総量 Q_{in} であるが、半導体検出器には大きな浮遊容量 C_d が寄生するため、信号電荷は C_d と C_F とに分配されてしまう。しかし、図 4.1 のように高利得のオペアンプが使用される場合、出力される電圧は

$$V_{out} = \frac{AQ_{in}}{C_F(A+1) + C_d} \quad (4.1)$$

と表される (ただし、 A はオペアンプのオープンループゲイン)。オペアンプの利得は非常に大きいので、結局、測定される電圧は $V_{out} \sim -Q_{in}/C_F$ となり、検出器の容量に邪魔されることなく生成された信号電荷を正確に読み出すことができる。また、オペアンプの出力インピーダンスは十分に低い為、その後段に接続する回路によって信号電圧が変化してしまうという問題も同時に解決される。

実用的なプリアンプ回路には負帰還容量と並行に負帰還抵抗が接続される。これは、負帰還容量に充電された電荷を一定の時定数で放電し、長期間に亘る安定動作を実現するためである。この減衰時定数は $\tau = C_F R_F$ で表され、一般にはこれが長いほど雑音が低くなる傾向にある。また、出力電圧を安定させるには、負帰還容量の動的容量 AC_F を検出器の容量 C_F よりも十分大きくする事が重要であり、最適な回路パラメータの模索には多くのノウハウが必要となる。また、多くのプリアンプの初段にはジャンクション FET が用いられ、この増幅により以降の回路によって生じる雑音は無視できる様になる。逆に言えば、プリアンプの回路雑音はほとんど初段 FET の性能にのみに依存すると言って良い。

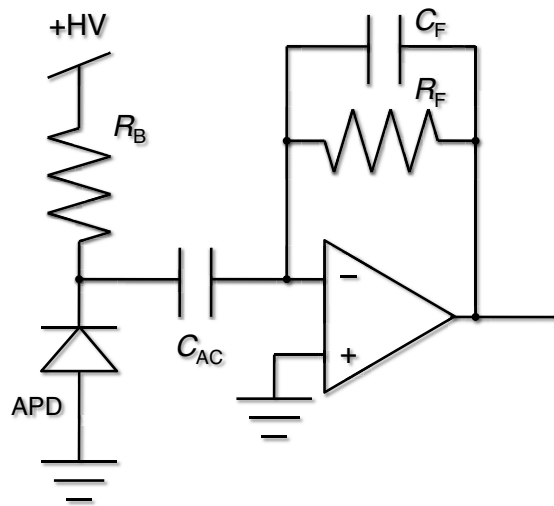


図 4.1: 電荷有感型前置増幅器の等価回路

プリアンプから出力された信号は波形整形増幅器 (整形アンプ) で必要な利得で増幅される。プリアンプの出力は信号電荷の回収時間に起因する早い立ち上がり時間と、負帰還回路の長い減衰時間を持つ鋸歯状波である。整形アンプでは入力される信号波形に適した時定数で積分・微分を繰り返すことにより、プリアンプの立ち上がりの波高情報のみをバンドパスフィルターとして抽出し、処理しやすいガウシアン型の波形に整形して信号を出力する。

4.1.1 検出器系の総合雑音

検出器から出力される信号電荷を測定する際、信号とは無関係に検出器システム全体の回路に起因するランダムな電荷、即ち” 雑音 (Noise) ” が混入し、スペクトルのエネルギー分解能やエネルギー閾値等に影響を及ぼす。この雑音の発生原因は、大まかに以下の3つに分類される。

1. 暗電流の電子キャリアの数が統計的に揺らぐ事によるショット雑音 (電流)
2. 抵抗の中を電子が運動する際に、電子の流れが熱伝導によって不均一になるジョンソン雑音 (電圧)
3. APD 中の不純物や光子欠陥による構造の不均一性が原因とされ、そのエネルギー分

布が周波数に反比例する $1/f$ 雑音¹ (電圧)

これらは読み出し回路のパラメータを用いて以下の様に表すことが出来る。

$$\Delta_{\text{noise}}^2 \sim 2.35^2 \left[2q (I_{\text{ds}} + FM^2 I_{\text{db}}) \tau + \frac{4kT}{R_p} \tau + 4kT R_s C_d^2 \frac{1}{\tau} + K_{1/f} C_d^2 \right] \quad [\text{C}] \text{ (FWHM)} \quad (4.2)$$

ここで各変数は

q : 電子の素電荷

$K_{1/f}$: $1/f$ 雑音の強度

F : 余剰雑音因子 (増幅率のゆらぎ)

M : APD の増幅率

k : ボルツマン定数

C_d : 検出器に並行な浮遊容量

R_s : 検出器に直列な抵抗 (初段 FET の相互コンダクタンスに依存)

R_p : 検出器に並列な抵抗 (バイアス抵抗・負帰還抵抗)

T : 温度

τ : 整形回路の整形時定数

を表す (APD の場合バルク暗電流の一部は雪崩増幅により信号と一緒に増幅されるため、測定される正味の暗電流は $I_d = I_{\text{ds}} + MI_{\text{db}} \sim MI_{\text{nb}}$ となる)。式は第一項から順に、暗電流によるショット雑音、検出器に並列な抵抗によるジョンソン雑音、入力初段 FET によるジョンソン雑音、そして $1/f$ 雑音に対応する。通常、前置増幅器を設計する際は、第 2 項のジョンソン雑音を低減するため、バイアス抵抗・負帰還抵抗は可能な限り高い抵抗値のものを採用している。第 3 項の直列抵抗は前置増幅器初段 FET の相互コンダクタンスによって決まり、この大小が前置増幅器の性能の良し悪しを決めるといってよい。

ここで着目すべき点は、ショット雑音が電流の揺らぎなのに対して、直列抵抗のジョンソン雑音と $1/f$ 雑音が電圧の揺らぎ電圧信号である点である。これら電圧の揺らぎは、検出器の寄生容量 C_d と結合することで電荷に変換されるため、その雑音の大きさは検出器の浮遊容量に正比例する性質を持つ。これらの検出器容量に依存する雑音強度は、基本的に前置増幅器の性能で決まってしまう。従って大面積 APD を用いる場合は特に性能の高

¹実際のところ $1/f$ ノイズの原因はよく分かっていない。世間では「癒し効果」もあると言われているが、物理実験においては「雑音」でしかない。

い前置増幅器が必要不可欠である。本実験でも WBM 用に設計した専用の増幅器回路を使用している。

また、成形時定数 τ に着目するとショット雑音は整形時定数 τ 比例、ジョンソン雑音は τ に反比例することが分かる。従って、使用する検出器の特性やこれらの雑音の割合によってプリアンプ後段に接続する整形アンプでも適切な整形時定数を選択しなければならない。

一方、検出器の性能に着目した場合、ショット雑音は暗電流に、直列抵抗のジョンソン雑音と $1/f$ 雑音は容量に依存する。従って、使用する検出器としては暗電流・入力容量がともにできるだけ小さいものを選別する必要がある。また測定回路を設計する際には検出器ー前置増幅器間の配線による浮遊容量も無視できないため、出来る限りコンパクトな配線を心がける必要がある。

4.2 電荷有感型前置増幅器の保護抵抗の決定

4.2.1 目的

TSUBAME の軌道上で理学系に供給される電源は安定していない。工学系が誤動作を起こしてしまった場合、衛星バス全体にハードウェアリセットがかかり、理学系の電源が遮断されてしまう可能性がある。WBM に高電圧が印加されていた状態で電源が突然切られると、電荷有感型前置増幅器 (CSA) が搭載された基板上の浮遊容量に溜められた電荷が一気に CSA に流れ込む。

過剰電流が CSA に流れると電荷が異常増幅され、内部の回路が故障してしまう危険性がある。CSA が故障してしまった場合は、WBM の検出器はそれ以上の観測を行なう事が出来なくなり GRB 観測ミッションが成り立たなくなる。

このような現象を防ぐ為に CSA の初段 FET の手前には、保護抵抗として、数百 Ω 程度の抵抗を入れる。保護抵抗をいれると、電源が瞬断されたときに CSA の入力段に流れ込む瞬間的な電流をなまらせる事ができる。保護抵抗は、抵抗値を大きくすればするほど CSA が壊れにくくなるが、抵抗値を大きくすると、それに比例して読み出し回路系全体の雑音強度が上がってしまうというジレンマがある。

検出器の雑音は、式 4.2 で与えられ、そのうち読み出し回路系の寄与は、

$$\Delta_{\text{CSA}}^2 = \frac{4kT}{R_p} \tau + 4kT R_s C_d^2 \frac{1}{\tau} + K_{1/f} C_d^2 \quad [\text{C}] \text{ (FWHM)} \quad (4.3)$$

で与えられる。保護抵抗の抵抗値を増すと R_p が増えるので、CSA のノイズは抵抗値のルートに比例して悪化する事が予想される。フライトモデルでは保護抵抗として $100\ \Omega$ の抵抗を入れる事を検討しており、この抵抗により検出器全体の雑音強度が最も条件の悪いと予想される常温 ($25\ ^\circ\text{C}$) においてどの程度悪化するかを検討する。

4.2.2 実験手法

実験のセットアップを、図 4.2 と図??に示す。保護抵抗はカップリングコンデンサー (C_{AC}) の後段に取り付ける。ここの保護抵抗を $0, 10, 47, 100, 1000\ \Omega$ と変化させて、抵抗値と雑音強度の関係を調べた。信号の入力段には APD の容量を模擬して、 $150.4\ \text{pF}$ コンデンサーを挿入している。

信号は任意波形発生器 (型番:PB-5, 出力インピーダンス $50\ \Omega$) を用いて入力する。テストパルスの入力段には、 $51\ \Omega$ の抵抗と $1\ \text{pF}$ のコンデンサーを合わせて用いた。任意波形発生器から APD の信号を模擬した適当なパルスを入力して、CSA からの出力を ADC で読み取り、保護抵抗を変えた際の雑音強度を調査する。任意波形発生器の設定は表 4.2.2 に示した。

Amp	$0.05\ \text{V}$
Rise Time	$0.1\ \mu\text{s}$
Fall Time	$500\ \mu\text{s}$
Rate	$700\ \text{Hz}$
Polar	Negative
Pulse Top	Flat

表 4.1: 任意波形発生器 (PB-5) の設定値

4.2.3 実験結果

実験で得られた結果を図 4.4 に示す。得られた曲線に対して、ルート関数を用いてフィッティングを行なった。その結果、雑音強度の保護抵抗依存性は以下の式で与えられる。

$$\text{ENC} = \sqrt{(7.312 \pm 0.055) \times 10^7 + (6.624 \pm 0.075) \times 10^5 \times R} \quad (4.4)$$

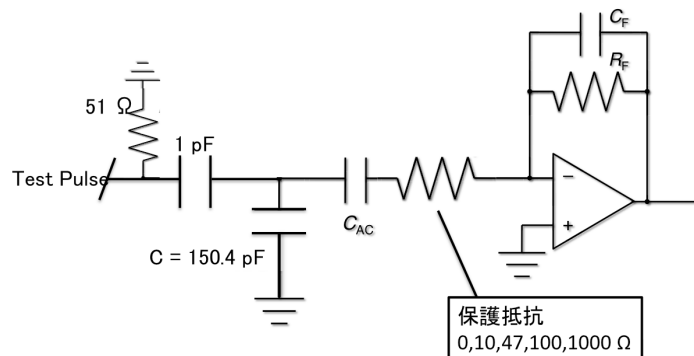


図 4.2: CSA の保護抵抗決定実験のセットアップ (1)。

保護抵抗はカップリングコンデンサー (C_{AC}) と CSA の入力段に設置される。この保護抵抗を 0, 10, 47, 100, 1000 Ω と変化させて、雑音強度の評価を行う。評価は、任意波形発生器を使用してテストパルスを入力し出て来たスペクトルの雑音強度を調べる事により評価する。

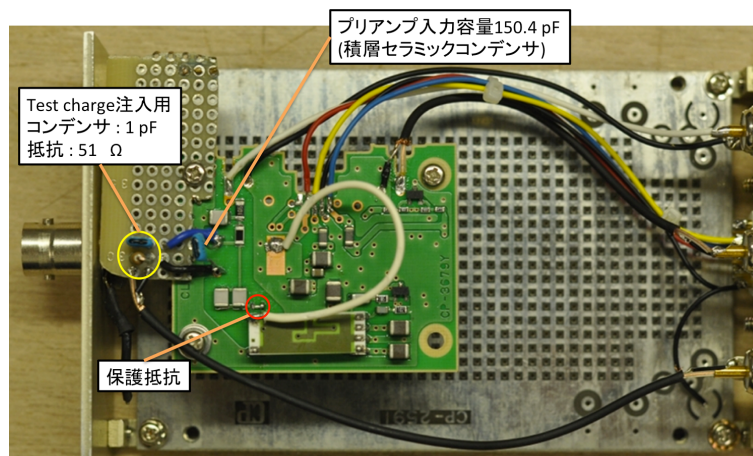


図 4.3: CSA 保護抵抗決定実験のセットアップ。(2)

APD の信号を模擬したパルスを CSA に入力する。テストパルスのコンデンサーには 1 pF、抵抗には 51 Ω を用いる。また、APD の容量を模擬して 150.4 pF のコンデンサーが取り付けられている。

ENC(Equivalent Noise Charge) は等価雑音電荷を表し、でんかかんのうがた雑音強度をシリコン等価のエネルギーで表す一般的な表記法である。雑音強度と保護抵抗は前節で予想した通り、ルートで効く事が分かった。また、100 Ω の保護抵抗を挿入すると、CSA の雑音強度は 3.196 ± 0.026 倍悪くなる事が分かった。

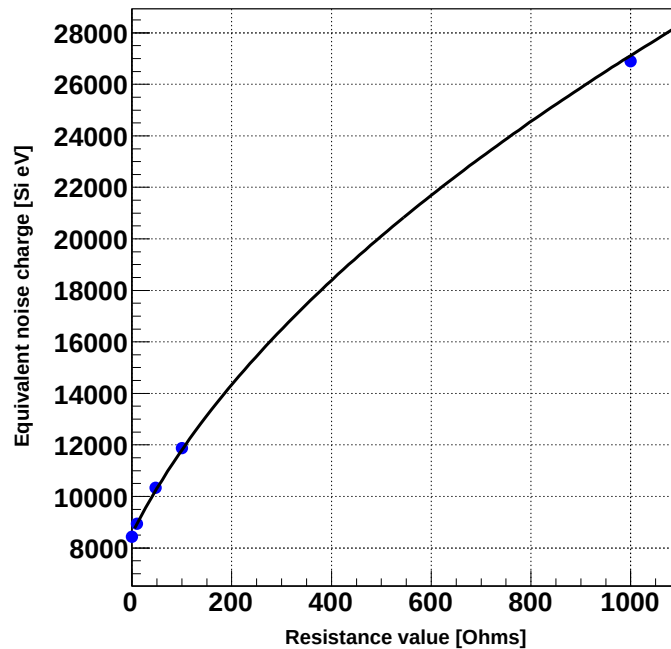


図 4.4: 抵抗

4.2.4 考察

フライトモデルで予想される CSA の雑音

以上の結果から、保護抵抗 100 Ω を挿入した場合、どの程度雑音強度が変化するかを APD 全体の雑音を考慮して考える。APD の実際の容量は、浜松ホトニクスから与えられたスペックシートより、一個あたり 80 pF となっている。フライトモデルの WBM では APD を 2 個用いるので、その合計の容量は 160 pF となる。

式??より、CSA の雑音強度は、全体の浮遊容量 C_d にも依存する。フライトモデル CSA の浮遊容量と雑音強度の関係は、事前実験で測定済みであり [13]、その関係式は以下の式で表される。

$$ENC = 1.017\text{keV} + 18.67\text{eV/pF} \times C_{in} \quad (4.5)$$

上式はより、160 pF における、CSA の雑音強度は、 4004 ± 22 [Si eV] となる。また、保護抵抗 100 Ω を挿入した場合に予想される CSA の雑音強度は、 $(1.278 \pm 0.013) \times 10^4$ [Si eV] となる。

フライトモデルで予想される APD の雑音

次に、APD で予想される雑音強度について調べる。APD 起因の雑音も同様に式 4.2 から、

$$\Delta_{\text{APD}}^2 \sim 2.35^2 [2q (I_{\text{ds}} + FM^2 I_{\text{db}}) \tau] \quad (4.6)$$

と与えられる。増幅率を 50、その時の Excess Noise Factor(F) を 2.25、表面電流 (I_{ds}) は寄与が少ないとして無視して、 I_{db} は APD2 個分の暗電流 5 nA(25 deg, 常温)、CSA の時定数 τ を $1\mu\text{s}$ とすると、APD 起因の雑音は、22432.5 [Si eV] となる。

全体の雑音強度

以上より、保護抵抗を入れない時の雑音強度は、

$$\Delta_{R=0} \sim \sqrt{22432^2 + 4004^2} \sim 22786 \quad (4.7)$$

保護抵抗 100 Ω を入れた時の雑音強度は、

$$\Delta_{R=100} \sim \sqrt{22432^2 + 12780^2} \sim 25817 \quad (4.8)$$

となる。従って、保護抵抗として 100 Ω を用いた場合、最悪条件の 25 $^{\circ}\text{C}$ において、全体の雑音強度は、1.13 倍程度悪化する事が予想される。

4.2.5 まとめ

CSA に保護抵抗を挿入する事によって、雑音強度がどの程度悪化するかを検討した。CSA の保護抵抗と、雑音強度の関係はルートでよく合い、フライトモデルで取り付け予定の 100 Ω の抵抗を取り付けた場合、雑音強度は、約 3.2 倍悪くなる事が分かった。

次に、WBM のワースト条件 (常温:25 $^{\circ}\text{C}$) において全体の雑音レベルの見積もりを行った。その結果、100 Ω の保護抵抗を挿入する事によって、挿入しない場合よりの雑音強度が約 1.13 倍上昇する事が分かった。

4.3 電荷有感型前置増幅器の破壊試験

4.3.1 目的

CSA に $100\ \Omega$ の保護抵抗を取り付けた。この状態で CSA 基板に高電圧を印加して、電源を突然落としても CSA が壊れない事を確認する。

4.3.2 セットアップ

破壊試験のセットアップを図 4.5 に示す。破壊試験はフライトモデルの WBM とほぼ同じセットアップで行なう。CSA 基板への高電圧および電力の供給は、WBM 電源基板の予備機を用いた。CSA からの出力は、CSA 基板に取り付けられた波形整形器で整形して出力し、オシロスコープで常時モニターを行なう。また、一定回数破壊試験が終わった後、APD を取り外してテストパルスを入力し、CSA の増幅率に変化が無いかどうかや、雑音が増えていないかどうかを調べた。

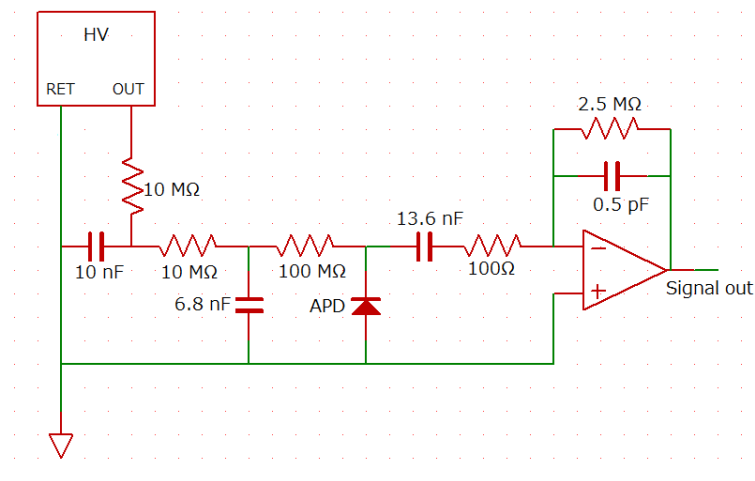


図 4.5: プリアンプ破壊試験のセットアップ図。

高電圧の供給は、WBM 電源基板の予備機を用いて行なった。高電圧の入力ラインには、HV の急激な上昇を抑える目的で、RC の積分回路が入っている。CSA からの出力は波形整形器を通して、オシロスコープでモニターした。また、APD の入力部分に定期的にテストパルスを入れて、破壊試験の前後で CSA の性能が変化していない事を確認した。

