Astro-H衛星搭載ガンマ線検出器
アクティブシールドの光読み出しと
信号処理の研究

広島大学 理学部 物理科学科
高エネルギー宇宙・素粒子実験研究室
B054444
深水浩司
主査：深沢泰司 副査：杉立徹

2009年2月10日

概要

宇宙の進化を解くためには、軟ガンマ線領域の非熱的放射機構の解明が必要である。この目的のために、2013年打ち上げ予定の日本X線天文衛星「Astro-H」による、軟ガンマ線領域の観測精度の飛躍的向上が期待されている。検出器の一つである軟ガンマ線検出器SGDは、多層半導体コンプトンカメラを主な検出部として、周囲をBGO井戸型アクティブシールドで囲むことにより、バックグラウンドの大幅な低減を目指す。現在BGOの光読み出しにはアバランシェフォトダイオード(APD)が検討されている。

本研究では、Astro-H搭載予定のBGOアクティブシールドの形状を想定したBGOの光量測定を行い、大きなBGOの光を小さなAPDで十分光量を読めるかどうかを調べた。またAPDからの信号をデジタルフィルターを用いてノイズカットを行うことも試みた。右図は本実験で使用したBGOとAPDである。

目 次

第1章　序論 **6**

第2章　Astro-H 搭載 HXI/SGD とアクティブシールド **7**
- 2.1 Astro-H 衛星 7
  - 2.1.1 HXI 8
  - 2.1.2 SGD 9
- 2.2 HXI/SGD の Active シールド 10
  - 2.2.1 Active シールドとは 10
  - 2.2.2 HXI,SGD の Active シールドの構成、役割 10
  - 2.2.3 BGO シンチレータ 11
  - 2.2.4 BGO の形状、数 12
  - 2.2.5 APD 13
  - 2.2.6 信号処理回路 14
  - 2.2.7 APD のノイズ特性 15
  - 2.2.8 結晶シンチレータと半導体検出器のエネルギー threshold、分解能の評価式 17
- 2.3 本研究の目的 18

第3章　BGO アクティブシールドの形状を想定した光量測定 **19**
- 3.1 実験目的 19
- 3.2 実験の概要 19
  - 3.2.1 実験セットアップ 19
  - 3.2.2 測定条件によるエネルギー threshold、ノイズの変化 20
  - 3.2.3 5m × 5m × 5m 角 BGO と 50mm × 50mm × 150mm 角 BGO の光量比較 21
  - 3.2.4 PMT を用いた BGO の光量測定 22
  - 3.2.5 50mm × 50mm × 150mm 角 BGO における研磨前後の性能評価 . . 24
  - 3.2.6 原寸大 BGO(106mm × 40mm × 184mm) の光量、Eth、Eres の評価 27

第4章　Digital Filter を用いた Active シールドの信号処理 29
4.1 Digital Filter 29
4.1.1 アナログ信号の標本化と量子化 30
4.1.2 標本化定理 32
4.1.3 伝達関数と Z 変換 32
4.2 SpaceWire,SpaceCube,FADC ボード 33
4.2.1 SpaceWire 33
4.2.2 SpaceCube 33
4.2.3 FADC ボード 34
4.2.4 FPGA 36
4.2.5 UserFPGA と SpaceWireFPGA 36
4.2.6 VHDL 38
4.3 FADC ボードを用いた実験セットアップ 40
4.3.1 Filter Module の立ち上げ 40
4.3.2 実験のセットアップ 42
4.4 Digital Filter を用いたデータ収集の結果 42
4.4.1 threshold 測定 42
4.4.2 サンプリング周波数測定 43
4.4.3 Function Generater を用いたデータ収集 44
4.4.4 Digital Filter を用いたテストパルスのデータ収集 45

第5章　まとめ 48

表 目 次

2.1 HXIの性能要求 8
2.2 SGDへの要求性能 10
2.3 シンチレーターの特性比較 [5] 12
2.4 光検出器の特性比較 [5] 14

3.1 実験セットアップ 19
3.2 測定条件 21
3.3 測定条件 23
3.4 測定条件 24
3.5 position1,2の ±20 ℃におけるエネルギー threshold と光量 26
3.6 position1,2の ±20 ℃におけるエネルギー threshold と光量 28

4.1 SpaceCubeの仕様 [7] 34
4.2 実験セットアップ 42

図 目 次

2.1 搭載ミッション機器の概念図 [1] 7
2.2 HXIの概念図 [2] 8
2.3 SGD1ユニットの概念図 (左図)、SGD25ユニットの概念図 (右図) [3] . . . 9
2.4 現段階でのSGDユニット案概念図 [4] 12
2.5 50mm×50mm×150mmBGOの切り欠き前 13
2.6 50mm×50mm×150mmBGOの切り欠き後 13
2.7 一般的なシンチレーション検出器の処理過程 14
2.8 内部増幅のない半導体検出器の場合の等価雑音回路 [6] 15
2.9 内部増幅がある半導体検出器 (APD) の場合の等価雑音回路 [6] 16

3.1 測定回路のブロック図 20
3.2 -20 ℃におけるshaping timeとエネルギーthresholdの相関 20
3.3 -20 ℃におけるshaping timeとノイズの相関 20
3.4 -15 ℃におけるshaping timeとエネルギーthresholdの相関 21
3.5 -15 ℃におけるshaping timeとノイズの相関 21
3.6 5mm×5mm×5mm角BGOの写真 22
3.7 APDを用いた小型BGOのスペクトル 22
3.8 PMTの写真 23
3.9 PMTを用いた50mm×50mm×150mm角BGOのスペクトル 23
3.10 PMTを用いた5mm×5mm×5mm角BGOのスペクトル 23
3.11 -20 ℃における切り欠き前のBGOスペクトル 24
3.12 +20 ℃における切り欠き前のBGOスペクトル 24
3.13 APDの取り付け位置場所 25
3.14 -20 ℃におけるposition1の切り欠き後のBGOスペクトル 25
3.15 +20 ℃におけるposotion1の切り欠き後のBGOスペクトル 25
3.16 -20 ℃におけるposition2の切り欠き後のBGOスペクトル 26
3.17 +20 ℃におけるposotion2の切り欠き後のBGOスペクトル 26
3.18 原寸大BGOの取り付け位置 27
3.19 -20 ℃におけるposition1の切り欠き後のBGOスペクトル 27

3.20 +20 ℃における posotion1 の切り欠き後の BGO スペクトル 27
3.21 -20 ℃における position2 の切り欠き後の BGO スペクトル 28
3.22 +20 ℃における posotion2 の切り欠き後の BGO スペクトル 28

4.1 FIR フィルタの概念図 30
4.2 デジタル信号処理システムの流れ 31
4.3 ケーブルの構造 [9] 33
4.4 コネクタ・ピンアサイン [9] 33
4.5 SpaceCube の写真 [7] 34
4.6 FADC ボードの写真 [8] 35
4.7 FADC ボードのブロック図 35
4.8 SpaceWire ボード上のメモリ空間 [10] 37
4.9 FPGA のアドレス Map [7] 38
4.10 VHDL によるロジック・ゲート例 [7] 39
4.11 User FPGA 内の Module 図 40
4.12 移動平均型の Digital Filter 41
4.13 移動平均の振幅特性 41
4.14 セットアップの全体図 42
4.15 threshold 測定の結果 43
4.16 デジタル化された 50kHz の sine 波 44
4.17 10kHz の sine 波 45
4.18 100kHz の sine 波 45
4.19 1MHz の sine 波 45
4.20 16MHz の sine 波 45
4.21 Digital Filter を通す前のテストパルス 46
4.22 Digital Filter を通した後のテストパルス 46
4.23 16 個のテストパルスの電圧値 46

第1章　序論

ブラックホール、活動銀河核、超新星残骸などの高エネルギー天体は、X線やγ線で常に明るく輝いており、非熱的エネルギーを持った粒子が多数存在している。全宇宙において、こうした粒子がもつ非熱的エネルギーの総量は、熱的エネルギーと同程度にもおよぶ莫大なものであるが、その加速機構はいまだ不明な点が多い。この原因の一つは、非熱的放射と熱的放射がオーバーラップする10keV ~ MeVの硬X線、軟ガンマ線領域と呼ばれるエネルギー帯域を精度よく観測出来る天文衛星が存在しなかったためである。

このエネルギー帯域をより優れた感度で観測しようという試みが、現在開発中の「Astro-H」という日本のX線天文衛星である。「Astro-H」衛星搭載のSGD(Soft Gamma-ray Detector)検出器は、小型で軽量なAPDを光読み出しに用いたBGO井戸型アクティブシールドによる狭視野化、コンプトンカメラによる到来方向の決定によりバックグラウンドを極めて低く抑えられるのが特徴である。これにより軟ガンマ線領域においては、現在稼働中の「すざく」衛星HXD(Hard X-ray Detector)検出器よりも一桁以上も感度の良い観測を目指す。また、「Astro-H」衛星は硬X線望遠鏡による撮像が可能である。焦点面に硬X線イメージャー(HXI)を置くことで、非熱的エネルギーを持つ粒子のエネルギーと空間の情報が得られる。こうした非熱的宇宙の精度良い観測により、宇宙や天体の進化を解明する手がかりを得ることが期待出来る。

第2章　Astro-H搭載HXI/SGDとアクティブシールド

2.1　Astro-H衛星

Astro-H衛星は、2013年に日本が打ち上げを計画し、日本のX線天文学のコミュニティがアメリカ合衆国、ヨーロッパの研究者と共に、総力を挙げて開発を進めている新世代の科学衛星である。主な役割として、1) 硬X線観測による初めての撮像分光観測。 2) 初めてのマイクロカロリメーターによる超高分解能分光観測。 3)0.3 keVから600 keVと、3桁以上にも及ぶ、過去最高の高感度広帯域観測。

以上3つの役割を通じて、ブラックホールの周辺や超新星爆発など高エネルギーの現象に満ちた極限宇宙の探査、高温プラズマに満たされた銀河団の観測を行い、宇宙の構造やその進化を探ることを目的としている。Astro-H衛星にはSXS,SXI,SGD,HXTという4種類の検出器が搭載されている。以下にAstro-Hの搭載ミッション機器の概念図を示す。(図2.1)

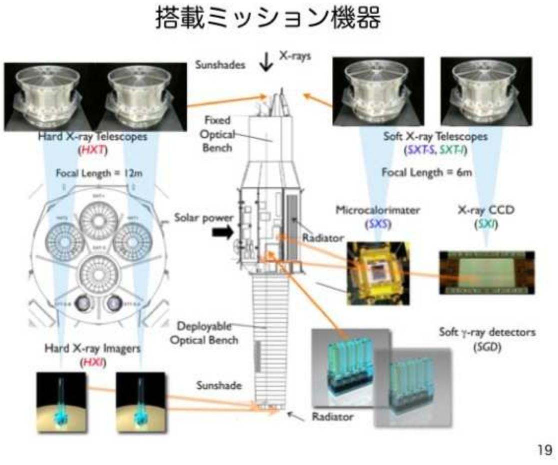
搭載ミッション機器
Sunshades
X-rays
Fixed Optical Bench
Hard X-ray Telescopes (HXT)
Focal Length = 12m
Soft X-ray Telescopes (SXT-S, SXT-I)
Focal Length = 6m
Solar power
Microcalorimater (SXS)
X-ray CCD (SXI)
Radiator
Deployable Optical Bench
Hard X-ray Imagers (HXI)
Soft γ-ray detectors (SGD)
Sunshade
Radiator
19

図 2.1: 搭載ミッション機器の概念図 [1]

2.1.1 HXI

HXI(Hard X-ray Imager) と呼ばれる硬X線撮像検出器は、HXT(Hard X-ray Telescope) という望遠鏡の焦点に置かれている。HXI は、両面シリコンストリップセンサー (DSSD) とテルル化カドミウム半導体 (CdTe) を用いている。HXI の概念図を以下の図2.2 に示す。

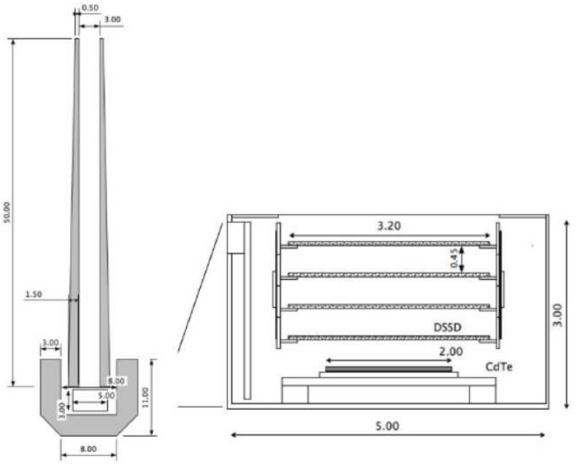

図 2.2: HXI の概念図 [2]

HXI は、数 keV から 80 keV という極めて広いエネルギー範囲にわたって撮像観測を行うものである。HXI は、撮像観測を行うのに必要な位置検出能力を持つとともに、このエネルギー範囲において硬X線望遠鏡の有効面積を最大限活かすための高い検出効率をもつ必要がある。10 keV を超える帯域では、宇宙線が直接検出器と反応した結果、生成される 2 次 X 線などによるバックグラウンド (Non X-ray Background) が感度を決定する。したがって、検出器をいかに低バックグラウンド化するかが性能の鍵をにぎる。以下の表2.1 に HXI の性能要求を示す。

	Requirement
エネルギー帯域	5-60 keV 以上
エネルギー分解能	<1.5 keV(FWHM,60 keV)
検出器視野	5×5 分角以上
検出器 BGD	$1\text{-}3\times10^{-4}$cts s^{-1}cm^{-2}keV^{-1} 以下

