

半導体 X 線検出器開発に向けた
ASIC による多チャンネル読み出しシステムの構築

広島大学理学部物理科学科
高エネルギー宇宙・可視赤外線天文学研究室

B102253

幅田 翔

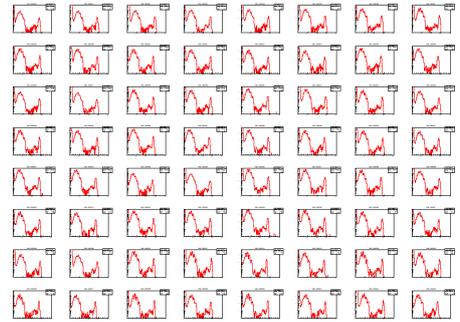
主査：大野 雅功 副査：檜垣 浩之

2015 年 2 月

概要

ブラックホールや中性子星などの高エネルギー天体は X 線やガンマ線を放射しており、それらを観測する放射線検出器は高エネルギー天文学において非常に重要な役割を果たしている。特に放射線検出器の一種である半導体検出器を用いて放射線のエネルギーだけでなく、一つ一つの光子の信号を複数の検出チャンネルで捉えることによって天体の位置も特定する技術が発展してきており、広島大学やその他の研究機関などでも新型検出器の開発が進んでいる。従って、この膨大な数の検出チャンネルから届く大量の情報を収集し解析するコンパクトな情報収集システムが検出器には必要不可欠である。

本研究の目的は、半導体 X 線検出器開発に向けた情報収集システムとして特定用途向け集積回路 (ASIC) を用いた、多チャンネル読み出しシステムの構築である。2015 年度打ち上げ予定の X 線天文衛星 ASTRO-H に搭載される Si センサーと ASIC(VATA450.3) を用いて 64 チャンネル同時読み出しシステムを構築し、放射線源のスペクトル読み出しに成功した。VATA450.3 は様々な条件での読み出しが可能であるが、そのパラメータの組み合わせは非常に多い。本研究では適切な ASIC パラメータを選定し最適化する手順を確立し、検出器のエネルギー分解能が向上することを確認した。これによって今後の半導体検出器開発に対応できる読み出しシステムを構築した。



本システムで読み出した Si 検出器 64ch 分の ^{241}Am の X 線スペクトル (59.5keV)

目次

第 1 章	初めに	4
1.1	高エネルギー天体からの X 線・ガンマ線	4
1.2	放射線検出器	5
1.2.1	放射線検出システム	5
1.2.2	X 線ガンマ線の放射線吸収体との相互作用諸過程	6
1.3	半導体検出器	8
1.3.1	半導体の性質	8
1.3.2	シリコンセンサー	11
1.4	放射線検出に必要な回路要素	13
1.4.1	前置増幅器	13
1.4.2	パルス整形器	13
1.4.3	アナログデジタル変換器 (ADC:Analog-to-digital converter)	13
1.5	半導体検出器のエネルギー分解能	15
1.5.1	エネルギー分解能理論式	16
1.6	半導体検出器の積層化	18
1.6.1	ASIC	19
1.6.2	FPGA と VHDL	20
1.7	本研究の目的	21
第 2 章	SGD 用 Si-Pad 検出器試作品読み出し実験	22
2.1	Si-Pad	22
2.2	暗電流、センサー容量、スペクトル	24
2.2.1	暗電流	24
2.2.2	センサー容量	25
2.2.3	スペクトル	26
2.3	暗電流、センサー容量測定結果	27
2.3.1	暗電流測定結果	27
2.3.2	チャンネル間容量測定結果	28
2.4	線源 ^{241}Am を用いたスペクトル測定結果	29
2.5	エネルギー分解能の理論値	32
2.6	結論	34

第 3 章 ASIC 付き Si-Pad 検出器試作品読み出し実験	35
3.1 ASIC を用いた多 ch 読み出しの概要	35
3.1.1 SpaceWire	37
3.2 VATA450.3	38
3.2.1 VATA450.3 の特徴	38
3.2.2 読み出し動作	39
3.3 多チャンネル同時読み出しにおけるデータ処理	41
3.3.1 リードアウトオール読み出しによるデータ補正	41
3.3.2 多層検出器におけるコモンモードノイズ除去	42
3.3.3 データ補正によるスペクトルの変化	42
3.4 64 チャンネル同時読み出しセットアップ構築	43
3.5 ASIC 読み出しパラメータの最適化	45
3.5.1 VATA450.3 の読み出しパラメータ	45
3.5.2 パラメータの最適化方法	46
3.5.3 CSA のフィードバック抵抗値 (ifp) 最適化	47
3.5.4 TA 部 (トリガ部)	49
3.5.5 VA 部	51
3.6 最適パラメータ	54
第 4 章 まとめと今後	57
付 録 A その他の ASIC 読み出しパラメータ	58
A.1 スパース読み出しとデジタルスレッシュホールド	58
A.2 TA スレッシュホールド	60
A.3 Slow Shaper ゲイン	61
A.4 ADC に関するパラメータ	62

目次

1	本システムで読み出した Si 検出器 64ch 分の ^{241}Am の X 線スペクトル (59.5keV)	1
1.1	ブラックホールの想像図 [1]	4
1.2	中性子星と普通の星の連星想像図 [1]	4
1.3	次期国際 X 線天文衛星 Astro-H[2]	5
1.4	放射線検出器の放射線読み出しシステム	6
1.5	コンプトン散乱の概念図 [13]	7
1.6	Si 結晶中の置換格子位置を占めるアクセプタ不純物 (この図では B) とアクセプタ位置	9
1.7	Si のバンドギャップ中のアクセプタ準位	9
1.8	Si 結晶中の置換格子位置を占めるドナー不純物 (この図では P) とドナー電子	9
1.9	Si のバンドギャップ中のドナー準位	9
1.10	p-n 接合ダイオードのバンド構造 [6]	10
1.11	光子入射による空乏層内でのキャリア移動 [6]	11
1.12	p-n 接合ダイオードに逆バイアス電圧を印加したときのエネルギー図 [6]	11
1.13	Si 半導体検出器、Xe ガス比例計数管、NaI(Tl) シンチレーション検出器による銀の K 列 X 線スペクトル。K α は 21keV[4]	12
1.14	Si, Ge, CdTe などの線吸収係数。それぞれの物質に対して 3 つの相互作用の線吸収係数をプロットしている。 [3]	12
1.15	ウィルキンソン型 ADC ブロック図	15
1.16	Body 容量と ch 間容量 [10]	16
1.17	半導体センサーの雑音等価回路 [10]	16
1.18	ASTRO-H に搭載される検出器 [5]	18
1.19	コンプトンカメラの概念図 [1]	19
1.20	SGD の概念図 [18]	19
1.21	VATA450.3 のパッドフレーム図 [21]	20
1.22	回路図入力による設計と HDL 入力による設計 [8]	21
2.1	SGD 用 Si-Pad 検出器試作品。中心にある銀色で正方形のセンサーが Si-Pad。青線は信号線、赤線は高圧線である。	22
2.2	Si-Pad の構造 [10]	23
2.3	Si-Pad 読み出し線配置 [11]	23
2.4	空乏層による光子検出 [10]	24
2.5	Si-Pad 配線図	24

2.6	暗電流測定セットアップ [14]	25
2.7	センサー容量測定セットアップ [14]	25
2.8	スペクトル測定セットアップ [11]	26
2.9	逆バイアス電圧-暗電流の関係.ch1:赤、ch2:黒、ch3:緑、ch5:青、ch7:マゼンタ	27
2.10	容量測定の全体写真。左が Si-Pad 検出器、右が容量計 HP4284A。	28
2.11	逆バイアス電圧-チャンネル間容量の関係.ch1:赤、ch2:黒、ch3:緑、ch5:青、ch7:マゼンタ	29
2.12	ch3 におけるシェーピングタイム-FWHM	30
2.13	ch1 のスペクトル	31
2.14	ch2 のスペクトル	31
2.15	ch3 のスペクトル	31
2.16	ch6 のスペクトル	31
2.17	ch7 のスペクトル	31
2.18	エネルギー分解能カラーマップ	32
2.19	5120 型プリアンプの容量勾配 [11]	33
3.1	ASIC 付き Si-Pad 検出器内部。左下の基盤はフロントエンドカードであり、赤丸で囲んだ長方形の集積回路が VATA450.3。	35
3.2	ASIC を用いた多 ch 読み出し系ブロック図	36
3.3	SpaceWire デジタル I/O2 ボード [22]	37
3.4	SpaceWire-to-GigabitEther[24]	38
3.5	VATA450.3 のブロック図 [21]	39
3.6	S0,S1,S2,S.LATCH ピンの位置	40
3.7	モードの切り替え。実行する動作モードに必要な S ピンにもそれぞれ信号が立つ [21]	40
3.8	モード 3 , 4 , 5 のタイミングチャート	41
3.9	モード 3 , 4 , 5 で用いられるピン	41
3.10	ペDESTAL・コモンモードノイズ補正前(黒)と補正後(赤)のスペクトル比較図	43
3.11	セットアップ全体写真	43
3.12	64 チャンネル同時読み出しによって得られたスペクトル. 黒線は ^{241}Am の 59.5keV ピークをフィッティングしたもの	44
3.13	64 チャンネルのうち 35 番目のスペクトル. 黒線は ^{241}Am の 59.5keV ピークをフィッティングしたもの	45
3.14	エネルギー分解能カラーマップ	45
3.15	最適化を行うパラメータ	47
3.16	ifp パラメータ調整. 横軸は ifp パラメータ番号であり右側ほどフィードバック抵抗値が大きくなる様に並べた	48
3.17	ifp0(赤), 7(緑), 14(黒) で得られたスペクトル. それぞれのパラメータで 30ch 目のピクセルのスペクトルを重ねた	48
3.18	ifsf パラメータ調整. 右側ほど抵抗値が大きくなるように並べた	49
3.19	ifsf0(赤), 3(黒), 7(緑) で得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル	49
3.20	sbi パラメータ調整. 右側ほど電流値が大きくなるように並べた	50

3.21	sbi0(赤), 3(緑), 7(黒) で得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル	50
3.22	sha_bias パラメータ調整. 右側ほど電流値が大きくなるように並べた	51
3.23	sha_bias0(赤), 3(緑), 7(黒) で得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル	51
3.24	ifss 調整. 横軸は ifss パラメータ番号であり右側ほど抵抗値が大きい	52
3.25	ifss 値をそれぞれ 0(赤), 2(緑), 3(青), 7(黒) と設定して得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル	52
3.26	整形回路の出力信号. ifss の値が 7,6,5,4,1,2,3 の順番にフィードバック抵抗値が大きくなる	53
3.27	最適パラメータで得られた ^{241}Am のスペクトル図	54
3.28	最適パラメータで得られたエネルギー分解能のカラーマップ	55
3.29	黒線と赤線はそれぞれ初期パラメータと最適パラメータの ^{241}Am のスペクトル	55
3.30	黒が初期パラメータ、赤が最適パラメータで測定して得られた 64 チャンネル分のエネルギー分解能頻度分布	56
A.1	リードアウトオールで読み出しある 1 イベントに対する各チャンネルの出力 ADC 値	58
A.2	スパースで読み出したある 1 イベントに対する各チャンネルの出力 ADC 値	58
A.3	ヒット数分布. 赤はリードアウトオール読み出し、黒はスパース読み出し (デジタルスレッシュヨルド ADC 値 10ch) での分布を表す。	59
A.4	リードアウトオール読み出し (黒) と、DTHR が 0ch のスパース読み出し (赤)	60
A.5	それぞれ DTHR を 0(黒), 10(赤), 20(緑), 30(青) に設定した	60
A.6	DTHR を ADC 値 10ch とした全チャンネルのイベント分布	60
A.7	DTHR を ADC 値 30ch とした全チャンネルのイベント分布	60
A.8	vthr をそれぞれ 0(黒), 10(赤), 20(緑), 30(青) に設定した	61
A.9	30ch のスレッシュヨルドオフセット -14.7 mV(黒), 0 mV(赤), +14.7 mV(緑) に設定	61
A.10	Low_gain をそれぞれ 0(黒) と 1(赤) に設定	62
A.11	ランプスピードが赤 黒 緑の順に遅くなるように設定	63
A.12	クロック遅延を ADC 値で 0ch(黒), 20ch(赤), 40ch(緑), 60ch(青) と設定	63

表 目 次

1.1	真性シリコンの性質 [3]	12
1.2	代表的な ADC 方式 [7]	14
2.1	衛星搭載用 Si-Pad 仕様 [12]	23
2.2	^{241}Am の放射するエネルギーと放出割合 [3]	29
2.3	エネルギー分解能理論値と実測値 (@ 59.5 keV)	33
3.1	メモリマップ仕様 [22]	37
3.2	VA 部・TA 部の内蔵機能	39
3.3	各動作モードリスト	39
3.4	パラメータ一覧 [21]	46
3.5	ifp パラメータとバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係	48
3.6	ifsf パラメータとバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係	49
3.7	sbi パラメータとバイアス電流の関係	50
3.8	Sha_bias パラメータとバイアス電流の関係	51
3.9	ifss パラメータとバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係	52
3.10	最適パラメータ	54
3.11	パラメータ初期値と最適値での平均値比較	56
A.1	5 分間でのリードアウトオール読み出しとスパース読み出しデータ比較	59

第1章 初めに

1.1 高エネルギー天体からの X 線・ガンマ線

宇宙には様々な天体、星間物質、星間ガスが様々なエネルギー状態で存在しており、それらはガンマ線から電波に至るまでの様々な波長の光を放っている。その中で天体からの放射は熱放射と非熱的放射の2つに分類されている。熱放射はガス中で熱運動する自由電子が原子核と相互作用し、速度が変化する事により起こる熱制動放射である。非熱的放射には幾つかの機構が知られており、磁場中を光速に近いスピードで運動する電子が磁力線に巻き付いて螺旋運動する時に起こるシンクロトロン放射や、高速の電子がエネルギーの低い光子にエネルギーを与える逆コンプトン散乱などがある。ブラックホール(図 1.1)、中性子星(図 1.2)、超新星残骸などの高エネルギー天体では、多くの電子が高速で動き回っている為に非熱的放射が優勢だと考えられているが、まだはっきりと分かっていない部分も多く更なる研究が求められている。



図 1.1: ブラックホールの想像図 [1]



図 1.2: 中性子星と普通の星の連星想像図 [1]

現代の技術では非熱的放射機構を再現することは難しく、高エネルギー天体の粒子加速機構を解明する為には天体からの X 線やガンマ線の観測は不可欠と言える。非熱的放射により放射される光子は高いエネルギーを持っているため、この電磁波は X 線ガンマ線の波長域を持つ。X 線ガンマ線は宇宙空間では吸収散乱を受け難いが、地球の大気に入ると吸収されてしまい地上で観測することは困難である。そこで気球、ロケット、人工衛星などの飛翔体を用いて観測が行われている。X 線天文学は 1962 年ジャックコーニがロケットでの観測によって宇宙からの X 線を観測したのが始まりとされており、また天文衛星を用いた X 線観測は、1970 年に NASA が打ち上げた UHURU 以来今日まで大きな発展を遂げてきた。現在日本では、2015 年度打ち上げ予定の次期国際 X 線天文衛星である ASTRO-H(図 1.3) のプロジェクトが進んでおり、この衛星によってブラックホールや中性子星近傍の物理状態や、銀河や銀河団の形成や進化過程など、様々な宇宙の高エネルギー現象を解明することが期待されている。

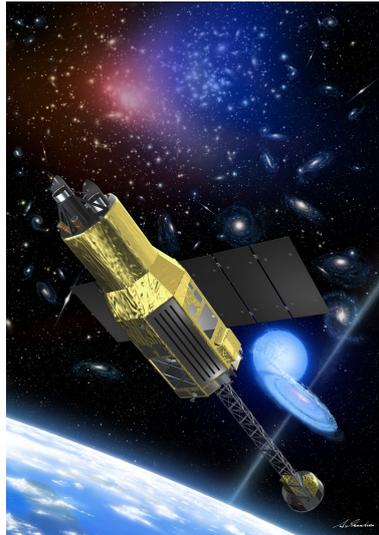


図 1.3: 次期国際 X 線天文衛星 Astro-H[2]

1.2 放射線検出器

天文学の基本的な研究手段は天体から放射される電磁波を観測し、そこに含まれる情報を解析する事で天体の物理的状況を明らかにすることである。そのためには天体からの放射を効率良く検出し、解析できるようにデータ化する必要がある。放射線を検出するには放射線と相互作用する素材を用いればよい。放射線を検出するデバイスとして電離箱や比例計数管、シンチレータ、半導体素子などが用いられている。

1.2.1 放射線検出システム

図 1.4 に一般的な放射線検出のフローチャートを示した。放射線検出器自身が形成する信号は非常に小さいためまず増幅する必要がある。ノイズの乗ってしまった信号を増幅するとノイズも大きくなってしまうので、増幅器はなるべく検出器のすぐ後に接続される。その後、増幅された信号を解析のために整形するための回路を接続する。増幅・整形が済んだ信号はアナログ-デジタル変換回路 (ADC) に入力される。ADC により放射線のエネルギーに比例したアナログ電圧波高値をデジタル信号に変換 (A/D 変換) し、イベントデータが PC へと送られる。得られた各デジタル値の頻度分布 (スペクトル) を測定することで、天体からの放射のエネルギー分布の情報が分かり、天体の組成・温度・運動などといった物理情報を引き出すことが出来る。

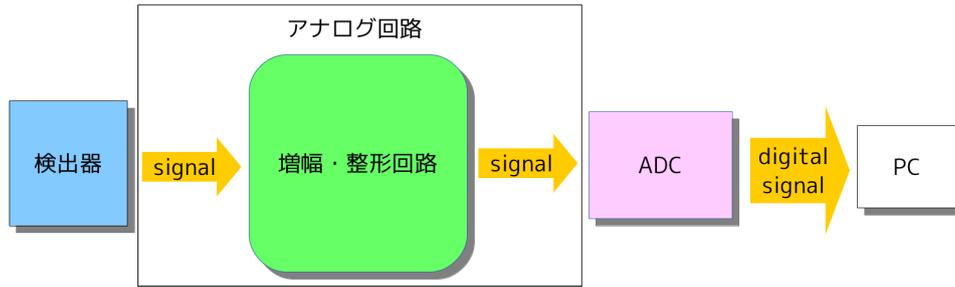


図 1.4: 放射線検出器の放射線読み出しシステム

1.2.2 X線ガンマ線の放射線吸収体との相互作用諸過程

放射線と物質の相互作用として、放射線検出において重要な反応は主に光電吸収 (photoelectric absorption)、コンプトン散乱 (Compton scattering)、および電子対生成 (pair production) である。これらは入射して来る光子のエネルギーの一部、または全部を衝突した電子のエネルギーに変換する現象である。今節ではこれらの相互作用の諸過程について述べる。

光電吸収

光電吸収は、入射してきた光子が吸収物質原子に束縛された電子と相互作用して完全に消滅する反応である。これによってエネルギーを得て原子殻から放出される電子を光電子 (photoelectron) と呼ぶ。ガンマ線のように十分に大きなエネルギーを持った光子が入射した場合、原子と最も強く結合している K 殻電子を光電子として放出する確率が最も大きくなる。この光電子は次のようなエネルギー E_{e^-} を持つ。

$$E_{e^-} = h\nu - E_b \quad (1.1)$$

ここで E_b は光電子が最初に存在した原子殻の結合エネルギー、 h はプランク定数、 ν は電磁波の周波数を表している。すなわち式 (1.1) は、入射する直前に光子が持っていた $h\nu$ というエネルギーが束縛から解放するために結合エネルギー分だけ失われ、残りのエネルギーを電子が持つ、ということを表している。[3]

光電吸収の吸収断面積 σ は、規格化因子を無視すると近似的に以下の式で表すことが出来る。

$$\sigma \simeq \begin{cases} \frac{Z^5}{(h\nu)^{7/2}} & (E < m_e c^2) \\ \frac{Z^5}{h\nu} & (E > m_e c^2) \end{cases} \quad (1.2)$$

ここで、 Z は原子番号、 E は入射光子のエネルギー ($= h\nu$)、 m_e は電子質量、 c は真空での光速をそれぞれ表している。また、 $m_e c^2$ は電子の静止質量エネルギーであり 0.511 MeV である。式 (1.2) が示すように、放射線吸収体の原子番号の 5 乗に比例する。このためより多くの X 線ガンマ線を光電吸収により検出した場合、原子番号の大きな元素を用いた吸収体が適していると言える。[19]

コンプトン散乱

コンプトン散乱は入射光子と吸収体物質中の電子との間で起こる相互作用である (図 1.5)。入射した光子はコンプトン散乱によって最初の方向から角度 θ だけ曲げられる。このとき、光子はそのとき持っているエネルギーの一部を最初に静止していた電子に与える。このように光子に衝突された電子を反跳電子 (recoil electron) と呼ぶ。コンプトン散乱におけるエネルギー伝達と散乱角度の関係式は、エネルギー保存則および運動量保存則から導くことができ以下の式のように表せる。

$$E' = \frac{E}{1 + \frac{E}{m_e c^2} (1 - \cos\theta)} \quad (1.3)$$

ここで、 E' は散乱後の光子のエネルギー、 θ は散乱角を表す。式 (1.3) より散乱角が大きいほどエネルギーが伝達されやすい。しかし $\theta = \pi$ という極端な場合でさえ、最初のエネルギーはいくらかは必ず散乱光子に留まる。また、吸収体物質中の原子当たりのコンプトン散乱確率は散乱ターゲットの電子数に依存するので原子番号とともに直線的に増加する。このためより多くの X 線ガンマ線コンプトン散乱させたい場合、 Z の大きな元素を用いたものが散乱体として適していると言える。[3]