4.4 試験方法

本試験は、2段階にフェーズを分けて行なった。第一段階では、APD へ高電圧を掛ける時はゆっくり 30 V ずつ上げて行き、運用で予想される電圧 (380 V) に到達した時点で 0 V まで落とす。これを 100 回繰り返す。第二段階では、HV を一気に 380 V まで上げ、上げ終わった瞬間に 0 V まで落とす事を繰り返した。この試験は 412 回行なった。

CSA に 100 回高電圧の上げ下げを行なったときと、512 回高電圧の上げ下げを行なったときで、APD の入力部にテストパルスを入れ、雑音強度を評価した。

4.5 実験結果

破壊試験の結果、CSA の故障は発生しなかった。また、試験の過程で CSA の雑音強度が変化する事も無かった。図 4.6 は高電圧の上げ下げ 100 回後と、512 回後の CSA にテストパルスを入力してスペクトルを取得した結果である。テストパルスのピークの半値幅は、100 回後で、 24.53 ± 0.14 512 回後で、 24.72 ± 0.16 で誤差の範囲で一致している。

以上の結果から、CSA に保護抵抗 100Ω を用いれば、少なくとも 500 回以上の電源瞬断に耐えられる事が分かった。

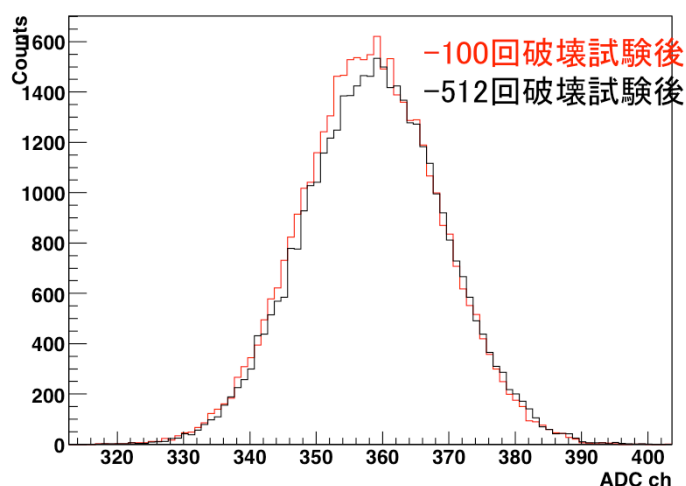


図 4.6: プリアンプ破壊試験の過程でテストパルスを使ってスペクトルを取得した結果。試験の前後で雑音レベルは変化しておらず、ピークの位置、雑音強度は誤差の範囲で一致した。

4.5.1 まとめ

電荷有感型前置増幅器 (CSA) の破壊試験を行った。セットアップには WBM フライトモデル相当の WBM 電源基板を用いた。CSA 基板に高電圧を印加した状態で、512 回の電源瞬断試験を行なったが、CSA が故障は起こらず、出力信号の雑音強度に変化は見られなかった。この試験により、我々は $100\ \Omega$ の保護抵抗をフライトモデルの WBM でも用いると決定した。

第5章 波形整形器とコンパレータのエネルギー分解能

プリアンプから出力された信号は、プリアンプ基板上の波形整形器に入力される。波形整形器は信号の波高情報を残したまま、信号を増幅し整形する機能を持っている。プリアンプから出力された信号の強度は、後段に続く機器に対して最適な信号レベルになっていないので、波形整形器を用いて信号強度の調整を行なう。また波形整形器はローパス、ハイパスフィルターの役割を果たしており、信号の周波数に波形整形器の時定数を合わせこ
とで、信号に対する雑音の強度比を減少させられる。プリアンプの後ろに波形整形器を入れることで、信号の波高情報をより正しく後段のモジュールに伝えられるようになる。

5.1 整形時定数

波形整形器の重要な要素の一つは整形時定数である。整形時定数は、CsI(Tl) シンチレータの減衰時定数が 1100 ns であること、プリアンプの負帰還抵抗、コンデンサーの時定数が $1\ \mu\text{s}$ に設定してあることから、波形整形器の時定数は $1\ \mu\text{s}$ に設定する。

波形整形器の時定数を τ とした場合、検出器で検出される光子の最大カウントレートは、 $1/\tau$ となる事が望ましい。何故ならば、もし τ よりも短い周期で信号が入射してくる場合、波形整形器で整形された信号の情報には、二つ以上の信号情報が含まれてしまうからである。今回の設定値は、 $1\ \mu\text{s}$ であり、波形整形器で許容出来る最大のカウントレートは、1 MHz 程度が目安になる。これは、我々の目標としている最大観測可能計数率 10 kHz に比べて十分小さいので波形整形器の整形時定数の設定には問題が無いと言える。

5.2 波形整形器の増幅率決定

波形整形器の増幅率は、実際にプリアンプに信号を入れて、増幅されて出て来た信号の大きさをみて決定する。WBM の APD の増幅率は、30 – 100 の間で変化するので、どの

増幅率であっても出力信号のダイナミックレンジが後段のモジュールのダイナミックレンジに合うように設定しなければならない。

波形整形の出力は後段の4つコンパレータでスレッショルド処理される。コンパレータとは、リファレンス電圧と信号電圧を比較し、信号電圧がリファレンス電圧を超えた時は1を、超えなかった時は0を出力する素子である。コンパレータのリファレンス電圧は、WBM ロジック基板に搭載された DAC(Digital Analog Converter) から電圧を与える。DAC はデジタル信号をアナログ信号に変換する事が出来る素子で、DAC のデジタル値は WBM ロジック基板上の FPGA から設定する。

WBM のコンパレータに用いる DAC は 10 bit で信号の出力レベルを指定出来る。DAC に与えるデジタル値を V_{digi} とすると、出力電圧 V_{out} は、

$$V_{out} = V_{ref} * \frac{V_{digi}}{1024} \quad (5.1)$$

となる。 V_{ref} は DAC のリファレンス電圧で、2.969 V となっている。つまり、DAC のチャンネルを1つ変えると、コンパレータのリファレンス電圧が 2.90 mV 変わる。

この 2.90 mV がエネルギーの最小の分解能を決めている。本試験では、APD の増幅率が最悪条件の 30 のときでも DAC のエネルギー分解能が 1 keV 以内に収まる様に波形整形器の増幅率を調整する。また、APD の増幅率が 100 になったときでも、出力信号が、DAC のリファレンス電圧よりも高くないことも確認する。

5.2.1 実験セットアップ

実験のセットアップを図 5.1 に示す。CdTe 検出器をプリアンプに取り付け、 ^{241}Am 線源 (59.5 keV) のスペクトルをオシロスコープでモニターする。 ^{241}Am 線源の出す 59.5 keV のパルスをオシロスコープで平均化して、電圧を読み取り、波形整形器から出力される電子の数を見積もった。プリアンプには 100 Ω の保護抵抗を取り付けている。また、プリアンプは前章で破壊試験をした素子を使用している。

5.2.2 実験結果

オシロスコープの出力信号を図 5.2 に示す。 ^{241}Am の 59.5 keV のピークを CdTe 検出器を用いて検出した場合、その信号のピーク電圧は 19.7 mV になる。

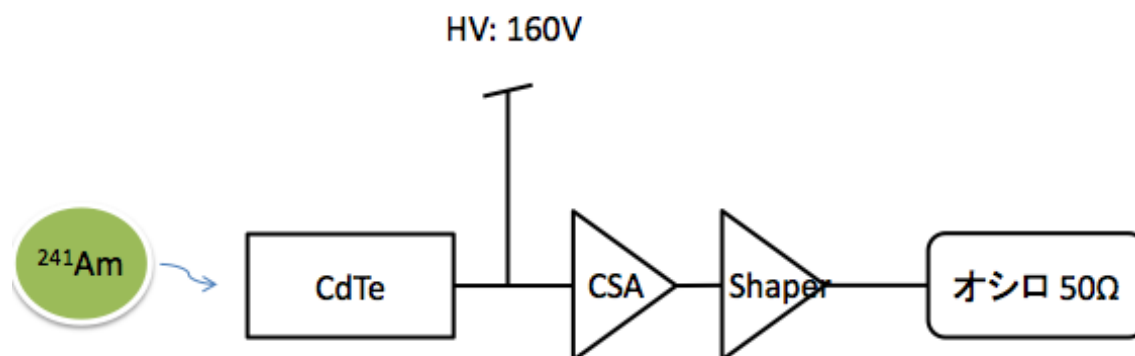


図 5.1: 波形整形器増幅率決定実験のセットアップ

プリアンプ基板には APD では無く、CdTe 検出器を取り付けて試験を行う。高電圧は 160 V とし、波形整形器からの出力信号をオシロスコープで測定した。

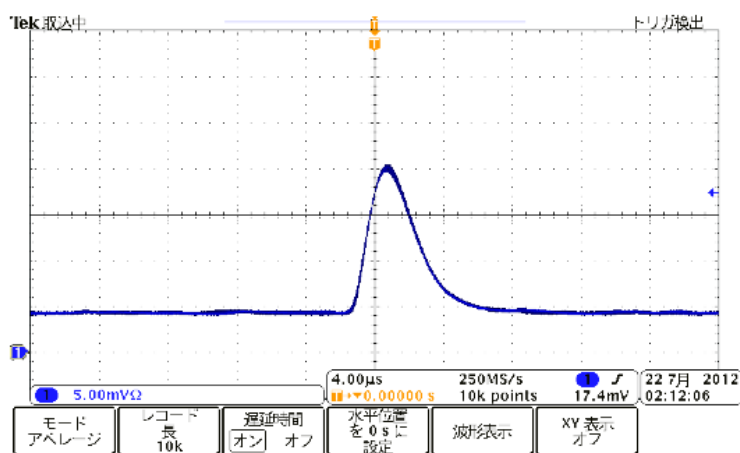


図 5.2: プリアンプ基板に CdTe 検出器を取り付け、 ^{241}Am を照射した時の出力信号。オシロスコープはアベレージモードで行なっている。トリガーレベルを 17 mV 程度に設定をして、59.5 keV だけが見えるようにスレッシュホールドを切った。このときの出力波高はおよそ 19.7 mV となった。

5.2.3 考察

CdTe の平均電離エネルギーは 4.8 eV なので、59.5 keV の光子が CdTe 検出器に入射したときに発生する電子の数 (N_{CdTe}) は、

$$N_{CdTe} = 59500/4.8 = 1.24 \times 10^3 \text{electrons} \quad (5.2)$$

となる。

一方、CsI(Tl) シンチレータと APD を使って、X 線を検出した場合に、予想される出力電子数 (N_{APD}) は、下式で表される。

$$N_{APD} = E_{ph} \times N_{eh} \times Q \times M \quad (5.3)$$

- E_{ph} : 入射光子のエネルギー
- N_{eh} : CsI(Tl) シンチレータの出力光子数 (52000 photons/MeV)
- Q : 検出器の光収集率
- M : APD の増幅率

ここで出力電子数を 1.24×10^3 、検出器の光収集率を 50 % APD の増幅率を 50 とすると、CdTe 検出器で ^{241}Am を検出した時に、出力される電子の数は、CsI(Tl) シンチレータと APD を用いて 9.5 keV の X 線を検出したときと等価な値になる。

ここで現状の素子の設定から、どれだけ波形整形器の増幅率を修正すれば良いか考える。実験結果より、WBM に 9.5 keV の X 線が入射すると、19.7 mV の電圧が波形整形器から出力される。DAC のエネルギー分解能を ΔE_{DAC} とすると、

$$\Delta E_{DAC} = 2.90/19.7 \times 9.5 = 1.4 \text{keV} \quad (5.4)$$

となる。現状の設定では、APD の増幅率が 50 のときに DAC の出力を 1 bit 変化させると、コンパレータのエネルギーレスショルドは 1.4 keV 変わる。APD の増幅率が 30 の時は DAC を 1 bit 変化させたときのコンパレータのエネルギーレスショルドは 2.3 keV 変わってしまい、現状の設計では波形整形器の増幅率が足りないと分かった。APD の増幅率が 30 のときでもコンパレータのエネルギーレスショルドの分解能を 1 keV 以内に収めるには、波形整形器の増幅率を現状よりも 2.3 倍にする必要がある。

次に、波形整形器の増幅率を 2.3 倍にして、APD の増幅率を 100 まで上げたときに正常に信号が取れるかどうかを考察する。増幅率を 2.3 倍にして、200 keV の光子が WBM に入射した場合の波形整形器からの出力電圧 V_{200} は、

$$V_{200} = 19.7/9.5 \times 2.3 \times 200 \sim 953mV \quad (5.5)$$

となる。DAC の最大出力電圧は、2.969 V なので、増幅率を 100 にした場合でも十分観測出来る。

5.2.4 まとめ

波形整形器の増幅率をチューニングを行なった。現状の設定では、APD の増幅率が 30 の時にコンパレータのエネルギー分解能が 2.3 keV になってしまい、観測時に正しくエネルギースレッシュホールドを設定する事が出来ない。従って波形整形器の増幅率は、現状よりも 2.3 倍程度に設定する必要がある。増幅率を設定した場合でも、APD の増幅率が 100 のときに出力信号のダイナミックレンジは、コンパレータのダイナミックレンジの中に収まっており問題が無い。

なので、波形整形器の増幅率は現状よりも 2.3 倍大きくすれば問題がない。

実際に WBM のフライトモデルでは増幅率を前の設定から 2.27 倍大きい値に設定して観測を行う予定である。

第6章 デジタル処理部

6.1 概要

WBM 検出器の波形整形器から出力された信号は、WBM ロジック基板上に入力される。入力された信号は、基板上のコンパレータでエネルギー帯ごとに分けられる。コンパレータの出力はデジタル信号となり、後段の Field Programable Logic Array(FPGA) に入力される。WBM ロジック基板の FPGA には CPU 基板から 16 MHz のクロックが供給されている。FPGA の中でコンパレータ出力をカウンタ処理し、一定時間ごとに CPU に割り込み信号を送り、カウントデータを転送する。またカウントデータは基板上の SRAM にも保存する。FPGA は他にもコンパレータのスレッシュホールド設定や、高電圧の設定、搭載機器の電流、電圧、温度などの House Keeping(HK) の情報を取得する役割を持つ。

本章では、デジタル処理部に使用される素子について説明を行ない、重要な素子に対する放射線耐性試験の結果について述べる。次に試験結果を元にカウンタの仕様など、デジタル処理部の機能について述べる。

6.2 仕様素子

WBM のデジタル処理部には様々な素子を使用される。WBM で使用される予定の機器は、すべての部品に対して放射線耐性試験を行っており、正常に動作が確認されている。後節で重要な素子に関する放射線耐性試験の結果について報告する。

Field Programable Logic Array

Field Programmable Gate Array(FPGA) は、書き換え可能な論理ゲートが格子状に並んだ LSI である。FPGA は論理回路をハードウェアにアクセス出来る限り、いつでも論理回路を再設計する事が出来る。一度設計したロジックに不具合が見つかった場合でも簡単に修正する事が可能なので開発効率が飛躍的に向上するメリットがある。

WBM の FPGA には ACTEL 社製の FLASH FPGA、ProASIC3 のシリーズを使用する。現在の FPGA は SRAM メモリセル方式が主流である。しかし、民生品の SRAM 方式 FPGA は重イオン放射下においてコンフィギュレーションを失いやすい。従来のプロセスの FPGA に放射線耐性を持たせる為には過度な電力や広い基板スペースが必要となり、値段が桁違いに高くなる。

それに変えて、近年システムゲートを Flash で構成した Flash メモリベースの FPGA が航空宇宙向けとして商品化されている。この型の FPGA は SRAM ベースの FPGA とは異なり、重イオン放射環境下においてもコンフィギュレーションが改変されず、宇宙放射線に対しても耐性を持っているとされている。

ProASIC3 シリーズは、他の宇宙用 FPGA よりも安価で、入手性がよいので、WBM の FPGA にはこのシリーズを使用する。

SRAM

SRAM とは、読み込み、書き込みが可能なメモリの一種で、一時的なデータを保存するための揮発性メモリである。

FPGA 内でカウント処理されたデータは一定期間ごとに SRAM に保存される。保存されたデータは天体の観測終了と同時に、CPU で呼び出され工学部側のメモリに転送される。

我々は後述の放射線耐性試験で動作が確認されたルネサスの R1LV1616R シリーズの SRAM を WBM の FPGA に搭載する。

コンパレータ

コンパレータは、入力信号をリファレンス電圧と比較して、High/Low の情報をデジタル回路に伝達するための回路である。WBM ロジック基板には、WBM 検出器一つにつき 4 つのコンパレータが設置されている。CSA 基板から出力された信号は、このコンパレータにそれぞれ入力される。コンパレータの出力をウィンドディスクリとして用いることで、検出器からの信号を 3 つのエネルギー帯に分けられる。

WBM では、MAXIM 社製の MAX942 を使用している。

Digital Analog Converter

Digital Analog Converter(DAC) はデジタル信号をアナログ信号に変換する回路である。WBM では、コンパレータのスレッシュホールド設定や、高電圧の電圧を設定するときなどに

使用される。

コンパレータのスレッシュホールド設定には、MAXIM社製のMAX5251を、高電圧用には、Analog Devices社製のAD5313を用いる。共に可変ビット長は10 bitである。

Analog Digital Converter

Analog Digital Converter(ADC)は、アナログ信号をデジタル信号に変換する回路である。WBMは、各機器の電圧の値や、電流値、検出器の温度などを電圧値として変換し、それをADCを使用して、FPGAで読み取る。読み取った値はCPUに渡してモニタリングを行ない、各機器に以上が無いことを常時チェックする。

WBMでは、Analog Devices社製の12 bit ADC, AD7451を用いる。

Multiplexers

Multiplexers(MUX)は、複数の入力から一つを選んで出力する素子である。MUXはADCの読み出し時のチャンネル切り替えに使用される。WBMでは8つの信号切り替えチャンネルがある、Analog Device社製のADG659を用いる。

6.3 カウンタ仕様

6.3.1 カウントアップタイミングチャート

WBMのFPGAはコンパレータ出力をモニターしてカウント処理を行なう。WBMの出力信号がコンパレータのスレッシュホールドを超えると、コンパレータ出力はHighになる。コンパレータ出力がHighになった状態からLowに切り替わった瞬間にFPGA内のカウンターを一つインクリメントする(図??)。

6.3.2 積分時間

FPGAでカウント処理されたデータは一定時間ごとにWBMロジック基板上のSRAMに保存される。GRB観測後に地上における解析において十分な時間分解能で光度曲線を描く為に、カウンターの積分時間は0.125 secとする。WBMロジック基板は、動作中0.125 secごとに割り込み信号をCPUに送りCPUが最新のカウントデータを取得してGRBの判定やSAAの検知を行なう。