表 2.1: HXI の性能要求

2.1.2 SGD

SGD(Soft Gamma-ray Detector) は、非熱的放射を正確に測定すべく、600 keV までのエネルギー範囲に重点を絞り、特に 100 keV 前後でのバックグラウンドを極限に下げることで「すざく」衛星の HXD を一桁上回る感度を持つことを目標としている。SGD は BGO の井戸型アクティブシールドと半導体多層コンプトンカメラを組み合わせた構造をしている。HXD で実現した井戸型アクティブシールドの狭視野に、コンプトン運動学を用いたコンプトンカメラを組み合わせ、さらにガンマ線の到来方向を制限することにより、これまで軟ガンマ線検出器の感度向上の最後の障壁であった検出器自体の放射化によるバックグラウンドを大幅に低減出来る。ここで SGD のユニットの概念図 (図 2.3) と要求性能を、以下の表 2.2 に示す。

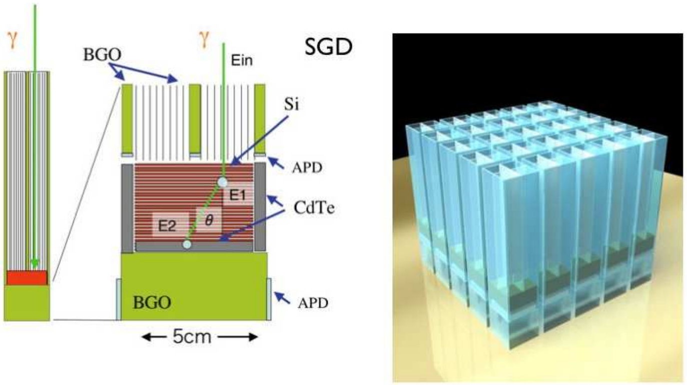

図 2.3: SGD1 ユニットの概念図 (左図)、SGD25 ユニットの概念図 (右図) [3]

	Requirement
エネルギー帯域	10-600 keV
エネルギー分解能	2-3 keV(FWHM,40 keV)
有効面積	$20cm^2$ 以上 (コンプトンモード)
検出器視野	0.6×0.6 度以下 (<100 keV)
検出器 BGD	5×10^{-7}cts s^{-1} keV^{-1} 以下 (~ 100 keV) 2×10^{-7}cts $s^{-1}keV^{-1}$ 以下 (~ 500 keV)

表 2.2: SGD への要求性能

2.2 HXI/SGD の Active シールド

2.2.1 Active シールドとは

衛星軌道上では、外からやってくる荷電粒子や X 線、ガンマ線などが検出器のバックグラウンドとなる。荷電粒子が検出器に入射したときには、すぐに信号を出す場合と、荷電粒子が検出器の物質を放射化して原子核崩壊に伴うガンマ線が後から出て信号となる場合がある。前者は、検出器の周囲を放射線に感度をもつシールド検出器で取り囲んで、視野以外からの放射線を吸収させてしまうことで抑えられるが、完全に吸収できるのは低エネルギーガンマ線だけである。放射線がシールドを抜けて主検出部に入ってしまう場合には、シールドの信号との反同時計数 (anti-coincidence) をとることによって、区別することができる。このようなシールドを Active シールドと呼ぶ (信号を出さないシールドは passive シールド)。後者については、検出をできるだけ放射化させないように、荷電粒子が検出部に入るまでに、できるだけエネルギーをロスさせることで抑えられる。Active シールドはこうしたことにも有効である。

2.2.2 HXI,SGD の Active シールドの構成、役割

HXI と SGD は BGO シンチレータを用いた井戸型の Active シールドの底に高いエネルギー分解能を持つシリコン検出器 (両面シリコンストリップ、シリコンパッド) とガンマ線に高い感度を持つテルル化カドミウム (CdTe) 半導体検出部 (ストリップ、ピクセル) から構成される半導体多層コンプトンカメラを置いた構造になっている。HXI では、検出部を BGO で取り囲むことによって、反同時計数と放射化抑制を行ってバックグラウンドを抑える。また、BGO によって望遠鏡以外からの硬 X 線を遮断するが、視野をさらに絞

るために passive なコリメータを全面に装着する。SGD ではバックグラウンド除去のために、視野をあらかじめ Active シールドで狭く絞った上で、コンプトン運動学で得た円環がこの狭い視野と交点を持たない場合は全てバックグラウンドとして除去するという方法がとられている。これによりすざく衛星に搭載された硬 X 線検出器 (HXD) の場合に最後まで残った放射化バックグラウンドを優れた効率で落とすことが可能で、これまでにない低バックグラウンドを実現できる。シリコン・CdTe 検出器とも $1\mu s$ という優れた時間分解能を持たせることができ、反同時係数によるバックグラウンドの除去も行える。BGO Active シールド部の読み出しには、従来用いられてきた光電子増倍管ではなく、近年、大面積化が進むアバランシェフォトダイオード (APD:Avalanche Photo Diode) を用いる。これによって検出器全体のサイズを大幅にコンパクトに出来るのみならず、BGO からのシンチレーション光に対する量子効率が格段に向上するため、より低いエネルギーの信号まで読み取ることができるため、Active シールドとしての機能を高めることが出来る。

2.2.3 BGO シンチレータ

Active シールドに適したシンチレータの特徴として、(1) 阻止能が高いこと、(2) 蛍光効率が高いこと、(3) 蛍光に対する透明度が高いこと、(4) 蛍光の減衰時間が高いこと、(5) 蛍光の波長分布の適正、といった特徴を満たしていることが挙げられる。ここで一般的なシンチレータ物質の特性を表 2.3 に示す。これに加えて、人工衛星搭載用検出器として、コンパクト性や頑丈なシンチレータが要求される。

無機結晶中のシンチレーション機構は、材料の結晶格子で決まるエネルギー状態に依存する。物質中の電子のエネルギー準位には価電子帯、伝導帯、禁制帯と呼ばれる 3 種類が存在する。自由電子は価電子帯では結晶内を移動することは出来ないが、伝導帯では自由に移動が出来る。また純粋な結晶中では、電子は禁制帯に存在することが出来ない。放射線の照射によって価電子帯の電子が伝導帯へ励起され、再び価電子帯に戻ると、そのエネルギーの差分の光子が発生する。純結晶中で電子が光子を放出して価電子帯へ戻る過程は効率が悪く、純結晶のギャップ幅では光子のエネルギーが大きすぎて可視光にならない場合が多い。この過程での可視光の放出確率を高めるために、多くの場合無機シンチレータに少量の不純物を添加する。この不純物は活性化物質 (activator) と呼ばれ、結晶格子内に特別な位置を作り、純結晶のエネルギー帯構造を変形させる。その結果、禁制帯中に価電子帯への電子の遷移が可能な中間準位を生成形成し、可視光の発光確率を高めている。

HXI/SGD の Active シールドで用いられるのはビスマスジャーマネイト $Bi_4Ge_3O_{12}$(BGO) である。BGO の主な特徴は、ビスマスの大きな原子番号 (83) とその大きな比重 ($7.3\mathrm{g}/cm^3$) である。これにより市販のどの材質よりもガンマ線の光電吸収率が大きい。BGO は蛍光時に結晶の主成分である Bi^{3+} イオンの光学的遷移を伴うため、不純物添加の必要がない。

そのため高い阻止能であるにも関わらず、シンチレーション光にたいして高い透明度を保つ。短所として、蛍光出力がNaIの10 ~ 20 %程度しかないが、これは低温にすることによって十分にNaIを上回る。以上の特徴からBGOは宇宙ガンマ線検出用のアクティブシルードに適していると言える。

特性	NaI:Tl	CsI:Tl	BGO	GSO
実効原子番号	50	54	74	59
密度 [g/cm^3]	3.67	4.51	7.13	6.71
最大発光波長 [nm]	415	540	480	440
蛍光出力 (相対値)	100	49	13	20
蛍光減衰時間 [ns]	230	680(64 %),3340(36 %)	300	56(90 %),400(10 %)
吸収係数 (511 keV:cm^{-1})	0.34	0.41	0.955	0.674

表 2.3: シンチレーターの特性比較 [5]

2.2.4 BGOの形状、数

現在検討されている、SGDのActiveシールドの概念図を以下の図2.4に示す。

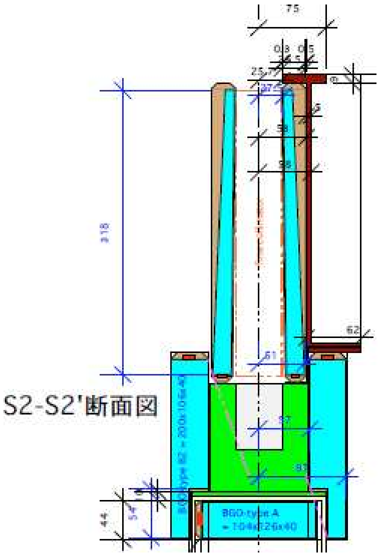
75
0.3
0.5
25
5
58
58
318
62
61
97
97
44
54
S2-S2'断面図
BGO-type A
BGO-type B2

図 2.4: 現段階でのSGDユニット案概念図 [4]

図2.4を見てみると分かる様に、SGDには3種類、5個のBGOが用いられている。本研究で主に取り扱ったBGO(50mm×50mm×150mm)は、コンプトンカメラの側面に取り付けられている、切り欠きした大きなBGOを想定したものである。以下の図2.5、図2.6に切り欠く前後のBGOを示す。実際に搭載される予定のBGOは、106mm×40mm×184mmと本研究で使用したBGOよりは大きいが、本研究のためには十分な大きさである。

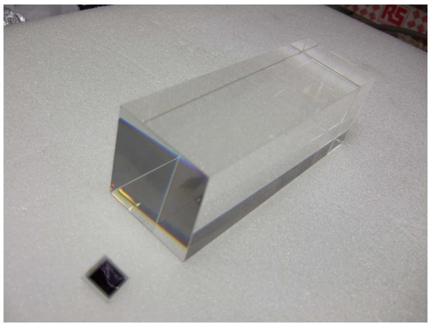

図 2.5: 50mm×50mm×150mmBGO の切り欠き前

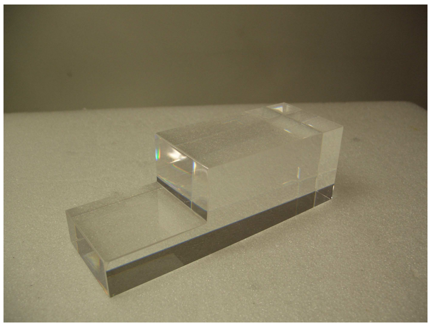

図 2.6: 50mm×50mm×150mmBGO の切り欠き後

2.2.5 APD

これまで、数100 keV ~ 数MeV領域の放射線検出器としては、結晶シンチレータのシンチレーション光をPMT(光電子増倍管)を用いて読み出すのが一般的であった。PMTは増倍率が大きく、微弱な信号も検出できるというのが特徴である。その一方で、1000 V以上という高い印加圧が必要であり、消費電力が大きく、光の量子効率も ~ 20 %と低い、といった問題があった。また磁場の影響を受け易く、体積が大きいというデメリットもある。

これに対して、半導体検出器であるフォトダイオード(PD)は100 V以下の電圧しか必要とせず、量子効率も80 %と高い。さらに磁場の影響も受けず、体積が非常に小さい。しかしPMTに比べ内部増幅機構を持たないため、微弱な信号を読み出すことが困難である。

以上のPMTとPDの特性を併せ持つ素子がアバランシェフォトダイオード(APD)である。300 V前後の電圧をかけることにより、光によって生じた電子正孔を加速させて、別のキャリアに衝突させ、雪崩式に増幅させるものである。これにより、PDの高い量子効率、耐磁性、小体積という特徴を持ちながら、PMTのような増幅も出来るという優れた光検出器となった。しかし、APDの増幅率は、負荷に対する電圧に対して指数関数的に増加するため、安定な高圧電源が必要になる。またAPDはPMTに比べてノイズの影響を受けやすく、受光面が小さいため光量の損失が大きい。さらにAPDは小さいので、大きなシンチレータに対しては、読み出す時の光吸収率が良くない。これらの問題を解

決し、安定な動作が得られれば、原理的にはPMT、PDよりも優れたエネルギー分解能、thresholdが得られると考えられている。以下の表2.4に光検出器の特性比較を示す。

特性	PMT	PD	APD
負荷電圧 [V]	~ 1000	40	300
量子効率 [%]	20 ~ 30	~ 80	~ 80
増幅率 [倍]	~ 10^{5-6}	1	~ 10^{2}
磁場の影響	受ける	受けない	受けない

表 2.4: 光検出器の特性比較 [5]

2.2.6 信号処理回路

図2.7に一般的にシンチレーション検出器の信号がなされる処理過程を示す。

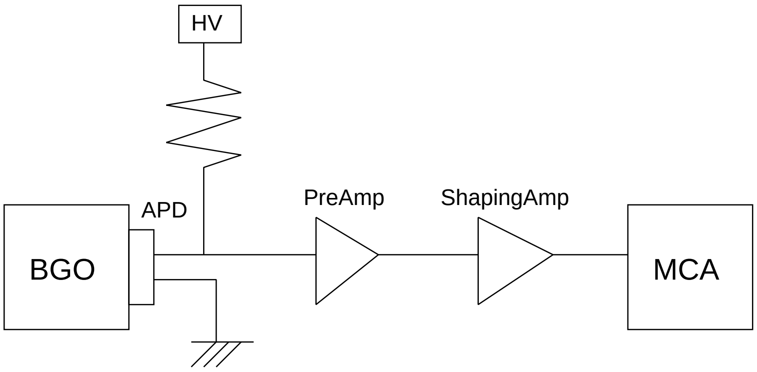

図 2.7: 一般的なシンチレーション検出器の処理過程

- シンチレータ

  放射線とシンチレータ物質との相互作用により、生じた自由電子がシンチレータ内の電子を励起し、エネルギーにほぼ比例した量の光子を放出する。CsI,BGO,GSO等がこれにあたる。

- 光検出器

  シンチレータで発生した光子を検出し、電気信号に変換する。PMT,PD,APDがこれにあたる。

- PreAmp,ShapingAmp

  PreAmp:光検出器からの微弱な電気信号を電荷電圧変換、および増幅を行って、インピーダンスの変換を行う。

  ShapingAmp:ノイズの除去、波形整形、増幅を行う。この作業をShapingといい、正しいスペクトルを得るために必要不可欠な作業となる。

- MCA(Multi Channel Analyzer)