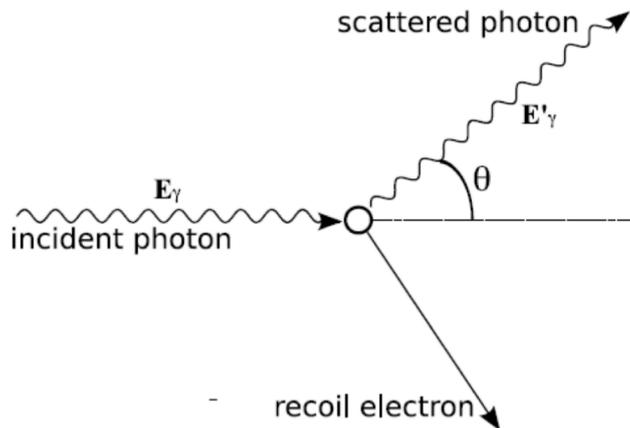


図 1.5: コンプトン散乱の概念図 [13]

電子対生成

入射光子のエネルギーが $2m_e c^2 \sim 1.02$ MeV を超えると電子対生成過程が可能となる。電子対生成は X 線ガンマ線が原子核のクーロン場と相互作用を起こして発生する反応で、入射してきた光子は消失して電子と陽電子対に置き換わる。この $2m_e c^2$ はすなわち電子と陽電子の質量の和に相当するエネルギーを表す。光子が 1.02 MeV 以上のエネルギーを有していた場合、余剰エネルギーは電子と陽電子の運動エネルギーに変換される。原子核当たりの電子対生成確率は近似的に吸収物質の Z^2 に従って変化する。

1.3 半導体検出器

放射線を検出測定する場合、固体の検出デバイスを使用するのが有利であることが多い。固体の密度はガスの密度に比べて約 1,000 倍大きいので、高エネルギー電子やガンマ線の測定に際して固体の検出器の寸法はそれと等価なガス入り検出器に比べて小さくすることができる。放射線が各種検出器と相互作用すると検出器の有効体積中に電荷が生じる。次にこの電荷を電極に収集して基本的な電気信号を形成する。この電荷を完全に収集するのに要する時間は検出器内の電荷キャリアの移動度 (電場により荷電粒子が移動するときの移動しやすさを示す値) と収集電極へ到達するまでに移動すべき平均距離に依存する。このため電荷収集時間は検出器によって大きく異なっており、例えば電離箱では収集時間が数 ms 程度であるのに対し半導体検出器は数 ns である。このため半導体検出器は他の検出器と比べキャリアの損失が小さくなり、精度の高い検出が可能である。[3]

本研究では固体検出デバイスとして半導体を用いた半導体検出器を用いる。半導体検出器は X 線検出などにおいて非常に優れた性能を示すため様々な観測器に採用されている。この章では半導体検出器の原理と本実験で用いたシリコンセンサーについて述べる。

1.3.1 半導体の性質

結晶性物質には格子に周期性があるため固体内の電子に許容されるエネルギーはバンド状になり、このエネルギー帯の中だけに電子が入ることができる。入れないエネルギー帯を禁制帯、この広さをエネルギーギャップという。下側のバンドは価電子帯と呼ばれ、結晶中の特定の格子位置に束縛されている外殻電子に対応しており、Si の場合この電子は結晶内の共有結合の一部となっている。上側のバンドは伝導帯と呼ばれ結晶中を自由に移動する電子に対応しており、このバンド内に電子が存在すればその物質に電流が流れることができる。エネルギーギャップの大きさは物質を良導体・半導体・絶縁体のいずれに分類されるかを決めており、絶縁体のバンドギャップは 5 eV 以上であるのに対して、半導体のバンドギャップは 1 eV 程度とずっと小さい。結晶内の電子は価電子帯内に存在可能な位置の全てをちょうど満たすだけの数がある。従って熱励起がない限り絶縁体および半導体は、その価電子帯が完全に電子によって満たされ伝導帯は完全に空席となり、全く電気伝導を示さない物質となる。

また、光子が入射し光電吸収・コンプトン散乱などによって束縛されていた電子がギャップ以上のエネルギーを受け取ると、入射光子のエネルギーに比例した数の電子・正孔が価電子帯から伝導帯に励起される。半導体は絶縁体よりもエネルギーギャップが小さいので、比較的低エネルギーの光子が入射しても電子の励起が発生する。

今回用いる Si は 4 価であり正常な結晶構造では最も近くに隣接する 4 個の Si 原子と共有結合をしている。ここに不純物を混ぜる (ドーピングする) と、もともと Si が入るべき格子に不純物の原子が入り込んでしまい半導体の性質が変わる。

p 型半導体

価数が少ない元素をドーピングすると p 型半導体となる。例えば Si に対して 3 価であるホウ素 B を不純物としてドーピングした場合、B の周りには 3 個しか価電子が無いので共有結合の内の 1 本が不飽和結合となり電子が入ることができるようになる (図 1.6)。この状態を空電子状態といい、またこのエネルギー

準位をアクセプタ準位と呼ぶ(図 1.7)。ここに入る電子は通常の価電子ほど強くは束縛されないため、アクセプタ準位には価電子帯に近いので熱励起が起こるとすぐに電子が入ってくる。この電子は他の正常な共有結合からきているので、代わりに価電子帯中に正孔が形成される。従って p 型物質中には電子よりも正孔が多数となり、キャリアとして正孔が大きな役割を果たす。また、p 型半導体のフェルミ準位(電子の存在確率が 1/2 となるエネルギー準位)はアクセプタ準位と価電子帯の間に入る。

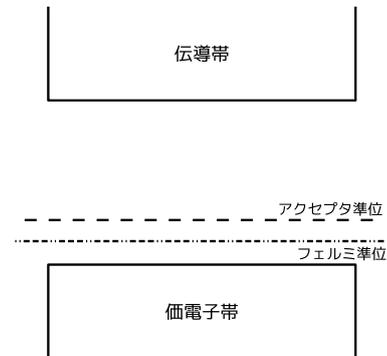
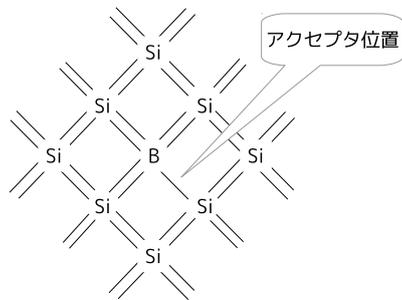


図 1.6: Si 結晶中の置換格子位置を占めるアクセプタ不純物(この図では B)とアクセプタ位置

図 1.7: Si のバンドギャップ中のアクセプタ準位

n 型半導体

価数が多い元素をドーピングすると n 型半導体となる。例えば Si に対して 5 価であるリン P をドーピングした場合、P の周りには 5 個の価電子があるので共有結合が形成された後に 1 個の価電子が余る(図 1.8)。この電子のエネルギー準位をドナー準位と呼ぶ(図 1.9)、ドナー準位は価電子帯よりも伝導帯に近いため、余った価電子はわずかなエネルギーでも元の位置から追い出されて自由電子となる。従って n 型物質中には正孔よりも電子が多数となり、キャリアとして電子が大きな役割を果たす。また、n 型半導体のフェルミ準位はドナー準位と伝導帯の間に入る。

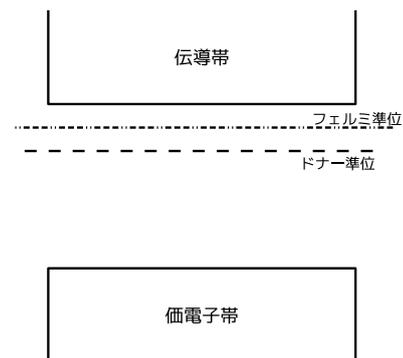
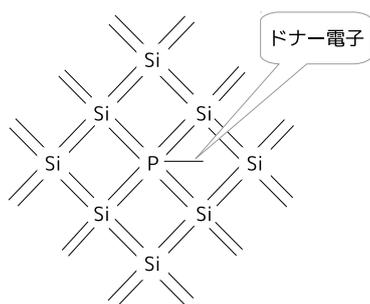


図 1.8: Si 結晶中の置換格子位置を占めるドナー不純物(この図では P)とドナー電子

図 1.9: Si のバンドギャップ中のドナー準位

p-n 接合ダイオードの放射線検出器としての性質

p 型半導体と n 型半導体を滑らかに接触させるとキャリアは p 側と n 側を行き来することができる。そのような物質を p-n 接合ダイオードと呼ぶ。また、半導体中をキャリアが移動する現象をドリフトという。下図 1.10 は電子を基準とした p-n 接合ダイオードのバンド構造である。縦軸はポテンシャルエネルギーを表している。電子が基準なのでマイナスの電圧を掛けるとポテンシャルエネルギーは増加し、図では上方向に移動する。p 型半導体と n 型半導体が接合すると接合部付近以外では電子・正孔の分布はあまり変わらないが、接合部付近では伝導電子が p 側へ、正孔が n 側へ拡散する。すると接合部付近の n 型半導体は正に、p 型半導体は負に帯電し n 側から p 側への電場 F が発生する。この電場による拡散電位 eV_D によりある程度以上でキャリア拡散が止まる (e は電気素量)。これによって接合部周辺の p 側と n 側にキャリア密度が低い空乏層が形成される。空乏層が形成されるとそれ以上はキャリアがドリフトできなくなる平衡状態に達してフェルミ準位が一致する。

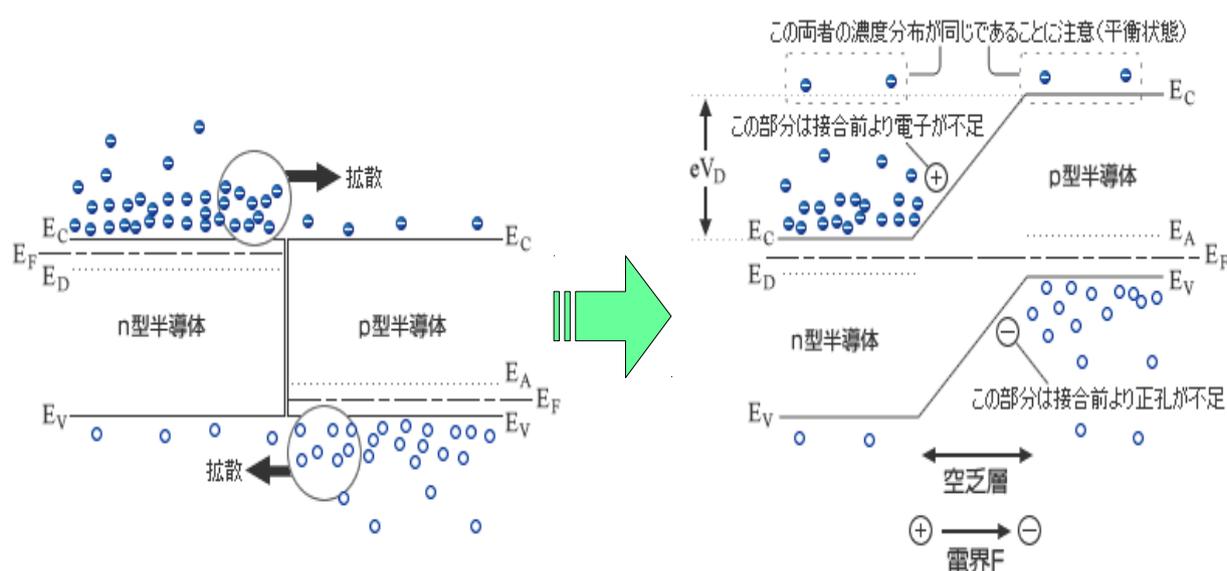


図 1.10: p-n 接合ダイオードのバンド構造 [6]

E_C :伝導帯の最低エネルギー, E_V :価電子帯の最大エネルギー

E_D :ドナー準位, E_A :アクセプタ準位, E_F :フェルミ準位, \ominus :電子, \oplus :正孔

p-n 接合ダイオードの空乏層に光子が入射すると光電吸収やコンプトン散乱などの相互作用が発生する。これによって束縛されていた電子が励起され電子正孔対生成が起こり、生成された電子は n 側へ、正孔は p 側へ移動する。この電荷量を測定することで入射した光子のエネルギーを算出することができ、これによって半導体検出器は光子を検出する (図 1.11)。n 側を高電位とする逆 (方向) バイアス電圧 V を掛けると、p 型半導体と n 型半導体のフェルミエネルギーの差は eV となり、伝導帯や価電子帯のエネルギー差は $e(V_D - V)$ となる (図 1.12)。これによって空乏層を広げることができ、光子との反応断面積が広がるので多くの光子を捉えられる。

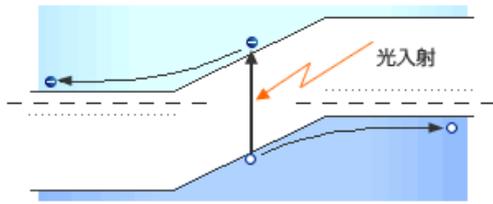


図 1.11: 光子入射による空乏層内でのキャリア移動 [6]

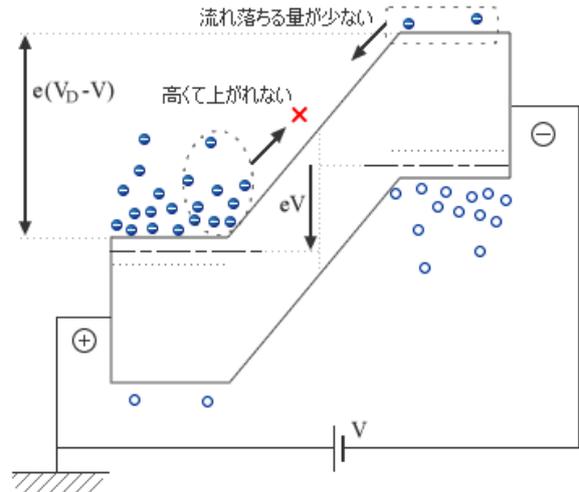


図 1.12: p-n 接合ダイオードに逆バイアス電圧を印加したときのエネルギー図 [6]

1.3.2 シリコンセンサー

半導体検出器は1対のキャリア対を生成する為に必要なエネルギーが小さいので、他の検出器よりもずっと多数のキャリアを得ることができる。また小形でも比較的速いタイミング特性を示し、その有効厚が実験上の必要に応じて変えられるといった利点もある。

シリコンは半導体検出器において頻繁に用いられている物質である。この理由としては、エネルギー分解能が非常に高いことがまず挙げられる。これはシリコンの以下の3つの性質によるものである。

- キャリア数の統計的な変動が小さい
- 電荷キャリアの移動度が大きい
- 電荷キャリアの寿命が長い

シリコンはバンドギャップが他の半導体に比べ比較的小さいため、電子正孔対を励起するための電離エネルギーが減る。そのため励起される電荷キャリアの数が増加し、キャリア数の統計的な変動が相対的に小さくなる。

また、高純度な半導体結晶の製造により電荷キャリアの移動度の高さや寿命の長さを実現できる。つまり、シリコンは電荷キャリアの数が安定しており、またその損失が少ないためキャリアの輸送特性が優れている。このため一般的にシリコン半導体検出器は他の放射線検出器と比べて非常に良いエネルギー分解能をもつ(図 1.13)。

表 1.1: 真性シリコンの性質 [3]

原子番号	14
原子量	28.09
密度 (300 K);[g/cm ⁻³]	2.33
禁制帯エネルギーギャップ (300 K);[eV]	1.115
電子移動度 (300 K);cm ² /(V·s)	1350
正孔移動度 (300 K);cm ² /(V·s)	480
電子正孔対当たりのエネルギー (300 K);[eV]	3.62

また、入射光子を検出器内でコンプトン散乱させることで、光子の持つエネルギーや放射線源である天体の位置などの情報を得る多層半導体検出器でもシリコンセンサーが用いられている。図 1.14 はさまざまな物質の光子エネルギーに対する線吸収係数を表す。全体として低エネルギー側では光電吸収が、高エネルギー側では電子対生成が支配的な反応となってくるのが分かる。シリコンは入射光子のエネルギーが約 0.05-10 MeV 程度の広いエネルギー領域で、コンプトン散乱の反応断面積が光電吸収の反応断面積を上回っている。このためシリコンは散乱体として適していると言える。

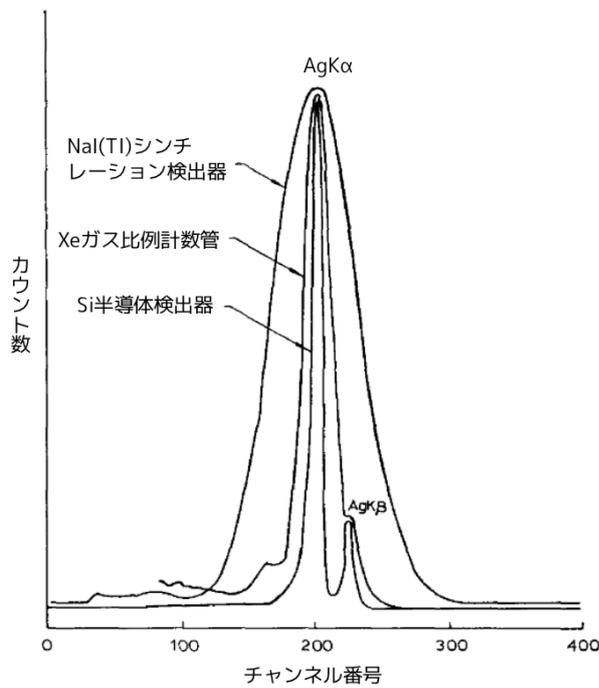


図 1.13: Si半導体検出器、Xeガス比例計数管、NaI(Tl)シンチレーション検出器による銀のK列X線スペクトル。K α は21keV[4]

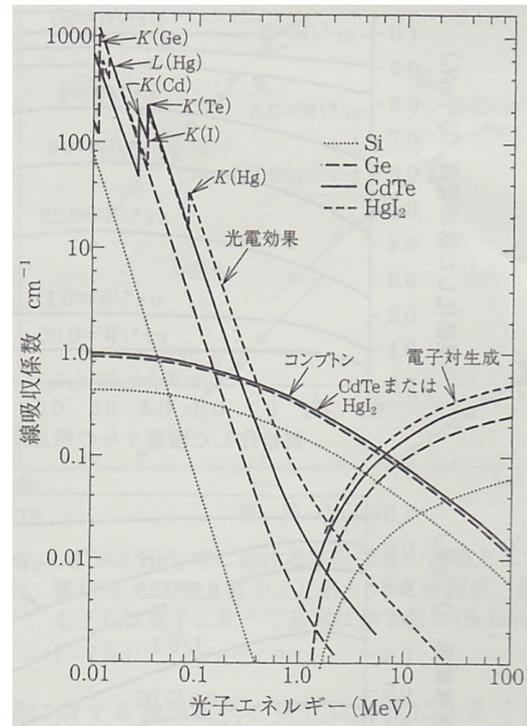


図 1.14: Si, Ge, CdTe などの線吸収係数。それぞれの物質に対して3つの相互作用の線吸収係数をプロットしている。[3]

以上のような放射線検出に優れた特性から、例えばX線天文衛星「すざく」に搭載されているSiPINフォ

トダイオードや、Fermi ガンマ線天文衛星に搭載されているシリコンストリップ検出器など、様々な天文衛星でシリコンセンサーが採用されている。

1.4 放射線検出に必要な回路要素

1.4.1 前置増幅器

放射線検出器が形成する出力パルスは小さいのでそのまま扱うのは難しい。そのため、パルス信号を増幅する回路である前置増幅器(プリアンプ)を導入するのが一般的である。前置増幅器は検出器のできるだけ近くに置くことが望ましい。ノイズも増幅してしまいパルスが埋もれてしまう事を防ぐためである。本研究では前置増幅器として CSA(Charge Sensitive Amplifier:電荷有感型前置増幅器)を用いる。CSA の時定数を $R_c C_c$ 、入力静電容量を C_c とすると、 $R_c C_c$ は光子と検出デバイスの相互作用によって発生した電荷を収集する時間を表す。また [出力電圧振幅]/[入力電圧振幅] の比を増幅器の「電圧ゲイン」あるいは単に「ゲイン」と呼ぶ。入力パルスの幅 d が $R_c C_c$ に比べて短ければ、出力電圧 V_{out} はパルスの全積分電荷 Q の $1/C_f$ 倍となる。

$$V_{out} \sim -\frac{Q}{C_f} \quad (d \ll R_c C_c) \quad (1.4)$$

1.4.2 パルス整形器

前置増幅器の出力パルスは完全な電荷収集を確実にを行う為に通常長い減衰時間を設定されている。この場合、検出器と光子の相互作用が多い場合出力パルスは互いにパイルアップしやすく、各パルスが重なるとその波高値はもはや電荷量のよい目安を示さなくなる。このような問題に対する解決策はパルスを整形(Shaping)して信号の長いテイルを取り除く事である。検出器からの信号パルスは様々な形状に変えるような操作をパルス整形という。パルス整形することによってパルスの最大波高が運ぶ情報は保存され、パイルアップの影響が減る。

一段の CR 微分回路の後に数段の RC 積分回路を組み合わせた場合、ガウス分布の形状を持つパルス波形をつくることができ、これをガウス型整形増幅器と呼ぶ。微分回路の時定数を τ 、積分回路を n 段用いるとき、整形パルスが最大波高値に到達する時間であるピーキングタイムは $n\tau$ となる。ガウス型整形は CR-RC 整形回路など他の整形回路と比べ個々のパルスのノイズ耐性がよい。[3] 整形回路がパルスを検知する時間は整形回路の時定数で決まり、これをシェーピングタイムと呼ぶ。シェーピングタイムとはパルスを検知する時間を表し、信号のノイズ特性に影響を与える。前置増幅器からの信号を受けた整形回路は、シェーピングタイムの間に入力された電圧の積分値に比例する波高値をもった、ガウシアンに整形された信号を出力する。シェーピングタイムが短いほどパルス波を重ねて数えることが無いようにすることが出来るが、短すぎると信号を正しく整形できなくなる。

1.4.3 アナログデジタル変換器 (ADC:Analog-to-digital converter)