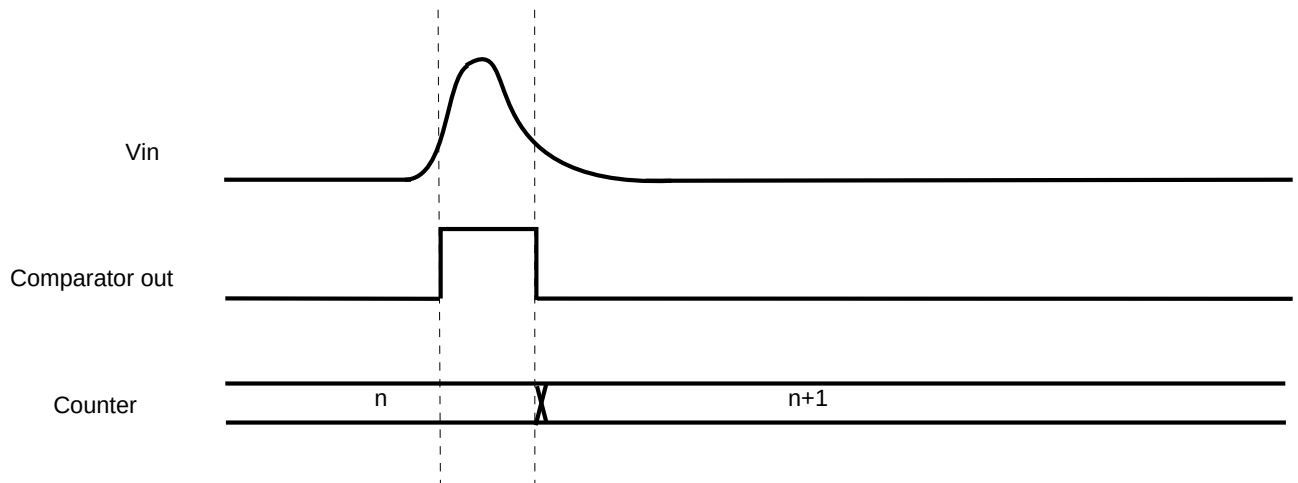


図 6.1: プリアンプ基板性能

6.3.3 カウンターサイズ

APD の読み出し回路として使われる CSA は 10 kHz のカウントまで線形性が保たれている事が分かってる。積分時間は、0.125 sec なので CSA の性能を考慮して 16 bit カウンターを用意した。

節 2.1.1 から予想される通り、WBM で最も明るい GRB を観測した際の始めの始めの 0.1 秒で予想されるカウントレートは $C_0 \sim 2 \times 10^3 [cts/s]$ 程度になる。従って非常に明るい GRB が発生した場合でも 16 bit のカウンターサイズがあれば十分記録可能である。

6.3.4 デットタイム

WBM ロジック基板ではカウントデータの他にデットタイムの計測も行なう。デットタイムカウンタを FPGA 内部で 21 bit カウンタとして持ち、各コンパレータがアクティブな時間をカウントする。出力は上位 8 bit で、SRAM と HK バッファに記録される。21 bit のうち上位 8 bit を出力するため、下位 13 bit は切り捨てられる。100 % デットタイムの場合、内部カウンタは $16 \text{ MHz} \times 125 \text{ ms} / 1 \text{ s} = 2000000$ カウントとなり、 $2000000 / 2^{13} = 244$ が出力される。1 % デットタイムの場合の出力は、 $20000 / 2^{13} = 2$ となる。

6.3.5 保存データ

WBM ロジック基板上の SRAM はリングバッファとして使用し、0.125 sec ごとにカウントデータ、デットタイム、リングバッファのアドレスを保存する。データサイズは、カ

ウントデータが $16 \text{ bit} \times 5 \text{ detectors} \times 4 \text{ threshold} = 40 \text{ byte}$ 、デットタイムが $8 \text{ bit} \times 5 \text{ detectors} \times 4 \text{ threshold} = 20 \text{ byte}$ 、リングバッファポインタのアドレスが 17 bit で 1 ブロックごとに 64 byte の SRAM 領域を消費する。

SRAM のデータには放射線対策として、ハミング符号を使ったエラー訂正を入れる。ハミング符号はメモリの誤り制御方式の一種で、2 ビットの誤り検出と、1 ビットの誤り訂正機能を持つ。データ情報 4 bit を X_1, X_2, X_3, X_4 、冗長ビットを、 P_1, P_2, P_3 とし冗長ビットを以下の式で決定する。

$$X_1 \oplus X_3 \oplus X_4 \oplus P_1 = 0 \quad (6.1)$$

$$X_1 \oplus X_2 \oplus X_4 \oplus P_2 = 0 \quad (6.2)$$

$$X_1 \oplus X_2 \oplus X_3 \oplus P_3 = 0 \quad (6.3)$$

$$(6.4)$$

SRAM の保存データにはハミング符号の冗長ビットを付けて保存するので、0.125 秒あたりの保存データサイズは、128 byte になる。SRAM のデータサイズは 16 Mbyte なので、WBM は SRAM のリングバッファに最大約 4.5 時間分、8 Mbyte のデータを保存出来る。

6.3.6 House Keeping データ

FPGA は WBM 観測機器の現在の状態を保存したデータ領域を持つ。このデータ領域 (HK メモリとする) には、WBM 観測ステータス、SRAM リングバッファポインタのアドレス、House Keeping(HK) データ、WBM 検出器の最新のカウンタデータ、デットタイムが格納されている。HK メモリのアドレスマップは付録??~??に、WBM 観測ステータスのデータフォーマットは付録 B.4 に記載した。

HK のデータは 4 つの ADC の電圧データが保存される。4 つの ADC の先にはそれぞれ 8 ch の MUX が設置してあり、一回 HK データを読み出すとチャンネルを一つ切り替えて順番に HK データの読み出しを行なう。ADC のデータ取得と、チャンネルはカウンタデータの積分時間 0.125 sec と同期して切り替える。MUX は 8 ch なので WBM では 1 秒に全ての HK データを取得出来る。各 ADC と MUX の HK データの対応関係は、付録 B~ B.7 に記載した。

6.3.7 割り込み信号

カウンタの積分を開始すると、0.125 sec おきに WBM FPGA から CPU にたいして割り込み信号を出力する。CPU は割り込み信号を検知して、CPU 内の割り込み専用の処理プログラムを実行する。

6.4 CPU との通信

WBM FPGA と CPU は WBM から CPU は 8bit 1 word で、CPU から WBM は 16bit 1 word で通信を行う。WBM から CPU はパラレル、CPU から WBM はシリアル通信となる。

CPU から WBM の通信のタイミングチャートを図 6.2 に示す。WBM FPGA は `ser_sck` の立ち上がりで `ser_din` をサンプルする。CPU は `ser_sck` の立下りで `ser_din` を出力し、`ser_sck` は 16 クロックを 1 word とする。コマンドの開始、終了は `ser_ncs` で制御を行い、複数 word を送る場合は `ser_ncs` を戻さない。パラレルデータ送信 (WBM → CPU) は、送信開始コマンドが終了 (`ser_ncs = high`) になった後、`par_dout`(CPU 側 `par_din`) がセットされる。`ser_ncs=high` かつ `ser_sck=high` でパラレルデータ受信確認 (ack) になる。WBM は ack を受け取ると次のパラレルデータをセットする。パラレルデータは次のコマンドが開始されるまで (`ser_ncs = high` の間) 出力される。`ser_sck` は 8MHz 以下 (周期 125 ns 以上、パルス幅 62.5 ns 以上) で動作する。アイドル状態では `ser_sck=low` となる。

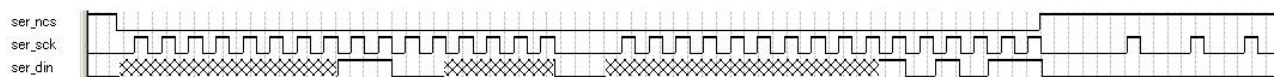


図 6.2: CPU → WBM の通信タイミングチャート

6.5 RAM の陽子照射試験

本節では、WBM ロジック基板に搭載する予定の SRAM や、CPU 基板に搭載する予定の FRAM, MRAM の陽子照射試験について述べる。衛星軌道上では地磁気に束縛された荷電粒子、銀河宇宙線、太陽フレアに曝され、高集積の電子デバイスは慢性的/急性的な放射線障害をうける。慢性的効果はトータルドーズ効果であり、被爆線量に従って徐々に特性が劣化していく。一方急性的効果は宇宙線一発によって引き起こされる電子デバイス

の動作異常であり、シングスイベント効果と呼ばれる。その被害はビット反転等の軽微なものから恒久的な機能喪失まで幅広い。

6.5.1 トータルドーズ効果

トータルドーズ効果は、放射線に寄る損傷が蓄積されて半永久的に素子の性能が劣化する現象である。CMOSでバイスなどでは、トータルドーズ効果は不可避であり、ミッション期間中に想定されるトータルドーズを照射しても破壊されない事が素子選定の第一条件である。

6.5.2 シングスイベント効果

シングスイベント効果(SEE)は、半導体素子に荷電粒子が入射した際に、粒子の電離作用により高密度の電荷雲が生成されることで引き起こされる。生成された電荷が半導体素子中を流れる事に寄って、一時的もしくは恒久的な故障が起こる。SEEで引き起こされる現象としては、メモリのビットが1ビット反転するようなシングスイベントアップセット(SEU)や、シングスイベントラッチアップ(SEL)、さらにSELが長時間続く事により半導体内の配線が焼き切れ永久的にショートが起こるシングスイベントバーンアウト(SEB)などが知られている。

これらはいずれも近年のICで最もよく使用されているCMOSプロセスに特有の現象であり、IC上の寄生サイリスタ構造をシングスイベントによる瞬間的な大電流がラッチしてしまうために引き起こされる。従って、SEEの生じやすさは粒子の飛跡に沿って、単位長さあたりにどれだけのエネルギーを失うかを示す、Linear Energy Transfer(LET)の関数となっている。

アルファ線や重イオンのように粒子の質量が大きくて物質と相互作用しやすくLETの大きいものを高LET放射線といい、民生部品が直撃を受ければほとんどがSEEを起こす。

このようなSEEの評価はLETと反応確立で評価され、通常重イオンを当てて測定が行なわれるが、素子のデキャップが困難、高価であり、カリフォルニウム等の非密封線源を用いるため、使用可能な施設に限られる。また、ほとんど全ての民生部品には、かなり低いLETで機能不全に陥るため、そもそも我々にとって有益な実験にならない。軌道上で素子に損傷を与える主な粒子は陽子であるので、我々は使用素子のSEEに対する耐性を陽子ビームを当てて評価を行うことにした。評価方法は2008年に打ち上げられた、Cute1.7 APD IIで用いられたSEEの評価方法を踏襲する。

その際、注意しなければならないのは、SEEの引き起こされる過程は、アルファ線などの重粒子と陽子では異なり、前者の粒子がデバイスに入射するとその飛跡に沿って直接電離が起こるのに対し、陽子はSi原子との原子核反応を起こし、そのときに生成したイオンに依って間接的に電離を起こすことである。

6.5.3 照射素子

照射した素子は以下の通りである。

SRAM ルネサス R1V1616RSA5S% 2 Mbyte

SRAMはフリップフロップ等の順序回路を用いてデータを記録するRAMで、電源供給が無くなると記憶内容が失われる揮発性メモリである。SRAMは書き換えが早く、書き換え回数も無制限であり、消費電力も低いという特徴を持っている。このSRAMは、地上用のサーバーなどで用いられており、宇宙線や中性子に対して耐性があることは実証されている。このSRAMはWBMやHXCPの観測データの一次保管、PROMから読み込んだCPUのプログラムを実行する目的で使用する予定である。

FRAM 富士通 MB85R2002 1 Mbyte

FRAMは強誘電体薄膜をデータ保持用のキャパ下に利用した、不揮発性の半導体メモリである。今回購入したFRAMはCute 1.7 APD IIで用いられた物と同一品であるが、別ロットでの生産なので、念のために他のRAMと同様に試験を行う。FRAMはCPUのプログラムを保存するPROMとして使用する。CPUは起動時にPROMからプログラムを読み出し、それをSRAMに展開して起動する設計になっている。CPUの起動中にPROMの中のデータがビット反転してしまうと、地上からプログラムを書き直さない限り、CPUを二度と起動出来なくなる。従ってこのFRAMには高い放射線耐性が要求される。

MRAM Free scale MR2A16A 1 Mbyte

MRAMは近年注目を集めている半導体メモリで、記憶媒体に磁性体を用いた不揮発性のメモリである。磁性を用いてビット情報を記録しているため、放射線の入射によって発生した電荷の影響を受けにくいと期待される。MRAMもFRAMと同様な目的で使用する予定であったが、今回用いたMRAMは、他のRAMよりも消費電力が高く、記憶媒体

に磁性体を用いているので、軌道上において外部磁場によるビット反転が起こる可能性がある。この MRAM はスペックシート上では 100 ガウスまで磁場に対する耐性がない。従って、FRAM に特に問題が無い場合は、MRAM は軌道上で使用しない。

6.5.4 実験方法

陽子を用いた評価方法について

陽子による LET は Si 中でも数 MeV/cm 程度であり、本来であれば、SEE を起こすことは稀である。実際、陽子による SEE は、結晶格子とのハドロニックな相互作用を経由していると考えられ、Si 原子核との核反応やその後の反跳イオンのエネルギー分布等に不確定性が大きい。このため、慣例的ではあるが、重イオンによる SEE 耐性を σ -LET プロットで推定するのに対し、陽子による SEE の評価は、 σ -Energy (MeV) プロットから推定される事が多い。従って、陽子ビームを用いて軌道上における SEE の頻度を評価することは理にかなっている。実際に Cute 1.7 APD 1-2 では陽子ビームを用いた SEE 評価試験を行っており、予想した通りの SEE 発生率を確認している。

今回も以前と同様の評価方法で宇宙放射線耐性を調べる。代わりに陽子を照射する事によって SEE の頻度を評価する。

照射線量の見積もり

TSUBAME の投入軌道で期待される、陽子／電子の入射レートを ESA のシミュレータ SPENVIS を用いて見積もった。与えられた軌道条件は、軌道傾斜角 98.2 度、高度 700 km で計算をとした (図 6.3)。これまでに主衛星が何度か変更されたため、現在予定されている TSUBAME の予想投入軌道の高度は約 620 km であり、実際には今回見積もったよりも少ないレートで陽子が観測される。図 6.3 より、10 MeV 以上の陽子の入射レートは約 100particle/s/cm² となる。一年間で予想される陽子の数は約 3.15×10^9 counts/cm² となる。

次に陽子が入射したときのトータルドーズへの換算を行なう。トータルドーズは積算吸収線量のことで、放射線の種類やエネルギーに寄らず、それが発生させた電離の総量だけによってきまる劣化現象である。トータルドーズ D は以下の式で示される。

$$D = 10^8 \times e \times N_{tot} \times \frac{1}{\rho} \frac{dE}{dx} \quad (6.5)$$

e [C] は素電荷、 N_{tot} [counts cm²] は単位面積辺りの陽子の入射数、 $\frac{1}{\rho} \frac{dE}{dx}$ は質量阻止能であり、70 MeV のエネルギーを持った陽子の場合、7.61 MeV/cm²/g と与えられる。素子の密度は簡単のためシリコンと同等であると仮定して $\rho = 2.33$ [g/cm³] とした。本実験では 10 倍の安全マージンを考慮して、軌道上 10 年分の陽子を照射する。従って、照射する陽子の fluence は、 3.15×10^{10} photons/s となる。

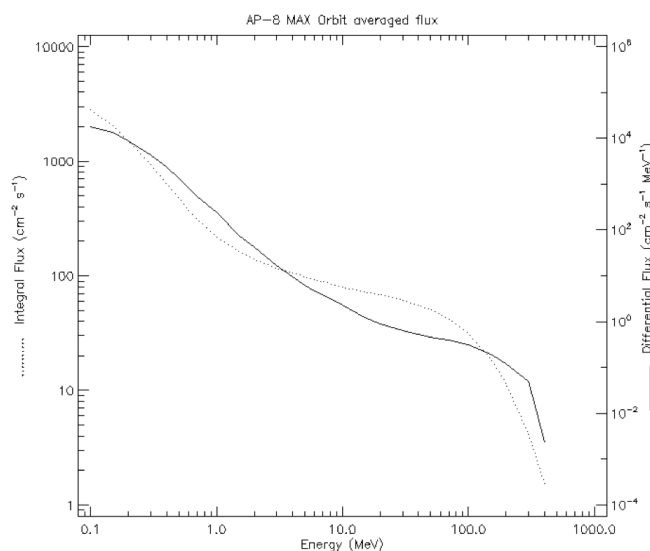


図 6.3: 軌道上で予想される陽子の入射レート [7]

実験セットアップ

放医研のサイクロトロンは Intensity が高いため flux を下げるため、ワブラー電磁石により拡散照射を行なう。このビーム径はおよそ 10 cm であるため、RAM の照射試験は 3 つの RAM (SRAM, FRAM, MRAM) を同一基板上に載せて試験を行う (図 6.4、図??)。この目的のため SRAM, FRAM, MRAM を同時に読み出せる専用の基板を設計、作成した。データの読み出しには Xilinx 製の FPGA を用い、FPGA 上に実装した 32 bit マイコン (Micro Bradze) のパラレルバスでアクセスする。書き込みはビーム照射前に行ない、照射中は、ループ読み出しによって常時 SEU によるビット反転を監視した。

この実験に用いた Xilinx 製の FPGA は放射線に対する耐性が低く、ビーム照射中の散乱中性子などでも容易に動作不具合を起こしてしまう。このため実験中は回路の周囲を、パラフィンブロックで囲み、中性子が入射しないように保護を行なった。SEL 中の電流変化については、安定化電源の電流値のみとなっており、個別に SEL の検出をすることが

出来ない。

メモリーに電力を供給する、安定化電源は GPIB を用いてパソコンによる遠隔操作が可能になっている。パソコンは LAN でモニター部屋まで繋がれており、モニター室から電源の ON OFF や RAM 全体に流れる電流の測定が可能になっている。SEB などが発生した場合に備えて、安定化電源と RAM の間には FET を用いたスイッチ回路が入っている。安定化電源で過電流が検知された場合には電源を自動的に遮断する。

陽子ビームのレートは FPGA の後方でプラスチックシンチレータと PMT を用いたカウンタを用意した。カウンタの出力は同軸ケーブルでモニター室まで延ばしてあり、モニター室でビーム照射中の照射レートの測定を行なった。

陽子のエネルギーは、70, 52, 35 MeV と変化させて照射した。また 70 MeV のとき、陽子ビームの入射角度を垂直から、30, 60° とずらして斜めから入射させた状態でも試験を行なった。

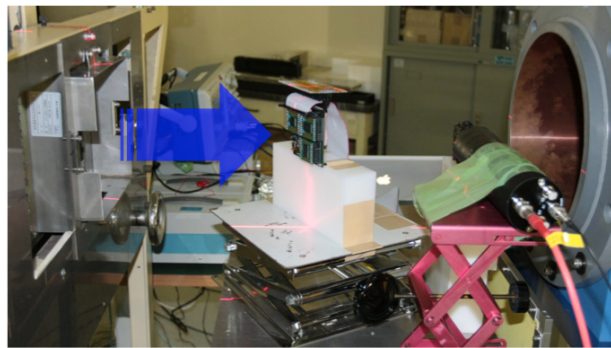
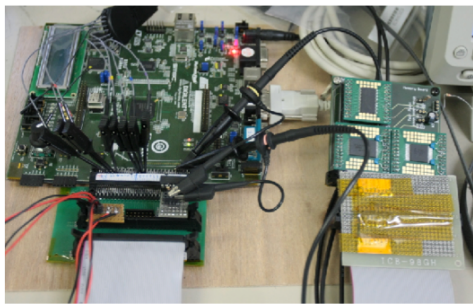


図 6.4: RAM の照射試験のセットアップ

6.5.5 測定結果

低レート照射

陽子ビームを低レート (約 1×10^7 counts/s/cm²) で照射した場合の試験結果を以下に示す。各入射角度における照射結果を表 6.1 にまとめた。まず始めに陽子ビームに対して RAM を垂直に設置した状態で、エネルギーを 70, 52, 35 MeV と変えて順に照射を行なった。FRAM, MRAM は SEU は起こらなかったが、SRAM では 2 回目の 70 MeV 照射の際に一回だけ SEU が生じた。

次に陽子ビームのエネルギーを 70 MeV にした状態で、入射角度を 60°, 30° と変化させて照射試験を行なった。FRAM, MRAM, SRAM は一回も SEU が見られなかった。