  アナログ信号の波高値をADC(Analog Disital Converter)でデジタル値に変換し、波高値別にいくつもの領域、すなわち多重のチャンネル(Multi Channel)に分けて、波高値分布のヒストグラムを生成する。

SGDのActiveシールドの信号処理回路も同じ流れになる予定だが、シェーパーとADCの部分は、回路の面積を大きくとるので、FPGAでデジタル的に処理することも考えられている。

2.2.7 APDのノイズ特性

半導体検出器のエネルギー分解能は、発生する電子-ホール対の統計揺らぎによる雑音ではなく、初段電気回路系の雑音に大きく影響を受ける。ここで、初段電気回路系とは半導体検出器からCSAまでを指している。一般に、その雑音は抵抗部におけるキャリアの熱運動によって発生する熱雑音(ジョンソンノイズ)、電子の熱揺らぎが原因である暗電流の変動によって発生するショットノイズ、半導体に固有に依存し、不純物原子のランダム運動や構造に由来し、パワースペクトルが周波数に反比例する特徴を持つ$1/f$のノイズの和になる。

増幅のない場合、半導体検出器の等価雑音回路は以下の図2.8で示される。

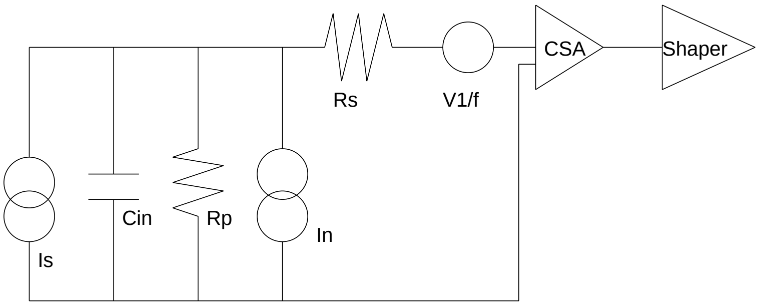

図2.8: 内部増幅のない半導体検出器の場合の等価雑音回路[6]

ここで、I_s は入射放射線による信号電流、C_{in} は等価入力容量 (PIN 検出器の接合容量、ケーブル、初段 FET の入力容量)、R_p は等価並列抵抗 (帰還抵抗、高圧負荷抵抗)、R_s は等価直列抵抗 ($\equiv$ A/g$_m$、A:0.5〜0.7 の定数、g$_m$:初段 FET の相互コンダクタンス)、I_n は暗電流、$V_{1/f}$ は 1/f ノイズである。

さらに、APD を用いた場合では放射線信号とバルク暗電流によるノイズが内部増幅領域を通過するために増加する。このため、等価雑音回路は以下の図 2.9 のように示される。

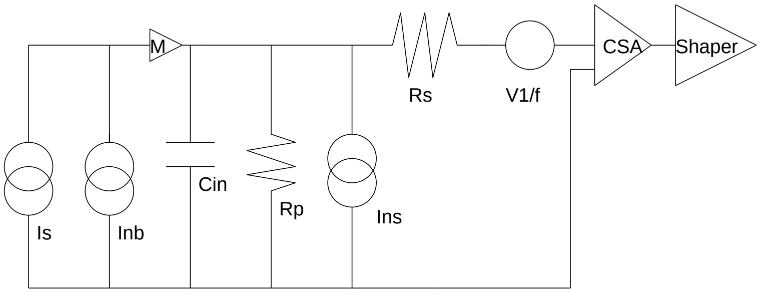

図 2.9: 内部増幅がある半導体検出器 (APD) の場合の等価雑音回路 [6]

ここで、I_{nb} はバルク暗電流、I_{ns} は表面暗電流、M は内部増幅率であり、APD の等価雑音電荷は、以下の式のようになる。 [6]

$$\overline{\Delta E^2_{RMS}} \sim \frac{k_B T\tau}{\pi^2 R_p} + 2q(I_{ns}+I_{nb}FM^2)\tau + 4k_BTR_sC_{in}^2\frac{1}{\tau} + C_{1/f}C_{in}^2 \qquad [C^2] \tag{2.1}$$

ここで、F は過剰雑音係数である。この式において、第三項は測定に使用するプリアンプの容量特性と APD の端子間容量に関係する。さらに雑音の単位を等価雑音電荷ではなくシリコン半導体検出器が検出する放射線のエネルギー (Si-keV) に換算した場合、T=270[K] において、

$$\overline{\Delta E^2_{FWHM}} \sim 2.355^2\left[\frac{1.965\times10^{-4}}{R_p} + 1.687\times10^{-2}\times\pi^2(I_{ns}+I_{nb}FM^2)\right]\tau + f(C_{in})^2 \;\; [keV^2] \tag{2.2}$$

となる。それぞれのパラメータの単位は $R_p(G\Omega)$、$I_{ns}(nA)$、$I_{nb}(nA)$ 、$C_{in}(pF)$、$\tau(\mu s)$ である。また今回用いた CSA の R_p は $\sim 1G\Omega$ であり、I_{ns} は内部増幅の影響を受けないため、[　] 内において I_{nb} の項が支配的であると考えられる。その考慮を入れた場合、APD のノイズは、

$$\overline{\Delta E^2_{FWHM}} \sim (\delta_{noise})^2 \sim (\delta_{noise,I})^2 + (\delta_{noise,C})^2 \sim 0.02339 I_{nb}FM^2\tau + f(C_{in})^2 \; [keV^2] \tag{2.3}$$

と表すことが出来る。この式の第一項を電流性ノイズ、第二項を容量性ノイズと呼ぶ。

2.2.8 結晶シンチレータと半導体検出器のエネルギーthreshold、分解能の評価式

放射線検出器を使用する場合、大抵の目的は入射放射線のエネルギー分布の測定である。結晶シンチレータと半導体検出器を組み合わせて、測定したスペクトルは理想的なデルタ関数のように、同じエネルギーの放射線を同じ波高値比として検出するわけではなく、シンチレーション光の揺らぎ、処理回路のノイズによってある程度広がりをもったガウス分布に従ったスペクトルが得られる。この広がり、標準偏差σが小さい程、エネルギー値の近い異なる放射線を区別して検出できるので、検出器としての性能が良くなる。この性能をエネルギー分解能といい、以下のように表される。[5] [6]

$$\left(\frac{\Delta E}{E}\right)^2 = (\delta_{sc})^2 + 2.355^2 \frac{F}{N_{ph}\gamma Q}\frac{1}{E} + \left(\delta_{noise}\frac{1}{E_{gap}}\frac{1}{N_{ph}Q\gamma G}\frac{1}{E}\right)^2 \tag{2.4}$$

ここで、F:ファノファクター、N_{ph}:1 keVあたりに発生するシンチレーション光子、γ:シンチレーション光の読み出し効率、Q:量子効率、$E[keV]$:入射エネルギー、$E_{gap}[keV]$:シリコンのエネルギーギャップ(3.65 eV)、G:光検出器のゲイン(PDの場合は$G=1$)。またδ_{noise}はノイズで、式2.3で定義される。

第一項は、シンチレータ結晶自体の特性によるものである。結晶位置によってシンチレーション効率や表面での反射条件が不均一であることや、シンチレーション応答の非直線性によるものである。

第二項は発生するシンチレーション光子の数の統計的揺らぎによるものである。シンチレーション光子は確率過程なため、理想的には発生する光子数はポアソン分布に従う。しかし、この生成は独立な過程ではないため、相互に影響を及ぼし合ってしまうため、実際にはポアソン分布とはずれた揺らぎを示す。そのずれを補正するのがファノファクターFである。シンチレータの場合は、ほぼ$F \sim 1$である。一方、APDの場合は、増幅の揺らぎがFに寄与し、$F = 2 \sim 3$である。

第三項は電気回路系ノイズに起因する成分である。分母に存在する$N_{ph}\gamma QG$は照射放射線エネルギーによるAPDの一次出力電子である。またδ_{noise}/E_g はノイズによる信号電子の揺らぎ数となる。よって第三項は、(ノイズによる信号電子の揺らぎ数)/(出力した電子数)となる。

また、ノイズがスペクトルに表れる上限のエネルギー、すなわち検出できる最低エネルギーをthresholdといい、以下の式で表される。[5]

$$E_{th} \simeq 3\delta_{noise}\frac{1}{E_g N_{ph}\gamma Q G} \tag{2.5}$$

この式の単位はBGO+APDで計測されるガンマ線のエネルギーと同じである。(BGO-keV) Activeシールドの場合、thresholdが検出器の性能として重要であり、出来るだけthresholdを下げて、反同時計数の能力を高めることが重要である。

2.3 本研究の目的

SGDで用いられるActiveシールドの形状を想定して、大きなBGO(50mm×50mm×150mm)の切り欠き前後におけるAPDで読み出す光量の測定が重要である。そのため、1)BGOを切り欠くことで光量がどのように変化するか、2)切り欠いた後のBGOにおいて、APDの取り付け位置によって光量がどの様に変化するか、3)SGDの要求性能である、-20℃においてエネルギーthreshold:50 keV付近を達成できるか。以上のことを念頭におきながら、様々な条件で実験を行っていった。

また、エネルギーthresholdを決めているノイズをできるだけ低く抑えるため、BGO+APDの信号をデジタルフィルターを用いて処理し、ノイズカットの有効性を研究した。

第3章　BGOアクティブシールドの形状を想定した光量測定

3.1　実験目的

現在Astro-Hで検討されている、BGO+APDの組合せによるActiveシールドの性能評価をすべく、2種類のBGOにおける性能評価を行う。BGOの温度、shaping time、APDの内部gain、といった様々な条件を変えながら、性能評価を行った。本実験で求めたBGOの性能が、Astro-Hで要求される性能を達成出来るかどうかを確認することが目的である。

3.2　実験の概要

本実験では、Astro-H搭載予定の原寸大BGO(106mm×40mm×184mm)の常、低温における性能評価と、50mm×50mm×150mm角BGOの切り欠き前後における性能評価を行った。原寸大BGOの性能評価における主な目的は、絶対光量の測定と、APDの取り付け位置による光量の位置依存性の測定。また、50mm×50mm×150mm角BGOは原寸大ではないが、すぐに実験に使える大きいBGOがこのブロックであったので用いた。これは、BGOを切り欠く前後で、光量とエネルギーthresholdがどのように変化するかを主な測定目的とした。

3.2.1　実験セットアップ

まず、本実験における測定回路の図3.1と、実験セットアップを以下の表3.1に示す。

Pre Amp	CLEAR-PULSE MODEL 5005H S/N 02Z538
Shaper	ORTEC MODEL 571
高圧電源	菊水株式会社製　直流電源
ADC	pocket MCA8000A S/N:2555

表3.1: 実験セットアップ

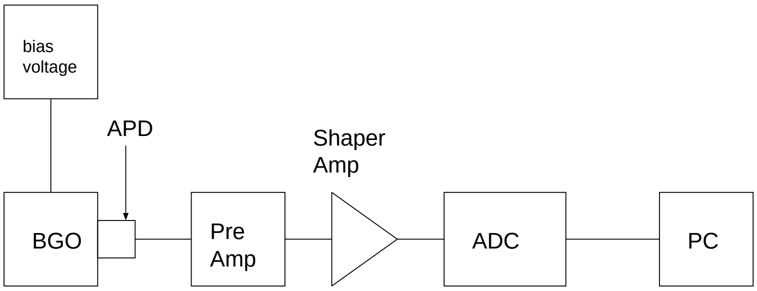

図 3.1: 測定回路のブロック図

なお、この実験で用いた線源は共通で、光子のエネルギーが 662 keV の ^{137}Cs である。上記の実験の結果と詳細を以下の章に示す。

3.2.2 測定条件によるエネルギー threshold、ノイズの変化

BGO の性能を測るパラーメタとして、エネルギー threshold、ノイズがある。アクティブシールドの性能を上げるためにも、上記のパラメータの最適値を求める必要がある。そのため、本実験では ±20 ℃、±15 ℃において、shaping time を変化させるという条件のもとで 400V、380V、360V の 3 パターンの電圧でエネルギー threshold とノイズの最適値を求めた。以下の図に実験結果を示す。

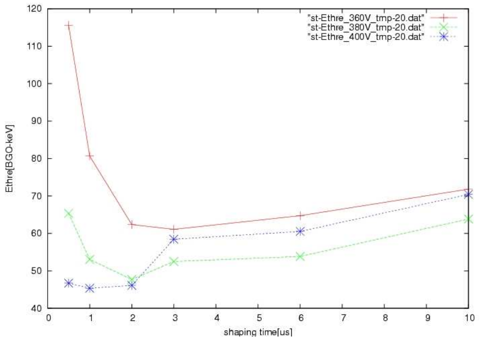

図 3.2: -20 ℃における shaping time とエネルギー threshold の相関

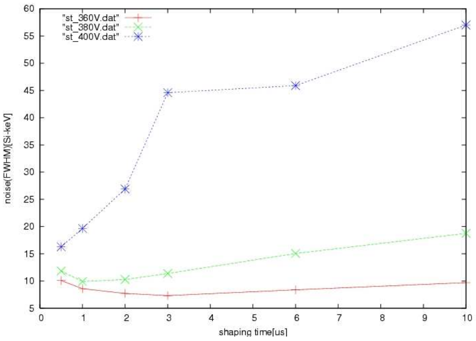

図 3.3: -20 ℃における shaping time とノイズの相関

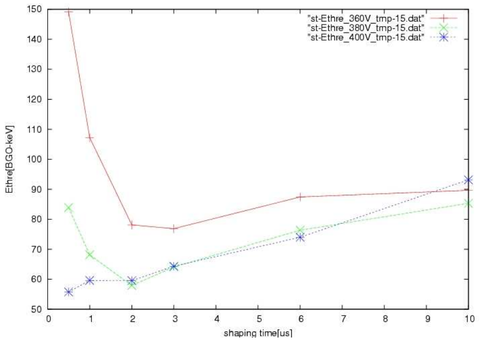

図 3.4: -15 ℃における shaping time とエネルギー threshold の相関

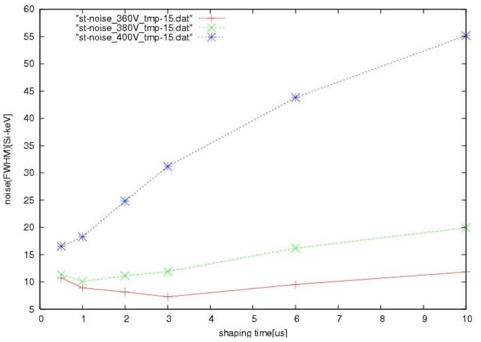

図 3.5: -15 ℃における shaping time とノイズの相関

以上の結果から、エネルギー threshold とノイズだけを見た場合の最適値を求めると、380V の shaping time:2.0μs が一番良い条件となる。よって、APD の break down 電圧付近の 400V が最適値となる。したがって、光量、エネルギー threshold、ノイズという 3 つのパラメータを考えた際の shapingtime の最適値は 0.5 $\sim$ 1.0μs と言える。そのため本実験では、表 3.2 のように-20 ℃においては shaping time:1.0μs、+20 ℃においては shaping time:0.5μs という値で実験を進めていった。