アナログ信号をデジタル信号に変換する機器をアナログデジタル変換器 (ADC) という。放射線検出デバイスに光子が入射して出力される信号はアナログ信号のパルスであり、これをデジタルパルスに処理するた

め放射線検出器にも ADC が用いられている。ADC の基本的な機能は、入力されてきた連続量であるアナログ電圧に比例した離散量であるデジタル値を出力することである。検出器や前置増幅器からの 1 個のアナログパルス情報は、その継続時間を通じて波形を多くのサンプルに分けられデジタル値の列に変換される。

A/D 変換には様々な方式があるが、大きく積分型・比較型・ Δ/Σ (デルタ/シグマ)型に分けられる(表 1.2)。積分型 ADC は A/D 変換に時間が掛かるという欠点があるが、容易に高精度な変換が可能な方式である。比較型 ADC は bit 数を増やすことで容易に高分解能を実現できることが特徴の一つである。以前は回路規模が大きくなってしまふことが問題点であったが、最近の技術進歩によって回路規模の大きさは問題ではなくなっている。 Δ/Σ 型 ADC は極めて分解能が高いにも関わらず比較的 low 価格で構成でき、また内部回路は一部を省いてほぼデジタル回路なためノイズに強い。しかし、高速 A/D 変換には向いていないのでゆっくりとした現象の精密な計測や制御に適している。

積分型	2重積分型
	電荷平衡型
	V/F 変換型
	ウィルキンソン型
比較型	逐次比較型
	並列比較型
Δ/Σ 型	

表 1.2: 代表的な ADC 方式 [7]

本研究で用いる ASIC は積分型に分類されるウィルキンソン型 ADC を用いての変換を行っている(図 1.15)。ウィルキンソン型 ADC は核物理学者の D.H.Wilkinson が考案したものである。入力パルスは比較回路にまず入り、そのパルスの波高をランプ電圧(直線状に増加する電圧)の波高と連続的に比較する。比較回路はランプ波形が始動する同じ時刻に始まるゲートパルス(矩形波)を出力する。ゲートパルスはランプ電圧が入力パルスに到達したことを比較回路が検出するまで 1(オン)を保持するので、この幅は入力パルスの波高に比例して長くなる。その後ゲートパルスはクロックゲートに入力される。クロックゲートには一定周波数のクロックからの周期性パルスが入力されており、ゲートが開いている時(ゲートパルスが 1 の時)に周期性パルスがゲートを通過できて、アドレスレジスタでそのパルスの数を記憶する。アドレスレジスタに蓄積される数値もゲートパルスの幅と同じように入力パルスと比例するので、アナログ波高をそれと等価なデジタル値に変換できたことになる。[3]

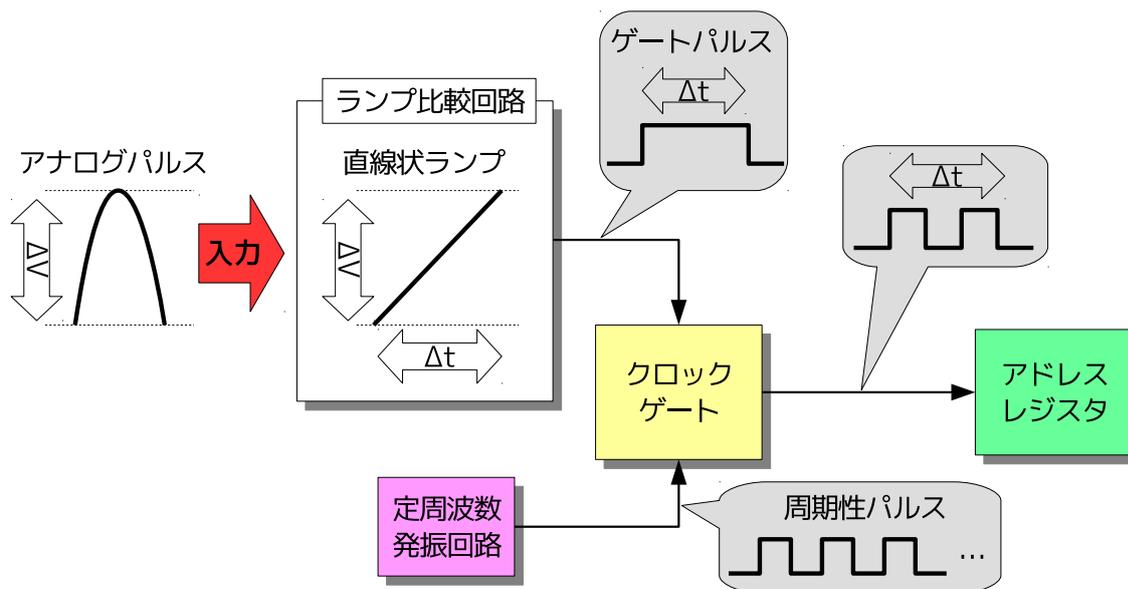


図 1.15: ウィルキンソン型 ADC ブロック図

1.5 半導体検出器のエネルギー分解能

放射線検出器の重要な性能の一つとしてエネルギー分解能がある。エネルギー分解能 (Energy Resolution) はパルス波高分布での半値幅 (ピークの最高値のちょうど半分の高さにおける分布の幅) で定義され、単位は本論文では keV を用いることにする。エネルギー分解能の値が小さければ、エネルギーが互いに近接している複数の放射線を区別することができる。このため精度の高い観測を行うためには高いエネルギー分解能を持った検出器が必要不可欠である。

半導体センサーのエネルギー分解能はノイズに大きく影響される。その為、検出器のエネルギー分解能の理論式を立てるためには、ノイズがどの程度の値になるかを予測する必要がある。半導体検出器の放射線を検出する際に生じるノイズは暗電流とセンサー容量、そしてセンサーから整形回路 (Shaper) までの初段電子回路系の性能が影響する。

- 暗電流

光電効果を示す半導体などの電気素子に逆バイアスを加えたとき、空乏層領域の電子が熱励起される。この電子がエネルギーギャップを超え伝導体に遷移されると、電子-正孔対が生成され、これが微弱な電流として検出される。これを暗電流と呼び、この電流のゆらぎによってノイズが発生する。

- センサー容量

半導体センサーはコンデンサの様に容量を持つ。これをセンサー容量と呼ぶ。センサー容量には Body 容量と ch 間容量の 2 種類がある。

Body 容量

Si-Pad のような p-n 接合を用いた半導体では、Pside と Nside の半導体同士が平板コンデンサーのように扱える (図 2.4)。この容量を Body 容量と呼び、次の式で表される。

$$C = \epsilon \frac{S}{d} \quad (1.5)$$

ここで C は Body 容量、S はセンサーの面積、d は空乏層の厚さである。

ch 間容量

多数のピクセル同士が隣り合って設置されているような検出器の場合は、ピクセル同士でも容量をもってしまう、またピクセルと引き出し線の間にも容量が発生する。それらの容量を合計したものを ch 間容量と呼ぶ。

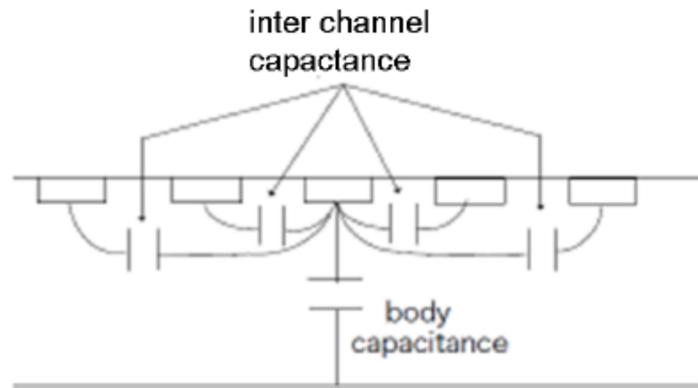


図 1.16: Body 容量と ch 間容量 [10]

センサー容量が増加すると $Q = CV$ より検出器に溜まる電荷が増加する。溜まった電荷は熱ゆらぎを起こすためノイズ源となる。

1.5.1 エネルギー分解能理論式

下図に等価雑音回路を示す。

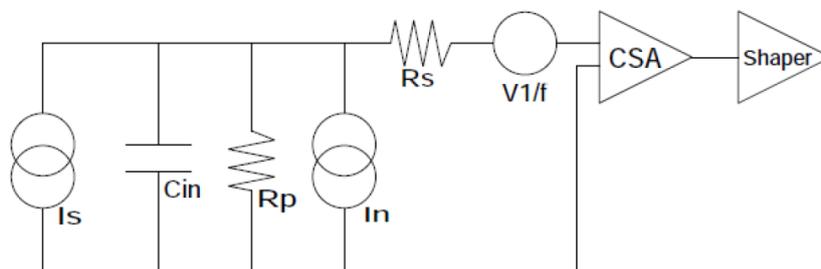


図 1.17: 半導体センサーの雑音等価回路 [10]

この図において X 線による信号電流を I_s 、等価入力容量 (センサーの接合容量、ケーブル、初段 FET の入力容量) を C_{in} 、等価並列抵抗 (CSA の帰還抵抗、高圧電源の負荷抵抗) を R_p 、等価直列抵抗 ($\equiv A/g$, $A = 0.5 \sim 0.7$, g :初段 FET の相互インダクタンス) を R_s 、暗電流を I_n 、 $1/f$ ノイズを $V_{1/f}$ と表している。全雑音電圧のパワースペクトルは、

$$\frac{\overline{V_{noise}^2}}{df} = \frac{4k_B T}{\omega^2 C_{in}^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2 C_{in}^2} + 4k_B T R_s + \frac{V_{1/f}}{f} \text{ [V}^2/\text{Hz]} \quad (1.6)$$

となる。この式において、第 1 項と第 3 項は Johnson noise、第 2 項が shot noise、第 4 項が $1/f$ noise の和である。エネルギーは等価雑音電荷 $\overline{E_{RMS}^2}$ で表し、その係数を $C_{1/f}$ とすると、

$$\frac{\overline{E_{RMS}^2}}{df} = \frac{4k_B T}{\omega^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2} + 4k_B T R_s C_{in}^2 + \frac{C_{1/f} C_{in}^2}{f} \text{ [V}^2/\text{Hz]} \quad (1.7)$$

式 (1.7) より初段回路の雑音強度は周波数依存性を持つので、適当なフィルターをかけて波形整形を行う事でノイズの強度比 (S/N) を最適化する事ができる。ここでシェーピングタイムが τ の整形回路によって波形整形をした場合、波形整形回路のフィルター特性で決まる定数 A_1, A_2, A_3 を用いて次式のように書き換える事ができる (理想的なガウシアン ($CR - RC^n$, $n \rightarrow \infty$) に対しては $(A_1, A_2, A_3) = (0.6267, 0.6267, 0.5)$ である)。

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} = \left(\frac{4k_B T}{R_p} + 2qI_n \right) A_1 \tau + 4k_B T R_s C_{in}^2 \frac{A_2}{\tau} + \frac{C_{1/f} C_{in}^2}{f} A_3 \text{ [C}^2] \quad (1.8)$$

ただし、簡単のため $\omega/2\pi = f \sim \delta f \sim 1/\tau$ とした。また本実験では、影響の小さい第 3 項は無視する。シリコンセンサーのエネルギー分解能は keV 単位で表される事が多いので、換算するため ($2.355\epsilon/10^3/q$)² をかけると、 -15 (T=270K) でのエネルギー分解能は次式のように近似できる (ただし $\epsilon = 3.64[\text{eV}]$, $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ [J/eV]}$)。

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} \simeq \left(2.86 \times 10^{-3} \frac{1}{R_p} + 0.65I_n \right) \tau + \left(2.0 \times 10^{-2} \frac{C_{in}^2}{g} \right) / \tau \text{ [keV}^2] \quad (1.9)$$

ここで変数の単位はそれぞれ、 $R_p[\text{G}\Omega]$, $\tau[\mu\text{sec}]$, $I_n[\text{nA}]$, $C_{in}[\text{pF}]$, $g[\text{mS}]$ である。本実験では R_p が十分大きいとできるので式 (1.9) の第 1 項は暗電流による項が支配的となる。また第 2 項は CSA の容量勾配を表し次の $f(C_{in})^2$ の形で表す事にすると

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} \simeq 0.65I_n \tau + f(C_{in})^2 / \tau \text{ [keV}^2] \quad (1.10)$$

となる。

このように半導体検出器のエネルギー分解能の理論式は式 (1.10) 表されることが分かった。この式を見ると、整形回路のシェーピングが暗電流によるノイズに比例し、センサー容量によるノイズに反比例している。

$$\text{(暗電流由来のノイズ)} = 0.65I_n \tau \propto \tau \quad (1.11)$$

$$\text{(センサー容量由来のノイズ)} = f(C_{in})^2 / \tau \propto 1/\tau \quad (1.12)$$

このため高いエネルギー分解能を得るためには、これらのノイズの相互作用から最適なシェーピングタイムを選定する必要がある。

また、エネルギー分解能を向上されるためには暗電流を下げて、センサー容量を小さくすることが必要である。一般的に暗電流は低温にすると抑える事ができるので検出器は低温で動作運用する。また、検出器のセンサー容量を下げるために、ピクセル化して小さな面積に分割した検出器が考えられている。

1.6 半導体検出器の積層化

近年、多層シリコンストリップや狭視野多層半導体コンプトンカメラといった多数の半導体センサーを用いた放射線検出器が実用化され発展している。ASTRO-H には、軟ガンマ線検出器 (SGD:Soft-Gamma-ray Detector) や硬 X 線撮像検出器 (HXI:Hard X-ray Imager)、軟 X 線分光撮像検出器 (SXS:Soft X-ray Spectrometer)、軟 X 線望遠鏡 (SXI:Soft X-ray Telescope)、硬 X 線望遠鏡 (HXT:Hard-X-ray Telescope) が搭載される予定である。SGD には光子の 2 次元位置情報を得るためにシリコンの P 側をピクセル状にした 64 チャンネル分のシリコンセンサーが 32 層重ねられた検出器が搭載されており、また HXI はシリコンを細長く切って電極とした両面シリコンストリップ検出器 (DSSD:Double-sided Silicon Strip Detector) が搭載されている。本研究室でも白川、岡田により新しい積層半導体検出器の開発が進められている。

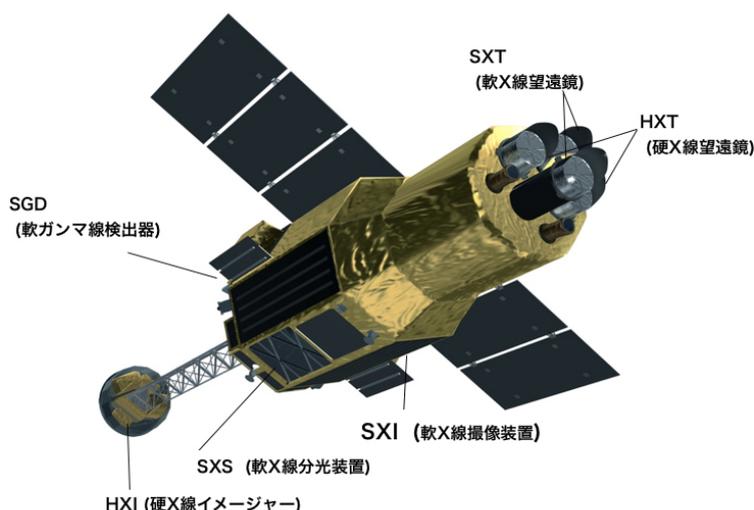


図 1.18: ASTRO-H に搭載される検出器 [5]

多層半導体検出器の開発において問題となるのが、読み出しチャンネル数の肥大化である。例えば、SGD 用コンプトンカメラには 1 万を超えるチャンネルがあり、一つ一つのチャンネルに対して信号を解析のために整形するための回路を取り付けると、検出器自体が非常に大きくなってしまふ。そのためこれらの検出器を最大限用いて高度な観測を行うためには、より大量の情報を処理し解析できるよう信号を整形するための技術を確認することが必要不可欠である。

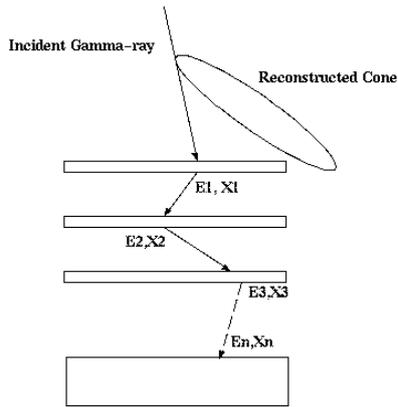


図 1.19: コンプトンカメラの概念図 [1]

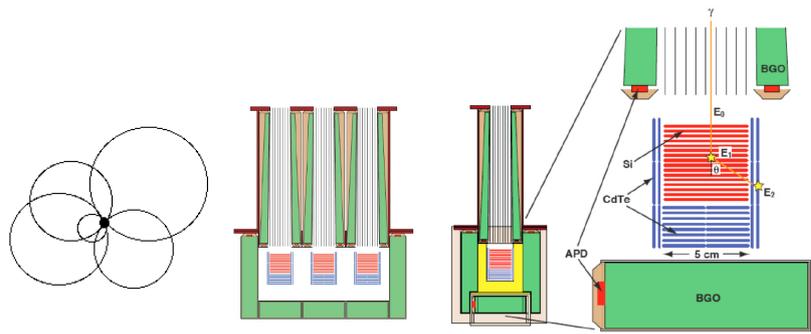


図 1.20: SGD の概念図 [18]

1.6.1 ASIC

前述のような大量の情報を収集し整形するシステムとして本研究では特定用途向け集積回路 ASIC(application specific circuit) を用いる。ASIC とは半導体ユーザーが決めた仕様に合わせてメーカーが製造する集積回路である。ASIC には各種の「セル (NOT ゲート、AND ゲート、フリップフロップなど非常に小さい論理機能)」や「コア (CPU コアなど規模の大きい回路)」など多くのユーザーが共通に利用する回路の構成要素が予め用意されており、これらの構成要素を繋ぎあわせてニーズに合った回路を組み上げる。ASIC は通信分野や画像処理など多岐にわたる用途で用いられている。ASIC の欠点として一度作成してしまうと途中で回路設計を修正することが困難であり、試作費用が高いため開発期間を長く取らなければならないといった事が挙げられている。しかしそれに対して ASIC の優れた点として

- 実装面積の縮小
- 消費電力の低減
- 動作速度の向上
- 技術的に高度な回路が組める
- 一度設計が完了すれば安い単価で回路を生産する事ができる

などの点が挙げられ、回路のコンパクト化が求められる分野では重要な役割を果たしている。

特に天文観測用の ASIC 開発は進んでおり、ノルウェーの GM-Ideas やアメリカ合衆国の SLAC などが共同で低雑音の信号読み出し ASIC 「VATA」シリーズを開発している。VATA シリーズにはアナログ信号を出力するもの (VA64TA1, VA64TA2 など) や、近年それを発展させウィルキンソン型 ADC を内蔵し A/D 変換されたデジタル信号を出力する VA32TA6、VATA4XX シリーズなどが開発されている。[17] 本研究では VATA4XX シリーズの一つである VATA450.3 を用いる。VATA4XX シリーズは検出器からの多数の信号を低ノイズでコンパクトに処理できる ASIC であり、ウィルキンソン型 ADC を搭載している。

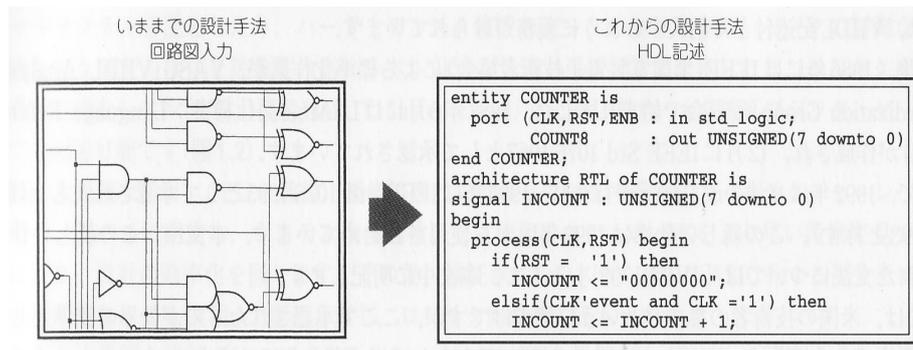


図 1.22: 回路図入力による設計と HDL 入力による設計 [8]

1.7 本研究の目的

前述のように高エネルギー天体から届く X 線ガンマ線を観測し詳細に解析するためには、放射線検出器開発のみならずそこから出力される多量の信号を収集し、波形整形が可能なデータ集積システムを確立することが非常に重要である。現在、我々のグループでは半導体検出器の 1 チャンネル読み出しシステムしか稼働しておらず、多チャンネル同時読み出しはまだ行われていない。そこで、本研究室でも開発が行われている将来用の積層化された半導体検出器の多チャンネル読み出し評価を独自で出来るようにするため、ASIC を用いたシリコンセンサー用多チャンネル読み出しシステムの実現を目指す。

本研究ではプロジェクトの立ち上げとして 2 つの実験を行う。1 つ目は SGD 用 Si-Pad 検出器試作品の 1 チャンネル読み出し実験である。本研究室では ASTRO-H に搭載される予定の SGD を構成するコンプトンカメラなど Si-Pad を用いた検出器についての先行研究があるため、

それを参考にしながら Si-Pad センサーの基礎特性を評価する。2 つ目は ASIC を搭載した Si-Pad 検出器の多チャンネル同時読み出し実験である。まず読み出しのための回路を構築し、放射線源を照射しながら実際に多チャンネル読み出しを行う。この次に、ASIC の読み出しパラメータの最適化を行う。ASIC には読み出し条件を変えるための非常に多くのパラメータを持っており、検出器のエネルギー分解能や取得スペクトルの形状などに大きな影響を与える。パラメータを変えながら実際に多チャンネル同時読み出しを行い、エネルギー分解能が最も良くなる ASIC 読み出しパラメータの最適値を探す。