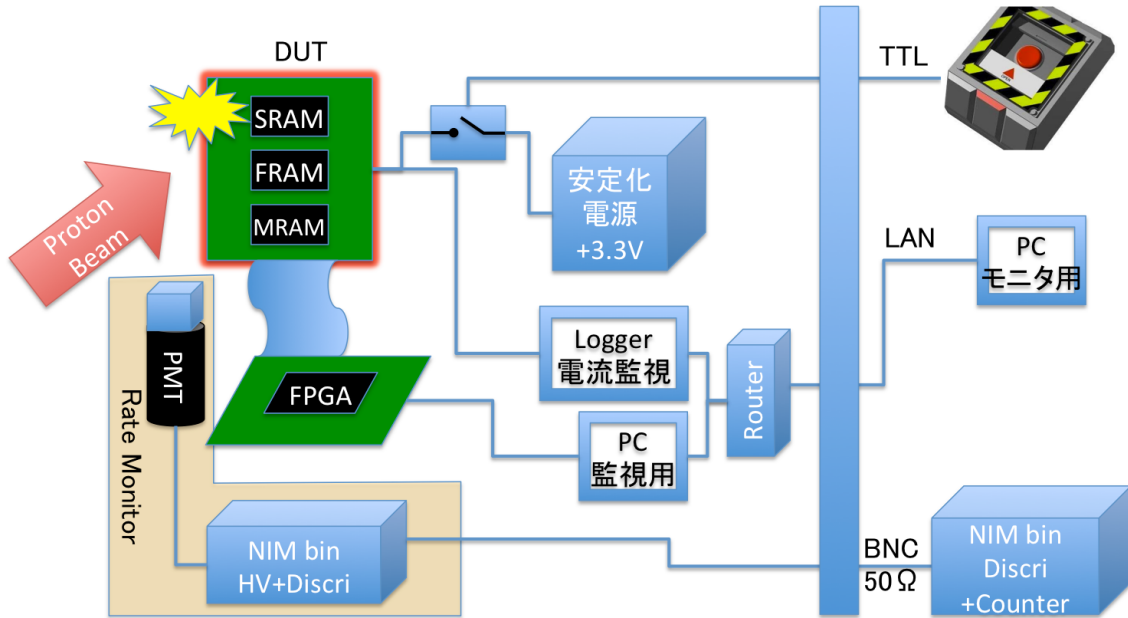


図 6.5: RAM の照射試験のセットアップ概念図

この実験における合計の陽子入射数は、 $6.84 \times 10^{10} [\text{proton}/\text{cm}^2]$ 、陽子が単位長さ、単位密度あたりに落とすエネルギー μ を $7.61 [\text{MeV}/\text{cm}^2/\text{g}]$ とすると、この実験でのトータルドーズは 8.3 krad となった。低レート照射ではアップセットの発生確率が非常に低いため、SEE レートは上限値の制限のみで、 70 MeV , 51 MeV , 35 MeV それぞれの散乱断面積は、式 6.6, 6.7, 6.8 で表される。

$$\delta_L(70 \text{ MeV}) < 4 \times 10^{-18} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1} \quad (6.6)$$

$$\delta_L(51 \text{ MeV}) < 5 \times 10^{-18} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1} \quad (6.7)$$

$$\delta_L(35 \text{ MeV}) < 6 \times 10^{-18} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1} \quad (6.8)$$

$$(6.9)$$

となる。

高レート照射

次に陽子ビームのエネルギーは 70 MeV として照射レートを上げて高レートでの照射試験を行った。照射レートはおよそ $1 \times 10^8 \text{ counts}/\text{s}/\text{cm}^2$ とした。この結果 FRAM, MRAM はアップセットは起こらなかったが、SRAM では照射中合計 18 回のアップセットが発生

照射回数	エネルギー	ビーム入射角度	ビーム強度	トータルカウント	トータルドーズ	
	(MeV)	度	(counts/s/cm ²)	(counts/cm ²)	(krad)	
1 回目	70	90	3.820E+06	2.001E+09	0.244	
2 回目	70	90	1.247E+07	1.247E+10	1.519	
3 回目	70	60	1.304E+07	1.304E+10	1.588	
4 回目	70	30	1.665E+07	1.700E+10	2.072	
5 回目	51	90	1.115E+07	1.339E+10	1.631	
6 回目	35	90	8.737E+06	1.048E+10	1.277	
7 回目	24	90	3.639E+04	0.000E+00	0.000	
8 回目	70	90	1.022E+08	7.332E+10	8.932	
9 回目	70	90	8.728E+07	5.237E+10	6.380	
Total				1.941E+11	23.642	

表 6.1: RAM 照射試験プロファイル

した。高レート 70 MeV 照射時の SEU の断面積は、式 6.10 で示される。

$$\delta_H(70MeV) \sim (9.0 \pm 2.1) \times 10^{-18} \quad (6.10)$$

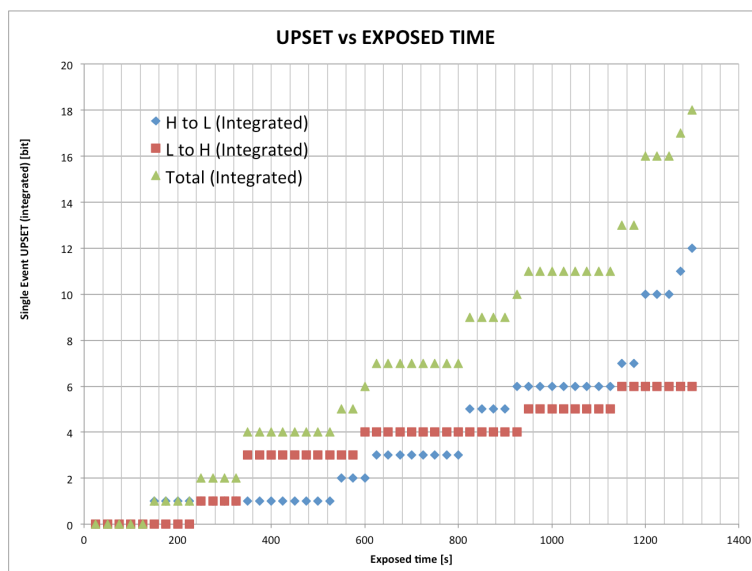


図 6.6: 照射試験に用いた Actel ProASIC 3 FPGA

6.5.6 考察

これまでの経験、 $10^8 \text{ counts/s/cm}^2$ 以上の大強度照射を行なうと本来想定される陽子よる SEE とは異なる故障モードでアップセットしている。低レートで測定された SEU の

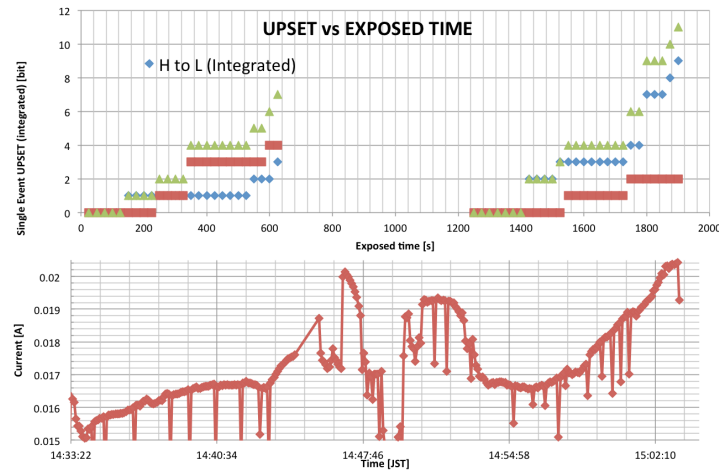


図 6.7: 照射試験に用いた Actel ProASIC 3 FPGA

断面積の上限値と、比べても 2 倍近く高い。低レートの結果で SRAM での SEU レートを軌道上を見積もった場合は、多くとも 0.81 Upset/year が予想される。また、高レートで見積もった場合でも、SEU レートは 1.81 ± 0.42 upset/year となり、SRAM は軌道上でも殆ど SEU を起こさないことが分かった。

6.5.7 まとめ

FRAM, SRAM, MRAM に陽子照射試験を行った。全照射中、FRAM, MRAM には SEU は見られなかった。SRAM は低レート 70 MeV 照射中に一回、高レート照射中に十八回 SEU が発生した。それぞれの散乱断面積は、式 6.6, 式 6.10 で表さる。軌道上で予想される SEU のレートは低レートの試験で見積もった場合、軌道上 1 年間で予想される SEU のレートは 0.81 upset/year という上限値が求まった。これは SRAM は SEU を殆ど起こさないことを意味しているので、我々はこのシリーズの SRAM を採用する。

6.6 Flash FPGA 陽子照射試験

6.6.1 実験方法

Flash FPGA Actel Pro ASIC3

一般的な FPGA は SRAM メモリセル方式のプロセスを用いるのが主流であるが、これらは放射線に弱く、コンフィギュレーションを失いやすいため、エラー訂正や冗長系を

組み込む必要がある。航空宇宙スペック品は、このような対策がほどこされたカスタマイズ品であり一チップあたり数百万から数千万ときわめて高価である。安く作ることを念頭におく超小型衛星ではこのような素子の採用は非現実的である。

一方、近年システムゲートを Flash で構成した Flash メモリベースの FPGA が航空宇宙向けとして開発されている。この様な FPGA は SRAM ベースの FPGA とは異なり、重イオン放射環境下においてもコンフィギュレーションが改変されにくい。今回用いたフラッシュセルのコンフィギュレーションアップセットは $96 \text{ MeV}\cdot\text{cm}^2$ 以上ときわめて優れた SEE 耐性をもっている。

一方 FPGA のメモリブロック部 (SRAM) は放射線に対する耐性が保証されていないため、軌道上でこの FPGA を使用する際はその特性を把握し状況に応じてエラー訂正を実装する必要がある。

本実験ではフライト用 FPGA として採用予定の Actel ProASIC3 A3P400 と同プロセスの Actel ProASIC3 A3P060 に対して照射試験を行った、二つの FPGA の違いを表 6.2 にまとめた。A3P060 は A3P400 と比べて、フリップフロップ数が約 $1/4$ 、メモリの量が $1/3$ となっている。

型番	Versa Tiles(D-フリップフロップ数)	RAM kbits (1,024 bits)
A3P400	9,216	54
A3P060	1,536	18

表 6.2: A3P060 と A3P400 の違い

実験セットアップ

FPGA はシステムゲート部とメモリブロック部で異なるプロセスを採用しているため、それぞれの SEE レートを独立測定しなければならない。より効率よく測定を行なうため、システムゲート部にはゲートを最大まで使用したシフトレジスタを実装し、1 msec ごとに先頭のアドレスのデータの読み出し、SEU の発生確率の評価を行った (図 6.11)。またメモリブロック部には予め決められた数値を書き込み、陽子照射中に定期的に読み出しを行なう事で SEU 発生確率の評価を行なった。

システムの制約上、シフトレジスタの読み出しとメモリブロック部の読み出しは同時に行なえないため、照射中はシフトレジスタとメモリブロックの読み出しを交互に行なっ



図 6.8: 照射試験に用いた Actel ProASIC 3 FPGA の基板

た。照射は2回に分けて行ない、一回目の照射レートは 1.3×10^7 counts/s/cm²、二回目は 5.2×10^6 counts/s/cm² だった。陽子のエネルギーは 70 MeV でのみ行なった。

FPGA とモニタ用 PC との通信は電圧レベル変換器 (RC232c) を回してシリアル通信を行なった。SEL 監視には安定化電源で電流値をモニターし、常時監視、記録し、SEL や SEB が発生した時には即座に電源を遮断する (図??)。

陽子の照射レートは 6.5.4 と同様にプラスチックシンチレータと PMT を組み合わせたガンマ線カウンターを FPGA の前面に設置する事によって陽子の照射レートの測定を行なった (図 6.10)。

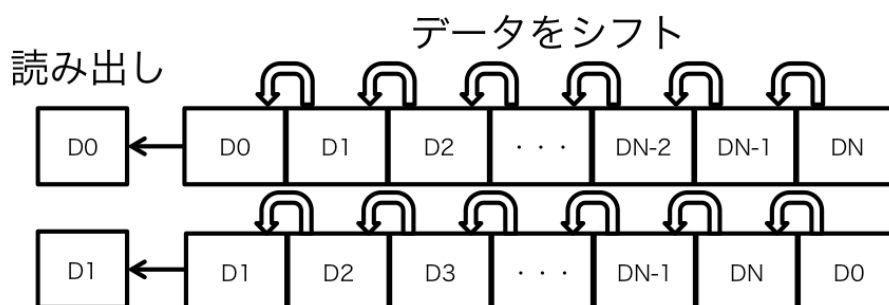


図 6.9: 本実験で用いたシフトレジスタの概念図。

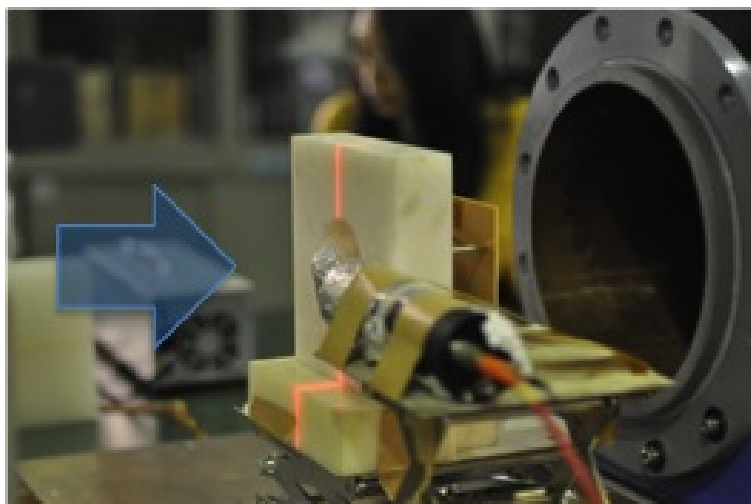


図 6.10: FPGA の陽子照射実験セットアップ

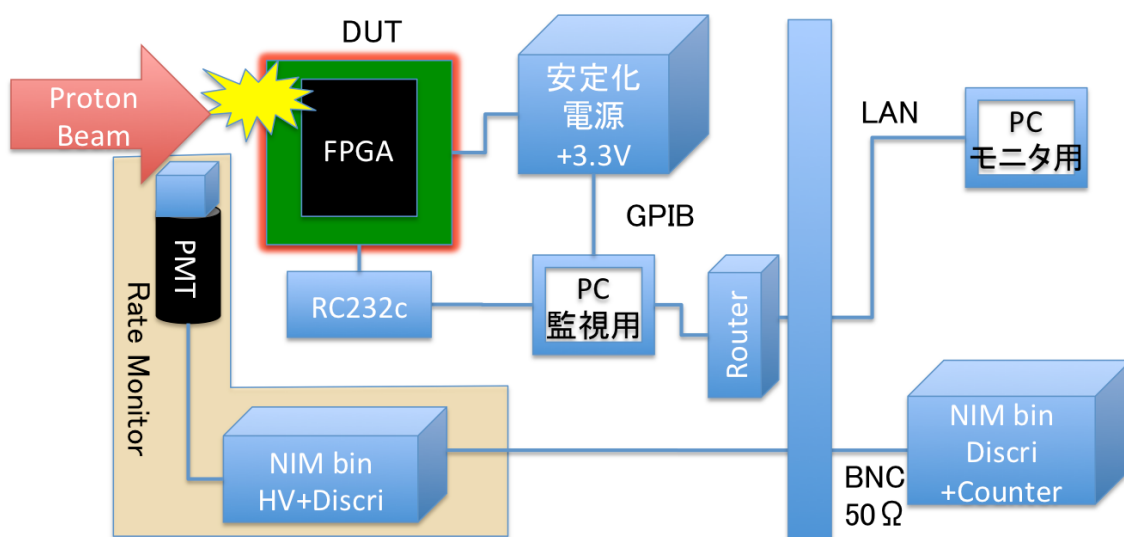


図 6.11: FPGA の陽子照射試験のシステムブロック図

6.6.2 測定結果

1回目と2回目を合わせて 3.08×10^{10} 個の陽子を照射した。これは、およそ 9.8 年分の陽子に相当する。試験中に FPGA のコンフィギュレーションが変化する事無く終止正常に動作が確認された。また消費電流に関しても前後で変化する事は無く、電流の増加等の劣化現象も見られなかった (図??)。

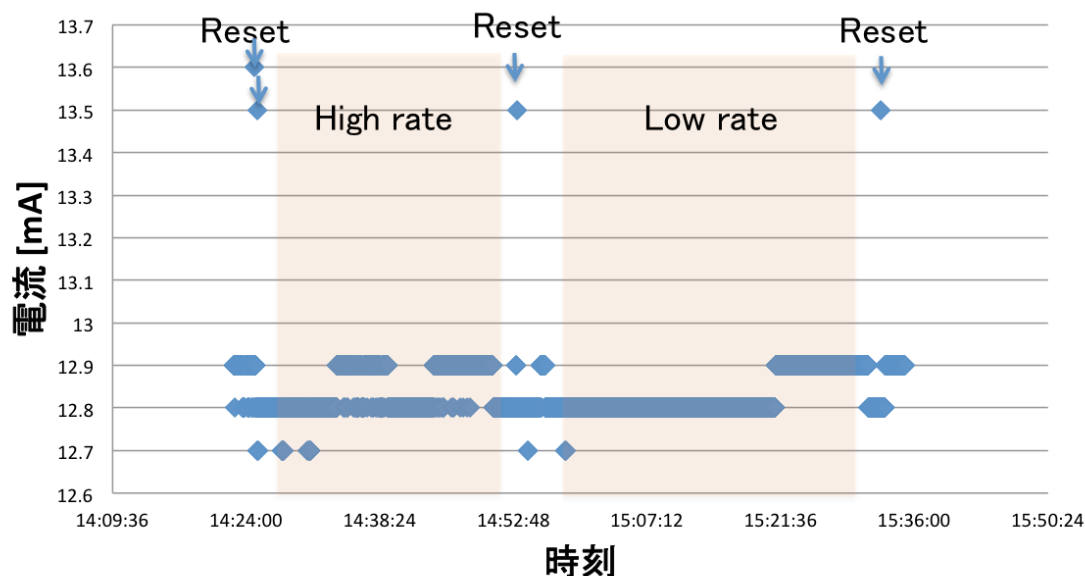


図 6.12: FPGA 陽子照射中の電流変化

リセット時は ROM から設定を FPGA に読み込むので電流値が一時的に上昇する。

初回照射 (1.3×10^7 counts/s/cm²) の測定のでは、シフトレジスタ部で 1 upset、メモリブロック部では 26 upset を検出した。メモリのアップセットの回数と陽子の合計入射数をプロットしたグラフを図 6.13 に示す。

陽子の合計入射数は 2.05×10^{10} counts/s/cm² に対応する。トータルドーズは 2.50 krad 相当となり、軌道上で約 6.5 年分に相当する。シフトレジスタ部は一回のみの SEU なので、下限値だけが求まる (式 6.11)。

$$\sigma_{sf} < 4 \times 10^{-14} \text{cm}^2 \text{bits}^{-1} \quad (6.11)$$

メモリブロック部は、10 MeV 以上のプロトンに対する散乱断面積が一定であると仮定すると、この FPGA の陽子に対する散乱断面積は以下の様になる

$$\sigma_{mem} \sim (7.0 \pm 1.4) \times 10^{-14} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1} \quad (6.12)$$

これは TSUBAME で使用される A3P400 で換算すると一年間で SRAM の内容の 11.9 bit が反転することを意味する。なお、ビット反転の High から Low、Low から High の比に有意な差は見られなかった。