3.2.3 5m× 5m× 5m 角 BGO と 50mm× 50mm× 150mm 角 BGO の光量比較

本研究で主に使用した 50mm×50mm×150mm 角 BGO の光量を性能評価するために、5mm×5mm×5mm 角 BGO の光量を APD を用いて測定した。以下の図 3.6 に 5mm×5mm×5mm 角 BGO の写真を示す。

また、5mm×5mm×5mm 角 BGO を APD で読み出したスペクトルは、以下の図 3.7 であり、測定条件は、表 3.2 である。

測定温度	+20 ℃
バイアス電圧値	430V
Shapergain	18 倍
Shapin gtime	0.5μs

表 3.2: 測定条件

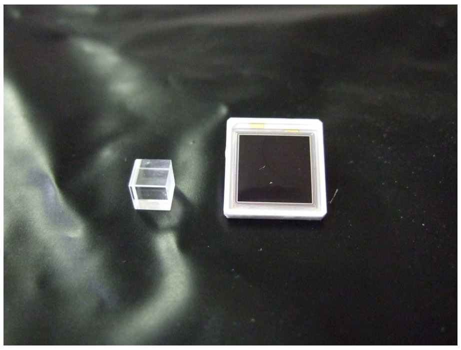

図 3.6: 5mm×5mm×5mm 角 BGO の写真

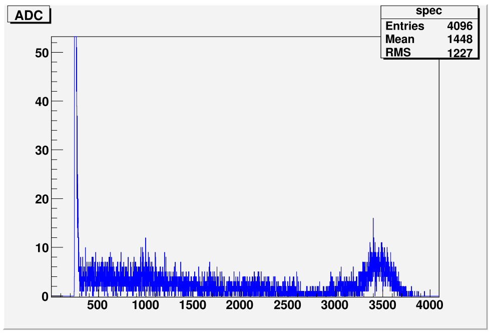

図 3.7: APD を用いた小型 BGO のスペクトル

このとき、小型 BGO の光量は 3472ch(Shapergain=18) である。この値と、後の章でデータの詳細がある、50mm×50mm×150mm 角 BGO の光量 2006ch(Shapergain=45) を比較して、3472:(2006×18/45) =802 より、APD を用いて測定した場合、50mm×50mm×150mm 角 BGO の光量は、5mm×5mm×5mm 角 BGO の光量の約 1/4 倍であることが分かる。

3.2.4 PMT を用いた BGO の光量測定

50mm×50mm×150mm 角 BGO と 5mm×5mm×5mm 角 BGO の絶対光量を光電子増倍管 (Photomultiplier) を用いて測定した。以下の図 3.8 に PMT の写真を、表 3.3 に測定条件を示す。

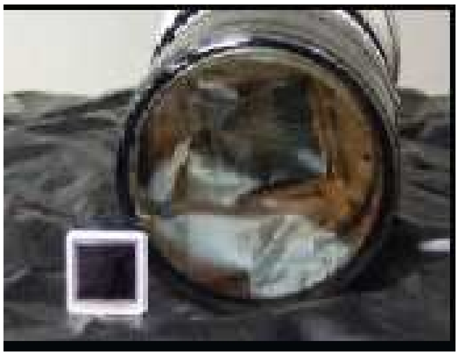

図 3.8: PMT の写真

測定温度	+20 ℃
バイアス電圧値	800V
Shapergain	20 倍
Shapingtime	0.5μs

表 3.3: 測定条件

また、PMT を用いて取った大型、小型 BGO のスペクトルは以下の図の様になる。

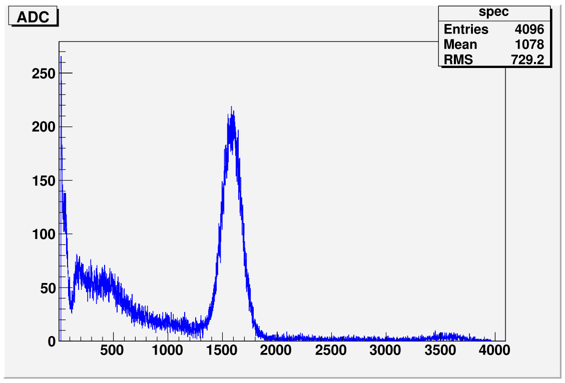

図 3.9: PMT を用いた 50mm×50mm×150mm 角 BGO のスペクトル

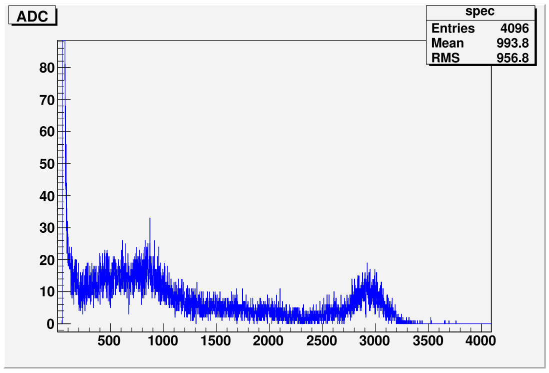

図 3.10: PMT を用いた 5mm×5mm×5mm 角 BGO のスペクトル

上図から 50mm×50mm×150mm 角 BGO の光量は、1585ch であり、5mm×5mm×5mm 角 BGO の光量は、2928ch である。したがって、PMT を用いて測定した場合、50mm×50mm×150mm 角 BGO の光量は、5mm×5mm×5mm 角 BGO の光量の約 1/2 倍であることが分かる。

この結果と前章の結果から、APDはPMTに比べて、大型BGOの約1/2倍の光量しか読み出すことが出来ないということが分かった。

3.2.5 50mm× 50mm× 150mm角BGOにおける研磨前後の性能評価

まず、50mm×50mm×150mm角BGOの切り欠く前の±20℃におけるスペクトルを以下の図に示す。このときの測定条件は以下の表3.4である。

測定温度	+20℃	-20℃
バイアス電圧値	430V	400V
Shapergain	45倍	12倍
Shapingtime	$0.5\mu s$	$1.0\mu s$

表3.4: 測定条件

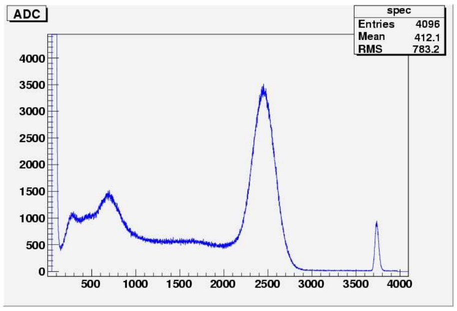

図3.11: -20℃における切り欠き前のBGOスペクトル

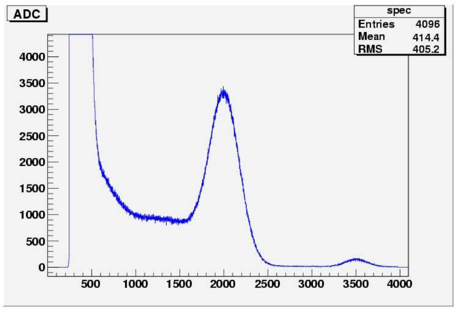

図3.12: +20℃における切り欠き前のBGOスペクトル

図3.11から、-20℃におけるBGOのエネルギーthresholdは40.5[BGO-keV]であり、テストパルスのエネルギー分解能は19.7[Si-keV]である。また、この時の光量は2453chである。したがって、Atro-Hで要求されるエネルギーthreshold 50 keV付近という性能を切り欠き前は実現している。また図3.12から、+20℃におけるエネルギーthresholdは、174[BGO-keV]という値になる。この時の光量は2006chである。この切り欠き前のデータを基準として、以下の図とデータで示す、切り欠き後のBGOの性能を検証していく。

次に切り欠いた後のBGOのデータを検証していくが、切り欠き後のBGOの形状は非対称であるため、APDを二箇所に付けて光量とエネルギーthresholdを測定していった。以下の図3.13にAPDを取り付けた位置の定義を示す。

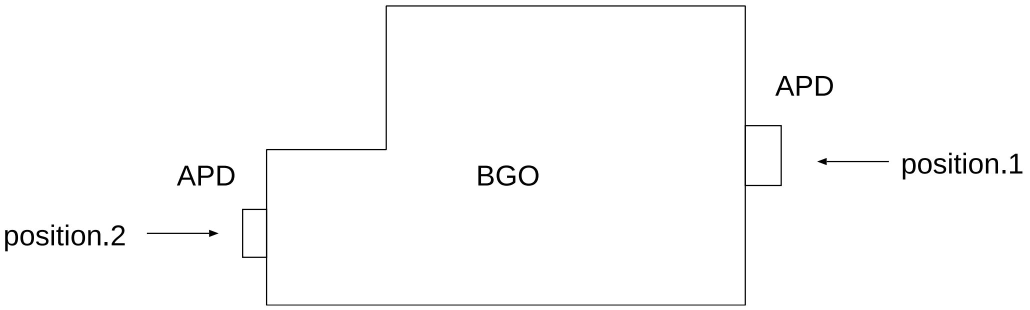
APD
position.1
APD
BGO
position.2

図 3.13: APD の取り付け位置場所

切り欠き後の BGO において、二箇所の APD の取り付け位置で実験を行うことにより、切り欠き前後での BGO の性能評価と、APD の取り付け位置による光量の位置依存性も同時に検証した。

以下に切り欠き後の BGO の ±20 ℃における、position1,2 のスペクトル図を示す。

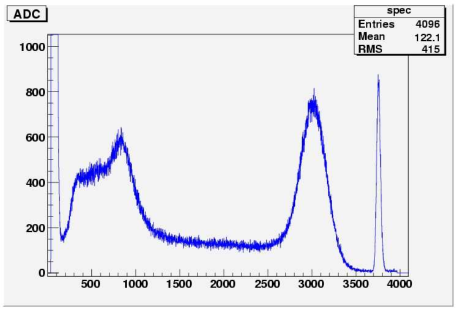

図 3.14: -20 ℃における position1 の切り欠き後の BGO スペクトル

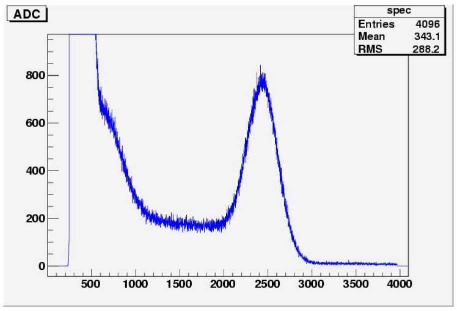

図 3.15: +20 ℃における posotion1 の切り欠き後の BGO スペクトル

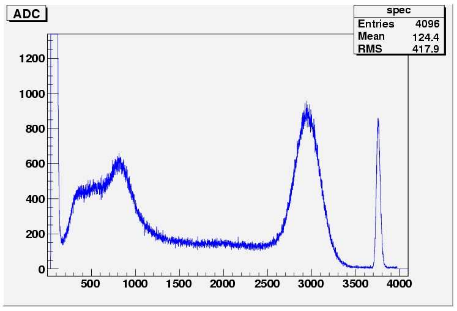

図 3.16: -20 ℃における position2 の切り欠き後の BGO スペクトル

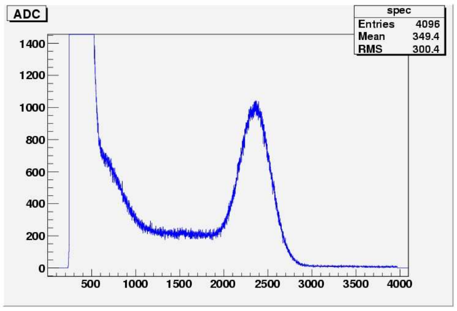

図 3.17: +20 ℃における posotion2 の切り欠き後の BGO スペクトル

以上の図から、それぞれのデータの詳細を以下の表 3.5 に示す。

	posi:1(+20 ℃)	posi:1(-20 ℃)	posi:2(+20 ℃)	posi:2(-20 ℃)
エネルギー分解能 [BGO-keV]	109	73.2	113	74.1
threshold[BGO-keV]	176	32.9	182	33.6
光量 [ch]	2437	3017	2359	2953
テストパルスの幅 [Si-keV]	-	18.9	-	19.1

表 3.5: position1,2 の ±20 ℃におけるエネルギー threshold と光量

以上のデータにおいて、実際に Astro-H に搭載される Active シールドは-20 ℃でのデータが適用されるため、+20 ℃のデータは参考までに取ったものなので、ここでは深く言及しない。position1,2 の-20 ℃のデータを見てみると、エネルギー threshold がそれぞれ 32.9[BGO-keV]、33.6[BGO-keV] と Astro-H で要求される 50 keV という値十分に満足する性能が出た。また、切り欠き後の光量を切り欠き前の光量と比較すると、±20 ℃において約 20 %程度の増加が見られた。