第2章 SGD用Si-Pad検出器試作品読み出し実験

本研究では、ASICを用いた多チャンネル読み出しシステムの構築するが、その前段階としてASICで読み出す検出器の基礎特性を理解しておく。そのため本実験ではASTORO-Hに搭載予定のSGD用に開発されたSi-Pad検出器の単チャンネル読み出しを行い、半導体検出器の基礎特性を評価する。

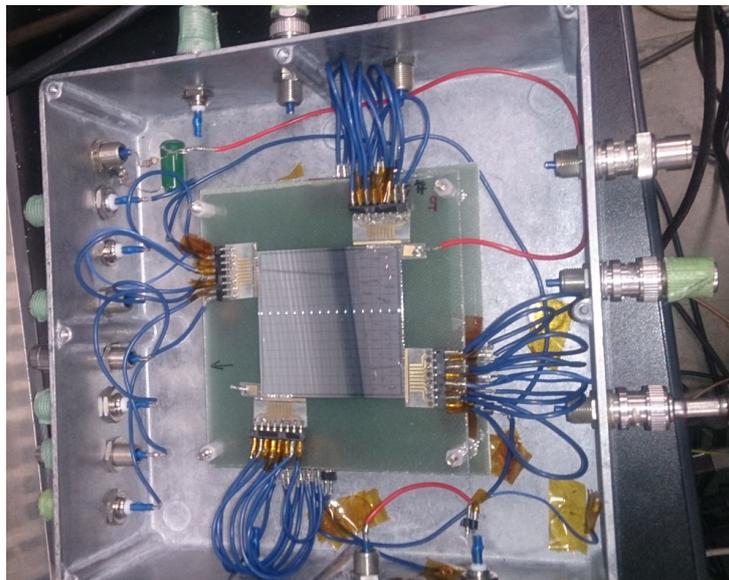


図 2.1: SGD用Si-Pad検出器試作品。中心にある銀色で正方形のセンサーがSi-Pad。青線は信号線、赤線は高圧線である。

2.1 Si-Pad

本実験で用いるSGD用Si-Padセンサーの構造を図2.2に示す。Si-Padセンサーはp型半導体がピクセル状に敷き詰められている面と、n型半導体の平板の2つの向かい合った面で構成されている。p-n間はbulkと呼ばれ、空乏層が形成されるためここでX線を検出することが出来る。センサーの縦横は53.9mm×53.9mmの正方形をしており、その中に3.2mm×3.2mmの大きさのpadピクセルが16×16の配置で256ピクセル敷き詰められている(表2.1)。

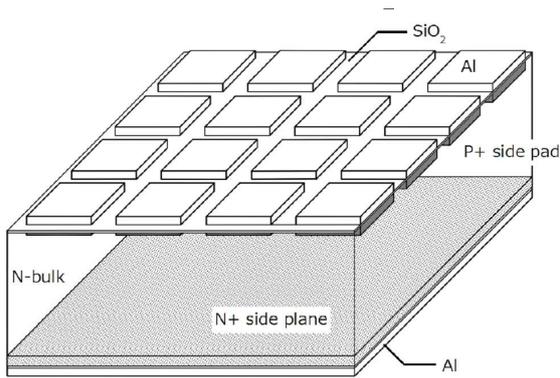


図 2.2: Si-Pad の構造 [10]

センサー面積	$5.39 \times 5.39 \text{ cm}^2$
有効面積	$5.12 \times 5.12 \text{ cm}^2$
1 pixel 面積	$3.2 \times 3.2 \text{ cm}^2$
全 pixel 数	16×16 個
厚さ	0.6 mm
空乏化電圧	$< -250 \text{ V}$
1 pixel 暗電流	$< 50 \text{ pA @ -10}$
読み出し線幅	$8 \mu\text{m}$
読み出し線厚さ	$4.5 \mu\text{m}$

表 2.1: 衛星搭載用 Si-Pad 仕様 [12]

また下図 2.3 のように、P 側の各ピクセルには電気信号を読み出すための DC 結合された Al 電極が読み出し線として付けられており、ピクセルの Al 電極が付いている以外の部分は SiO₂ の絶縁層で覆われて他のピクセルと接続しないようになっている。この Si-Pad はピクセルを 8 × 8 で一区画としその区画の読み出し線は隅に集まるようデザインされており、本実験では 4 つの区画を図のようにそれぞれ a,b,c,d 区画と呼ぶことにする。この検出器の a,b 区画の面した側には BNC コネクタが 8 つ装着されており、一つは高圧電源を繋ぐため、残りの 7 つはピクセルに繋いで読み出しを行うために用意されている。

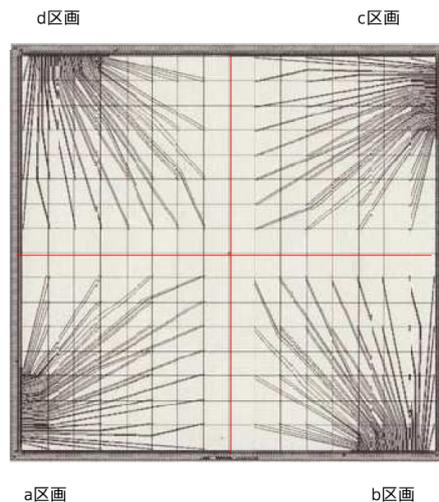


図 2.3: Si-Pad 読み出し線配置 [11]

Si-Pad に逆バイアスが掛かると、図 2.4 で示したように n-side と p-side の間で空乏層が形成される。空乏層に光子が入射すると § 1.3.1 で述べたように、空乏層では入ってきた光子により光電吸収・コンプトン散乱などによって束縛されていた電子が励起し、空乏層内に入射光子のエネルギーに比例した数の電子・正孔が発生する。できた電子・正孔は空乏層内の電場により電子は Nside に正孔は Pside にそれぞれ引き寄せられ、Pside の各ピクセルの読み出し線を通じて電気信号として読み出される (図 2.4)。これによって Si セ

ンサー上に落とされたエネルギーと2次元的な位置情報を得る。

右下図 2.5 に Si-Pad の配線図を示す。それぞれのピクセルから伸ばされた Al 線は図のチャンネルに繋がっている。前述のように Si-Pad の n 側と p 側には高電位差を作る必要がある。このため、n 側の全てのピクセルに接続されている n-sub 端子があり、ここに高圧電源を接続する。またその隣に金属製の箱に接続された GND(グラウンド)があり、逆バイアスを掛ける際は p 側をここで接続する。

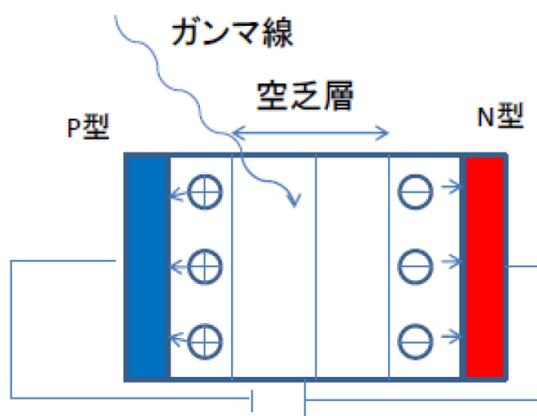


図 2.4: 空乏層による光子検出 [10]

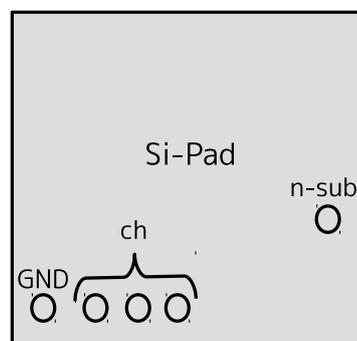


図 2.5: Si-Pad 配線図

2.2 暗電流、センサー容量、スペクトル

前節ではエネルギー分解能の理論式を導出することができた。そこで実際に暗電流、センサー容量、スペクトルを測定し、スペクトルから得られたエネルギー分解能が理論式 (1.10) で説明できるかを評価する。

2.2.1 暗電流

本実験では読み出し可能な全チャンネルの暗電流の合計値を測定する全チャンネル暗電流測定と、1つのピクセル毎に流れている暗電流を測定する各チャンネル暗電流測定を行った。下図 2.6 に暗電流測定のセットアップを示す。全チャンネル暗電流測定ではチャンネルを全て GND に接地し、半導体検出器の n 側に接続されている n-sub 端子に高圧電源を繋ぐ。本実験で用いた KEITHLEY2410 には電流計も付設されておりここに表示される電流値が全チャンネル暗電流の値となる。各チャンネル暗電流測定では測りたいチャンネル以外は GND に接続し、測りたいチャンネルは電流計に接続する。高圧電源は KEITHLEY2410 を用いた。

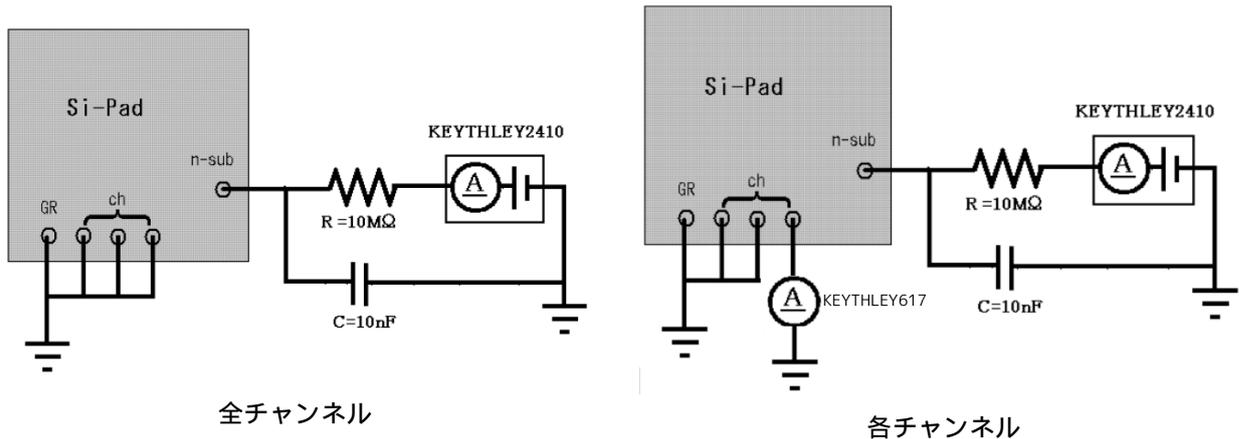


図 2.6: 暗電流測定セットアップ [14]

2.2.2 センサー容量

Body 容量とチャンネル間容量の測定セットアップを下図 2.7 に示す。容量計には L(Low) 側, H(High) 側には端子が 2 つずつある。Body 容量の場合は抵抗と Si-Pad との間をコンデンサーを挟んで H に接続し、GND を L に接続する。チャンネル間容量の場合は測りたいチャンネルを H に接続し、それ以外のチャンネルと GND をまとめて L 側に接続する。本実験では容量計は HP4284A を用いた。

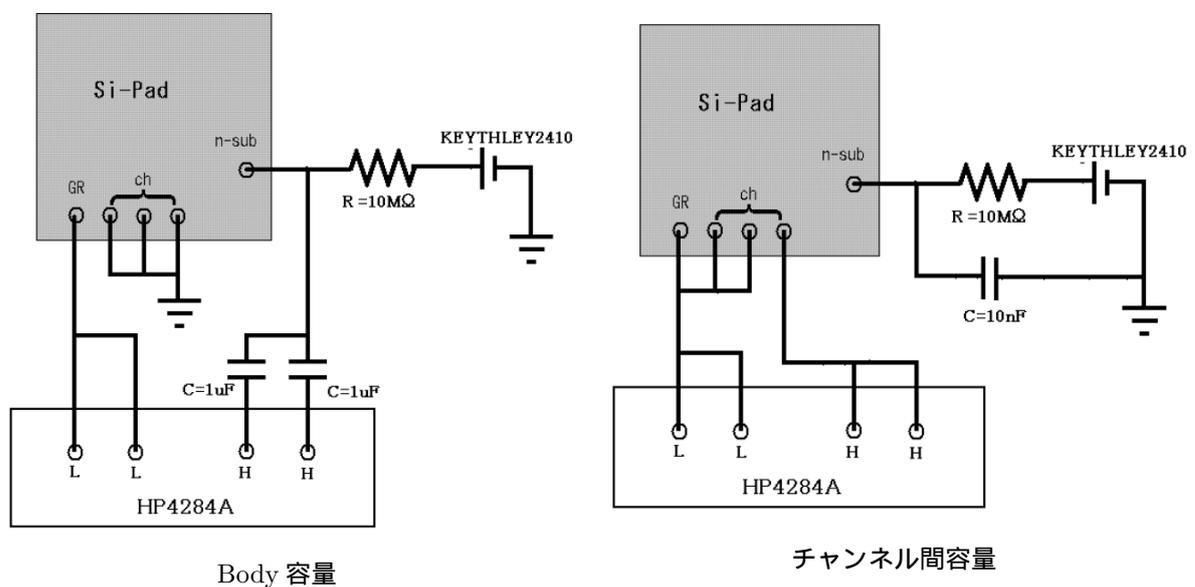


図 2.7: センサー容量測定セットアップ [14]

ただし本実験では回路の組み換えに時間がかかるため Body 容量測定は行わず、道津修論から

$$C_b = \epsilon \frac{S}{d} \sim 443[\text{pF}] \quad (2.1)$$

よりピクセル 1 個分の容量 C_{in} は

$$C_{in} = 443 \div 256 = 1.73[\text{pF}] \quad (2.2)$$

という値を引用しエネルギー分解能理論式の計算に用いる。

2.2.3 スペクトル

放射線源を用いてスペクトル測定を行う。得られたスペクトルをガウスフィットする事で FWHM(半値幅) が分かる。センサーのエネルギー分解能は半値幅で表され、単位は keV で表す。

スペクトル測定のセットアップを下図 2.8 に示す。Si-Pad から出た信号は CSA(電荷有感型前置増幅器) で電圧信号へと変換・増幅し、同時にパルサーから一定のテストパルスを入力する。プリアンプから出た信号は整形増幅器によってガウシアンのに整形され、MCA(多重波高分析器) を通してスペクトル信号として PC へ取り込まれる。

テストパルスは測定装置固有のノイズ測定を行うために用いられる。理想的な MCA ならば 1 つのパルスは 1 チャンネルだけに記録されるはずである。しかし実際は測定装置固有のノイズにより 1 チャンネル以上にこの応答が広がってしまう。テストパルスを入力することは、このノイズ測定を行うと共に、想定に先立って信号処理装置の総合機能を点検するのに便利なためよく用いられる。

まずスペクトル測定を行う為にシェーピングタイムの最適値を決める。シェーピングタイムは検出器の出力信号のノイズ成分を除去し、目的の信号を取り出す際のパラメータとなる。ある一つのチャンネルのシェーピングタイムとエネルギー分解能の依存性を求め、ノイズが最も除去できた(分解能が最も良い)シェーピングタイムで他のチャンネルのスペクトルも測定する。

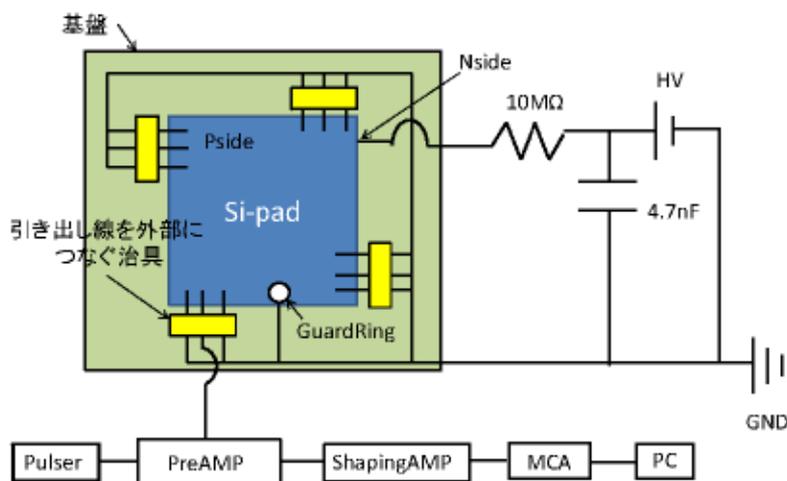


図 2.8: スペクトル測定セットアップ [11]

2.3 暗電流、センサー容量測定結果

本実験では図 2.3 の a 区画を読み出せるようにセットアップし、BNC コネクタと接続されている 7 チャンネルのうち ch1,2,3,6,7 だけを読み出す。これは本来はできるだけ多くのチャンネルの読み出しを行いたかったが ch4 は断線しており、ch5 は接続する BNC コネクタが測定の度に緩んでしまうためどちらも読み出しを断念した為である。

2.3.1 暗電流測定結果

図 2.6 のようにセットアップし、Si-Pad を恒温槽 ESPEC SU-641 に入れ温度を-20 から 10 刻みで 10 まで変えてそれぞれ測定を行った。それぞれの温度での暗電流の測定結果を下図に示す。

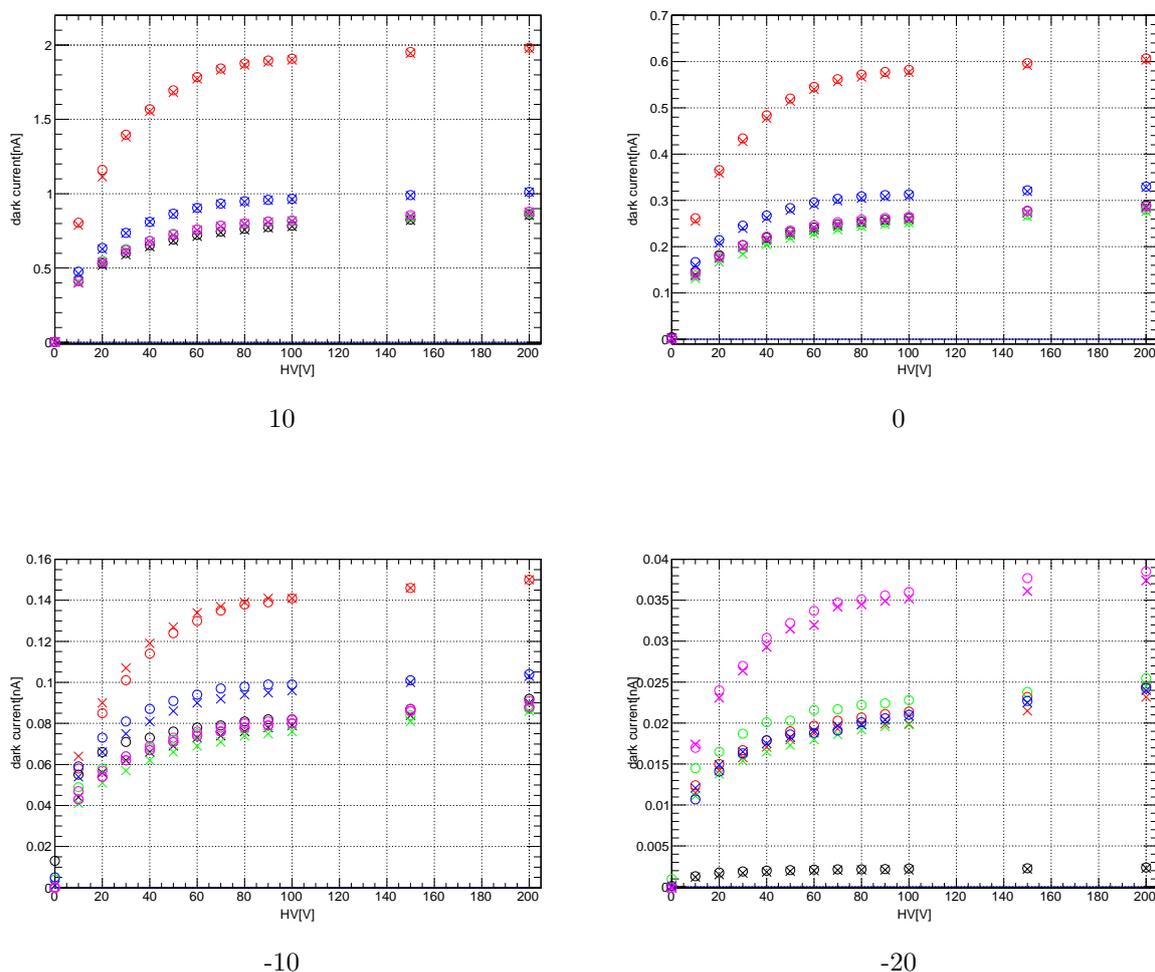


図 2.9: 逆バイアス電圧-暗電流の関係.ch1:赤、ch2:黒、ch3:緑、ch5:青、ch7:マゼンタ
は HV を上げる過程、× は下げる過程での値を表す

どの温度でも全てのチャンネルは 100V から 200V までの暗電流がほぼ一定値をとっている。

また、暗電流の測定結果から温度を下げるほど暗電流が小さくなっている事が分かった。これは暗電流 I は温度 T と次のような関係をもつ為である。

$$I(T) \propto T^{3/2} \exp\left(-\frac{E_g}{2k_B T}\right) \quad (2.3)$$

ここで E_g は半導体のエネルギーギャップ、 k_B はボルツマン定数である。上式を見ると分かるように暗電流は温度に依存しており、温度が上がると暗電流値が上がってしまう。このため、検出器の性能を高い水準で使用するためにはなるべく低い温度で運用することが望まれる。