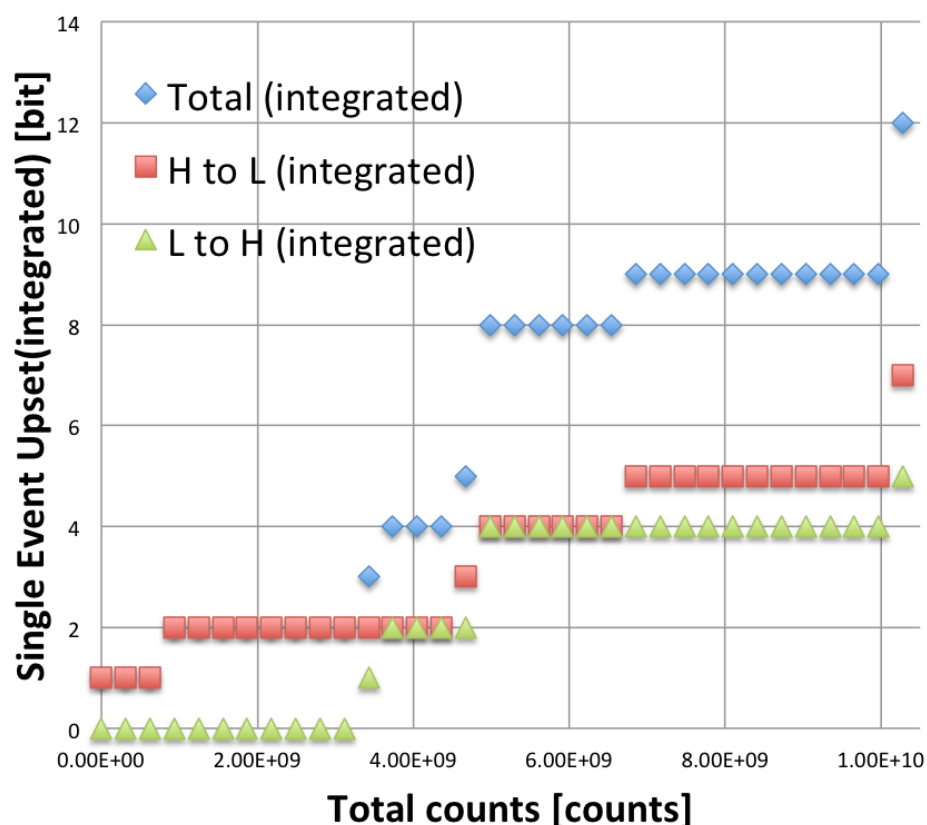


図 6.13: FPGA 高レート陽子ビーム照射時のメモリのビット反転

2回目の照射の結果、シフトレジスタの部分に SEU は見られなかった。メモリブロック部で合計 12 回の SEU が検出された (図 6.14)。前と同様に陽子に対する SEU 散乱断面積を計算すると、

$$\sigma_{mem} \sim (6.3 \pm 1.8) \times 10^{-14} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1} \quad (6.13)$$

合計入射陽子数は $1.03 \times 10^{10} \text{ counts/cm}^2$ で、トータルドーズは 1.26 krad で軌道上での陽子の入射レートを $100 \text{ counts/s/cm}^2$ と仮定すると、約 3.3 年分のプロトン照射になる。

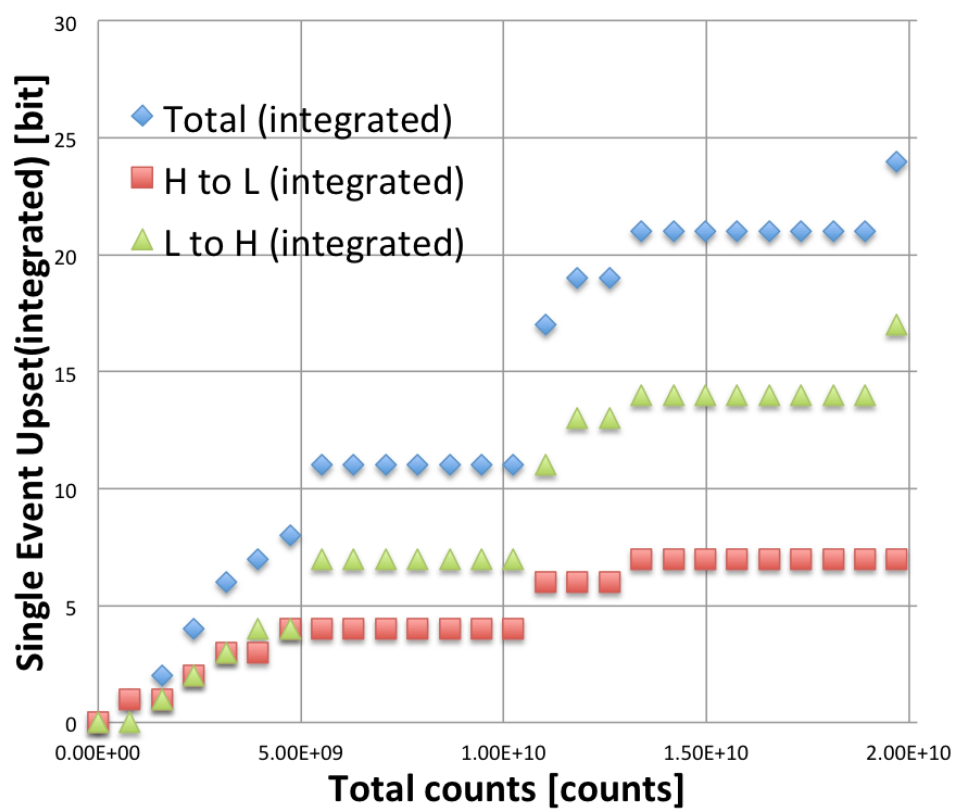


図 6.14: FPGA 低レート陽子ビーム照射時のメモリのビット反転

6.6.3 考察

シフトレジスタのビット反転は、照射中に合計一回のアップセットが見られた。シフトレジスタのエラーが発生するのは、フリップフロップの反転またはクロックのタイミングでフリップフロップからフリップフロップでデータがシフトとする瞬間の2通りが考えられる。これはつまりシフトレジスタが値の読み出しを行なっている最中しか評価できないことを意味している。シフトレジスタ読み出し中には合計 1.25×10^{10} 個のプロトンが入射しており、これは、およそ 4.0 年分の陽子に相当する。今回照射した FPGA は TSUBAME で用いる予定の FPGA(A3P400) に対してフリップフロップの数が 1/4 しかないので、軌道上ではこの 4 倍の 1 bit/yr 程度のエラーが発生することを示唆している。

メモリ部分のエラー判定は、複数回の照射で SEU rate が一致している。図 6.15 は 1 回目、2 回目の結果を統合した結果である。全陽子照射試験における FPGA の陽子に対する反応断面積は

$$\sigma_{mem} \sim (6.9 \pm 1.1) \times 10^{-14} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1} \quad (6.14)$$

従って TSUBAME で軌道上においてこの FPGA を使用する場合、陽子によって年間 12.6 回 SEU が発生する事が予想される。

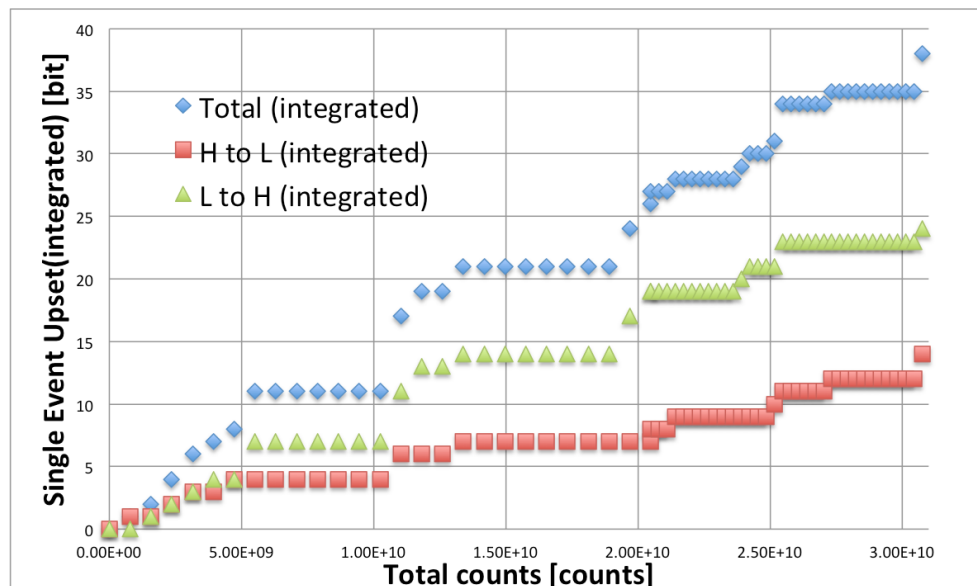


図 6.15: FPGA 高、低レートを合わせたメモリビット反転の結果

6.6.4 まとめ

FPGA に対して陽子ビームを用いた SEE の評価試験を行った。合計の入射陽子数は約 3.08×10^{10} 個で、トータルドーズは 3.752 krad、軌道上で予想される 9.8 年分の陽子を照射した。試験中に FPGA のコンフィギュレーションが変化したり、SEL、SEB などの現象は見られず、試験中に FPGA の消費電流に大きな変化は見られなかった。このことから致命的な SEL は一度も発生しなかったと考えられる。シフトレジスタに 1 回の SEU が発生し、軌道上では 1 年に一回程度 SEU が発生する可能性がある。メモリブロック部には合計 38 回の SEU が発生し、その散乱断面積は $\sigma_{mem} \sim (6.9 \pm 1.1) \times 10^{-14} \text{cm}^2 \text{bit}^{-1}$ と推定され、軌道上年間 12.6 回の SEU が発生すると予想される。従って、CPU や論理回路を実装するさいにはこれを考慮に入れたエラー訂正、冗長系を実装する必要がある。また運用においても一ヶ月を超える連続的な通電運用はエラーが蓄積するリスクをとともなうため、自粛するべきである。

第7章 プログラム処理部

7.1 概要

CPU には、WBM ロジック基板と同じ FPGA を使用し、その FPGA に Cortex-M1 プロセッサを実装して使用する。CPU は特定のアドレスを読み書きすることで WBM FPGA を制御出来る。CPU の詳しい構成は常世田修論参照??。

WBM で行なう CPU の主な制御は以下の通りである。

- WBM FPGA からカウントデータを読み出して GRB のトリガー判定
- GRB 検知後に過去のカウントデータを元に天体位置計算
- 温度の HK データを元に高電圧の設定
- 観測エネルギー帯を一定に保つようにコンパレータのスレッシュホールドの設定
- 南大西洋磁気異常帯 (SAA) 等の荷電粒子帯の判定
- WBM ロジック基板上の SRAM にためられた観測データの工学部側への転送
- 工学部との通信

本章では、ガンマ線バーストの判定ロジック、位置決定方法、SAA の判定方法について述べる。

7.2 ガンマ線バースト判定ロジック

7.2.1 背景

TSUBAME は軌道上において IIS のような常時接続の通信システムを持っていないので、GRB の検出と位置決定はオンボードコンピュータを用いて行なう必要がある。GRB のガンマ線放射は瞬間的であることから、検出イベント数の急激な増加を検知することで

判定することができる。WBM は一定の時間間隔で放射線イベントの計算を行なっているが、増光の有意性を定量的に検討するため、一定時間過去のカウント数を平常時のイベント数として参照し、これに対して現在のイベント数が有意に増加したかどうかを検定する。一般的にこの平常時イベントを取得するタイムウィンドウをバックグラウンド、現在のイベントを取得するタイムウィンドウをフォアグラウンドと呼ぶ。過去の実験 (HETE II, Vera, PVO, ISEE-3, Ginga, and BATSE) においては、フォアグラウンドの幅を 0.064 sec から 4 sec の範囲で変化を探してトリガー判定を行なっている。バックグラウンドの変化はフォアグラウンドより過去の、16 から 30 秒間の光子カウントを足し合わせ平均化したものを用いる。

GRB トリガー判定には 2 つの「障害」がある。一つ目は、光子統計のポアソンによる揺らぎである。これにより確率的にフォアグラウンドのカウントがバックグラウンドのカウントに対して有意に大きくなることがあり、誤ってトリガー判定をする可能性がある。二つ目は、太陽フレアと太陽フレアの地球大気による反射や、南太平洋磁気異常帯 (SAA) による光子カウントの急激な増加である。この二つの「障害」はトリガー判定のスレッシュホールドを上げれば問題ないが、GRB に対する感度が低下するので、暗い GRB が検知出来なくなる。

WBM 検出イベント数は統計揺らぎを持つので、その有意度はフォアグラウンドのカウントがバックグラウンドの揺らぎに対してどれだけ卓越しているかを計算して決定する。バックグラウンドイベント数の標準偏差を σ とした場合、GRB の判定基準をこの何倍にするかがきわめて重要な問題である。先行する実験では統計揺らぎよりも宇宙 X 線背景放射 (CXB)、X 線天体からの放射、観測装置由来のバックグラウンド (NXB) によるイベント変動を考慮し、GRB の検出閾値は 10σ 以上に設定されているようである。このため、ポアソンエラーによる誤検知はほとんど気にする必要が無い。

また、先行実験では主に NXB によるイベントデータの時間変動が問題になっている。例えば衛星の姿勢制御により検出イベント数が単調増加した場合、フォアグラウンドイベント数がバックグラウンドイベントの揺らぎに対して有意に増えた様にみえてしまう (逆もしかり)。このため殆どの実験 (PVO, Ginga, ISEE-3) は 90 % 以上は GRB ではなく誤検知となっている。これに対し、particle event をリダクション出来るため、誤検知を 50 % 程度に抑えている。

本研究では先行研究となるガンマ線バースト観測衛星のトリガーロジックを参考にして、偏光観測が期待されるロングバーストを取りこぼし無く、かつ間違いなく検知出来る適切な GRB 判定ロジックの開発を試みる。

7.2.2 判定方法

TSUBAM では、バックグラウンド、フォアグラウンドをそれぞれ一つ持つ「トラディショナルモデル」とバックグラウンドを2つ使って現在のカウントレートを内層して予想しフォアグラウンドからの変化を比較する「2バックグラウンドモデル」の2種類の GRB 判定ロジックを実装する図 7.1。

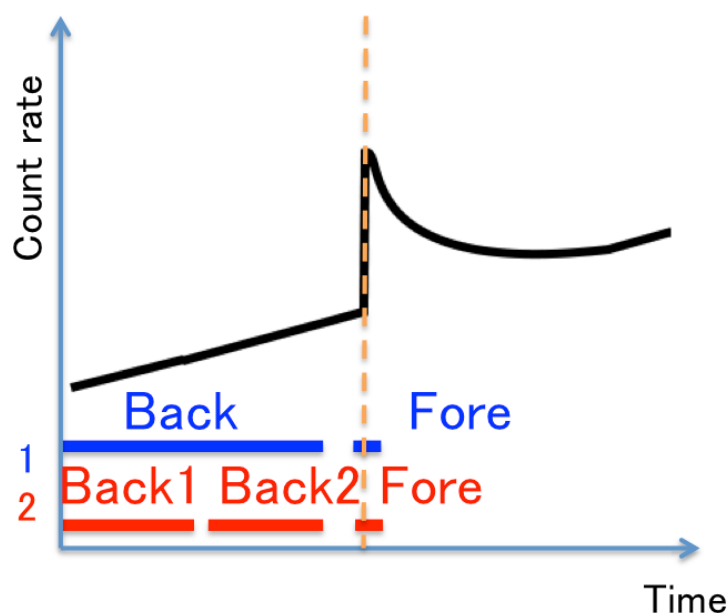


図 7.1: TSUBAME で用いる GRB 判定ロジック

トラディショナルモデル

バックグラウンドのカウントを C_{BG} 、フォアグラウンドのカウントを C_{FG} とする。バックグラウンド、フォアグラウンドの積分時間を T_{BG} 、 T_{FG} とする。現在の時刻で予想されるバックグラウンド BGD は

$$BGD = C_{BG} \times \frac{T_{BG}}{T_{FG}} \quad (7.1)$$

GRB の判定式は、

$$S = C_{FG} - BGD \leq \text{significance} \times \sigma_{BGD} \quad (7.2)$$

となる。significance は判定式の有意度を定めるパラメータで、機上で適切な値に設定する。

2 バックグラウンドモデル

2バックグラウンドモデルは、バックグラウンドを2通り取ることで、フォアグラウンドの値を予想するモデルである (図7.2)。

手前のバックグラウンドのカウント数を C_1 、次のバックグラウンドを C_2 、フォアグラウンドを C_F とし、それぞれの積分時間を、 T_1 、 T_2 、 T_F とする。また C_1 と C_2 、 C_2 と C_F の間隔をそれぞれ I_1 、 I_2 とする。現在の時刻で予想されるバックグラウンド BGD の値は、式??で表される。

$$BGD = \left(\left(\frac{C_2}{T_2} - \frac{C_1}{T_1} \right) \frac{T_2 + T_F + 2I_2}{T_1 + T_2 + 2I_1} + \frac{C_2}{T_2} \right) T_F \quad (7.3)$$

予想されたバックグラウンドはポアソンで揺らぐので BGD の揺らぎ σ_{BGD} は $\sqrt{BGD}$ で表される。GRB の判定式は、

$$S = C_F - BGD \leq \text{significance} \times \sigma_{BGD} \quad (7.4)$$

となる。

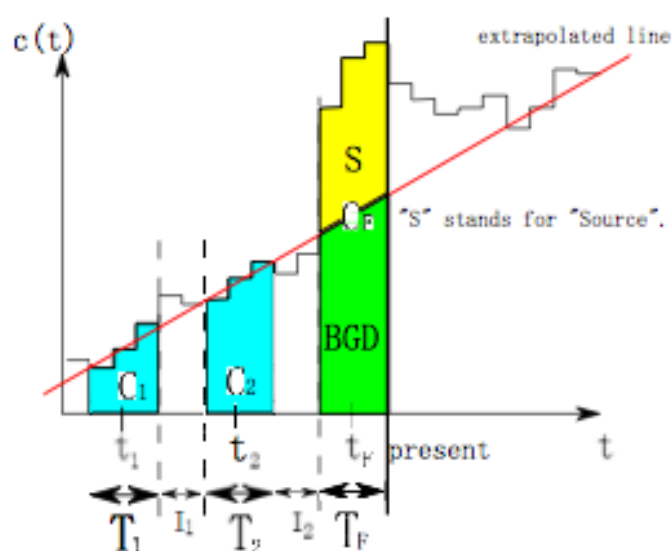


図 7.2: 2バックグラウンドモデル

フォアグラウンドの前にバックグラウンドを二つ取り、現在のバックグラウンドの値を予測することでトラディショナルモデルよりも誤検知を少なく押さえられる

バックグラウンド、フォアグラウンドの積分時間

トラディショナルモデルおよび、2バックグラウンドは共に現在のバックグラウンドを予想して、それがポアソンで揺らぐことを仮定している。ここの二つの判定式はバックグラウンドの推定エラーを考慮していない。なので、バックグラウンドを計測中に、WBMの計数が変化すると現在の計数を精度よく決定出来なくなる。実際、軌道上ではWBMの計数は一定の時間スケールで緩やかに変化すると予想される。図7.3はHETE-2で観測されたGRB001225の光度曲線である。これをみて分かる通り、HETE-2で検出器のカウント数は、数百秒の周期で緩やかに変化している。従って、GRB判定ロジックで用いるバックグラウンドの積分時間は、NXBの変化するタイムスケールよりも十分小さく、バックグラウンドの推定エラーが無視できるまで十分大きく取る必要がある。トラディショナルモデルでは、バックグラウンドの積分時間は、NXBの変動の影響を受けない10秒から30秒の間で変化させる。

フォアグラウンドの積分時間は、0.125秒から8秒程度までとる。二つの間隔は、2秒程度時間を空けて判定を行なう予定となっている。2バックグラウンドモデルでも同じようにバックグラウンドのフォアグラウンドの積分時間を変化させて、数通りのパターンを設ける(図7.5)。積分時間の最適化は栗田卒論で行なっている??。

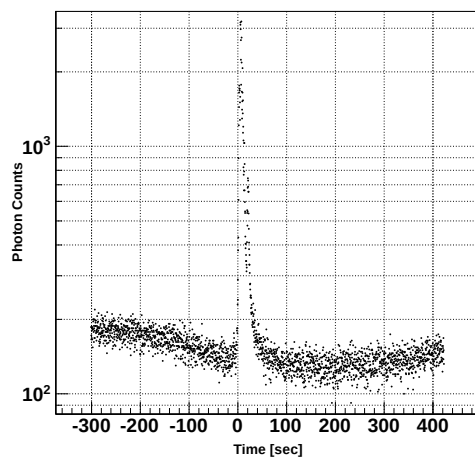


図 7.3: GRB001225 の光度変化 (-300 sec to 410 sec) [?]