また、APD の位置依存性の問題については、±20 ℃のエネルギー threshold と光量を見比べても分かる様に、全ての値のずれが誤差の目安である 5 %以内に収まっている。この結果から分かることは、線源の照射位置が同じ位置ならば、APD の取り付け位置によるエネルギー threshold と光量の変化はないと言える。今後、この実験の精度を追求していくための項目として、コリメータを用いて様々な位置から線源を照射して、光量の変化を見るといった実験が挙げられる。

3.2.6 原寸大 BGO(106mm× 40mm× 184mm) の光量、Eth、Eres の評価

先ほどの章では、50mm×50mm×150mm 角 BGO の性能評価を検証したが、この章では Astro-H 衛星搭載予定の原寸大 BGO(106mm×40mm×184mm) の性能評価を行う。以下の図 3.18 にこの BGO が SGD の Active シールドのどの部分に相当するかを簡単に示す。

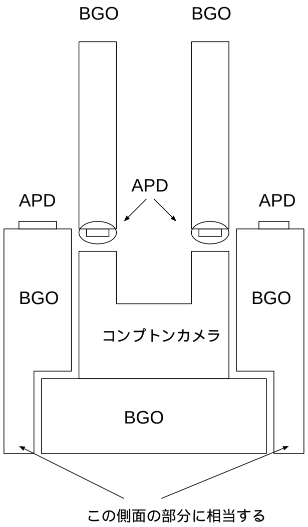
BGO
BGO
APD
APD
APD
BGO
BGO
コンプトンカメラ
BGO
この側面の部分に相当する

図 3.18: 原寸大 BGO の取り付け位置

この実験における測定条件、セットアップ、APD の取り付け位置の定義は前の章と同じ設定で行った。ここで原寸大 BGO の ±20 ℃の position1,2 におけるスペクトル図と、それぞれのデータの詳細を以下の表 3.6 に示す。

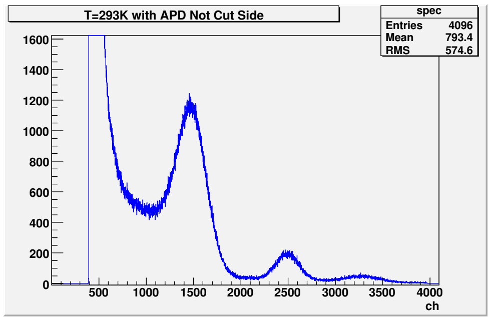

図 3.19: -20 ℃における position1 の切り欠き後の BGO スペクトル

図 3.20: +20 ℃における posotion1 の切り欠き後の BGO スペクトル

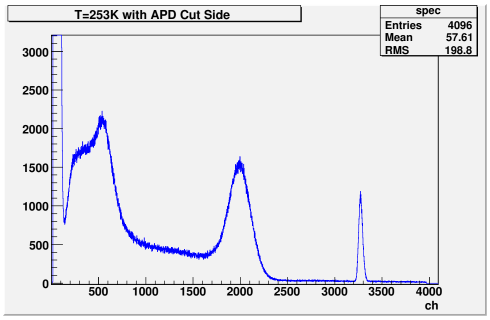

図 3.21: -20 ℃における position2 の切り欠き後の BGO スペクトル

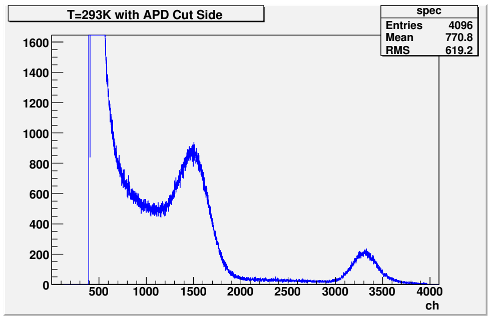

図 3.22: +20 ℃における posotion2 の切り欠き後の BGO スペクトル

	posi:1(+20 ℃)	posi:1(-20 ℃)	posi:2(+20 ℃)	posi:2(-20 ℃)
エネルギー分解能 [BGO-keV]	156	92.4	147.6	86.3
threshold[BGO-keV]	288.0	52.57	271.1	50.61
光量 [ch]	1494	1889	1587	1962
テストパルスの幅 [Si-keV]	-	20.2	-	19.7

表 3.6: position1,2 の ±20 ℃におけるエネルギー threshold と光量

以上の結果から、50mm×50mm×150mm 角 BGO と比べて、エネルギー threshold、光量ともに性能が落ちているが、Astro-H で要求されるエネルギー hreshold 50 keV 付近という性能は満たしている。

第三章で行った実験結果から言えることは、現在 Astro-H 衛星で検討されている BGO+APD で構成された Active シールドは、設計上のスペースの問題、X 線、ガンマ線を検出する際の性能の問題などを満たす理想的な組合せであると言える。これから Astro-H 衛星を設計するにあたって、バックグラウンドを十分に落とすことができ、なおかつエネルギー threshold や光量といった検出器の性能を十分に満足できる様な、BGO シンチレータの最適な大きさを求めることが衛星の性能を向上させる意味でも重要となってくる。

第4章　Digital Filterを用いたActiveシールドの信号処理

本論文のこれまでの章では、主にActiveシールドの光読み出しに対してシェーピングアンプを用いてアナログフィルターして、ノイズを出来るだけ小さくしていた。この章では、Activeシールドの信号をADC(Analog Digital Converter)を用いてデジタル信号に変換した後にデジタルフィルター処理することを目的とした。Digital Filterで処理することの利点として、アナログフィルターより正確な精度でノイズをカットできることが挙げられる。BGO+APDの信号をアナログとデジタルの双方から処理することで、Activeシールドを様々な視点から評価した。

4.1　Digital Filter

Digital Filterとは、Analog-Digital(AD)変換した信号(離散時間信号)をデジタル信号処理することにより働くフィルター回路のことである。信号の中から特定の周波数成分を取り出したり、除去する回路や機能をフィルターと呼び、その様な処理や操作をフィルタリングという。複雑な多段ろ過操作については、Digital Filterはアナログフィルターよりはるかに良いS/N(Signal to Noise)比を達成することが出来る。Digital Filterでは、信号をAD変換したときの量子誤差も伴う。この量子化誤差は、ADCのbit数を増やすことで誤差の値を小さくすることが出来る。Digital Filterの利点の例として、完全に1001 Hz以上の信号を遮断し、かつ999 HZ以下の入力信号のほぼ完全な透過を達成することが出来る1000 Hzの低域通過回路(ローパスフィルター)を作成するときなどに役立つ。

多くのDigital Filterは信号の周波数成分を調整するために、素早く信号の周波数成分を抽出する数学のフーリエ変換に基づいて、時間領域から周波数領域への変換を行う。Digital Filterの代表的な回路であるFIR(finite impulse response)フィルター、別名有限インパルス応答の概念図を以下の図4.1に示す。

図4.1におけるZ^{-1}は、入力信号を1Clock分だけ遅延させる遅延素子であり、h_mは入力信号をh_m倍する乗算器である。このFIRフィルターの入出力における関係式は、以下の様になる。

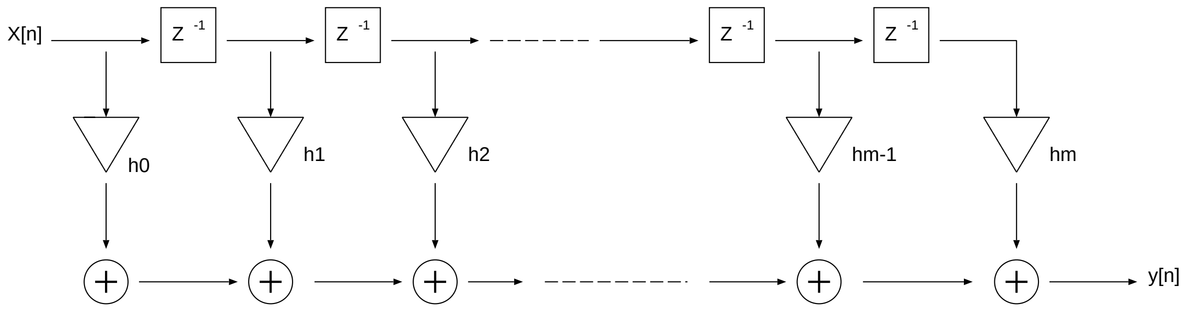

図 4.1: FIR フィルタの概念図

$$y[n] = h_0 x[n] + h_1 x[n-1] + ... + h_M x[n-M] = \sum_{m=0}^{M} h_M x[n-m] \qquad (4.1)$$

4.1.1　アナログ信号の標本化と量子化

デジタル信号処理システムでは、アナログ信号を最初に低域通過フィルタに通して帯域制限した後、一定の時間間隔 T で区切り、その区切りとアナログ信号の交点を離散的信号として取り扱う。この作業を標本化という。次に、標本化された離散的信号を、ある一定の振幅間隔 Δ で区切り、数値化する。つまり、アナログ信号をデジタル信号に変換する。この作業を量子化 (A-D 変換) という。その様子を以下の図 4.2 に示す。

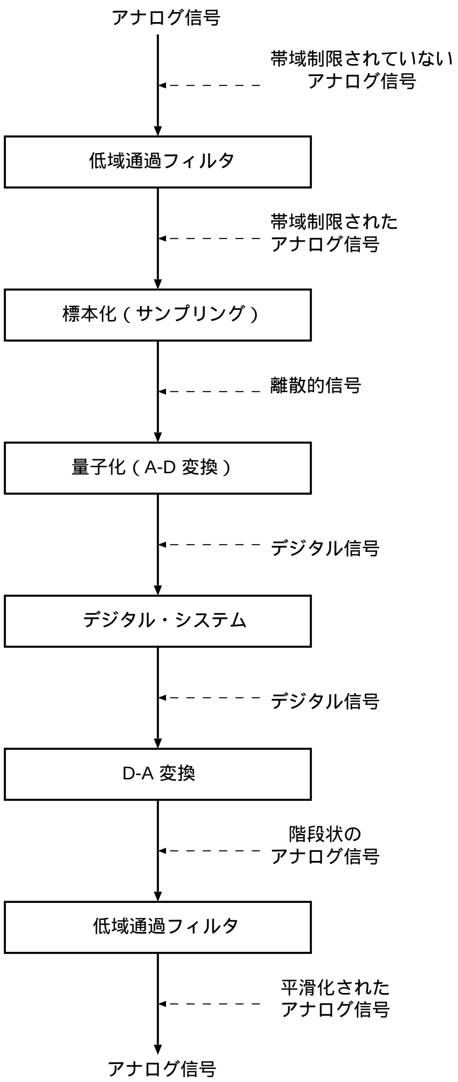
アナログ信号
帯域制限されていない
アナログ信号
低域通過フィルタ
帯域制限された
アナログ信号
標本化（サンプリング）
離散的信号
量子化（A-D 変換）
デジタル信号
デジタル・システム
デジタル信号
D-A 変換
階段状の
アナログ信号
低域通過フィルタ
平滑化された
アナログ信号
アナログ信号

図 4.2: デジタル信号処理システムの流れ

したがって、デジタル信号処理システムでは、アナログ信号をいくつかの段階を踏んでデジタル信号へと変換している。この処理過程のなかでも、特に標本化の変換効率が良いと、デジタル信号のデータをよりアナログ信号に近い状態で出力することが出来る。

4.1.2　標本化定理

標本化の対象となっているアナログ信号の最大周波数が f_0 のとき、標本化により得られた離散的信号が、元のアナログ信号のすべての周波数成分に関する情報を失わないようにするためには、標本化間隔 T は次の式を満足する必要する必要がある、

$$T \leq \frac{1}{2f_0} \tag{4.2}$$

なお、標本化間隔 T の逆数 1/T は標本化周波数、またはサンプリング周波数と呼ばれる。このサンプリング周波数を f_s とすると、上記の式は次の式のように表される。

$$f_s \geq 2f_0 \tag{4.3}$$

式 (4.3) は、$2f_0$ よりも高い周波数 f_s で標本化した信号は、低域通過フィルターで高域成分を除去することによって、元のアナログ信号を完全に復元出来るということを示している。元のアナログ信号を完全に復元出来るような最大周波数 $f_s/2$ をナイキスト周波数という。

4.1.3　伝達関数と Z 変換

伝達関数とは、あるシステムへの入力を出力に変換する関数のことである。この伝達関数を用いれば、時間領域の関数を周波数領域の関数に変換できるため、標本化された離散的信号を周波数領域で扱うことが出来る。この伝達関数を求める際に必要となってくるのが、Z 変換である。Z 変換とは、離散的な信号 $x[n]$ を連続的な信号 $X(Z)$ へと変換するものである。以下に Z 変換の定義を示す。

$$X(Z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)Z^{-n} \tag{4.4}$$

ここで、ある離散時間システムで、入力信号 $x[n]$ の Z 変換を $X(Z)$、出力信号 $y[n]$ の Z 変換を $Y(Z)$ とすると、その離散時間システムの伝達関数 $H(Z)$ は以下の式で表される。

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{X(Z)} \tag{4.5}$$

この式において、$n < 0$ に対して $x[n] = 0$　, $y[n] = 0$ である。つまり H(Z) は、周波数の透過特性を表す。H(Z) の絶対値は、周波数の振幅特性を表し、偏角は、周波数の位相特性を表している。

4.2 SpaceWire,SpaceCube,FADCボード

4.2.1 SpaceWire

SpaceWireは、衛星上の装置間通信の統一規格として現在検討されている。SpaceWireの特徴として、データ転送レートが可変なため、様々な機器に柔軟に対応でき、1ラインあたり2 ∼ 400Mbpsという高速転送をサポートする。また、転送にはLVDS(Low Voltage Differential Signaling)方式を採用している。3.3Vという低電圧での差動転送方式のため、高速通信でも低消費電力、低ノイズでの転送が可能である。SpaceWireは全二重方式を採用しているため、入力と出力を同時に行うことが出来る。またケーブルは、Data、Strobeが入出力合わせて2組で構成されている。それぞれの信号線は強くより合わせたツイストペアを構成しており、ノイズに強い構造をとる。また差動信号ペア間やData-Strobe信号間の歪みも小さく、LVDS方式よりケーブルの長さを最大10m以上の長さまで延長することが可能となっている。使用されるケーブルコネクタは9ピンD-subコネクタと同じ形で、これは宇宙空間で使用するのに適任である。以下の図にケーブルの構造と、コネクタピンアサインの構造を示す。