2.3.2 チャンネル間容量測定結果

図 2.7 のようにセットアップをし、それぞれのチャンネル間容量を測定した。

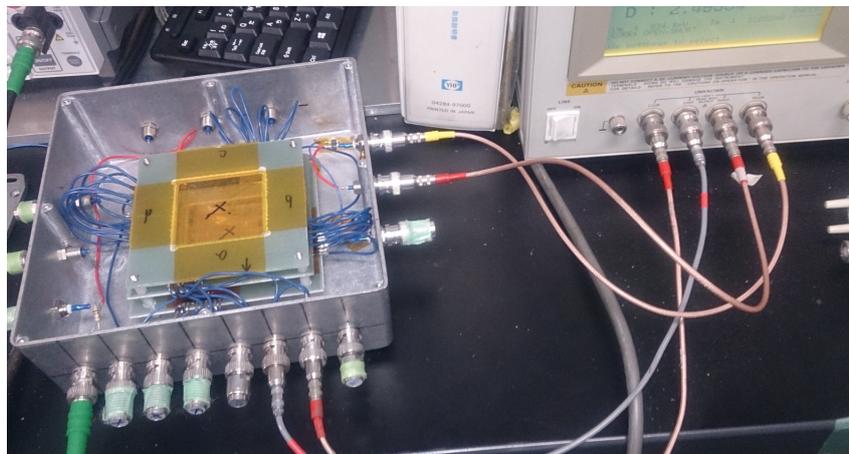


図 2.10: 容量測定の全体写真。左が Si-Pad 検出器、右が容量計 HP4284A。

測定結果を次図に示す。この図に ch6 の値がプロットされていないが、これは ch6 測定時に HV を 250V から一気に 0V に下げるといったミスオペレーションがあり、ch6 の容量値を正しく測定することが出来なくなった為である。

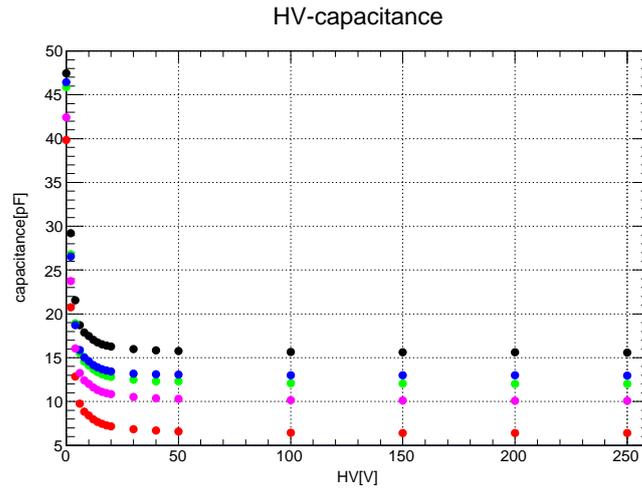


図 2.11: 逆バイアス電圧-チャンネル間容量の関係.ch1:赤、ch2:黒、ch3:緑、ch5:青、ch7:マゼンタ

HV の値が低い時容量は非常に大きく、HV を上げていくと 50V くらいからほぼ一定の低い値を取っている。これはシリコンコンデンサー容量の直流電圧バイアス特性によるものである。静電容量を C 、空乏層の長さを d 、シリコンコンデンサーの断面積を S 、シリコンの誘電率を ϵ とすると

$$C = \epsilon \frac{S}{d} \quad (2.4)$$

と表される。ここに逆バイアス電圧が掛かると空乏層が拡がり d の値が大きくなる。このため容量 C の値は小さくなっていくが、さらに電圧が大きくなると空乏層の長さがシリコンコンデンサーの長さに近づきそれ以上広がれなくなる。このため d の値が変化しなくなり C の値もほぼ一定となる。今実験の結果図 2.11 はこれを再現できていると言える。

2.4 線源 ^{241}Am を用いたスペクトル測定結果

図 3 のようにセットアップをしてスペクトル測定を行った。Si-Pad は恒温槽で -20 にし、線源は ^{241}Am を用いた。 Am は表 2.2 に表したエネルギーの放射線を放射している。今回は放出割合の高さや、ピークが集まっておらずフィッティングをしやすい点から 59.5 keV のピークを用いて、エネルギー分解能の測定を行った。

表 2.2: ^{241}Am の放射するエネルギーと放出割合 [3]

光子のエネルギー [keV]	13.9	17.8	20.8	26.35	59.54
放出割合 [%]	13.3 ± 0.4	19.4 ± 0.6	4.9 ± 0.2	2.4 ± 0.1	35.82 ± 0.12

整形回路のシェーピングタイムの決定

シェーピングタイムが長すぎると暗電流が、短すぎるとセンサー容量がノイズ源となる。このためまず最適なシェーピングタイムを決める必要がある。

先行研究 [朴卒論] より読み出し線の集まったピクセルは分解能が悪くなることが分かっている。[15] 図 2.3 より ch3 は最も読み出し線の集まる密度が低いので、エネルギー分解能が良いと考えられる (後述図 2.18 の位置 (1,1) にあるピクセル)。今回用いるシェーピングアンプは $0.5, 1, 2, 3, 6, 10\mu\text{s}$ のシェーピングタイムを設定できる。よってシェーピングタイムをこれらの値で変えていきながら ch3 のスペクトルを測定していき、エネルギー分解能が最も良くなるシェーピングタイムを探す。

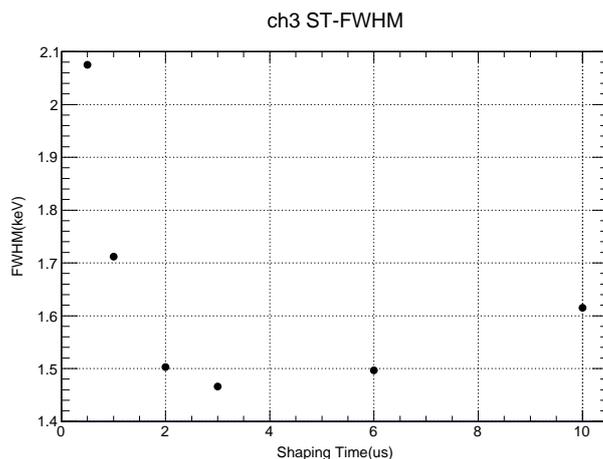


図 2.12: ch3 におけるシェーピングタイム-FWHM

この図よりシェーピングタイムの最適値は $3\mu\text{s}$ である事が分かった。

スペクトル測定

シェーピングタイムを前述の結果に従って $3\mu\text{s}$ と設定し、各チャンネルのスペクトル測定を行った。それぞれのチャンネルでの結果を下図に示す。青のラインが測定されたスペクトルであり、赤のラインは 59.5keV のピークをガウスフィットしたものである。またその右側の $700\sim 800\text{keV}$ に見えているピークは、パルサーから出したテストパルスである。

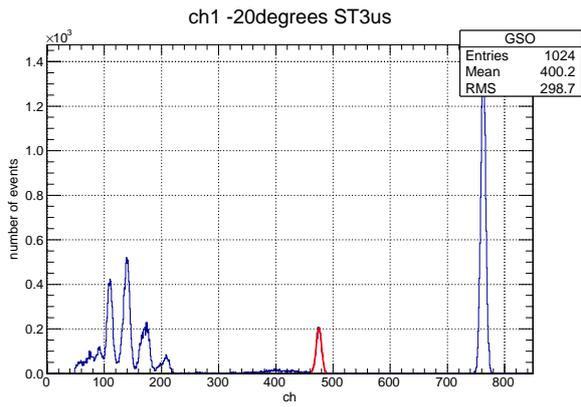


図 2.13: ch1 のスペクトル

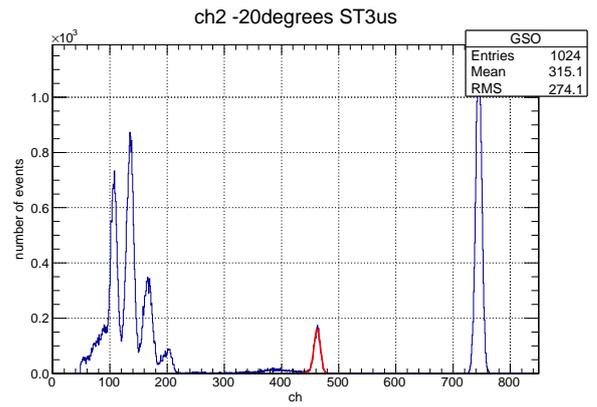


図 2.14: ch2 のスペクトル

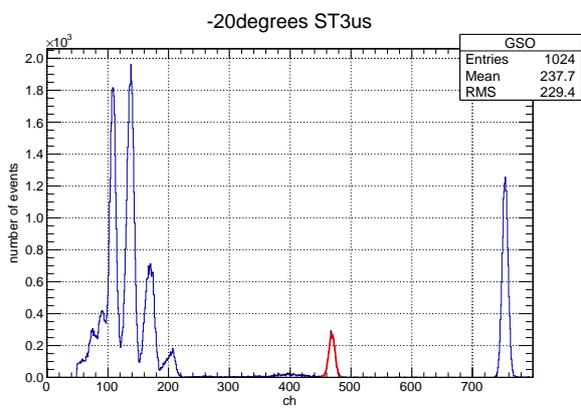


図 2.15: ch3 のスペクトル

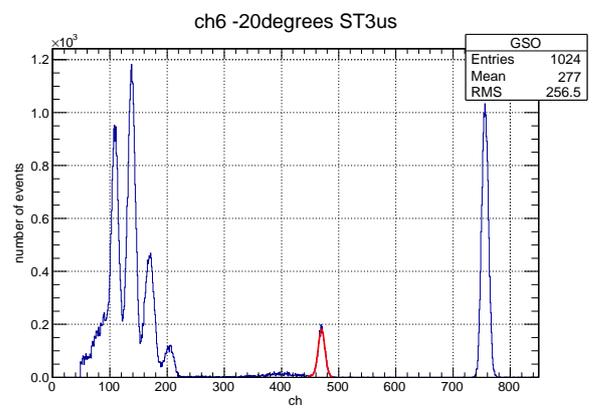


図 2.16: ch6 のスペクトル

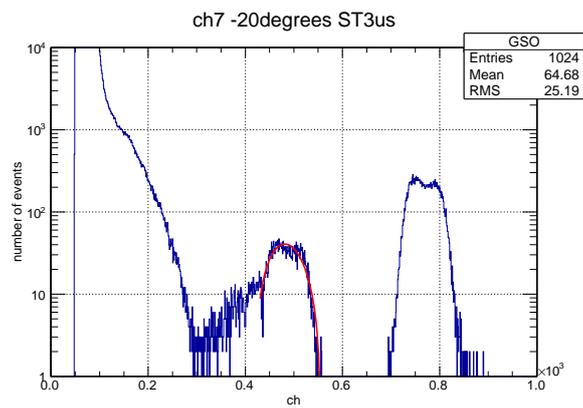


図 2.17: ch7 のスペクトル

得られたスペクトルを用いて各チャンネルのエネルギー分解能を求め、それぞれのチャンネルに対応し

た pixel の位置に分解能の値を表示したカラーマップを下図 2.18 に示す。このカラーマップは図 2.3 に対して鏡面对称となっており、Si-Pad 検出器を上から見たマップに相当する図である。

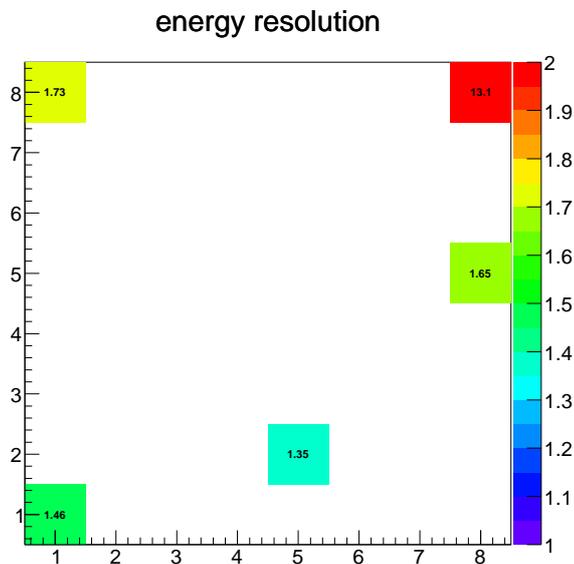


図 2.18: エネルギー分解能カラーマップ

位置 (8,8) にある ch7 の分解能が非常に悪いが、それ以外のチャンネルは 2keV 以下のエネルギー分解能を持っていた。

2.5 エネルギー分解能の理論値

§ 1.5.1 で示したように半導体検出器のエネルギー分解能は

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} \simeq 0.65 I_n \tau + f(C_{in})^2 / \tau \text{ [keV}^2\text{]} \quad (2.5)$$

と表される。 $f(C_{in})$ は CSA の容量勾配であり、本実験では CSA として 5102 型のプリアンプを用いているため、5102 型の容量勾配を測定した先行研究 [上野卒論] のデータを用いる (図 2.19)。

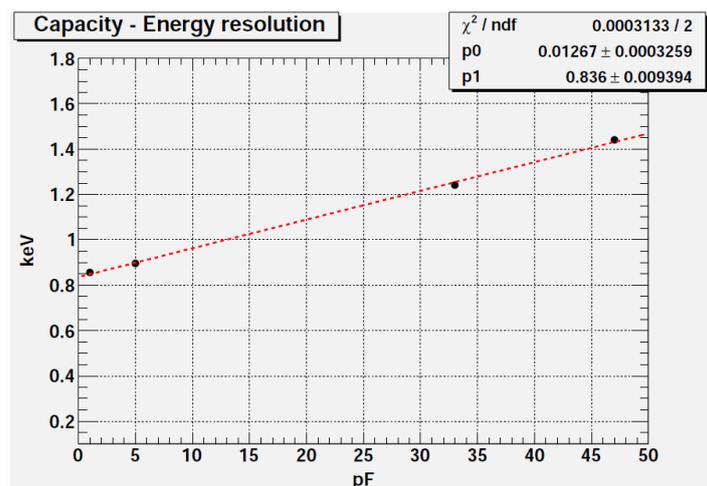


図 2.19: 5120 型プリアンプの容量勾配 [11]

この図は横軸にプリアンプの静電容量、縦軸にエネルギー分解能を取ったグラフであり、5102 型プリアンプは容量とエネルギー分解能が比例関係にあることが分かる。よって容量性ノイズ $f(C_{in})$ は

$$f(C_{in}) = 0.01267C_{in} + 0.836 \text{ [keV]} \quad (2.6)$$

と表される。

また、シェーピングタイム τ には図 2.12 より $3\mu s$ を代入し、暗電流値 I_n とセンサー容量値 C_{in} は、暗電流とセンサー容量両方がどの温度でも HV に対して安定な値をとる 150V の時の値をそれぞれ代入した。結果を表 2.3 に示す。

表 2.3: エネルギー分解能理論値と実測値 (@ 59.5 keV)

ch	理論値 ΔE [keV]	実測値 [keV]
1	1.0	1.35 ± 0.03
2	1.1	1.65 ± 0.01
3	1.1	1.46 ± 0.02
5	70	1.73 ± 0.03
7	1.0	13.1 ± 0.3

エネルギー分解能理論値と実際に測定した分解能実測値はおおよそ同じ値となっている。多くのチャンネルで実測値の方が計算値よりも悪い値になっているが、これは式 (1.8) で第 3 項を無視した事や、電源の不定性などが関係していると考えられる。このためエネルギー分解能の実測値を式 (2.5) の式で説明することができたと言える。多くのチャンネルが 2keV 以下の高いエネルギー分解能を持っている事が分かった。ch6 の理論値が実測値を大きく上回っているが、これは 2.3.2 でチャンネル間容量を測定する際に HV を一気に下げてしまい、素子に何らかの異常が発生したため正しく容量を測定出来なかったからである。容量計

HP4284A にインダクタンス成分の大きな回路を繋ぐとマイナスの容量値を表示することがあり、HV が一気に下がった際に Si-Pad の信号読み出し線の Al 線が螺旋状になりインダクタンス成分をもったため容量計がマイナスの容量値を表示している可能性がある。[16] また、ch7 は実測値が悪いがこれは、信号を伝えるコードが密集している場所にある事や、導線の接続不良などがノイズがここまで大きくなってしまった原因の一つと考えられる。

2.6 結論

SGD 用 Si-Pad 検出器を用いて暗電流、センサー容量、スペクトルの読み出しが出来た。暗電流、センサー容量の測定値を理論式 (2.5) に代入し、予想したエネルギー分解能値とスペクトルをガウスフィットして得た実際の分解能値は概ね同じ値となっている事を確認できた。本実験によって Si-Pad 検出器の基礎特性データが得られたので、これらを踏まえて本研究の目的である多チャンネル読み出しシステムの構築を行う。

第3章 ASIC付き Si-Pad 検出器試作品読み出し実験

第2章では Si-Pad 検出器の 1ch 読み出し実験を行い、Si-Pad の暗電流やセンサー容量などの基礎特性データが得られ、スペクトル読み出しも実際に行うことができた。そこで第3章は、本研究の目的である ASIC を用いた Si-Pad 検出器の多 ch で読み出しについて述べる。今回の Si-Pad は第2章で用いた Si-Pad と同じ SGD 用であるが、別の Si-Pad を用いている。本実験では § 2.1 で述べた 1 区画分にあたる全 256 チャンネルのうち 4 分の 1 の 64 チャンネルを、天文用 ASIC である VATA450.3 を用いて同時に読み出した。図 3.1 に検出器内部の写真を示す。左下の緑色の基盤はフロントエンドカードであり、その上に VATA450.3 が搭載されている。

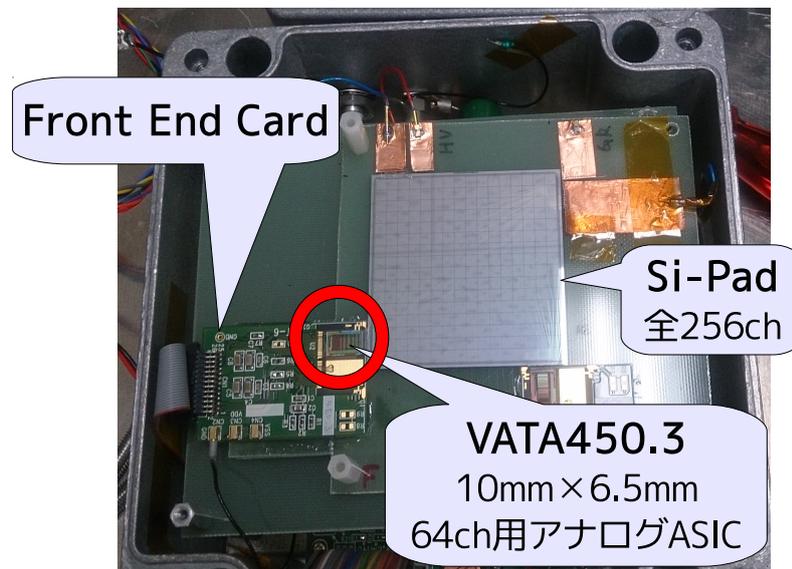


図 3.1: ASIC 付き Si-Pad 検出器内部。左下の基盤はフロントエンドカードであり、赤丸で囲んだ長方形の集積回路が VATA450.3。

3.1 ASIC を用いた多 ch 読み出しの概要

本実験で行う ASIC を用いた多 ch 読み出し系のブロック図を下に示す。

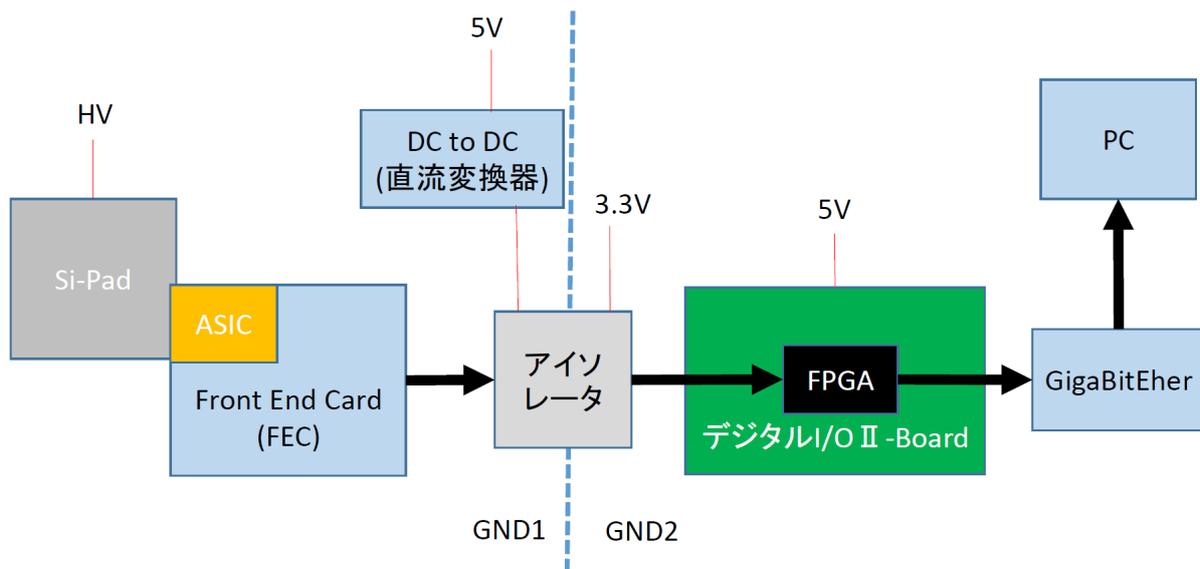


図 3.2: ASIC を用いた多 ch 読み出し系ブロック図

Si-Pad に高電圧の逆バイアスを掛け、形成される空乏層で放射線を検出するのは第 2 章と全く同じであるが、その後の信号処理が 1ch 読み出しと異なっている。

赤線は電源ライン、黒矢印は Si-Pad からの信号が PC へ届く経路を示しており、青点線はアイソレータによって回路の左側と右側が直流的に絶縁されている事を表している。ただし、アイソレータは接続した 2 つの回路を絶縁するが、2 つの回路間での信号のやりとりは出来るよう設計されているため、検出器から届いた電圧信号は通過する。また FEC(フロントエンドカード) には ASIC が載っており、ASIC に電源供給をしている。詳細は後述するが、大まかな読み出し手順としては