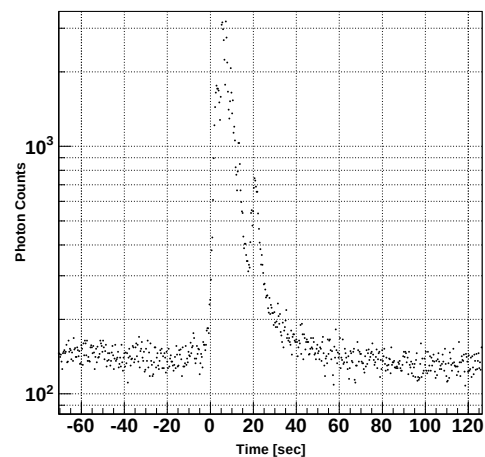


図 7.4: GRB001225 の光度変化 (-65 sec to 125 sec)

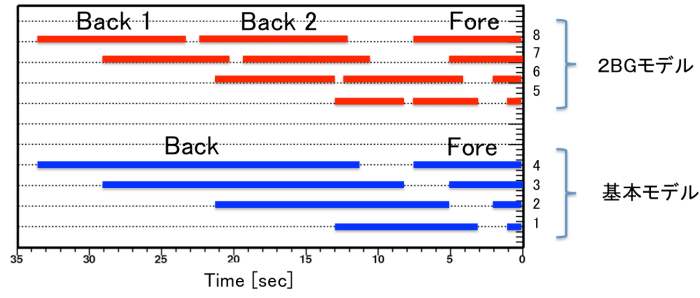


図 7.5: GRB 判定ロジックの積分時間

バックグラウンドの積分時間は、NXB の変化の影響を受けない 10 秒から、30 秒の間隔で取得する。フォアグラウンドの積分時間は、0.125 sec から 8 sec の間で数種類を用意する。

判定エネルギーバンド

GRB のエネルギーは GRB ごとに異なる。低エネルギー側で明るい GRB、高エネルギー側で明るい GRB と種類が色々あるので、WBM で同時に観測できる三つのエネルギー帯の計数情報を利用して、エネルギー帯ごとに GRB の判定を行なう。

7.2.3 荷電粒子帯の判定

SAA の判定には、WBM 検出器による SAA の判定と、CPU に実装した荷電粒子マップを用いた判定の 2 種類を設ける。

7.3 バーストモニターによる位置決定手法

GRB の位置決定は重心法を使う。WBM の検出器は衛星筐体 5 面に異なる角度で取り付けられており、GRB の観測で計数された値が、その面の法線方向のベクトルの大きさを表していると考ええる。したがって、それぞれのカウントは GRB のフラックスを F 、シンチレータの面積を S として、式 7.5, 7.5, 7.5 のように表せる。

$$N_X = FS \sin \theta \cos \phi \quad (7.5)$$

$$N_Y = FS \sin \theta \sin \phi \quad (7.6)$$

$$N_Z = FS \cos \theta \quad (7.7)$$

N_Z はトップパネルに取り付けられた WBM のカウント値を用いる。 N_X, N_Y は側面に取り付けられた WBM のうち、カウントの大きい二つの値を使用する。

よって入射角 θ, ϕ はそれぞれ式 7.8, 7.8 のように表される。

$$\theta = \arctan \sqrt{\frac{N_X^2 + N_Y^2}{N_Z^2}} \quad (7.8)$$

$$\phi = \arctan \frac{N_Y}{N_X} \quad (7.9)$$

第8章 広視野バーストモニター性能評価試験

本章では WBM の検出器の性能評価を行なう。

8.1 外乱雑音対策

8.1.1 目的

2012/10/21 に行なわれた TSUBAME にフライトモデルの WBM を組み込んだ状態での電波干渉試験で、通信系からの電波放射ノイズが乗る事が判明した。軌道上で地上との通信中に WBM にノイズが乗ってしまうと、GRB の誤検知につながり正確な測定が行えない。本実験では、電波干渉試験の結果とその対策や検証実験について述べる。

8.1.2 TSUBAME 組み込み電波干渉試験

目的

TSUBAME に搭載予定の機器を全て筐体に組み込んだ状態で試験する。フライトモデルと同一条件で WBM の動作確認及び、各通信機器の電源を入れた状態で各機器に異常が無い事を確認する。

セットアップ

WBM は衛星筐体 5 面にフライトモデルと同一の配置で取り付けられた (図??)。WBM の各検出器から出る電源、信号線はバルクヘッドの中にある理学回路ボックスに繋がられる。検出器から回路ボックスまでのハーネス長はそれぞれ、東に取り付けられた WBM(87 cm)、西 (59 cm)、南 (80 cm)、北 (23 cm)、TOP(23 cm) となっている。サイドパネルは導電性のある物質で出来ているため、WBM の各検出器とサイドパネルの間をカプトンテー

プを用いて電氣的に絶縁処理をした。これによって、WBM系全体のグラウンドは、理学回路ボックスと、筐体の一点のみで接地されている(図??)。

TSUBAMEにはFM送信機(437.505 MHz, 0.5 W)、CW送信機(437.275 MHz, 0.1 W)、S band 送信機(2.2716 GHz, 0.1 または 1 W)の3種類が取り付けられている(図 8.1)。TSUBAMEの通信系を構成する機器を表 8.1.2 に示す。

表 8.1: TSUBAME に取り付けられた通信機の仕様。

通信機 FM(Frequency modulation) とは、情報を搬送波の周波数変化で伝達する変調方式である。CW(continuous wave) は FM とは異なり、無変調波をオン、オフすることで情報を伝達する通信方式である。

無線機	周波数	通信形式	通信プロトコル	送信出力 (W)
FM	437.505 MHz	AFSK 1200bps	AX.25/SRL2.0	0.5
CW	437.275 MHz	CW	CW	0.1
S-band	2.2716 GHz	BPSK	CCSDS 準拠	0.1 または 1

試験はWBMに電源を入れて高電圧を印加した状態で、各通信機器をオン、オフして雑音強度のスペクトルを取得し、評価する。WBMへの高電圧は380 V(増幅率40 – 45 相当)、温度は27 ~ 30 °Cの間で測定した。TSUBAMEには校正線源として¹³⁷Csを搭載しているので何も通信機をオンにしていなくてもバックグラウンドとして¹³⁷Csが存在する。

実験結果

FM, CW, S-Bandそれぞれにおける雑音強度を図 8.2 に示す。FM送信機をオンにした時、全ての検出器に雑音に乗った。CW送信機をオンにしたときは西側の検出器にのみ、雑音に乗った。S-band送信機をオンにした時は、トップと西の検出器に雑音に乗った。西側の検出器は全ての通信機の影響を受けており、他の検出器に比べて雑音が乗りやすい。

また、上記セットアップとは別に、西側の検出器のアルミ筐体を、ケーブルを用いてサイドパネルと導通させ、サイドパネルと同電位にした状態でも雑音強度を測定した(図 8.3)。CW送信機をオンにして雑音強度を測ると、アルミ筐体をサイドパネルと同電位にしていなくても雑音強度が下がった。また、CW送信機の終端を適切な抵抗で終端処理した場合、CW送信機からの雑音は西側の検出器に乗らなかった。

次に、西側のWBM付近の電波放射を簡易なアンテナを使って調べた(図 8.4)。オシロ

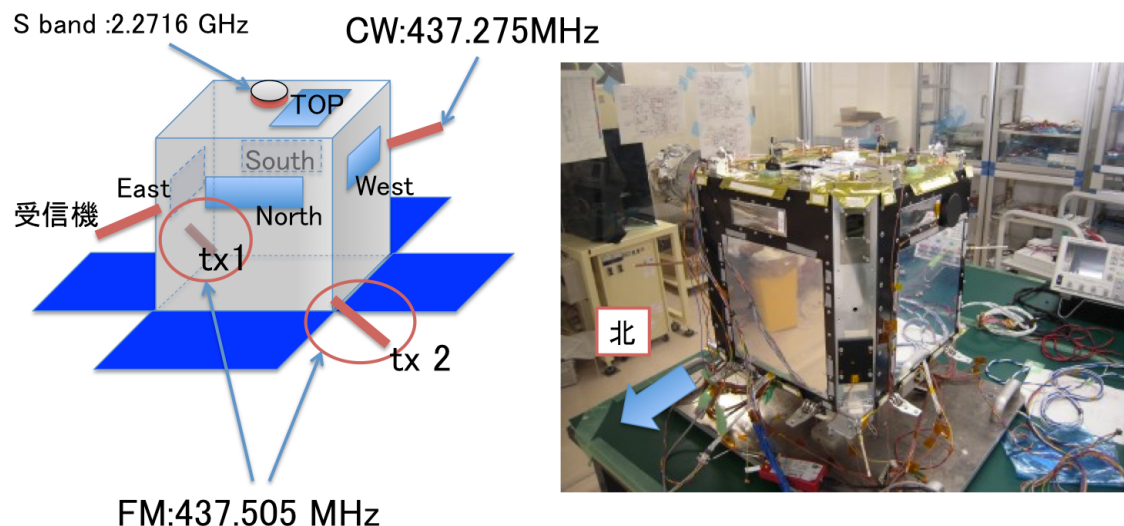


図 8.1: 組み込み電波干渉試験のセットアップ図。

tx は FM 送信機を示す。FM 送信機は衛星の側面に対になる形で 2 機取り付けられており、軌道上では交互に送信を繰り返す。S-band 送信機はトップパネルに取り付けられている。

スコープのプローブを、グランド端子と信号端子を繋げグラウンドループの輪っかを作成し、簡易なループアンテナを作成した。通信機をオンにした状態で、西側の検出器付近の電波放射を調べると、CW 送信機がオンの時に衛星筐体全体から雑音が発生している事が分かった。西側の WBM 付近では、西側の検出器の筐体グラウンドを、サイドパネルとケーブルを使用して同電位にしたときと、しないときでは、前者の方が雑音が減少した。

考察

結果から、WBM の検出器には各通信機から雑音に乗ると分かった。西側の検出器のアルミ筐体をサイドパネルのグラウンドに落とした時に、CW 送信機からの雑音が減ったことから、WBM 検出器のグラウンド経路の取り方で雑音強度が変化すると言える。

WBM 検出器のグラウンドは、理学回路ボックスと HV、信号、電源の 3 系統のケーブルだけでつながれている。理学回路ボックスから WBM の検出器までの距離は最長で 80 cm と長い。3 系統のケーブルをまとめてシールドをする等の処理はされていないので、WBM のケーブルがループアンテナになって雑音を拾っている可能性もある。

また、現状では通信機の終端のインピーダンス整合が取れていない。CW 送信機から出力された信号の何割かは、アンテナ部分で反射を起こしてしまい、これが何か悪さをして

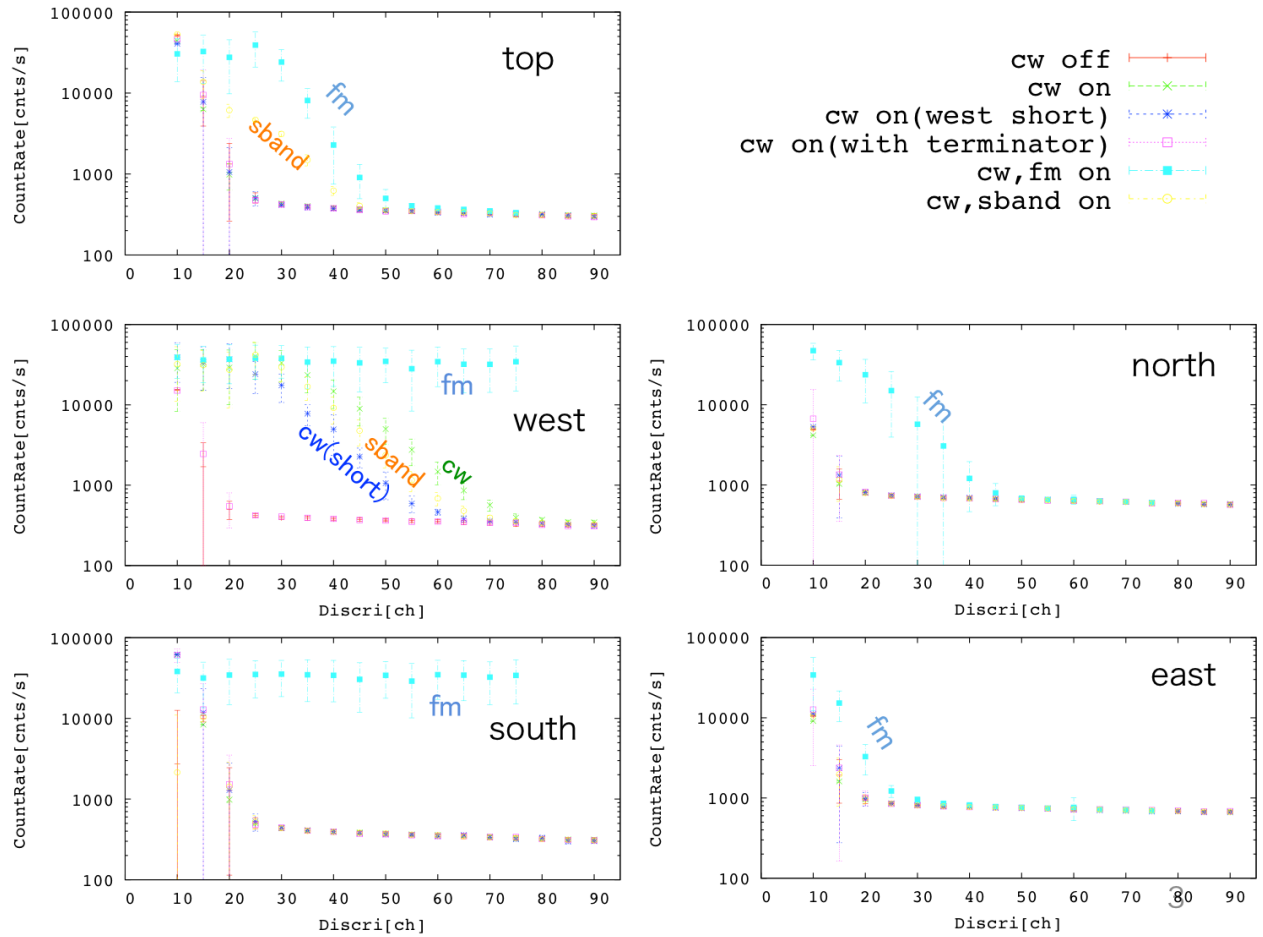


図 8.2: test

いるかもしれない。通信機の終端のインピーダンスは後で微調整する予定であり、調整後に再度電波干渉試験を行なう予定となっている。

FM, S-band 送信機は、地上からの運用時のみオンになるので、FM, S-band 送信機で通信中は WBM で観測を行わない等の、運用やシーケンスの組み方で対処出来る。しかし、CW 送信機は衛星が打ち上げてから常にオン状態が続くので現状では CW からの雑音に乗って、WBM で観測を行えない。従って本試験の結果を元に WBM に対して外乱雑音対策を施す必要が出て来た。

まとめ

WBM を TSUBAME のフライトモデルに組み込んだ状態で動作試験を行った。FM, CW, S-band などの通信機をオンにすると全ての WBM に雑音に乗った。雑音の原因は、WBM の外乱雑音対策が不十分である事、通信機のインピーダンス整合が取れていない事が上げ

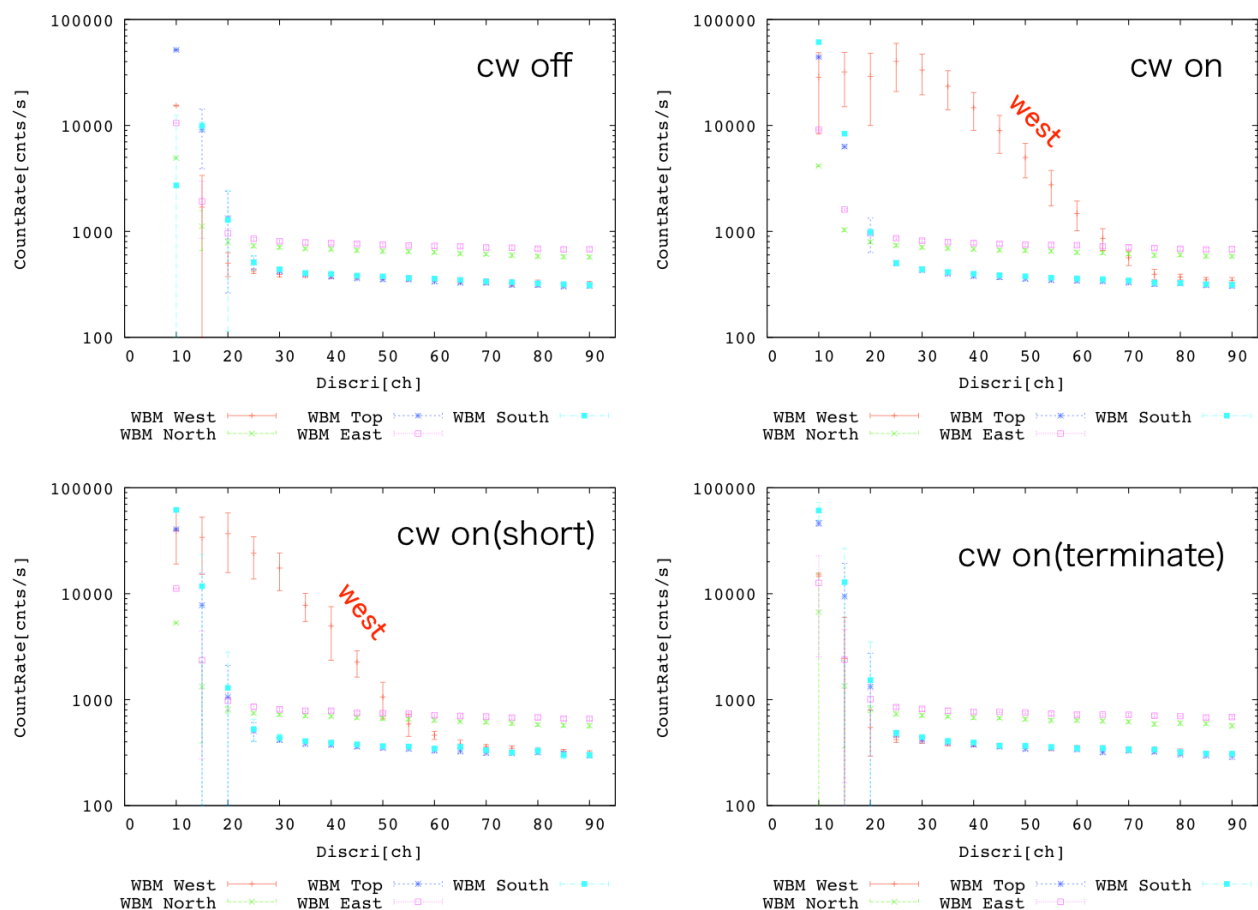


図 8.3: test

られる。

通信機側は打ち上げ前にインピーダンスの微調整を工学部行なってもらう。WBM側は、どこから雑音が混入しているか、どのような外乱雑音対策が有効かを検討する必要がある。来た。