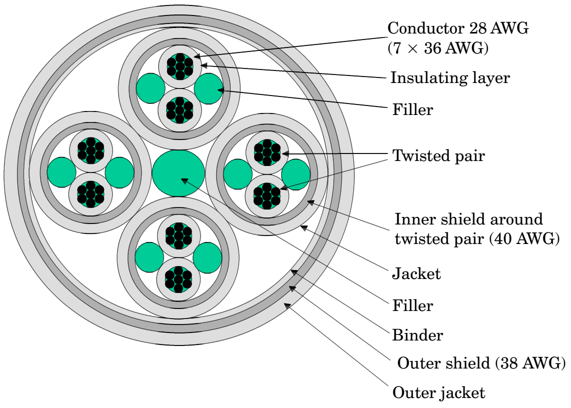
Conductor 28 AWG
(7 × 36 AWG)
Insulating layer
Filler
Twisted pair
Inner shield around
twisted pair (40 AWG)
Jacket
Filler
Binder
Outer shield (38 AWG)
Outer jacket

図 4.3: ケーブルの構造 [9]

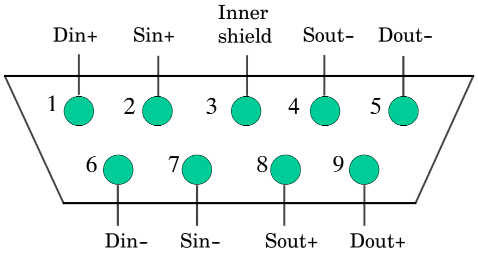
Din+
Sin+
Inner
shield
Sout-
Dout-
1
2
3
4
5
6
7
8
9
Din-
Sin-
Sout+
Dout+

図 4.4: コネクタ・ピンアサイン [9]

4.2.2 SpaceCube

SpaceCubeはSpaceWireポートを三つ実装した小型コンピュータのことである。SpaceCubeはCPUとしてMIPSアーキテクチャを持つNEC製のVR5701(300MHz)を搭載、PCIバスにLAN、USBを搭載したボードを内蔵する。OSはLinuxとT-Engineが対応し

ている。小型ながら高性能、低コストであるため、SpaceWire の動作検証を行うことが可能である。以下の表 4.1 と図 4.5 に SpaceCube の性能と概観写真を示す。Linux の場合は全てのプロセスが OS によって管理されているため、例えばデータの割り込みが入った場合でも、OS の影響によりプロセスに割り込みが伝わるタイミングにずれが生じる可能性がある。そこで、OS として Linux よりもリアルタイム性に優れた T-Kernel を使用した方が、高度なタイミング制御が必要な組込み機器としては有利である。しかし Linux の場合、現在 PC で広く使われており、使い慣れた Linux 環境上で開発が出来るというメリットがある。

CPU	VR5701 200 MHz / 250 MHz / 300 MHz
Flash ROM	16 MB
DRAM I/F	DDR SDRAM 64 MB
INPUT/ OUTPUT	IEEE1355(SpaceWire),RTC,CF(True IDE),XGA(1024×768),USB1.1, LAN(100BASE),Audio(Stereo), 入出力 RS232C,JTAG I/F(Debug)
POWER	+5 V
SIZE	52 mm × 52 mm × 55 mm

表 4.1: SpaceCube の仕様 [7]

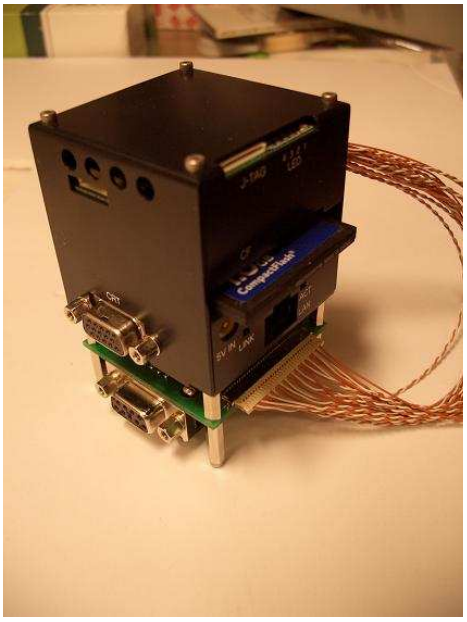

図 4.5: SpaceCube の写真 [7]

4.2.3 FADC ボード

FADC ボードは、SpaceWire Digital I/O Interface を実装したボードである。本研究で用いた FADC ボードは 8 つのアナログ入力を持ち、搭載されている ADC(Analog-Digital Convertor: AD9240) は分解能 14bit、最高 10MSPS で動作する。また、デジタル入力と出力をそれぞれ 3 個ずつ持っている。そして 2 個の FPGA(Field Programable Gate Array)

を搭載し、一方の FPGA には SpaceWire の機能が実装されている。もう一方の FPGA は UserFPGA と呼ばれ、ユーザが独自に回路を書き込むことが出来る。UserFPGA の回路を書き換えることにより、ADC で取り込んだデータに目的の処理を施してから SpaceWire で取り込むことが可能である。以下の図 4.6 と図 4.7 に FADC ボードの写真とブロック図を示す。

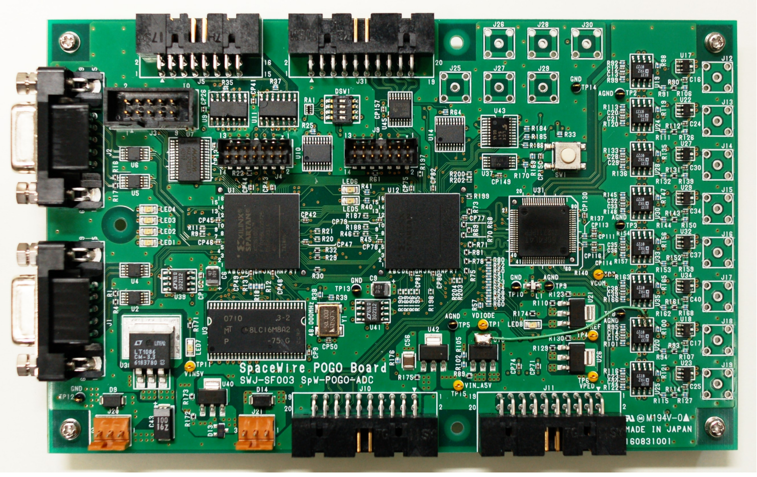

図 4.6: FADC ボードの写真 [8]

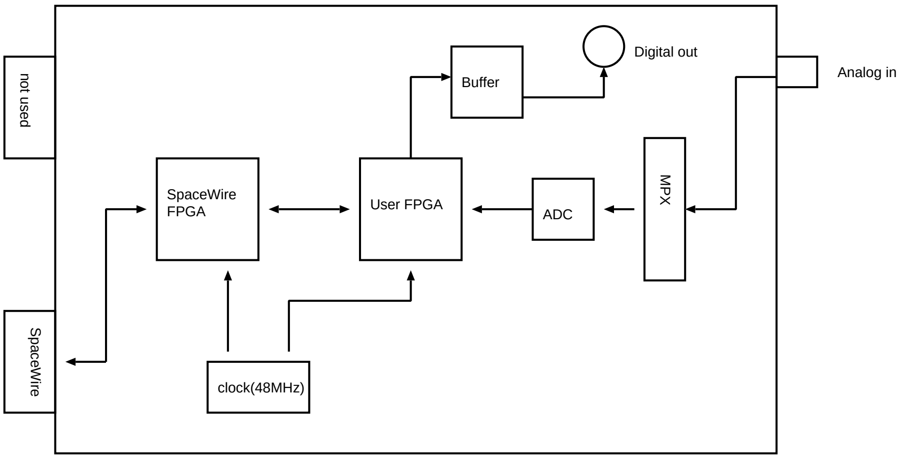
Digital out
Analog in
not used
Buffer
SpaceWire FPGA
User FPGA
ADC
MPX
SpaceWire
clock(48MHz)

図 4.7: FADC ボードのブロック図

4.2.4 FPGA

通常デジタル信号を処理するための回路を開発する際、抽象度の高いアーキテクチャ・レベルから詳細なゲート・レベルへと段階を踏んで設計を行う。開発初期のころは真理値表、論理式、などを用いて、システムの目的に合わせて標準ロジックICを人の手によって並べていた。しかし、この方法だと実装面積が大きくなる、時間がかかる、高速な動作が難しいといった問題が生じる。そこで特定用途向けの集積回路であるASIC(Application Spwcific Integrated Circuit)が使われる。ASICを用いることで、回路を一つの集積回路に納めてしまい、省面積化、高速化を実現することが出来る。しかし、このようなASICは半導体工場で製造されるため、開発に時間がかかり、工場の設備を使用するのにも莫大なコストもかかる。そのため、ASICの開発段階での試作や、少量のASICしか使用しない場合、その度に半導体工場でLSIを生産するのは非現実的である。また製造されたLSIの中身は書き換えることが出来ないため、後から回路を修理することは不可能である。そこで、ユーザが自由に回路を書き換えることの出来るデバイスとして開発されたのがFPGA(Field Programmable Gate Array)である。同じように回路を書き換えることの出来るデバイスとしてCPLD(Complex Programmable Logic Device)と呼ばれるものがあるが、両者を比べると内部構造や書き込める回路規模に違いがあり、一般にFPGAのほうがより大規模な回路を書き込むことが出来る。初期の頃のFPGAは性能が悪く、非常に高価で、ASIC開発時の試作や研究のみに用いられていたが、現在では性能も向上し、価格も下がってきたことから、試作以外にも実際の製品に組み込まれて使用されることも多く、人工衛星でもすでに使われている。

4.2.5 UserFPGAとSpaceWireFPGA

FADCボード上でユーザが実際に書き込みを行うことが出来るFPGAがUser FPGAである。信号処理等のModuleを書き込むのがこのFPGAである。UserFPGAでは予めこの雛型と言うべき形が東京大学の湯浅氏らによって作られているため、新たにユーザが作成するのは、そのうちの実際の処理を行うModuleぐらいである。

一方、ユーザが関与できないFPGAがSpaceWireFPGAである。SpaceWireFPGA上には以下の図4.8の様なアドレス空間が構成されている。

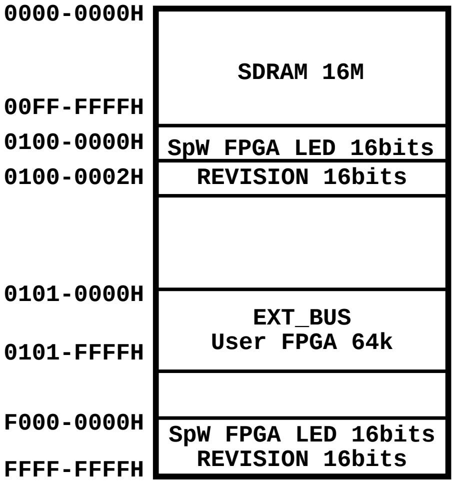
0000-0000H
SDRAM 16M
00FF-FFFFH
0100-0000H
SpW FPGA LED 16bits
0100-0002H
REVISION 16bits
0101-0000H
EXT_BUS
User FPGA 64k
0101-FFFFH
F000-0000H
SpW FPGA LED 16bits
REVISION 16bits
FFFF-FFFFH

図 4.8: SpaceWire ボード上のメモリ空間 [10]

ユーザが SpaceCube から UserFPGA で処理した信号を読み取りたい時は、SpaceCube 側から SpaceWire アドレス空間 0101-0000H 番から 0101-FFFFH 番にアクセスして読み取りを行う。つまり、SpaceCube 側からは直接 UserFPGA を見ることが出来ない。0101-0000H 番から 0101-FFFFH 番までのアドレス空間は UserFPGA と繋がるためのアドレスであり、ユーザはここに値を書き込んだり、読み取るといった作業しか出来ない。ただし UserFPGA で、どのメモリアドレスが UserFPGA のどのレジスタと対応しているかを設定する必要がある。その設定を AddressMap とする。AddressMap では 0101 以下のアドレスと UserFPGA での信号などとの対応を指定する。以下の図 4.9 に SpaceCube からの信号から UserFPGA がどの信号のことかを特定するまでの過程を示す。

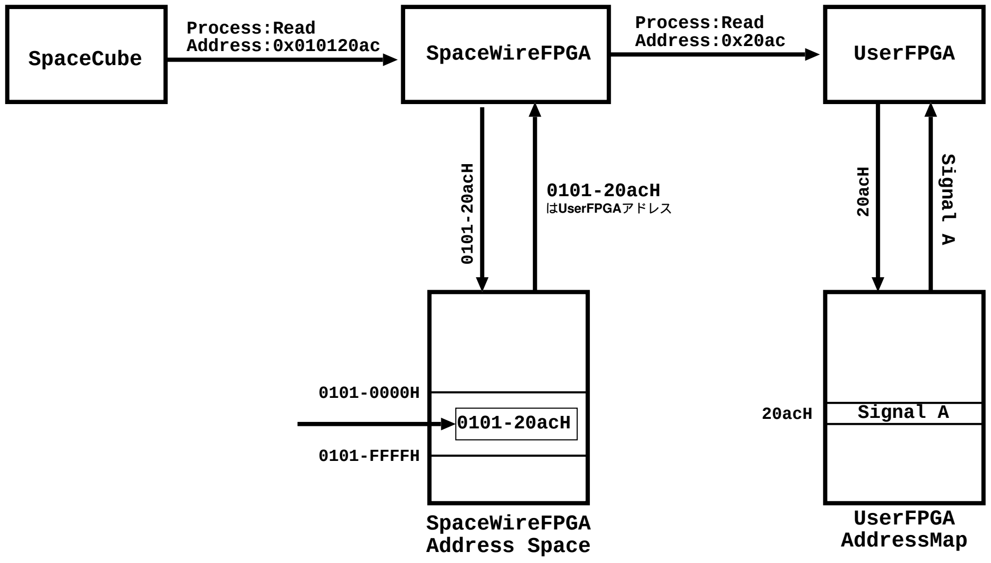
SpaceCube
Process:Read
Address:0x010120ac
SpaceWireFPGA
Process:Read
Address:0x20ac
UserFPGA
0101-20acH
0101-20acH
はUserFPGAアドレス
20acH
Signal A
0101-0000H
0101-20acH
0101-FFFFH
SpaceWireFPGA
Address Space
20acH
Signal A
UserFPGA
AddressMap