1. デジタル I/O-Board に載った FPGA(field-programmable gate array) で ASIC の内部レジスタを設定する
2. Si-Pad が入射した放射線を電荷信号に変換し ASIC に送信する
3. ASIC 内部の CSA とシェーピングアンプにより、得られた電荷信号を電圧信号に変換し、整形する
4. ASIC 内部で A/D 変換された信号を FPGA を用いて読み出し、FPGA 内部のメモリに保存する
5. FPGA メモリに保存されたデータは SpaceWire というネットワーク規格で送信される
6. SpaceWire 通信のデータを SpaceWire to GigaBitEther 経由で Ethernet 経由でパソコンによりデータを読み出す

以上のような手続きで SGD 用 Si-Pad 検出器の 64ch 読み出しを行う。

3.1.1 SpaceWire

本実験で用いる FPGA は SpaceWire 仕様に準拠したデジタル I/O(入出力) ボードに搭載されたものを用いる。SpaceWire とは衛星搭載機器間の通信インターフェイス (機器間で情報や信号をやりとりする為の手順・決まり事) 規格である。地球を周回する人工衛星にはその用途に応じて観測装置、各種センサー、データ処理装置、記憶装置、通信装置など多種多様なものが搭載されており、その機器同士でデータの通信を行っている。従来の衛星ではその通信のインターフェイスは衛星ごと、あるいは機器ごと別々に開発されていた。ところが近年、科学衛星の規模が大きくなり搭載される機器が多様化されたことで、コストや製作時間の増加、信頼性の低下、必要な試験の複雑化など様々な問題が発生した。そこで通信インターフェイスを統合する動きが広がり、世界統一規格として提唱されているのが SpaceWire 規格である。日本でも新型衛星に SpaceWire の採用が広がっており Astro-H にも採用されている。

SpaceWire デジタル I/O ボード

本研究の目的である多チャンネル読み出しシステムの構築においては、将来的に衛星に搭載される検出器開発への応用を見据えて、検出器との通信インターフェイスとして SpaceWire 規格のデジタル I/O ボードである「SpaceWire デジタル I/O2 ボード」を用いている。このボード上には 2 つの FPGA が実装されており、1 つは SpaceWire のプロトコルチップである SPW FPGA(Xilinx XC3S1000)、もう一方の FPGA はユーザーが独自の回路を書き込むことが出来る User FPGA(Xilinx XC3S1000) がある。2 つの FPGA は External Bus と呼ばれるバス (各回路がデータを交換する共通経路) で接続されており、SPW FPGA を通じて User FPGA 内のレジスタやメモリにアクセスできる。SPW FPGA におけるメモリマップを図 3.1 に示した。0x0101_0000H から 0x0101_FFFFH は External Bus となっており、User FPGA 内のレジスタやメモリを自由にマッピングできる。[20] 本実験ではこの User FPGA 上に後述の ASIC 読み出しパラメータを制御するためのロジックを設計した。



図 3.3: SpaceWire デジタル I/O2 ボード [22]

0000_0000H	SDRAM
00FF_FFFFH	16 M
0101_0000H	EXT_BUS (ユーザーFPGA)
0101_FFFFH	64K
F000_0000H	REGISTER SPACE
FFFF_FFFFH	256M

表 3.1: メモリマップ仕様 [22]

SpaceWire-to-GigabitEther

地上の実験室においては、SpaceWire 規格のデジタル I/O ボードで取得したイベントデータを PC で解析するために、PC のイーサケーブルを SpaceWire ネットワークに接続する必要がある。本実験では、この TCP/IP プロトコルと SpaceWire 通信規格の変換器の役割を「SpaceWire-to-GigabitEther」が担っている (図 3.4)。この変換器によりユーザーは一般的な PC でプログラムを実行し、SpaceWire Packet を送受信できる。ただし、SpaceWire-to-GigabitEther は SpaceWire インターフェイスを採用したフライトモデルの地上試験などを意識して設計されており、実際に打ち上げる衛星に搭載される機器ではない。[23]

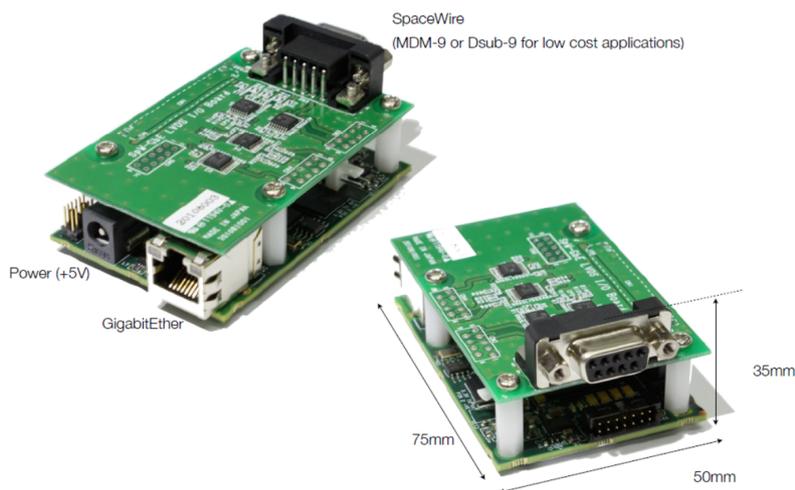


図 3.4: SpaceWire-to-GigabitEther[24]

3.2 VATA450.3

本実験では多 ch 読み出し用 ASIC として VATA450.3 を用いる。そこで今節では VATA450.3 について述べる。

3.2.1 VATA450.3 の特徴

VATA450.3 は半導体検出器読み出し用のアナログ ASIC であり、これまでガンマ線観測用収集システムとして用いられてきた VA32TA の改良型である。主な改良点としては、

- chip 上でのペDESTAL補正、デジタル閾値、スパース読み出しの導入
- ダイサイズ (半導体チップの面積) の変更、ch 数を 32 から 64ch に増加

であり次期 X 線天文衛星 ASTRO-H 搭載 SGD のコンプトンカメラなどにも実装されている。

VATA450.3 は VA 部と TA 部の 2 つに分かれている。TA 部は時定数の速い信号整形回路でデータ取得のためのトリガーを作り、VA 部は TA 部で生成されたトリガーを用いて時定数の遅い信号整形回路で A/D 変換を行う。

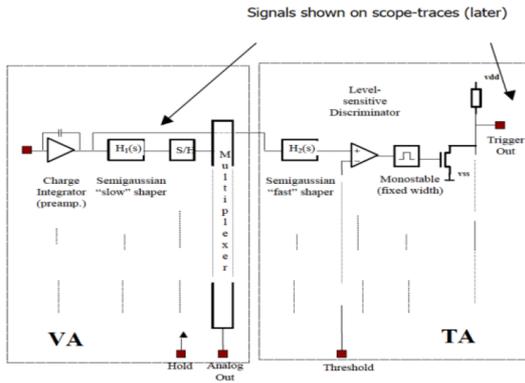


図 3.5: VATA450.3 のブロック図 [21]

構成部	内蔵機能
VA 部	CSA
	Slow Shaper
	Sample Hold 回路
	マルチプレクサ
TA 部	Fast Shaper
	Discriminator
	トリガ出力

表 3.2: VA 部・TA 部の内蔵機能

3.2.2 読み出し動作

ASIC に Si-Pad から電荷信号が届くと TA 部と VA 部に入力される。TA 部では Fast Shaper から出力された信号は Discriminator に送られる。ASIC 内で指定した Threshold を超えると、読み出しを行ったチャンネルから届いた信号は wire-OR されてトリガを出力する。TA のトリガ出力からある時間送らせてサンプルホールド信号が入力されると、VA 部の Slow Shaper の波高値がサンプルホールドされる。その後、マルチプレクサが各チャンネルと接続され、クロック信号のタイミングに合わせて 1 チャンネルずつ波高値を A/D 変換する。

動作モード

VATA450.3 の動作には 5 つのモードがある。モード 1、2 はイベント読み出しの準備のためのモード、モード 3、4、5 は実際にイベント読み出しを行いそのデータを ASIC 外部に出力するためのモードである。ASIC は S0,S1,S2,S_LATCH というピンに 0 か 1 の信号を送ってそれぞれの動作モードを実行している。

モード	S2	S1	S0	動作説明
1	0	0	0	ASIC 内のレジスタに読み出し設定データをロード
2	0	0	1	ロードした設定データを確認するためにリードバック
3	0	1	0	イベントを収集しパルスハイトをサンプルホールド
4	0	1	1	全チャンネルのパルスハイトを A/D 変換
5	1	0	0	モード 4 までに取得したデータをシリアル化して出力

表 3.3: 各動作モードリスト

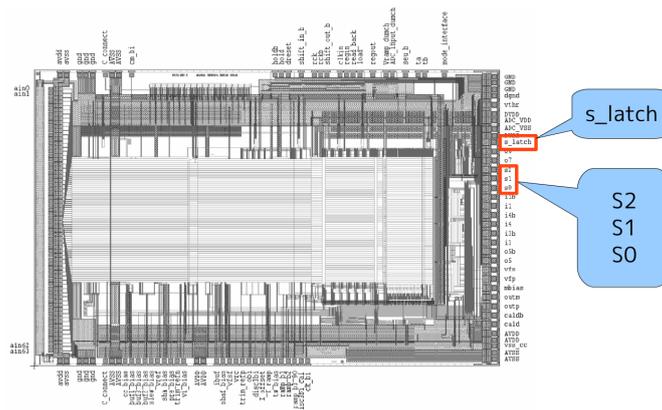


図 3.6: S0,S1,S2,S_LATCH ピンの位置

下図に動作モード切り替えのタイミングチャートを示す。ラッチ (latch) 信号とはデータ信号など他の信号の開始や終了、あるいは信号のアクティブ/インアクティブの目印とするための信号である。VATA450.3 の S_LATCH ピンはそれまでのモードを終了させ、次の ASIC 動作モードを開始する為のラッチ信号となっている。

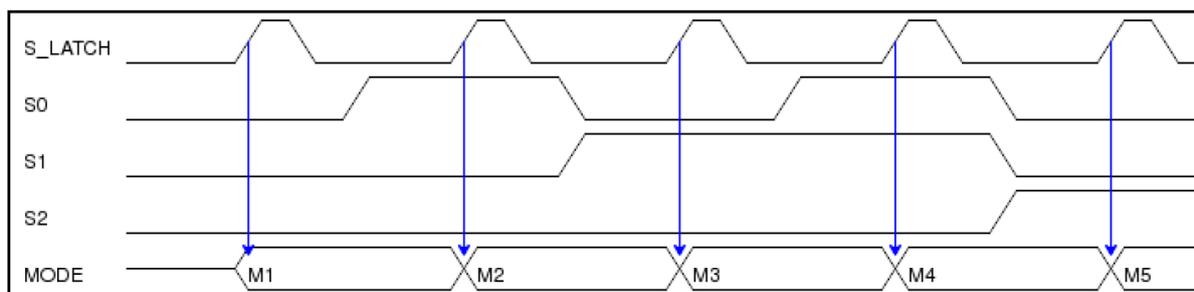


図 3.7: モードの切り替え. 実行する動作モードに必要な S ピンにもそれぞれ信号が立つ [21]

下にそれぞれの動作モードでのタイミングチャートを示す。まず、モード 3 では o6 のトリガ信号を検出後、あるタイミングで入力するサンプルホールド信号が立つタイミングで、Slow Shaper に入力されたパルスの波高をサンプルホールドする。次にモード 4 で i1 にクロックが入力され、ウィルキンソン型 A/D 変換が行われる。最後にモード 5 で i1 にクロック信号が入ると、o6 から ASIC のデータがシリアル化され、ASIC 外部へ出力される。

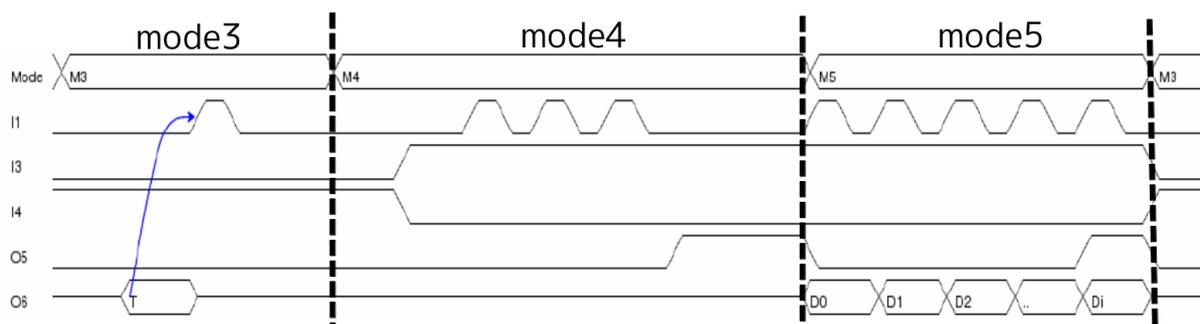


図 3.8: モード 3 , 4 , 5 のタイミングチャート

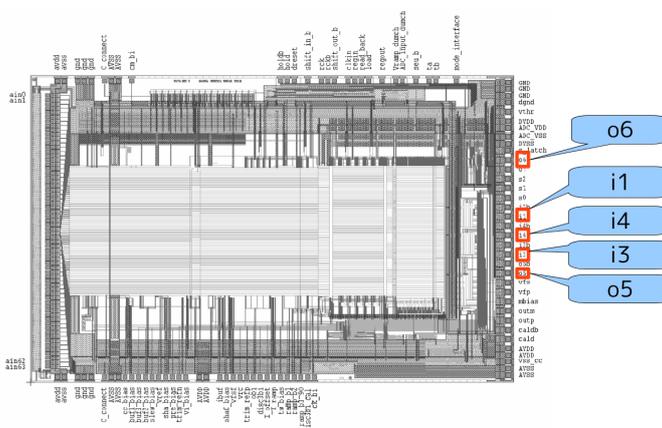


図 3.9: モード 3 , 4 , 5 で用いられるピン

3.3 多チャンネル同時読み出しにおけるデータ処理

今章で行う多チャンネル読み出しでは、第 2 章で行った単チャンネル読み出しでは必要がなかった各チャンネルの電位零点補正や、ASIC を用いた際に発生してしまうノイズの除去について考慮しなければならない。この節ではまず、一般的な 64 チャンネル同時読み出しにおける補正方法を述べる。しかし SGD のように膨大な読み出しチャンネルを持つ検出器の場合、一般的な補正方法ではデータ量が増大してしまうため他の方法で補正を行わなければならない。このことについて一般的な補正法の次に述べる。

3.3.1 リードアウトオール読み出しによるデータ補正

ペDESTAL補正

多チャンネルを同等な条件で読み出しを行うには、全てのチャンネルの電位零点である ADC 値 0ch のピーク (ペDESTAL) を合わせておく必要がある。零点はエネルギー損失 0 の時の ADC 値に相当しており、

零点がずれていると信号のオフセットがずれてしまう。このような場合、意図したスレッシュホールド値で信号を絞ることができないなど正しいデータを得ることが出来なくなってしまう。そこで零点を合わせるペDESTAL補正という作業を行う。

複数チャンネルの同時読み出しを行うとき、実際に光子が入射しているピクセルは全チャンネルのうち数チャンネル程度であることが確率的にほとんどである。この時ヒットしていないチャンネルも全てサンプルホールドして読みだすリードアウトオール読み出しを行うことで、ペDESTALがきれいなガウス分布となり、この平均値のADC値をペDESTAL値とする。ペDESTAL値はチャンネルごとに異なっているのが普通で、全チャンネルのペDESTAL値をデータベース化しておき補正に用いる。[19]

コモンモードノイズ除去

測定の精度を上げるためには、分解能を下げるノイズを除去することが必要となる。コモンモードノイズとはイベントが起きた時、全チャンネルが一斉に揺らいでしまうことによって起きるノイズの事である。ペDESTAL補正をした後の取得データの各イベント毎に、設定したスレッシュホールド値を下回った信号を出力するチャンネルのADC値の中間値がコモンモードノイズとなる。[19]

3.3.2 多層検出器におけるコモンモードノイズ除去

半導体多層コンプトンカメラなどの読み出しチャンネルが非常に多い検出器を実際に運用する場合は、リードアウトオール読み出しを行うとデータ量が膨大となってしまう。このため通常の観測において多層検出器は、スパース (sparse:まばら) 読み出しを行っている。スパース読み出しでは、光子がヒットし出力されたADC値がスレッシュホールドを超えたチャンネルのみを読み出す。この読み出しではコモンモードノイズ除去を上で述べた方法で行うことが出来ない。このため、ASICに搭載された機能を用いて補正を行なっている。

ADC内蔵型のVATA4XXシリーズには、コモンモードノイズを検出するコモンモードディテクター (CM detector) が備わっている。VATA450.3では全チャンネルにウィルキンソン型ADCが行われ、A/D変換が終わったチャンネルはそれぞれラッチ信号を出力する。CM detectorはそのラッチ信号の電荷を蓄えていき、この電荷が32チャンネル分 (全64チャンネルの波高値の中間値を取り出すため) のラッチ信号の電荷量を超えたとき、CM detector自身がラッチ信号を出力する。A/D変換開始からCM detectorのラッチ信号が出力されるまでのクロック数をカウントし、このカウント数をそのイベントでのコモンモードノイズとして出力する。ただし、CM detectorを使うためには事前にペDESTAL補正を行なっておく必要がある。

3.3.3 データ補正によるスペクトルの変化

本実験は1層64チャンネル読み出しなのでリードアウトオール読み出しを行なってもそれほど大量のデータを扱うことにはならない。このためデータ補正においてはリードアウトオール読み出しによってペDESTAL補正を行い、電位零点を合わせたデータを用いてCM detectorを使用せずにコモンモードノイズ除去を行なった。図3.10は生のスペクトルと、ペDESTAL補正とコモンモードノイズを除去したスペクトルの比較図である。ペDESTAL補正によってADC値90-100ch付近に存在していたペDESTALが0ch付近

に移動している。また ^{241}Am のそれぞれのピークが細くなっており、コモンモードノイズ除去によってエネルギー分解能が向上していることも分かる。

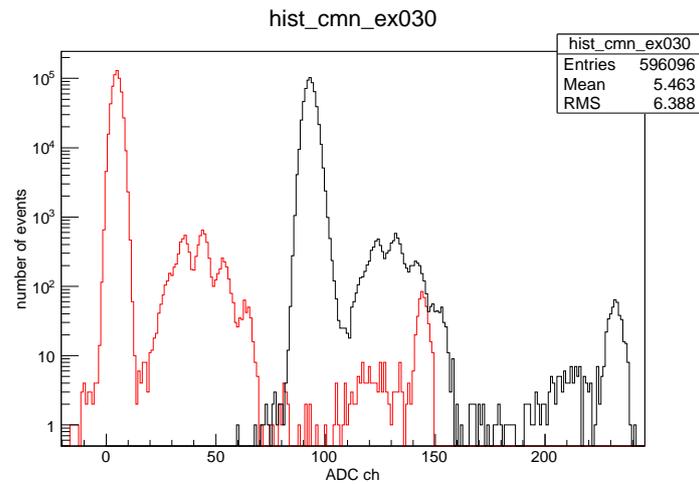


図 3.10: ペDESTAL・コモンモードノイズ補正前(黒)と補正後(赤)のスペクトル比較図

3.4 64チャンネル同時読み出しセットアップ構築

§ 3.1 で述べたようなセットアップを構築し、実際に ASIC を用いた Si センサー検出器 64 チャンネル同時読み出しを行う。第 2 章で用いた SGD 用 Si-Pad と同じ種類で別の Si-Pad 検出器を用いる。この検出器は Pad と FEC が Si-Pad に既にボンディングされている。