プローブをアンテナにしてWBM westの近くで測定

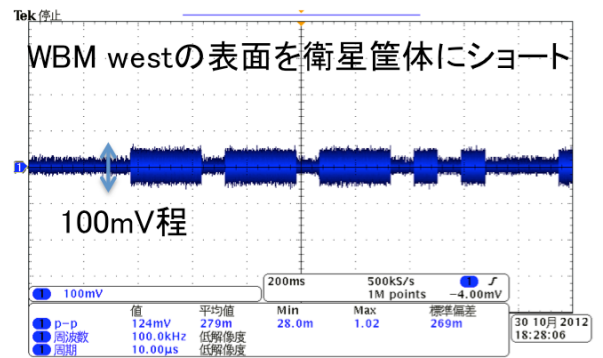
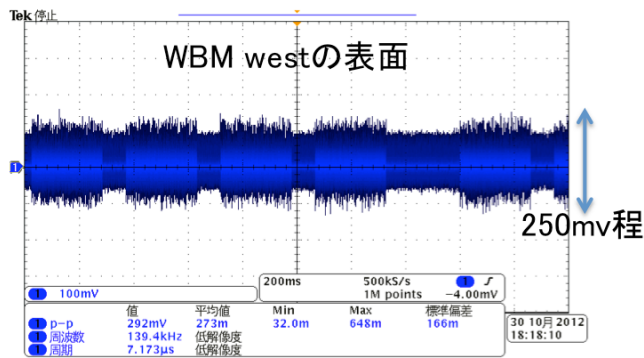
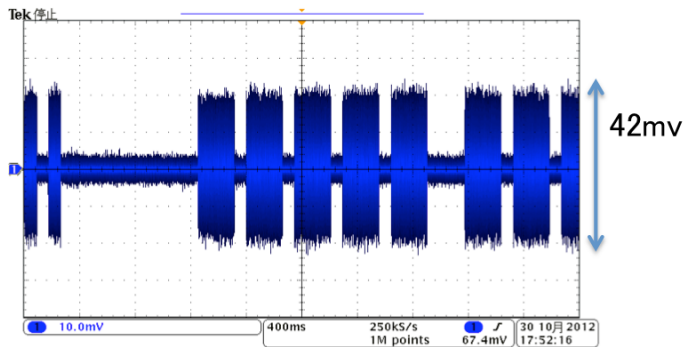


図 8.4: test

8.1.3 簡易電波干渉試験

本試験では前節で行なった WBM を TSUBAME 筐体に組み込んだ状態での電波干渉試験を元に、手持ちの無線機を使用して WBM 検出器のどこから雑音が混入しているかを調査する。

実験セットアップ

実験のセットアップを図 8.5 に示す。電波放射源としてハンディの無線機 (ID-80) を使用した。無線機の周波数は、FM で用いられる予定の 437.505 MHz とし、出力も実際に軌道上と用いられるものと同じ 0.5 W に設定した。

実験ではまず始めに雑音の混入経路を調べる。電磁シールド対策無し、ケーブルをシールド、グラウンドの強化、HV ケーブル無し、アルミホイルで筐体をシールド、アルミホイルで全体を覆う場合の 5 種類の外乱雑音対策を WBM の検出器に施す。この状態でハンディの送信機を一定の距離 (検出器から 40 cm) に置いて、出力をオンにした状態で雑音強度を調べた (図 8.6)。

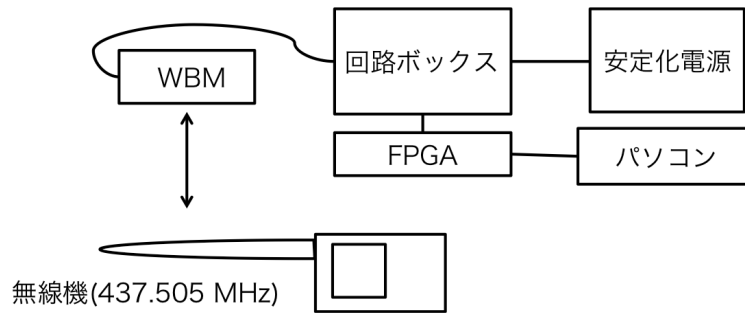


図 8.5: 簡易電波環境試験のセットアップ図。

机の上に WBM, 無線機, その他読み出し回路系、安定化電源を置き、WBM に様々な電磁シールドを試して雑音レベルの測定を行なった。

次に雑音の距離依存性を調べる為に、机の上に WBM を置き無線機の距離を 5 ～ 50 cm と変化させて雑音強度の変化を測定した。

実験結果

図 8.6 の対策における雑音強度を図 (8.7) に示す。筐体の電源ケーブル引き出し口をシールドか筐体から出る全てのケーブルをシールドすると、無線機による雑音は乗らなかった。高電圧のケーブルを外したときは雑音が減った。アルミホイルで WBM 筐体と WBM ロジック基板のグラウンドインピーダンスを下げる対策を行なったときは、対策無しするときよりも雑音強度が上がった。

フライトモデルでの対策

WBM 検出器の雑音対策としては、筐体の電源ケーブル引き出し口をシールドすることと、ケーブル全体をシールドすることが有効であると分かった。フライトモデルでは、電源ケーブルの引き出し口は銅テープを用いて穴を塞ぐ対策をする。また筐体から出るすべてのケーブルは銅製のメッシュを用いてつつみ、その上をガラスクロステープで固定して電磁シールドをする。今後は、上記の対策をした上で、フライトモデルの WBM を衛星に組み込んで電波干渉試験をする予定となっている。

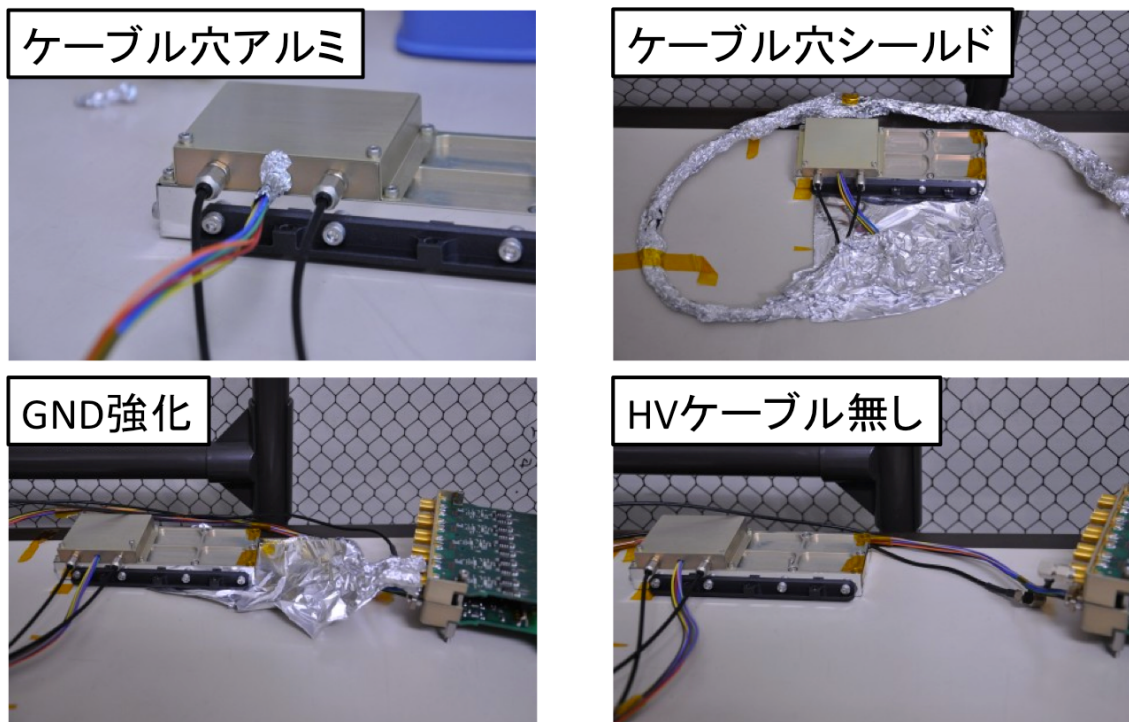


図 8.6: WBM 検出器に施した外乱雑音対策。

左上：WBM のアルミ筐体には電源ケーブルを通す為に穴が空いており、ここからノイズが混入する事が考えられる。右上:ケーブルは高電圧、信号、電源と 3 系統あり、グラウンドのループが発生している。このグラウンドループを無くす為にケーブルをアルミホイルでシールドする。左下:WBM 筐体と回路ボックス間のグラウンド接続はケーブルが長い為グラウンドインピーダンスが高い可能性がある。アルミホイルでグラウンドをつなぐ事でグラウンドインピーダンスを下げ、ノイズが乗りにくくする。右下:ノイズに一番敏感なのは高電圧部分であり、ここのグラウンドループを無くす事でノイズが乗らなくなるかどうかを確認する。

8.2 搭載用検出器校正試験

8.2.1 目的

WBM を軌道上で温度補正するためには予め地上実験において WBM 検出器の一定温度、一定電圧における増幅率の測定を細かく取得しておく必要がある。軌道上では $30 \sim -40^{\circ}\text{C}$ まで温度が変化するのが予想されるので、本実験ではこの温度範囲における WBM フライトモデルの増幅率特性を取得する事を目的とする。

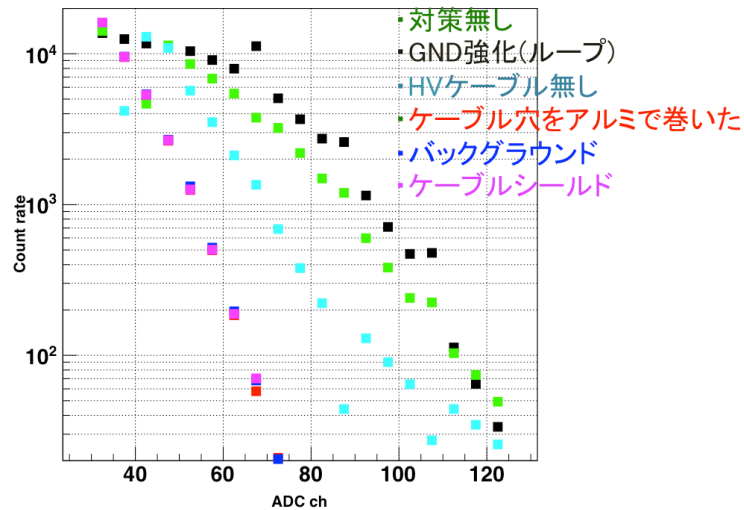


図 8.7: 様々な雑音対策を施して、無線機を ON にした時のスペクトル
筐体のケーブルの引き出し口を塞いだときと、ケーブルをアルミホイルでシールドした
ときは、無線機の雑音に乗ることが無かった。高電圧 (HV) ケーブルを外して無線機をオ
ンにすると雑音が減った。アルミホイルで筐体と WBM ロジック基板のグランドを導通
させただけでは雑音は減らなかった。

8.2.2 実験手法

実験セットアップ

実験セットアップは図 8.8 に示した。WBM 検出器、WBM ロジック基板、WBM 電源
基板は恒温槽の中に入れたまま温度変化させて測定を行なう。本試験では CPU は WBM
FPGA に接続されていない。CPU にあたる部分は通信用の FPGA を代用して、WBM
FPGA の HK メモリを読み出した。通信用の FPGA は恒温槽の外に設置されている。通
信用の FPGA とパソコンはシリアル通信を用いてデータをやり取りする。WBM には本
来スペクトルを取得する機能はついていないが、コンパレータのスレッシュホールドをウィン
ドディスクリとして使用し、シングルチャンネルアナライザとなるプログラムを作成し
た。一つのウィンドの積分時間は 100 sec とし、幅は APD の増幅率によって 6 mV ~ 15
mV と変化させた。

線源は ^{57}Co と ^{137}Cs を用いる。測定温度は、30 deg から -40 deg まで 5 deg 刻みで行
ない、電圧は、APD の増幅率が 30 から 100 を超えるところまで測定した。

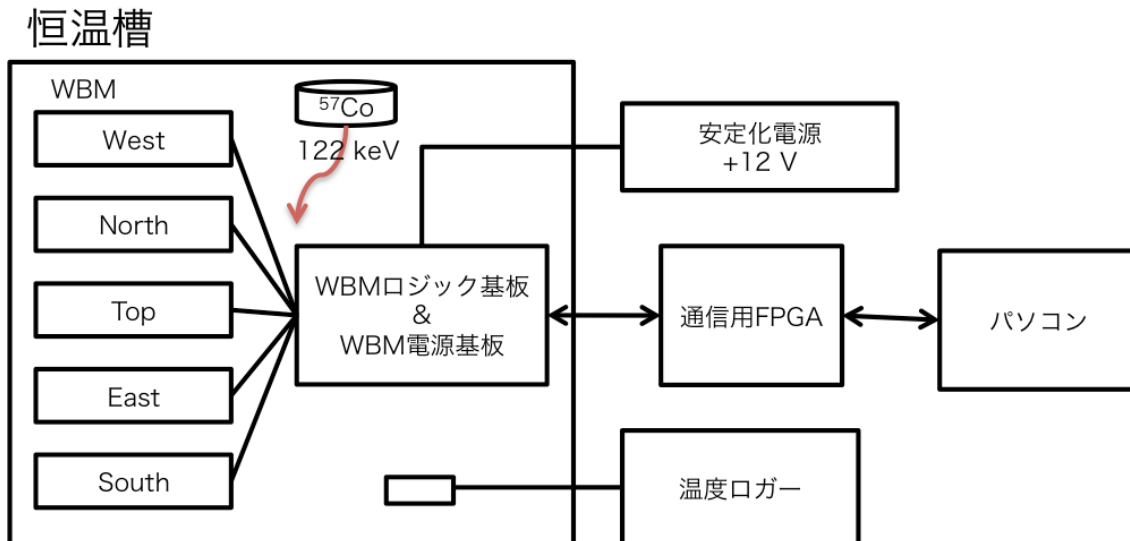


図 8.8: 衛星搭載用検出器校正試験のセットアップ。

恒温槽の中には WBM 検出器 5 個と WBM ロジック基板、WBM 電源基板が入っている。WBM ロジック基板の HK バッファ(カウントデータ)の読み出しには通信用 FPGA を回してパソコンを使用する。各基板には安定化電源 (+12 V) を供給し、WBM への高電圧や電源は WBM 電源基板を回して供給した。恒温槽内部と、検出器には熱電対が取り付けられており、測定中や温度遷移中の各点における温度をモニターしている。

常圧での校正試験について

本来検出器の校正は軌道上と同じ環境下で行なう事が正しい。今回は軌道上とは違い、真空ではなく常圧で校正試験を行なう。真空下では常圧とは違い、空気の対流が無いので筐体に溜まった熱が逃げにくい。APD の温度をモニターする温度計は、CSA 基板の上に設置されている。CSA 基板上のプリアンプは発熱体であり、ここで発生した熱を上手く逃がさないと、真空中で温度計と APD の間に温度差が発生してしまい正しい温度補正が行えない。

我々は、CSA 基板と APD 基板の間を熱伝導率の高いグラファイトシートで接続した。グラファイトシートは箔方向に高い熱伝導率 (600 ~ 800 W/mK) があり、CSA 基板の熱を効率的に筐体に逃がすことができる。

真空中での WBM 検出器の温度分布は校正試験の前に測定している。グラファイトシートを CSA 基板と筐体の間に貼付けた状態であれば、CSA 基板の温度計と、APD の温度差は 1 °C 以内に収まっている (図 8.9)。温度差が 1 °C 以内に収まれば、増幅率の変動は 2 %程度に押さえられるので実際の観測には影響がないと考えられる。真空中で CSA 基

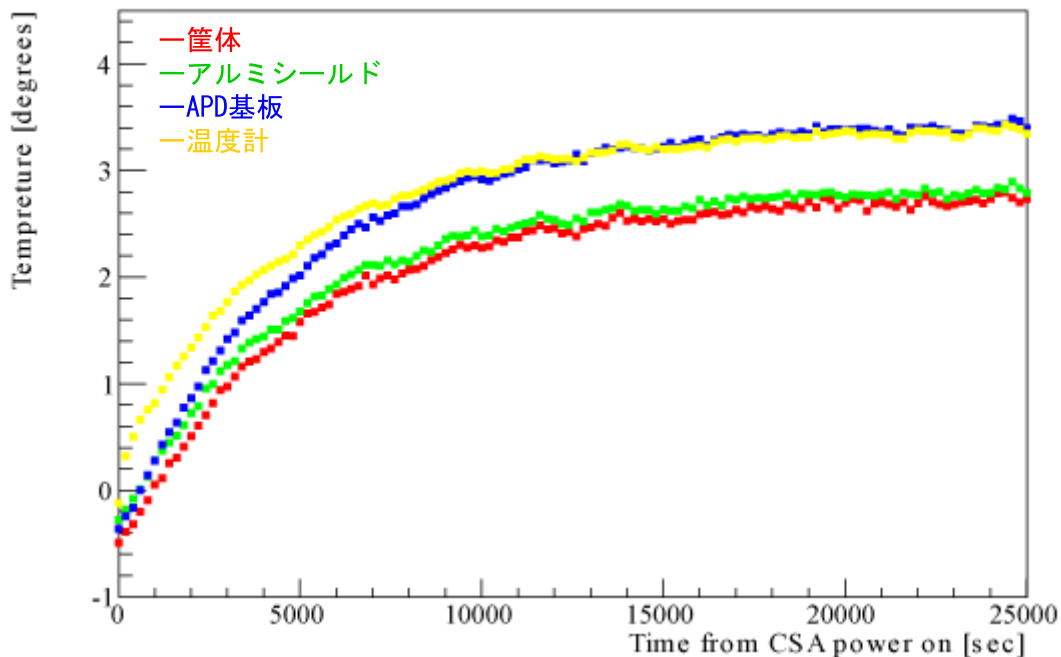


図 8.9: WBM 検出器の真空中における温度分布。

時間が立つごとに筐体と温度計の温度差は広がって行くが、25000 sec 後には平衡に達し、その温度差は約 0.7 °C となる。

板と APD の温度差がないと確認できたので、今回の校正試験は真空ではなく常圧環境下で行った。

8.2.3 実験結果

測定の結果、全ての温度においてエネルギースレッシュホールド 30 keV 以下を達成した。25 deg、APD 増幅率が 50 の時の測定結果を図 8.10 に示す。

8.2.4 温度補正関数の作成のためのデータ解析

フライトモデル校正試験でえられた結果を元に、温度補正関数の作成を試みる。温度補正関数作成に必要なデータは、増幅率が 50, 70, 100 になる電圧、温度の関係式と各温度と電圧に対する増幅率の表 (ゲインマップ) である。この二つのデータは以下の手順で作成した。

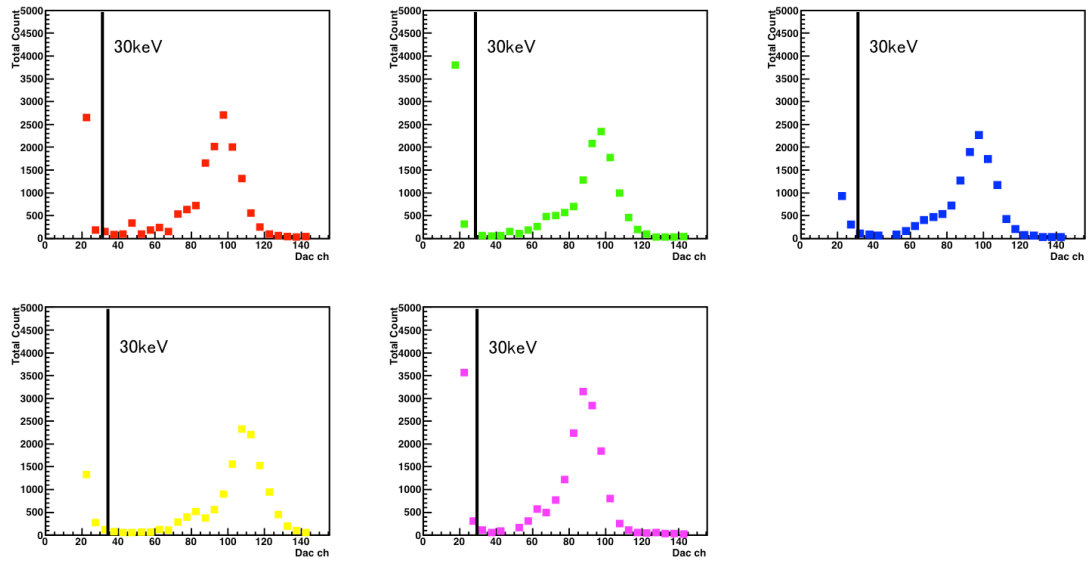


図 8.10: 25 deg、APD 増幅率が 50 の時の測定結果

雑音強度は TSUBAME 軌道上で予想される最悪条件、25 deg でも全ての検出器で 30 keV を下回っている。

1. 温度固定で、電圧と増幅率平面に対して 3 次関数でスプライン補間
2. 各温度で、増幅率が 50, 70, 100 となる電圧を抽出
3. 電圧固定で、温度と増幅率の平面に対して 3 次関数でスプライン補間
4. 各電圧で増幅率が 50, 70, 100 の部分の温度を抽出
5. 2, 4 で得られた点を通る曲線を 3 次関数でフィッティング