図 4.9: FPGA のアドレス Map [7]

4.2.6 VHDL

従来は ASIC や FPGA などの設計においては、AND や OR などのロジックゲートを組み合わせた回路図を描いて目的の動作を記述するという方法が用いられてきた。しかし、回路図入力では手間がかかるうえ、目的の動作を実現するためにに複雑な論理式を考える必要があった。そのため、設計時間が長くかかり、途中で回路内容を変更するのは容易ではなかった。そこで、回路の動作をコンピュータのプログラム言語のように記述できる、ハードウェア記述言語 HDL(Hardware Description Language) が考案された。HDL を用いることにより、回路の動作を機能で表現することができ、複雑な論理式を考えなくても回路を設計することが可能となった。これにより回路を動作に合わせて設計しやすくなり、他人にも動作内容が分かり易くなった。また、回路に誤作動が起きたときにも対処しやすく、回路変更も容易となった。

現在最も普及している HDL には、VHDL と Verilog HDL がある。本研究では、VHDL (Very High Speed Integrated Circuit HDL) を用いて回路設計を行った。もともと VHDL は米国国防相によって提唱されたものであるが、その後米国電気電子技術者協会 (IEEE) により標準化され、現在では世界に広く普及している。 VHDL は記述能力が高く、システム全体のアーキテクチャからロジック・ゲートレベルの記述にまで対応している。VHDL を実際に ASIC や FPGA の回路を記述するのに用いる場合は、RTL(Register Transfer Level) と呼ばれるレベルで記述する。RTL では、CAD ツールにより VHDL の記述から自動的に

ロジック回路を生成(論理合成)することが出来る。抽象度の高い記述レベルは、システム全体のアーキテクチャのシュミレーションや、アルゴリズムの検証などに用いられる。現在、より抽象度の高い記述から直接回路を合成する研究も行われているが、まだ一般的ではない。以下の図4.10にVHDLによるロジック・ゲートの記述例と、その論理合成の結果を示す。

```
library IEEE;
use IEEE.std_logic_1164.all;

entity sample is
        port (     A : in std_logic;
                   B : in std_logic;
                Out1 : out std_logic;
                Out2 : out std_logic);
end sample;

architecture RTL of sample is

signal sig : std_logic;

begin

         sig <= A nor B;
        Out1 <= not sig;
        Out2 <= A and sig;

end RTL;
```

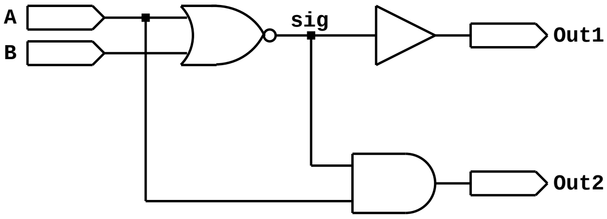

図 4.10: VHDLによるロジック・ゲート例 [7]

本研究では、このVHDLを自在に使える開発環境としてXilinx社が無償で配布している総合開発ソフト、ISE10.1を用いた。ISEはVHDLのデザイン、論理シュミレーション、論理合成を行うことが出来る。また、回路を書き込むデバイスを適切に選択することで、配置配線、タイミングシュミレーション、さらに実際のデバイスへのダウンロードも行うことができ、ISE一つでデザイン設計から実装まで全て行うことが出来る。

4.3 FADCボードを用いた実験セットアップ

4.3.1 Filter Moduleの立ち上げ

まず今回の実験の課題となる、Digital FilterをFADCボードのUserFPGAに作成した。これまでFADCボード内の基本Moduleは、広島大学の松岡氏が作成した「Trigger Module」と「Oscillo Module」の二つであった。またその他のModuleは、広島大学の田中が作成している。それぞれの基本的な役割として、Trigger Moduleは入力されたデータのthreshold比較、Oscillo Moduleは、データの遅延と波形保存である。本研究では、以上の2つのModuleに加えて、Digital Filterの役割を果たす「Filter Module」を作成した。以下の図4.11にUser FPGA内の簡単なブロック図を示す。

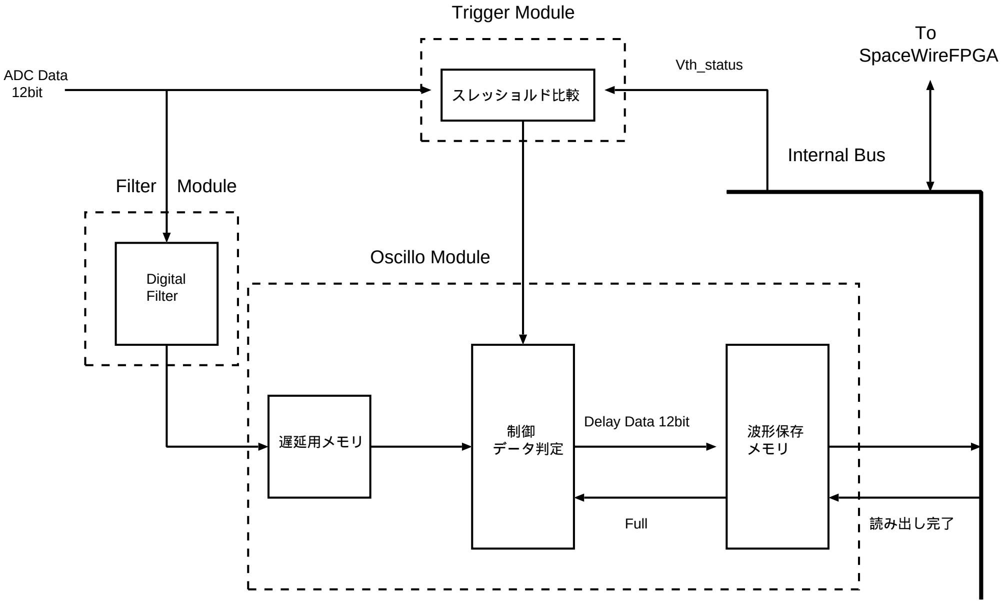
Trigger Module
To
SpaceWireFPGA
ADC Data
12bit
スレッショルド比較
Vth_status
Internal Bus
Filter Module
Digital
Filter
Oscillo Module
遅延用メモリ
制御
データ判定
Delay Data 12bit
波形保存
メモリ
Full
読み出し完了

図4.11: User FPGA内のModule図

図4.11から分かるように、Filter Moduleでノイズカットしたデジタル信号をOscillo Moduleで遅延、保存し、SpaceWire FPGAに出力することで、これまで以上にノイズカットされたデータを収集することが出来る。

今回作成したDigital Filterは、移動平均型と呼ばれる、比較的簡単な回路である。本実験では、15個の加算器と1つの乗算器を組み合わせて回路を作成した。以下の図4.12、4.13に移動平均型のDigital Filterのブロック図と振幅特性の様子を示す。

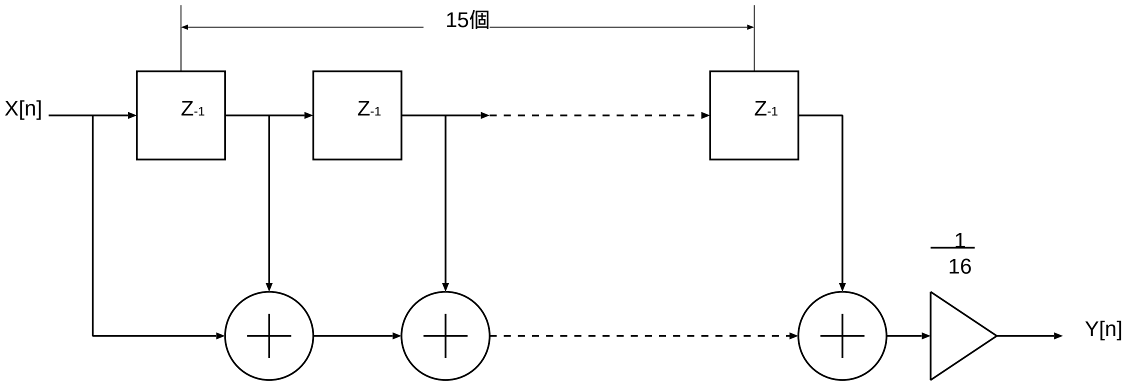

図 4.12: 移動平均型の Digital Filter

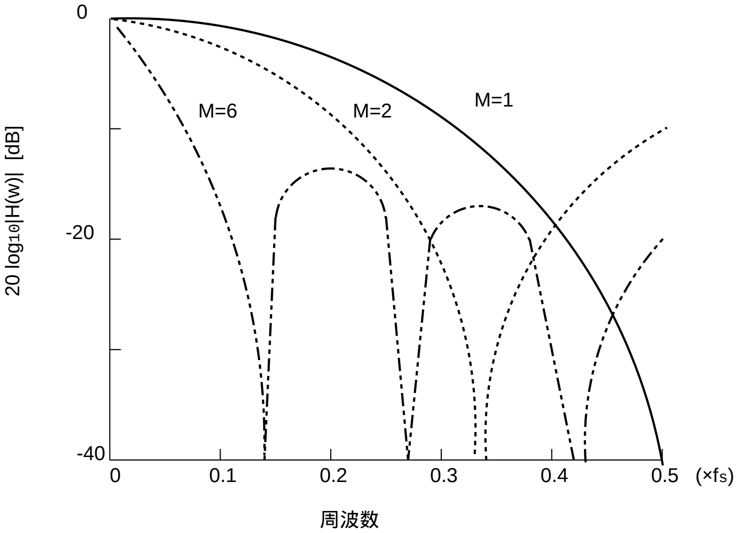

図 4.13: 移動平均の振幅特性

図 4.12 の Z^{-1} は遅延素子である。この回路は、入力信号と遅延信号を加算していき、最後に加算器の数による乗算器で平均を取る構造になっている。また、図 4.13 から分かるように、移動平均システムは低域通過フィルタの一種である。理論上、加算器の数が増すにつれて、低域通過フィルタとしての性能が向上していく。

4.3.2 実験のセットアップ

今回の実験で行った主な実験項目に、threshold 測定、Digital Filter の性能検証がある。これらの実験で使用した実験機器と全体のセットアップ図を以下の表 4.2 と図 4.14 に示す。

Pre Amp	CLEAR-PULSE MODEL 5005H S/N 02Z538
Shaper	ORTEC MODEL 571
高圧電源	CLEAR-PULSE MODEL:E6625
CLOCK GENERATOP	TECHNO LAND N-TM203
VISUAL SCALER	TECHNO LAND N-TK215T
Shaper	ORTEC MODEL 571
Function Generater	Tektronix AFG310

表 4.2: 実験セットアップ

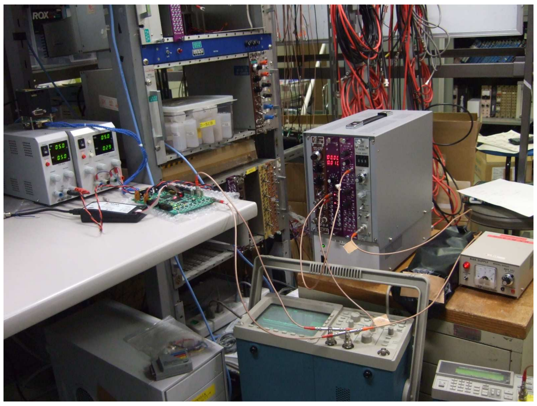

図 4.14: セットアップの全体図

4.4 Digital Filter を用いたデータ収集の結果

4.4.1 threshold 測定

この実験では、VISUAL SCALER と CLOCK GENERATER を用いて、Trigger Module の最適な threshold 値を求めた。その際に使った信号は、テストパルスである。以下の図 4.15 に結果を示す。

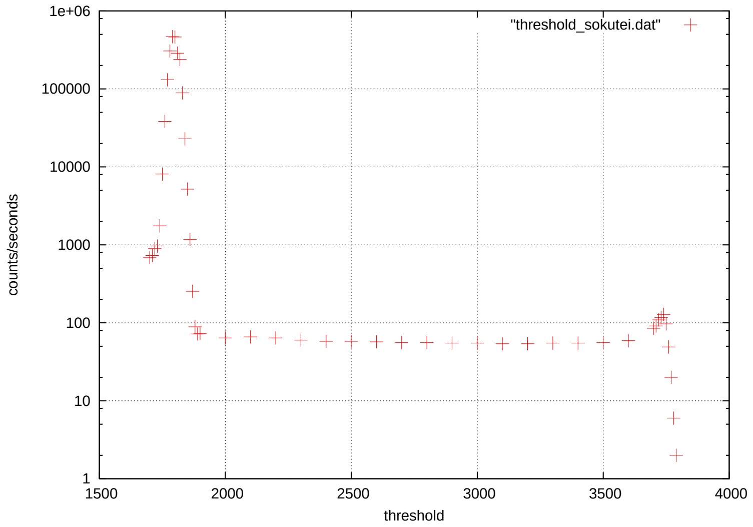

図 4.15: threshold 測定の結果

上記の結果から、範囲別に threshold の値を見ると、1500∼2000 の範囲では、カウントの値が大きく、山の形になっている。これは、ある特定の高周波のノイズの範囲を含んでいるために、このような値と形状になっていると言える。2000∼3500 の範囲では、カウント数がほぼ一定値となっており、ノイズがカットされたテストパルスだけのデータであると言える。また 3500∼4000 では、カウント数が小さくなっており、テストパルスの値も threshold によってカットされていることが分かる。