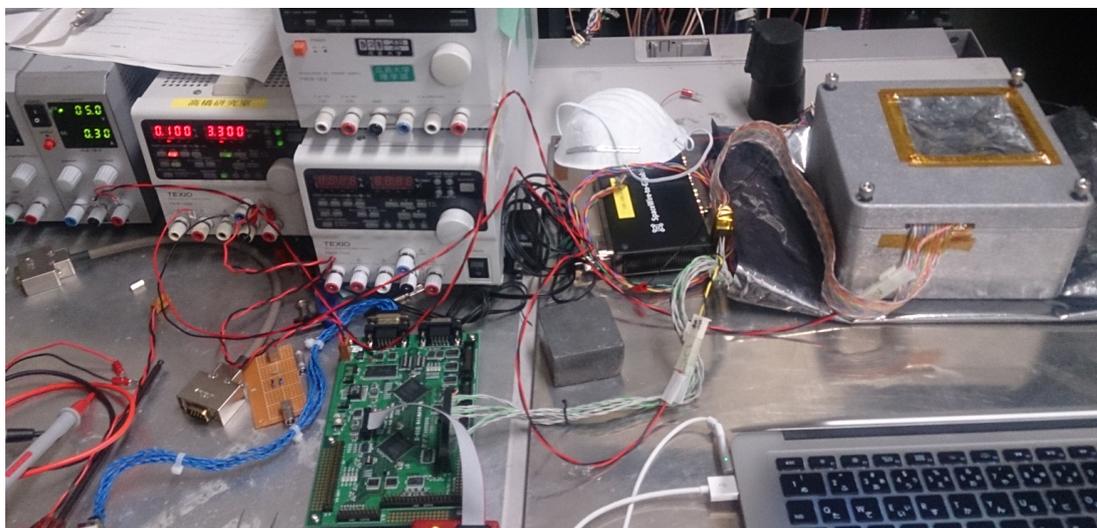


図 3.11: セットアップ全体写真

検出器を恒温槽に入れ温度をマイナス 20 度に設定し ^{241}Am を照射した。後述する ASIC のパラメータ

は全て初期値であり、トリガーしていないチャンネルも全てデータとして読みだすリードアウトオール読み出しを行った。その結果を次に示す。

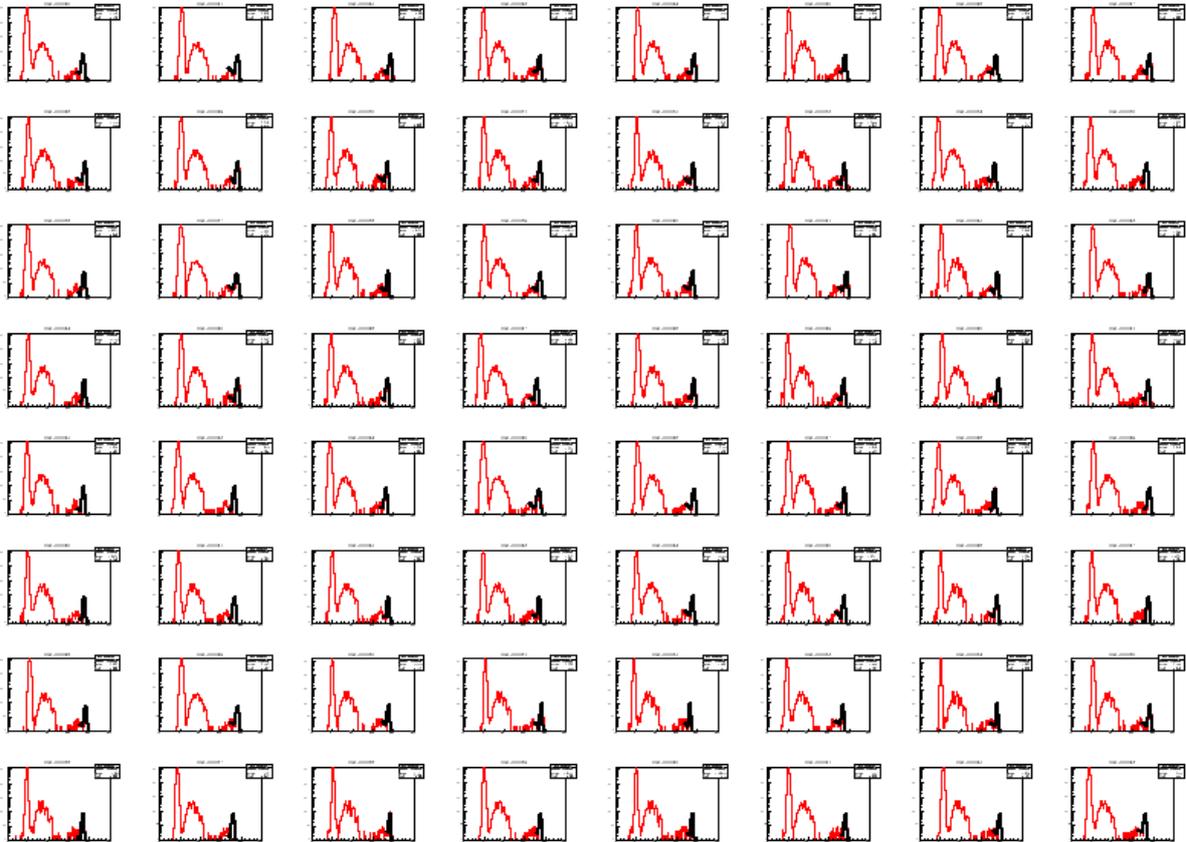


図 3.12: 64 チャンネル同時読み出しによって得られたスペクトル. 黒線は ^{241}Am の 59.5keV ピークをフィッティングしたもの

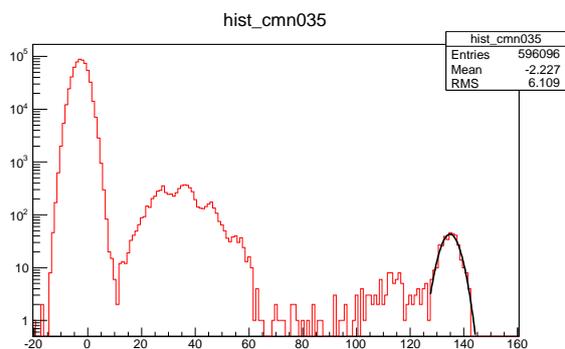


図 3.13: 64 チャンネルのうち 35 番目のスペクトル. 黒線は ^{241}Am の 59.5keV ピークをフィッティングしたもの

Energy Resolution

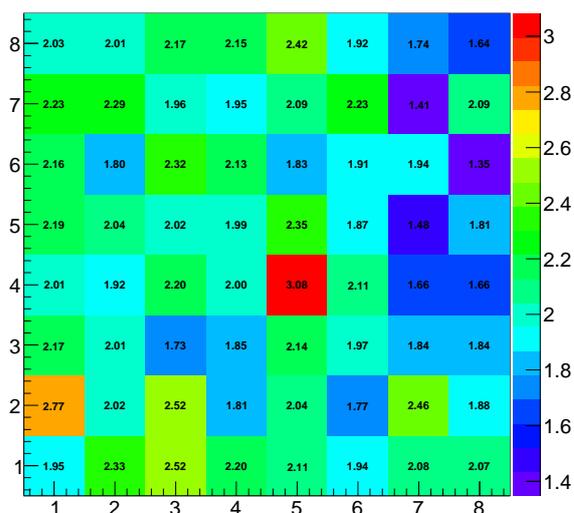


図 3.14: エネルギー分解能カラーマップ

VATA450.3 を用いて 64 チャンネル同時読み出しを行う事ができた。図 3.12 の 64 個のスペクトルからそれぞれのチャンネルの分解能が分かる。ここから図 3.14 のカラーマップを作成した。この図は検出器を図 3.1 のように上から見た図に対応しており、大雑把に見て左下が分解能が悪いと言える。これは左下にフロントエンドカードが接続されており、そこを目指して AI の信号読み出し線が集まっていることが原因と考えられる。

3.5 ASIC 読み出しパラメータの最適化

3.5.1 VATA450.3 の読み出しパラメータ

ASIC 内に集積された抵抗やコンデンサー、トランジスタなどの回路素子を別の素子に取り替えることは不可能である。また、FPGA のように汎用的な論理ブロックが多数用意されているわけでもないため、配線を繋ぎ変えて回路設計を変更することもできない。このため VATA450.3 は後述するように、例えば素子に掛けるバイアス電圧やバイアス電流を変える、といった手法によって回路の特性を制御している。

表 3.4 に示すように VATA450.3 には合計 936 ビット分のユーザーが変更する事ができるレジスタが存在し、様々な条件での読み出しが可能である。しかし一方で、個々の読み出し実験において最適なパラメータを選ぶ場合はパラメータの組み合わせが膨大な為、全ての組み合わせを試しに読み出すといった方法はあまりにも非効率的である。そのため本研究の目的であるパラメータ最適化においては、検出器の性能に影響するパラメータを正しく選別し最適化することが必要不可欠である。

Name	Description	Number of bits			
			leak_offset	Turns on the per channel positive leakage current constant current source	1
			ADC_test1		1
			ADC_test2		1
C_cal6 – C_cal0	7 bit Cal DAC [MSB, ..., LSB] 0 - 1.3 fC: (Cal_HDR = "0" and Cal_HDR2 = "0"), LSB = -0.010417fC 0 - 6.6 fC: (Cal_HDR = "1" and Cal_HDR2 = "0"), LSB = -0.052083fC 0 - 44 fC: (Cal_HDR = "1" and Cal_HDR2 = "1"), LSB = -0.354167fC	7	Del_reg	Digital delay register for the dummy channel. The ADC value is delayed with a 6 bit delay register. Download the number of clock cycles to delay the ADC clock sampling. [LSB, ..., MSB]	6
			Del_reg	6 bit digital delay register for all channels, functionality as for the dummy channel.	384
			Dis_chan	To disable the reference channel from participating in CM detection.	1
			Dis_chan	To disable the channel from participating in CM detection. The bit also disables the same channel from read-out.	64
Cal_HDR2	Set high to increase the default cal_bias setting.	1	DTHR	The 10 bit digital threshold [LSB, ..., MSB]	10
Cal_HDR	Set high to increase the default cal_bias setting.	1	Del_reg	6 bit digital delay register for all channels, functionality as for the dummy channel.	384
All2	Set high when RO_All is high.	1	Dis_chan	To disable the reference channel from participating in CM detection.	1
Reserved	Bits reserved for future use	4	Dis_chan	To disable the channel from participating in CM detection. The bit also disables the same channel from read-out.	64
Iramp_fb	Increases the ramp speed for the ADC. Set high to lower the speed.	1	DTHR	The 10 bit digital threshold [LSB, ..., MSB]	10
Iramp_f2	Increase the ramp speed for the ADC. Set high to increase the speed.	1	Channel disable	Channel disable mask [ch0, ..., ch63]	64
CM_thr_dis	Set high to disable that the digital threshold is adjusted according to the measured Common Mode	1	Channel trim DACs 4x64	Threshold fine trim DAC for all channels [LSB, ..., MSB]	256
RO_all	Set high to read out all channels.	1	Test enable	Test enable mask	64
Ck_en	Set high to enable the internal clock generator.	1	Shabi_lg		1
Prebi_hp	Set this bit high to set the ASIC in low noise mode	1	Pos_il_1	Positive Leakage current offset for all channels: +20pA	1
Prebi_hp	Set this bit high to set the ASIC in low noise mode	1	Pos_il_2	Positive Leakage current offset for all channels: +40pA	1
Cal_gen_on	Set high to turn on the internal calibration pulse generator	1	Bias DAC, vthr		5
Slew_on_b	Slew rate limited fast shaper for positive charges. Default enabled.	1	Bias DAC, ifp		4
Nside	Used to set correct trigger polarity, and threshold generation for negative charges.	1	Bias DAC, iramp	See Table 6	4
CC_on	Enable leakage current compensation.	1	Bias DAC, ck_bi		4
Test_on	Enable cal-pulse testing.	1	Bias DAC, twbi		3
Low_gain	Choose between low and high gain for slow shaper.	1	Bias DAC, sha_bias		3
negQ	Signal polarity selection for the ADC.	1	Bias DAC, ifss		3
Reserved	This bit is reserved for future functionality.	1	Bias DAC, ifsf		3
ADC_on_b	Enable/disable ADC. If disabled, the ADC power is turned off.	1	Bias DAC, vrc		3
VA_RO	Enable VA-type analog read-out with the reduced pin interface.	1	Bias DAC, sbi		3
Reserved	This bit is reserved for future functionality.	1	Bias DAC, pre_bias	See Table 8	3
			Bias DAC, ibuf		3
			Bias DAC, obi		3
			Bias DAC, loffset	See Table 5	3
			Bias DAC, disc3_bi		3
			Total:		936

表 3.4: パラメータ一覧 [21]

3.5.2 パラメータの最適化方法

前述のように VATA450.3 には約 50 種類ものパラメータが存在する。このため、本研究では分解能に大きな影響を与えるパラメータを ASIC の CSA, VA 部, TA 部の各部位からそれぞれ選び出し最適化に用いる。最適化に用いた読み出しパラメータを次に示す。

- Bias DAC, ifp
CSA のフィードバック抵抗の抵抗値を制御するためのバイアス電圧。
- Bias DAC, ifsf
Fast Shaper(TA 部) のフィードバック抵抗の抵抗値を制御するためのバイアス電流。
- Bias DAC, sbi
Fast Shaper 自体に掛かるバイアス電流。 ifsf と共に Fast Shaper の時定数を決める。
- Bias DAC, ifss
Slow Shaper(VA 部) のフィードバック抵抗の抵抗値を制御するためのバイアス電圧。

- Bias DAC, Sha_bias

Slow Shaper 自体に掛かるバイアス電流値。ifss と共に Slow Shaper の時定数を決める。

パラメータ最適化は信号の流れの上流である CSA のパラメータから下流の VA 部のまでを行った。最適化の手順としては、

1. CSA のパラメータを最適化
2. トリガを出力する TA 部のパラメータを最適化
3. VA 部のパラメータを最適化

とした。なお、最適化に用いなかったパラメータは初期値で固定し、測定は -20 の条件で ^{241}Am を 5 分間照射している。

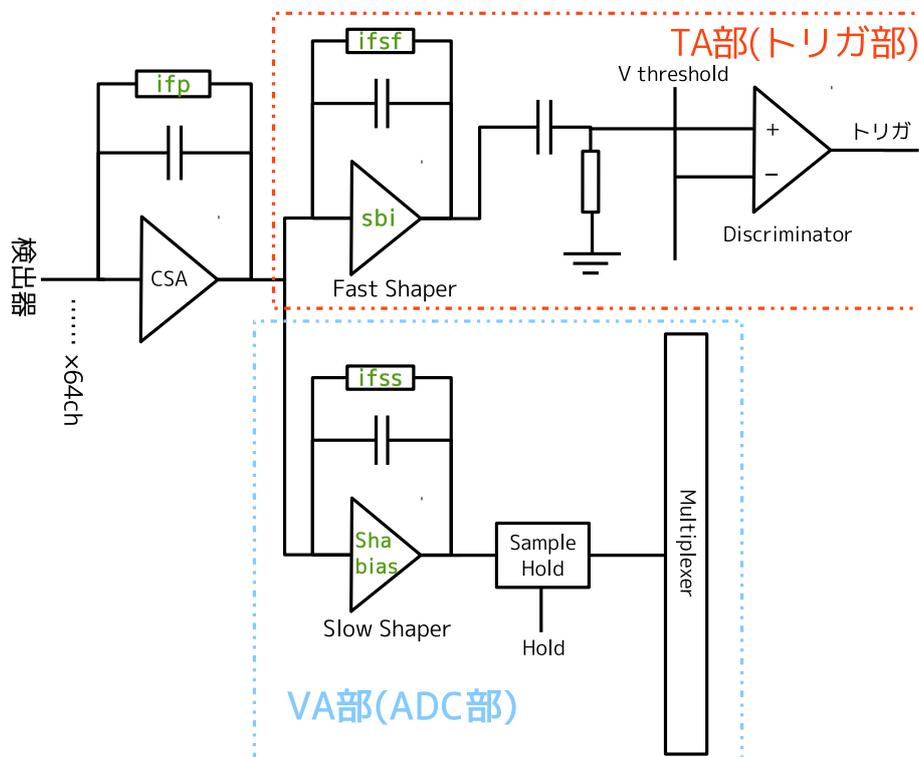


図 3.15: 最適化を行うパラメータ

3.5.3 CSA のフィードバック抵抗値 (ifp) 最適化

ifp は 4 bit 分のパラメータを持っており、16 通りの読み出しパターンが考えられる。表 3.5 は ifp パラメータと CSA のフィードバック抵抗にかかるバイアス電圧、それによって変化する抵抗値の関係を表し

ている。64チャンネル分のエネルギー分解能の頻度分布を作り、分布の中心値がパラメータによってどのように変わるかを調べた。

表 3.5: ifp パラメータとバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係

パラメータ値 (10 進数)	バイアス電圧 [mV]	フィードバック抵抗値
0	初期値 (-450)	初期値
...	↓ 減少	↓ 増加
7	-700	最大
8	初期値	初期値
...	↓ 増加	↓ 減少
15	-300	最小

次に示す図はそれぞれエネルギー分解能の CSA フィードバック抵抗値特性 (図 3.16) と、抵抗値が初期値・最大・最小となるパラメータに設定したスペクトルを比較した図 (図 3.17) である。図 3.16 よりパラメータ 7 が最もよい分解能を示している。また、図 3.17 よりどのパラメータでも ^{241}Am の全てのピークが見えているが、抵抗値の小さいパラメータ 14 は ADC 値で 140-150 ch 付近のピーク (59.5 keV) が少し低 ch 側に下がっている。

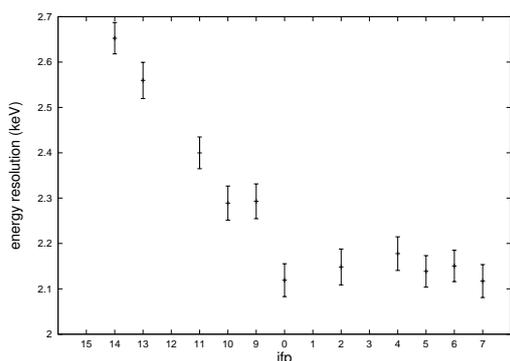


図 3.16: ifp パラメータ調整. 横軸は ifp パラメータ番号であり右側ほどフィードバック抵抗値が大きくなる様に並べた

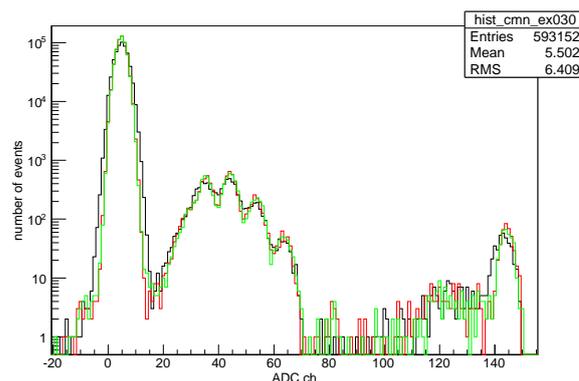


図 3.17: ifp0(赤), 7(緑), 14(黒) で得られたスペクトル. それぞれのパラメータで 30ch 目のピクセルのスペクトルを重ねた

ここで、最適な ifp パラメータを決める。CSA のフィードバック抵抗が大きくなることにより CSA の時間定数とゲインが大きくなる。このためパラメータによって分解能やスペクトルのピークの ADC 値が変わっていると考えられる。抵抗値の小さなパラメータ値は分解能も悪く、またゲインも小さくなっているため最適パラメータから除外する。図 3.16 を見るとパラメータ 0 から 7 まではほぼ同じ分解能をとっているが、最適パラメータは 7 と判断した。理由としては前置増幅の段階で信号を大きく増幅することができれば、後ろの回路で信号にノイズが乗ってしまっても S/N が悪くなりづらいため基本的に増幅率は高くした方がよい。このため ifp の抵抗が最も大きくなるパラメータ 7 が最適であると考えられる。ただし、増幅率が高す

ぎると CSA が受けるノイズも増幅してしまい S/N が良くなるとは必ずしも言えない。今実験では最大増幅率のパラメータ 7 とした時の分解能が 0 から 6 のパラメータでの分解能とほぼ変わらないため最適パラメータを 7 としたが、今後の課題としてパラメータ 7 と分解能の変わらないその他のパラメータで最適化を同様に行ない、最終的な分解能値を比べることでこの増幅率が高過ぎないかを検証する必要がある。

3.5.4 TA 部 (トリガ部)

Fast Shaper のフィードバック抵抗値 (ifsf) の最適化

ifsf は 3 bit 分のパラメータを持っており、合計 8 通りの読み出しパターンが考えられる。表 3.6 に ifsf パラメータ値と Fast Shaper のフィードバック抵抗にかかかるバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係を示す。

表 3.6: ifsf パラメータとバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係

パラメータ値 (10 進数)	バイアス電圧 [mV]	フィードバック抵抗値
0	初期値 (-170)	初期値
...	↓ 減少	↓ 増加
3	-280	最大
4	初期値	初期値
...	↓ 増加	↓ 減少
7	28	最小

図 3.18 より、ifsf を変更してもほぼエネルギー分解能に変化がないことが分かった。ところが、スペクトル図を重ねてみると抵抗値の小さなパラメータ 7 では Am の低エネルギー側のピークを逃していることが分かる。(図 3.19 の ADC 値 20ch から 30ch の間) このため最適な ifsf のパラメータは初期値 0 とした。

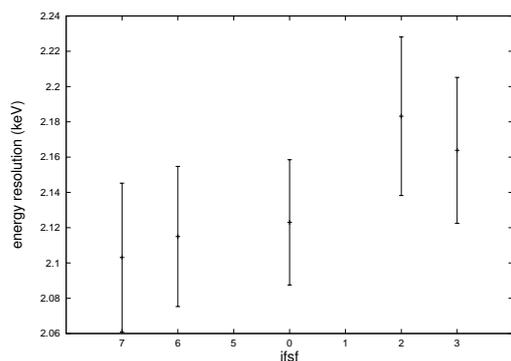


図 3.18: ifsf パラメータ調整. 右側ほど抵抗値が大きくなるように並べた

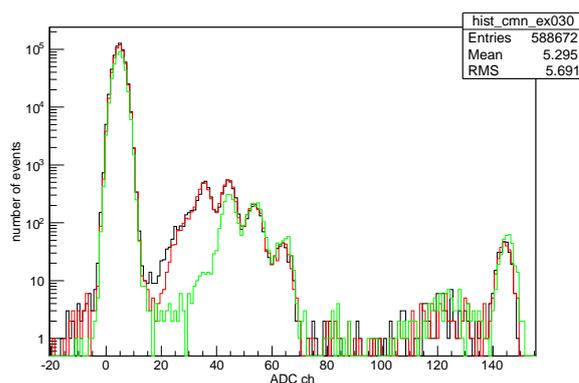


図 3.19: ifsf0 (赤), 3 (黒), 7 (緑) で得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル

ifsf を変えると Fast Shaper のフィードバック抵抗が変わるので、ゲインと時定数が変わる。特にゲインが変わっており、パラメータ 4-7 に向かうに従ってゲインが下がっている。すると低エネルギー側の信号は TA 部のトリガースレッシュホールドを超えなくなってしまい、トリガ出力されずに、スペクトル収集ができなくなってきたと考えられる。低エネルギー側の検出効率を考えると、CSA のゲインはできるだけ大きいほうが良いと考えられるが、今回の測定ではパラメータ 0-3 でエネルギー分解能に大きな変化が見られなかったことから、ifsf=0 を採用した。今後、検出効率の観点からの考察も加えてさらに最適なパラメータを調べる必要がある。

Fast Shaper バイアス電流値 (sbi) の最適化

sbi は 3 bit 分のパラメータを持っており、合計 8 通りの読み出しパターンが考えられる。表 3.7 に sbi パラメータと Fast Shaper に掛かるバイアス電流値の関係を示す。

表 3.7: sbi パラメータとバイアス電流の関係

パラメータ値 (10 進数)	バイアス電流 [μA]
0	初期値 (6)
1	5.75
2	5.25
3	4.2
4	初期値
5	6.25
6	6.75
7	7.8