スプライン補間は、 $n+1$ 個の点 $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)$ を二つの点の区間 $[x_j \sim x_{j+1}]$ ごとに別々の式 $S_j(x)$ を設定して緩やかな曲線にし、極端な補間値にならないようにする補間法である。

区間 $[x_j \sim x_{j+1}]$ における三次式を

$$S_j = a_j(x - x_j)^3 + b_j(x - x_j)^2 + c_j(x - x_j) + d_j \quad (8.1)$$

とする。この式に、 $S_{j-1}(x)$ と $S_j(x)$ の 1 次導関数と 2 次導関数の値が等しいという条件を課す。さらに、始点 x_0 と終点 x_n での二次関数の値が 0 であるとする。これを計算すると、各区間において、 $S_j(x)$ 全ての計数を解くことが可能となり、測定結果を補間した関数の作成が出来る。

温度を固定で電圧と増幅率平面に対してスプライン補間を行なった結果を 8.11 に示す。また、手順 1 から 5 までを踏んで、増幅率が 50, 70, 100 になる電圧、温度のグラフとそのフィッティング曲線を図 8.12 に示す。各方向に設置された WBM のゲイン 50,70,100 に対して

$$y = ax^3 + bx^2 + cx + d \quad (8.2)$$

でフィッティングを行った。その結果を表 8.2 から表 8.6 に記す。

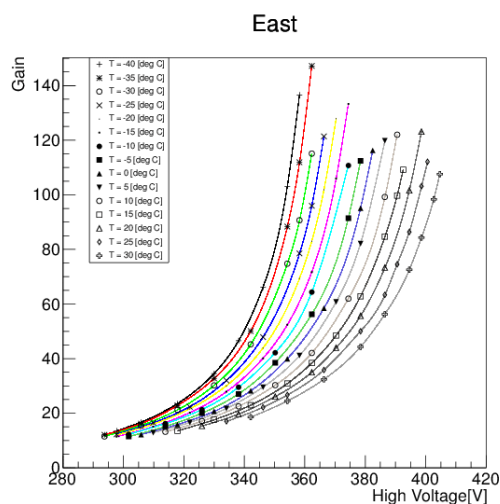


図 8.11: 東 WBM のスプライン補間結果

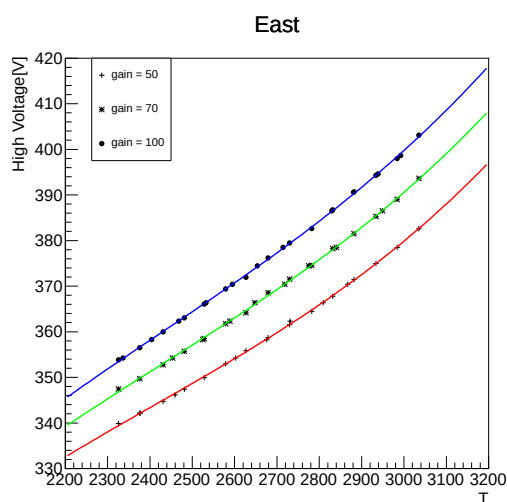


図 8.12: 東 WBM の増幅率 50, 70, 100 となる T-V 曲線

表 8.2: WBM(West) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果

gain	a	b	c	d
50	$(2.477 \pm 0.002729) \times 10^{-8}$	$(-1.723 \pm 0.00104) \times 10^{-4}$	0.4479 ± 0.0002843	-82.86 ± 0.53
70	$(2.382 \pm 0.003) \times 10^{-8}$	$(-1.682 \pm 0.001145) \times 10^{-4}$	0.4511 ± 0.0003139	-92.48 ± 0.60
100	$(2.335 \pm 0.002057) \times 10^{-8}$	$(-1.659 \pm 0.0007912) \times 10^{-4}$	0.4519 ± 0.0002168	-94.53 ± 0.40

表 8.3: WBM(North) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果

gain	a	b	c	d
50	$(2.415 \pm 0.002128) \times 10^{-8}$	$(-1.71 \pm 0.000809) \times 10^{-4}$	0.4562 ± 0.0002193	-102.2 ± 0.40
70	$(2.33 \pm 0.002275) \times 10^{-8}$	$(-1.671 \pm 0.0008658) \times 10^{-4}$	0.4582 ± 0.0002357	-109.6 ± 0.00
100	$(2.281 \pm 0.002415) \times 10^{-8}$	$(-1.643 \pm 0.0009259) \times 10^{-4}$	0.4575 ± 0.0002531	-109.9 ± 0.47

表 8.4: WBM(Top) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果

gain	a	b	c	d
50	$(2.663 \pm 0.004555) \times 10^{-8}$	$(-1.778 \pm 0.001728) \times 10^{-4}$	0.4324 ± 0.0004723	-36.85 ± 0.897
70	$(2.576 \pm 0.005972) \times 10^{-8}$	$(-1.742 \pm 0.002273) \times 10^{-4}$	0.4379 ± 0.0006205	-50.42 ± 1.18
100	$(2.49 \pm 0.003442) \times 10^{-8}$	$(-1.703 \pm 0.001319) \times 10^{-4}$	0.4398 ± 0.0003613	-58.93 ± 0.682

表 8.5: WBM(East) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果

gain	a	b	c	d
50	$(2.244 \pm 0.002502) \times 10^{-8}$	$(-1.638 \pm 0.0009593) \times 10^{-4}$	0.4608 ± 0.0002617	-114.8 ± 0.49
70	$(2.271 \pm 0.003132) \times 10^{-8}$	$(-1.657 \pm 0.001191) \times 10^{-4}$	0.462 ± 0.0003248	-116.8 ± 0.61
100	$(2.244 \pm 0.002502) \times 10^{-8}$	$(-1.638 \pm 0.0009593) \times 10^{-4}$	0.4608 ± 0.0002617	-114.8 ± 0.49

表 8.6: WBM(South) のゲイン 50,70,100 に対するフィッティング結果

gain	a	b	c	d
50	$(2.43 \pm 0.002057) \times 10^{-8}$	$(-1.719 \pm 0.0007807) \times 10^{-4}$	0.4513 ± 0.0002129	-83.64 ± 0.40
70	$(2.318 \pm 0.002292) \times 10^{-8}$	$(-1.678 \pm 0.0008723) \times 10^{-4}$	0.459 ± 0.0002376	-102.1 ± 0.45
100	$(2.283 \pm 0.001486) \times 10^{-8}$	$(-1.656 \pm 0.0005685) \times 10^{-4}$	0.4597 ± 0.0001547	-105 ± 0.2919

8.2.5 まとめ

WBM の検出器の校正試験を行なった。測定温度範囲は軌道上で予想される-40 deg から 30 deg まで 5 deg 刻みで測定を行なった。各温度で APD の増幅率が 30 から 100 を超える点まで測定を行なった。結果、すべての温度において WBM の最低検出可能エネルギー 30 keV を達成し、全温度範囲において WBM が正常に動作する事を確認した。

また測定結果を元に、温度補正関数の作成を行なった。まず V-Gain(温度一定) グラフに対してスプライン補間を書けて、プロットの間の点の値を求めた。どうように T-Gain(電圧一定) のグラフに対しても同様にスプライン補間を行ない、二つを合わせて、各検出器の増幅率 50,70,100 における T-V プロットの作成を行なった。T-V プロットは三次の関数で良く合い、この関数を軌道上に置ける温度補正関数として用いる予定である。

第9章 まとめ

本研究では APD のスクリーニング方法の検討、及び低温における受け入れ動作試験を行い。フライトモデルに用いる素子を選定した。また APD の後段に続く前置感受型増幅器、波形整形器のパラメータを WBM に合わせて最適化を行い。WBM フライトモデルの製作行なった。その後、我々は先行研究となる HETE-II の判定方法を参考に、明るい GRB を効率的に検出できる判定ロジックの実装を試みた。最後にフライトモデルの WBM に対して校正試験を行ない。ある温度、電圧における検出器の増幅特性を細かく調べた。5 系統すべての検出器は軌道上で予想される温度範囲 (-40°C から 25°C) で検出可能エネルギー閾値 30 keV を達成しており、軌道上でも問題なく動作することが予想される。

付 録 A 余剰雑音計数

内部増幅機能をもった検出器では、はじめの信号が増幅されると出てくる信号は増幅揺らぎを伴う。増幅揺らぎは余剰雑音計数 (excess noise factor) F を用いて表され、 F は

$$F = \frac{\langle m^2 \rangle}{\langle m \rangle^2} = \frac{\langle m^2 \rangle}{M^2} \quad (\text{A.1})$$

で定義されている。通常の写真ダイオードのような増幅機能を持たない検出器では $F=1$ 、典型的な光電子増倍管では $F=1.2$ である。特に増幅領域の薄い APD は増幅層内部での散乱回数が少ないためこれが大きい傾向になる。今回、 F の値として、浜松ホトニクス製の APD S8664 で計測を行った値を用いた。

$$F(M) = aM^2 + bM + c \quad (\text{A.2})$$

$$a = 9.97613 \times 10^{-5} \quad b = 0.00999756 \quad c = 1.52664$$

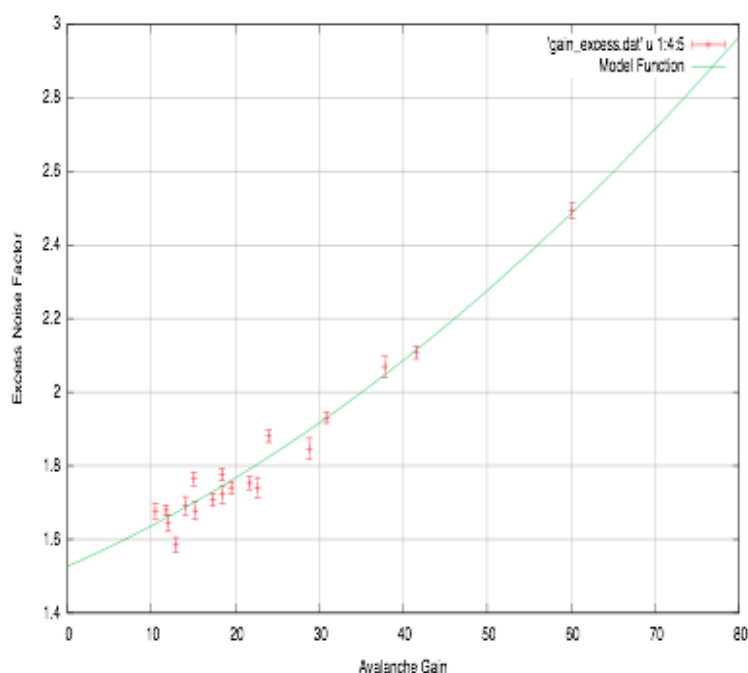


図 A.1: 浜松ホトニクス製 APD : S8664 の余剰雑音計数

付 録 B House Keeping Data フォーマット

0x00	STATH	ステータス上位 8bit	0x10	CNT1AH	WBM1 カウンタ A 上位 8 bit
0x01	STATL	ステータス下位 8bit	0x11	CNT1AL	WBM1 カウンタ A 下位 8 bit
0x02	RPH	リングバッファポインター上位 8bit	0x12	CNT1BH	WBM1 カウンタ B 上位 8 bit
0x03	RPL	リングバッファポインター下位 8bit	0x13	CNT1BL	WBM1 カウンタ B 下位 8 bit
0x04	HK1H	ADC1 データ上位 8bit	0x14	CNT1CH	
0x05	HK1L	ADC1 データ下位 8bit	0x15	CNT1CL	
0x06	HK2H	ADC2 データ上位 8bit	0x16	CNT1DH	
0x07	HK2L		0x17	CNT1DL	
0x08	HK3H		0x18	CNT2AH	WBM2 カウンター A
0x09	HK3L		0x19	CNT2AL	
0x0a	HK4H		0x1a	CNT2BH	
0x0b	HK4L		0x1b	CNT2BL	
0x0c	(reserved)	0	0x1c	CNT2CH	
0x0d	(reserved)	0	0x1d	CNT2CL	
0x0e	(reserved)	0	0x1e	CNT2DH	
0x0f	(reserved)	0	0x1f	CNT2DL	

表 B.1: HK メモリアドレスマップ 1

0x20	CNT3AH	WBM3 カウンタ A 上位 8 bit	0x30	CNT5AH	
0x21	CNT3AL		0x31	CNT5AL	
0x22	CNT3BH		0x32	CNT5BH	
0x23	CNT3BL		0x33	CNT5BL	
0x24	CNT3CH		0x34	CNT5CH	
0x25	CNT3CL		0x35	CNT5CL	
0x26	CNT3DH		0x36	CNT5DH	
0x27	CNT3DL		0x37	CNT5DL	
0x28	CNT4AH		0x38	DT1A	WBM1 カウンタ A デッドタイム
0x29	CNT4AL		0x39	DT1B	WBM1 カウンタ B デッドタイム
0x2a	CNT4BH		0x3a	DT1C	
0x2b	CNT4BL		0x3b	DT1D	
0x2c	CNT4CH		0x3c	DT2A	
0x2d	CNT4CL		0x3d	DT2B	
0x2e	CNT4DH		0x3e	DT2C	
0x2f	CNT4DL		0x3f	DT2D	

表 B.2: HK メモリーアドレスマップ 2

0x40	DT3A	WBM3 カウンタ A デッドタイム
0x41	DT3B	
0x42	DT3C	
0x43	DT3D	
0x44	DT4A	
0x45	DT4B	
0x46	DT4C	
0x47	DT4D	
0x48	DT5A	
0x49	DT5B	
0x4a	DT5C	
0x4b	DT5D	
0x4c-0x7f	(reserved)	0

表 B.3: HK メモリーアドレスマップ 3

bit	データ名	データ内容
15	積分中	(START コマンド後、STOP コマンドまでは積分中)
14	/SHDN	WBM POWER WBM 電源基板電源 0: OFF 1:ON
13	/SHDN5	WBM 電源基板レギュレータ 1 0:OFF 1:ON
12	/SHDN4	
11	/SHDN3	
10	/SHDN2	
9	/SHDN1	
8	busy_ringbuf	リングバッファ書き込み状態 1:書き込み中 0:読み出し中
7	reserved 0	
6	reserved 0	
5	reserved 0	
4	/OVC5	WBM 電源基板レギュレータ 1 状態 0:overcurrent 1:nomal
3	/OVC4	
2	/OVC3	
1	/OVC2	
0	/OVC1	

表 B.4: STAT データフォーマット

MUX bit	データ名	データ内容
0	IMON1A	WBM1 +11V current
1	IMON1B	WBM1 +5V current
2	TEMP2	WBM2 温度
3	TEMP1	WBM1 温度
4	IMON2A	WBM2 +11V current
5	TEMP3	WBM3 温度
6	IMON2B	WBM2 +5V current
7	IMONVM	WBM 電源基板 内部電圧-5.5V current

bit	データ名	データ内容
0	IMON3B	WBM3 +5V current
1	TEMP4	WBM4 温度
2	IMON4A	WBM4 +11V current
3	IMON3A	WBM3 +11V current
4	IMON4B	WBM4 +5V current
5	IMON5B	WBM5 +5V current
6	TEMP5	WBM5 温度
7	IMON5A	WBM5 +11V current

表 B.5: ADC2 と MUX の HK 対応関係表

bit	データ名	データ内容
0	VHK2	WBM LOGIC 基板 FPGA コア電圧 VCORE current
1	VHK1	WBM LOGIC 基板 FPGA コア電圧 VCORE
2	VIO	WBM LOGIC 基板 IO 電圧 VIO
3	VHK3	WBM LOGIC 基板 IO 電圧 VIO current
4	VP	WBM 電源基板 内部電圧+5.5V
5	IMONHV	WBM 電源基板 HV 電流
6	HVMON	WBM 電源基板 HV 電圧
7	TEMP	WBM 電源基板 温度

表 B.6: ADC3 と MUX の HK 対応関係表

bit	データ名	データ内容
0	J22(未使用)	
1	J24(未使用)	
2	J25(未使用)	
3	J22(未使用)	
4	VMONHD	CPU 基板 HXCP Digital 電源 +12V J20-3,J20-4
5	VMONWH	WBM 電源基板 HV 電源 +12V J20-15,J20-16
6	VMONWA	WBM 電源基板 WBM プリアンプ電源 +12V J20-7,J20-8
7	VIN	WBM Logic 基板電源 +12V J20-11,J20-12

表 B.7: ADC4 と MUX の HK 対応関係表

関連図書

- [1] Z. Antunovic et al. "Radiation hard avalanche photodiodes for the CMS detector ", Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 537 (2005) 379 - 382
- [2] J.Kataoka et al. "Expected radiation damage of reverse-type APDs for the Astro-H mission", Journal of Instrumentation 7 P06001 (2012).
- [3] William R. Leo " Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments: A How-To Approach "
- [4] Y. Yatsu et al. "Study of avalanche photodiodes for soft X-ray detection below 20 keV" , Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A 564 (2006) 134 - 143
- [5] T. Tavenner et al. "The effectiveness of the HETE-2 Triggering Algorithm",Gamma-Ray Burst and After glow Astronomy 2001.
- [6] . Kataoka et al. "In-orbit performance of avalanche photodiode as radiation detector on board the picosatellite Cute-1.7+APD II" Journal of Geophysical Research: Space Physics Volume 115, Issue A5, May 2010
- [7] SPENVIS 荷電粒子分布シミュレータ
<http://www.spenvis.oma.be/>
- [8] 戸泉 貴裕, 修士論文「東工大衛星 Cute-1.7+APDII の荷電粒子観測とガンマ線バースト偏光観測衛星 TSUBAME の検出器開発」東京工業大学 (2009)
- [9] 榎本 雄太, 卒業論文「偏光観測衛星 TSUBAME 搭載用 硬 X 線偏光計の試作と性能評価」 東京工業大学 (2010)
- [10] 五十川知子, 修士論文「宇宙利用に向けた X 線 γ 線検出用アバランシェ γ フォトダイオードの開発」東京工業大学 (2005)

- [11] 津布久 佳宏, 修士論文「東工大小型衛星プロジェクトにおける理学モニター部の開発と性能評価」東京工業大学 (2008)
- [12] 常世田 和樹, 卒業論文 「ガンマ線突発天体に関する位置決定手法の研究」 東京工業大学 (2011)
- [13] 川上孝介, 卒業論文 「広視野バーストモニターのシステム構築」 東京工業大学 (2011)
- [14] 榎本 雄太, 修士論文 「超小型衛星 TSUBAME 搭載用理学検出器システムの開発」 東京工業大学 (2012)
- [15] 常世田和樹, 修士論文 「超小型衛星 TSUBAME 搭載用 γ 線バースト検出器フライトモデルの開発」 東京工業大学 (2013)
- [16] 倉本祐輔, 修士論文 「東工大衛星 Cute1.7 搭載 APD 荷電粒子モニターの開発」 東京工業大学 (2006)

謝辞

本研究を行うにあたり、多くの方々にお世話になりました。まず、指導教官として本研究の実施の機会を与えて頂いた河合教授に深く感謝致します。谷津助教授には実験のテクニックから、発表練習など研究生活面でいつも支えて頂きました。様々な実験を通して論理的思考の大切さ、丁寧に実験を行う事の重要性を学びました。実験がうまく行かない時でも辛抱強く支えて頂いたことを本当に感謝しています。栗田くん、林さんには実験を色々手伝ってもらいました。いろいろと実験が上手く行かない事もあって迷惑をおかけしました。これからも研究頑張って楽しい研究室生活を送って下さい。同期の常世田くんとはパソコンを奪い合う壮絶な時期もありましたが、よくご飯を食べにいて、研究室生活について色々相談する事が出来ました。お世話になった方々の名前をすべて上げる事は出来ませんが、関わって頂いた皆様に深く感謝をいたします。本当にありがとうございました。