したがって、Trigger Module の threshold の値は 2000∼3500 の範囲が効率良くノイズをカット出来ていると言える。この threshold の値と、Digital Filter の性能を上げていくことで、よりノイズがカットされたデータが収集出来るはずである。

4.4.2 サンプリング周波数測定

Digital Filter を使う際に必要となってくるパラメータが、サンプリング周波数である。この実験では、サンプリング周波数を求めるために、任意のアナログ信号を出力できる Function Generater を用いた。今回は、1 周期 $20\mu s$、50kHz の sine 波を FADC ボードに入力した。この信号を FADC ボード内の Digital Filter を通して得られたデータは、以下の図 4.16 のようになる。

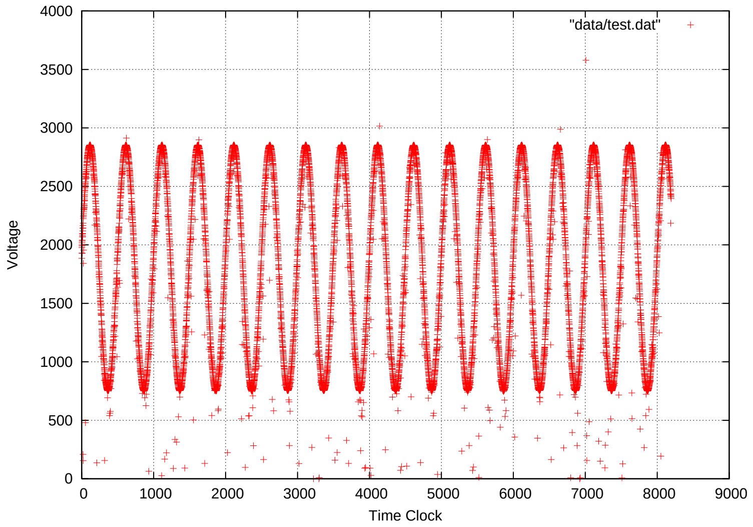

図 4.16: デジタル化された 50kHz の sine 波

図 4.16 から、1 周期に 500 カウントのデータが取れていることが分かる。つまり 1 カウントあたりの周期は、$20\mu s/500 = 0.04 \times 10^{-6}s$ となる。したがってサンプリング周波数は、$1/0.04 \times 10^{-6} = 25 \times 10^{6}[Hz] = 25[MHz]$ となる。

よって、入力されるアナログ信号がナイキスト周波数に相当する 12.5[MHz] 以下ならば、元のアナログ信号の全ての周波数成分に関する情報を失わないで、デジタル信号を出力することが出来る。

4.4.3 Function Generater を用いたデータ収集

先程の実験から求めたサンプリング周波数が、正しく機能しているかどうかを評価すべく、Function Generater を用いて、10kHz、100kHz、1MHz、16MHz の 4 つの sine 波を FADC ボードに入力した。この Digital Filter におけるサンプリング周波数は、25MHz なので、そのナイキスト周波数である 12.5MHz 以上のアナログ信号は、元の信号の情報を完全に復元することが出来ない。したがって、上記の 4 つの sine 波の内、16MHz 以外の信号は、sine 波形のデジタル信号として出力されるはずである。以下の図にそれぞれ 4 つのデータを示す。

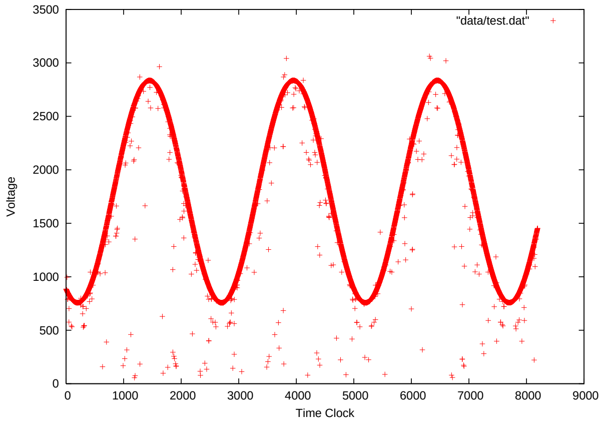

図 4.17: 10kHz の sine 波

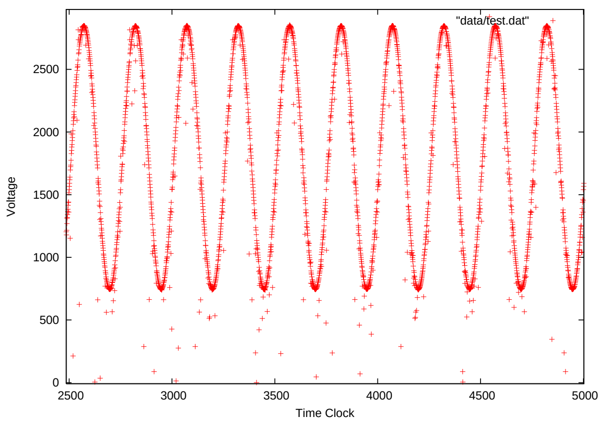

図 4.18: 100kHz の sine 波

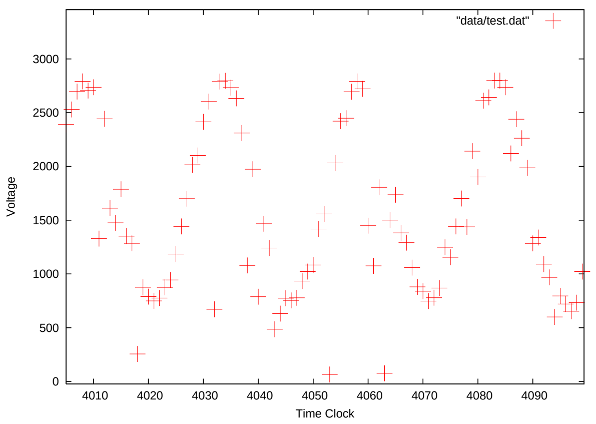

図 4.19: 1MHz の sine 波

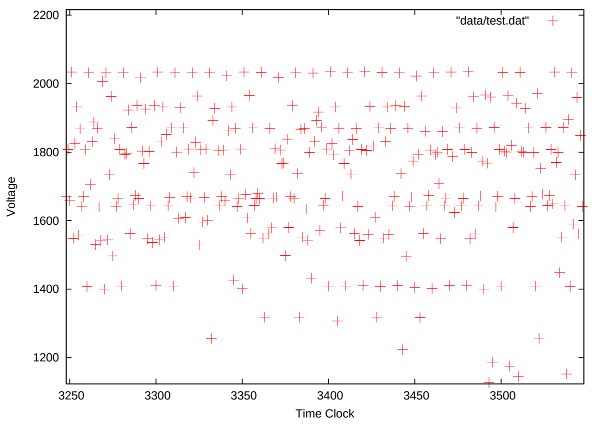

図 4.20: 16MHz の sine 波

以上の結果から、16MHz 以外の信号は sine 波形の形で出力されており、16MHz の信号は、標本化定理を満足しないため、sine 波形を保存できていないことが確認出来る。

4.4.4 Digital Filter を用いたテストパルスのデータ収集

この実験では、テストパルスの信号が Digital Filter を通す前と後でどのように変化するのかを評価した。ノイズの寄与は、テストパルスのエネルギー分解能にも寄与しており、ノイズが小さい程、エネルギー分解能の性能が良くなる。つまり、エネルギー分解能の性能が良い程、テストパルスのピークの電圧値が一定値に近付く。今回は、Digital Filter を通す前と後のテストパルスの信号をそれぞれ 16 個づつデータとして測定し、ピークの電圧値を評価した。

以下の図 4.21、4.22 にそれぞれ Digital Filter を通す前の信号と、通した後のテストパルスのデータ例を一つ示す。また図 4.23 には、それぞれの 16 個のデータの電圧値を示す。

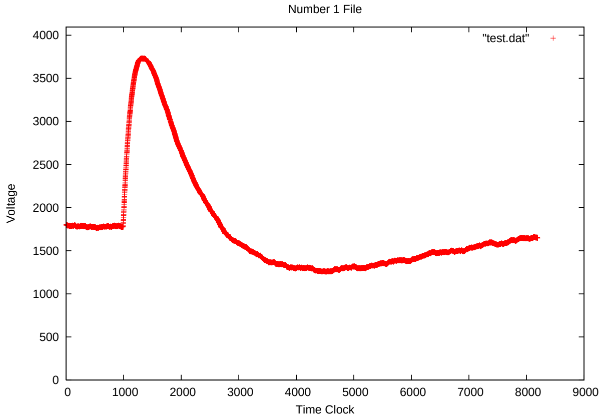

図 4.21: Digital Filter を通す前のテストパルス

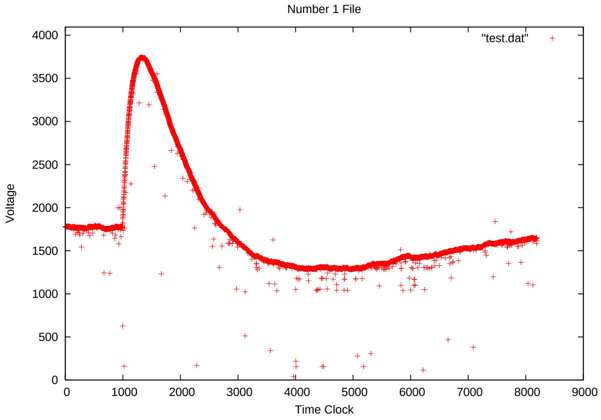

図 4.22: Digital Filter を通した後のテストパルス

図 4.23: 16 個のテストパルスの電圧値

図 4.23 から分かるように、Digital Filter を通した後のテストパルスの電圧値の方がより一定値に近い結果となっている。また、Digital Filter を通していないデータに比べて電圧値が大きくなっているのは、テストパルスのピークがノイズの影響を受けずに立っているという理由で説明できる。

したがって、本研究で作成した移動平均型のデジタル回路は、Digital Filter の機能を果たしていると言える。しかし、図 4.21、4.22 を見ても分かるように、Digital Filter を通し

た後のテストパルスのデータは、データ点の抜け落ちが目立つ。このデータ点の抜け落ちは、おそらく移動平均型のデジタル回路を作成した際に出来たと考えられるが、直接的な原因は分からないため、今後、改善していく必要がある。しかし、このデータ点の抜け落ちが Digital Filter の性能を下げる要因とはなっていない。

第5章　まとめ

本研究では、Astro-H 搭載 HXI/SGD 用 Active シールドの光読み出しと信号処理という目的で研究を行った。Active シールドの光読み出しに関しては、APD+BGO の組合せで、Astro-H で求められるエネルギー threshold の性能を満足出来ることが確認できた。また、小型 BGO や PMT なども用いて結晶シンチレータと検出器の性能についてもそれぞれ検証出来たといえる。本研究を通じて、現段階での HXI/SGD 用の Active シールドは APD+BGO の組合せが理想といえる。今後、線源をコリメートさせて BGO に当てた場合の光量測定といった実験を加えて行っていくと、より Active ブシールドの性能を細かく追求することが出来る。

また、Digital Filter の信号処理に関しては、今回は移動平均型のデジタル回路の動作確認と性能確認が主な目的となってしまった。しかし、簡単な構造の移動平均型のデジタル回路でも、Digital Filter の性能を確認することが出来た。今後の課題として、移動平均型より、さらに性能の良い FIR フィルタなどを作成して、今回実験することが出来なかった、APD+BGO の信号を Digital Filter を通じて読み出してみることが挙げられる。この課題を達成出来れば、Active シールドをアナログとデジタルの双方から研究することができ、これまで以上に細かい性能評価が出来るようになるはずである。

謝辞

まず本研究を行うにあたり、細かく御指導していただきました深沢先生に心から感謝致します。実験や論文書きにあたり、何度も的確なアドバイスをして下さり、何とか本論文を書きあげることが出来ました。ありがとうございました。

またBGO実験においては、M1の池尻さんに深く感謝します。観測と実験で非常にお忙しい中、APDとBGO基礎知識や実験の進め方などを丁寧に教えて頂きました。M1の花畑さんも、途中からBGO実験の方に参加して下さり、データ収集や解析などに協力してもらったりと非常に助かりました。またDigital Filterに関しては、M1の松岡さんに深く感謝します。実験がうまくいかない時も、夜遅くまで残って一緒に考えてくださったり、自分の作業より、私の研究の手伝いに協力して頂いたりと感謝しきれません。

最後に、私がこの一年間、充実した研究生活を送れたのは、広島大学高エネルギー宇宙研究室のみなさんのおかげです。この一年で培った経験を今後の社会人生活に活かしていきたいと思います。充実した時間をありがとうございました。

参考文献

[1] 宇宙科学研究本部　「次期X線天文衛星計画Astro-H」
http://www.astro.jsas.jaxa.jp/future/NeXT/

[2] 次期X線天文衛星計画ワーキンググループ,NeXT計画書 p.88 (2005)

[3] T.Takahashi　「NeXT衛星搭載用硬X線検出器・ガンマ線検出器」
http://www.astro.isas.jaxa.jp/ takahashi/Detectors/NeXT.html

[4] HXI/SGD　内部資料

[5] 池尻祐輝　「宇宙γ 線検出器SGD用BGOアクティブシールドのAPD光読み出しの研究」, 広島大学卒業論文,2008

[6] 竹本健太　「BGO井戸型アクティブシ- ルドとAPDによる宇宙ガンマ線検出器の研究」, 広島大学修士論文,2008

[7] 松岡正之　「新衛星通信規格SpaceWireを用いたデータ収集システムの開発」, 広島大学卒業論文 ,2008

[8] 田中琢也　「宇宙X線観測用放射線検出器多チャンネル読み出しシステムの開発」, 広島大学卒業論文 ,2005

[9] ECSS,Space engineering ECSS-E-50-12A,2003

[10] Hirokazu Odaka,Takayuki Yuasa　「SpaceWireのつなげかたTRON版SpaceCube編」