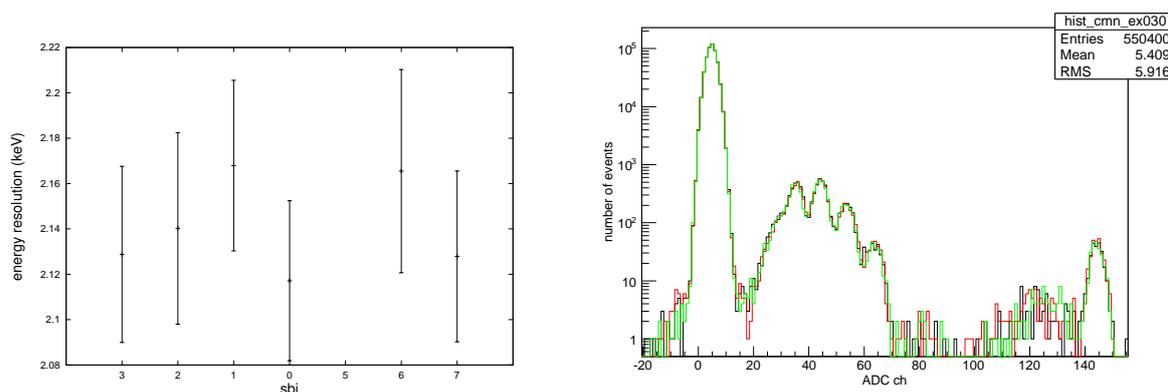


図 3.20: sbi パラメータ調整. 右側ほど電流値が大きく 図 3.21: sbi0(赤), 3(緑), 7(黒) で得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル

図 3.20 や図 3.21 より、TA 部のパラメータを変えてもエネルギー分解能はほぼ変化が無いことが分かつ

た。sbi を変えると Fast Shaper からの出力波形の peaking time が変化する。この時、サンプルホールド時間は変わらないので A/D 変換後のデジタル値が変わる。しかしこの出力波形は読み出しに用いる波形ではなく、単にトリガを出力するための信号であるため、分解能には直接影響を与えなかったと考えられる。トリガ効率も特に変化がないので、sbi は初期値のパラメータ 0 を採用した。

3.5.5 VA 部

Slow Shaper バイアス電流値 (Sha_bias) の最適化

Sha_bias は 3 bit 分のパラメータを持っており、合計 8 通りの読み出しパターンが考えられる。表 3.8 に Sha_bias パラメータと Slow Shaper に掛かるバイアス電流値の関係を示す。

表 3.8: Sha_bias パラメータとバイアス電流の関係

パラメータ値 (10 進数)	バイアス電流 [μA]
0	初期値 (6)
1	5.75
2	5.25
3	4.2
4	初期値
5	6.25
6	6.75
7	7.8

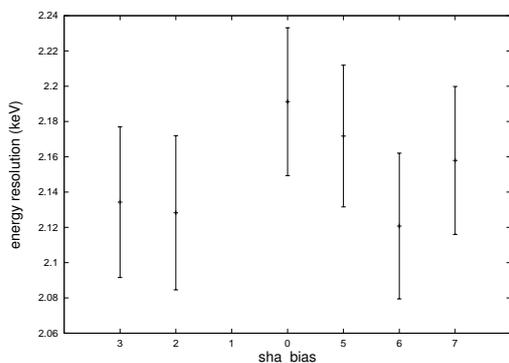


図 3.22: sha_bias パラメータ調整. 右側ほど電流値が大きくなるように並べた

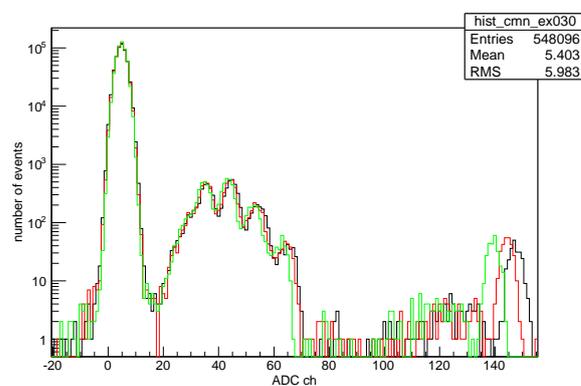


図 3.23: sha_bias0(赤), 3(緑), 7(黒) で得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル

図 3.22 より sha_bias のパラメータ値は、ほぼエネルギー分解能に影響を与えていないことが分かる。sha_bias が変わる sbi と同様に、Slow shaper からの出力波形の peaking time が変化し、出力 ADC 値が変

わる。このため図 3.23 よりスペクトルは高エネルギー側のピークの位置が少しずれている。しかしスペクトルに大きな変化は無く、分解能もどのパラメータでもほぼ同じなので Sha_bias の最適パラメータはデフォルト値 (0) とした。

Slow Shaper のフィードバック抵抗値 (ifss) の最適化

ifsf は 3 bit 分のパラメータを持っており、合計 8 通りの読み出しパターンが考えられる。

表 3.9: ifss パラメータとバイアス電圧、フィードバック抵抗値の関係

パラメータ値 (10 進数)	バイアス電圧 [mV]	フィードバック抵抗値
0	初期値 (-100)	初期値
1	-225	↓ 増加
...	↓ 減少	↓ 増加
3	最小	最大
4	初期値	初期値
...	↓ 増加	↓ 減少
7	25	最小

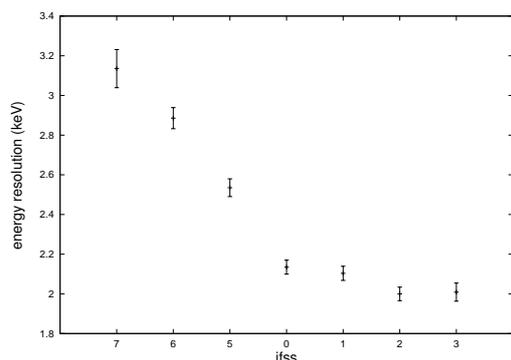


図 3.24: ifss 調整. 横軸は ifss パラメータ番号であり右側ほど抵抗値が大きい

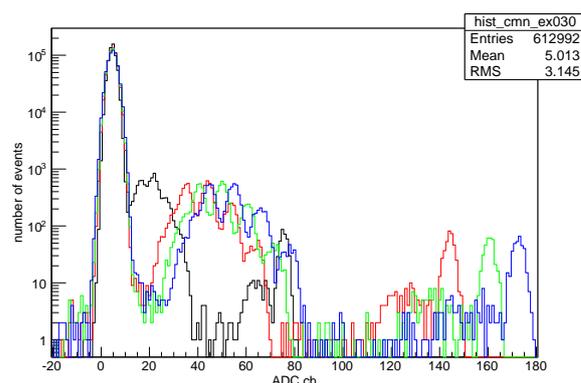


図 3.25: ifss 値をそれぞれ 0(赤), 2(緑), 3(青), 7(黒) と設定して得られた 30ch 目のピクセルのスペクトル

図 3.24 よりエネルギー分解能が最も良くなるパラメータは 2 であることが分かり、また図 3.25 より最もゲインが高いのは抵抗値が最も大きいパラメータ 3 であることが分かった。

Slow Shaper のフィードバック抵抗値が大きくなるとシェーピングタイムが長くなり、第 1 章で述べた分解能理論式より容量性ノイズは小さくなる。このため図 3.24 のように抵抗値が大きくなるにつれて分解能が良くなっている。しかし、シェーピングタイムが大きすぎると容量性ノイズの影響が大きくなり分解能が悪くなると考えられるので、最適パラメータは 3 ではなく 2 とした。

また ifss を変更することでどのように出力波形が変化しているかを見るため、実際に Slow Shaper 後の信号を取得することを試みた。ところが今回用いた VATA450.3 では A/D 変換まで ASIC 内部で行うため整形回路後の出力信号のアナログ波形を直接見ることはできない。ここで、サンプルホールドタイムを変えながらスペクトルを測定することで、間接的にアナログ波形を調べることができる。横軸にサンプルホールドタイム、縦軸に ADC チャンネルとし、スペクトルの高さを z 軸上に表示する (今回は z 軸の大きさを色で表す) ことでピークの場合の ADC チャンネルがサンプルホールドタイムに対して変化していく。この変化していく曲線が整形回路の出力信号をアナログ信号として見ているのに相当するものとなっている。これをペDESTAL補正後全 64ch 分合計したものが図 3.26 である。この図を見るとアナログ波形に対応した波形を得ることができている。さらに、Slow Shaper のフィードバック抵抗が大きくなるようなパラメータでは、整形信号の時定数が長くなっていることが確認できた。

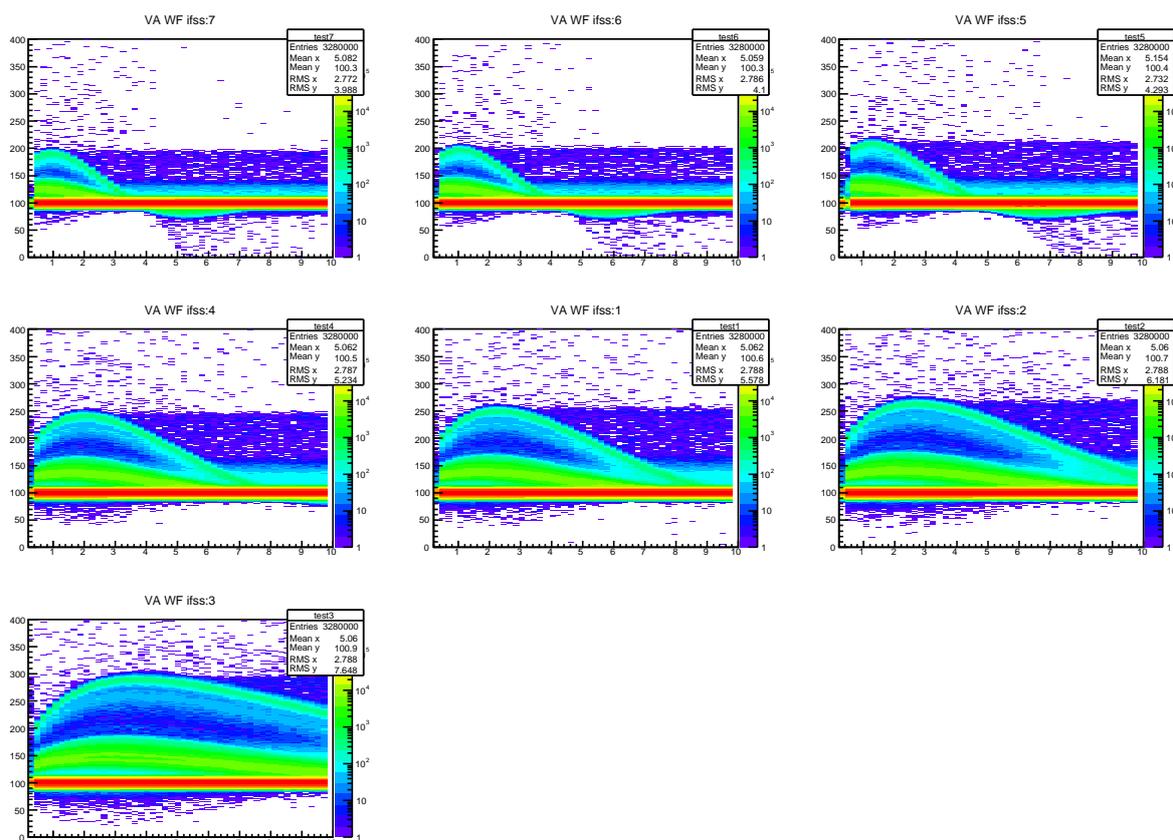


図 3.26: 整形回路の出力信号。ifss の値が 7,6,5,4,1,2,3 の順番にフィードバック抵抗値が大きくなる

Slow Shaper は入力信号をサンプルホールドするための整形回路であり、Slow Shaper のパラメータは分解能に影響を与えるものだと思われたが、sha_bias は影響が無かった。しかし、sha_bias の変化により Slow Shaper の時定数は変化していると思われるが、その確認には図 3.24 のように整形回路の波形を調べ、波のピークがどのタイミングで来るかを見る必要がある。

3.6 最適パラメータ

本実験では ifp、ifsf、sbi、sha_bias の4つのパラメータを変更し、それぞれの最適なパラメータ値を調べた。その全結果を下表に示す。

パラメータ	値
ifp	7
ifsf	0(default)
sbi	0(default)
sha_bias	0(default)
ifss	2

表 3.10: 最適パラメータ

この得られた最適パラメータを用いて線源のスペクトル測定を行い、それぞれのチャンネルのエネルギー分解能を調べた。

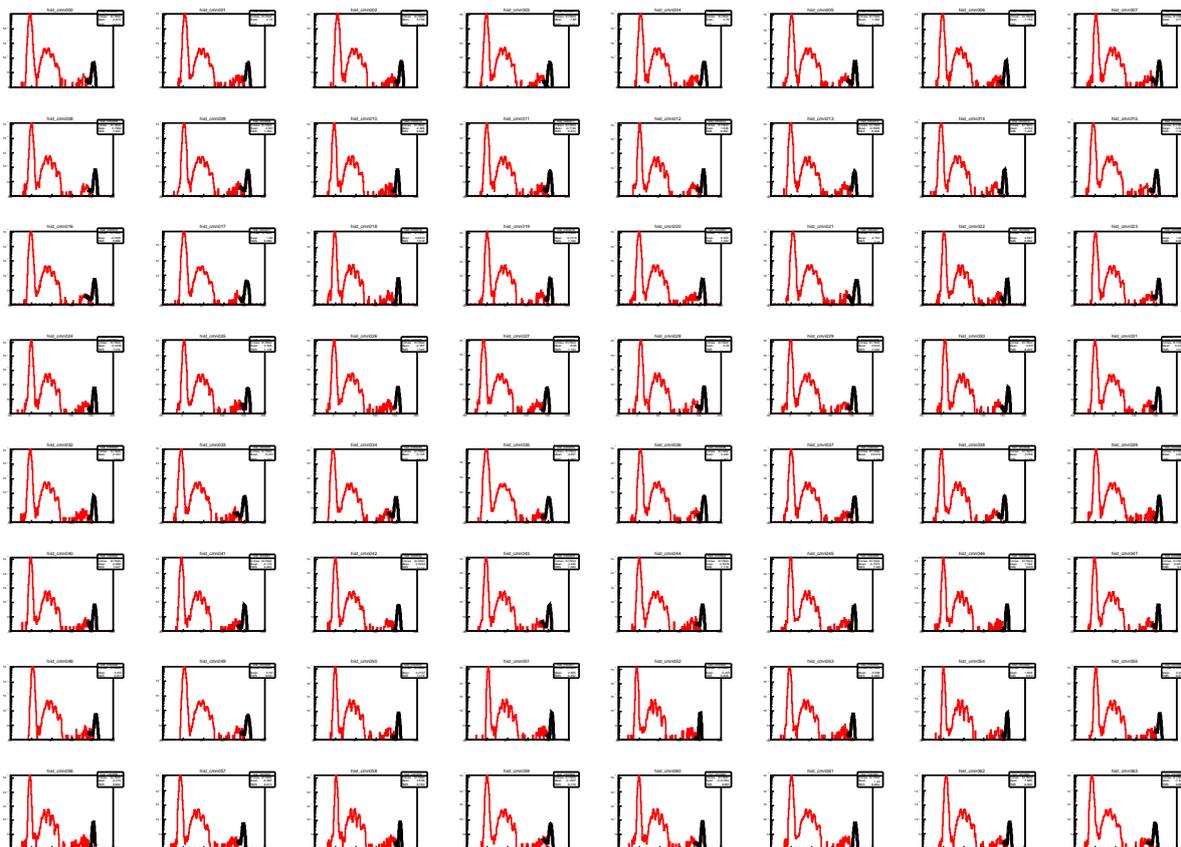


図 3.27: 最適パラメータで得られた ^{241}Am のスペクトル図

Energy Resolution

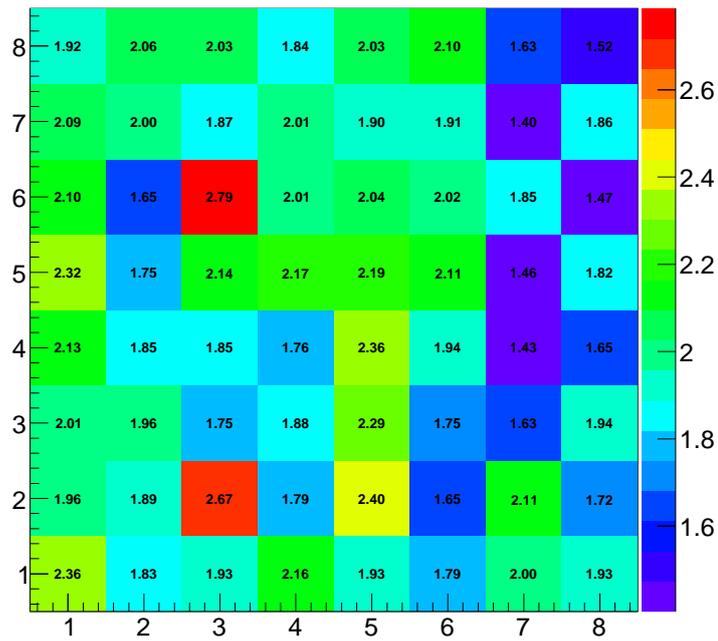


図 3.28: 最適パラメータで得られたエネルギー分解能のカラーマップ

ここからは、デフォルトパラメータと最適パラメータの比較を行う。

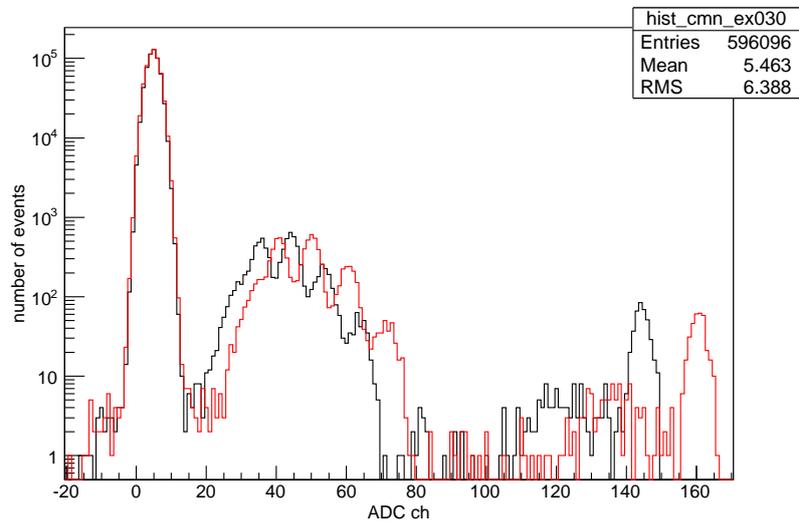
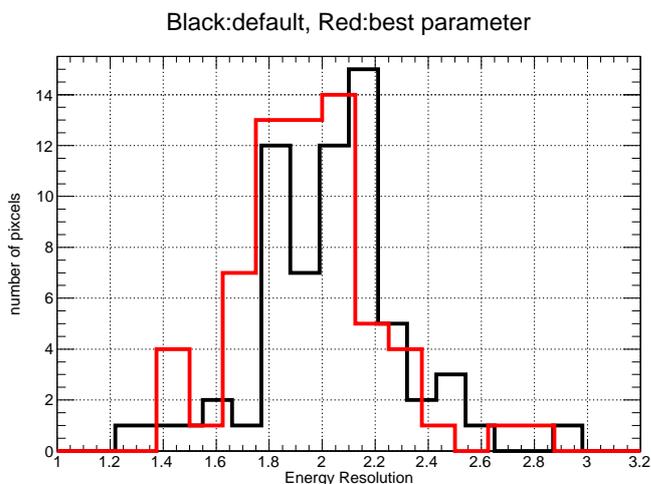


図 3.29: 黒線と赤線はそれぞれ初期パラメータと最適パラメータの ^{241}Am のスペクトル

図 3.29 は ch35 のスペクトルを比較したものであり、これより最適化したパラメータではゲインが上がっていることが分かる。また、 ^{241}Am の低エネルギー側のピークも最適化したパラメータはよく見えている。



パラメータ	ガウスフィット平均値 μ
初期値	2.04 ± 0.03
最適値	1.95 ± 0.03

表 3.11: パラメータ初期値と最適値での平均値比較

図 3.30: 黒が初期パラメータ、赤が最適パラメータで測定して得られた 64 チャンネル分のエネルギー分解能頻度分布

図 3.30 は 64 チャンネル分のエネルギー分解能頻度分布であり、黒は初期パラメータで、赤は最適化したパラメータで測定を行ったときの分布を表す。全体として最適パラメータのほうが分解能が良いピクセルが多くなっており、また表 3.11 よりパラメータを最適化することによって、エネルギー分解能の平均値で約 0.09 keV 改善したことが分かった。

第4章 まとめと今後

本研究では、特定用途向け集積回路 ASIC を用いた多チャンネル読み出しシステムの構築に向けて、ASTRO-H に搭載予定である SGD 用 Si-Pad 検出器の単チャンネル読み出し及び基礎特性評価と、同種類である SGD 用 Si-Pad 検出器の ASIC を用いた多チャンネル読み出し及び ASIC 読み出しパラメータ調整を行った。

SGD 用 Si-Pad 検出器単チャンネル読み出しでは、Si-Pad の暗電流とセンサー容量の測定結果から、エネルギー分解能の理論式を用いて分解能の予想値を求め、それが実際に測定したスペクトルをガウスフィットすることによって得られるエネルギー分解能とおおよそ同じ値となったことを確認した。

ASIC 付き SGD 用 Si-Pad 検出器読み出しでは、まず実際に VATA450.3 を用いて 64 チャンネル同時読み出しに成功した。次に、ASIC の読み出しパラメータのうち検出器の分解能に大きな影響を与えると考えられるパラメータを選定し、そのパラメータの最適化を行った。最適化によって高い利得や、エネルギー分解能において 64 チャンネル平均で 0.09keV の向上を実現することができた。以上の事を踏まえて、今後に行うべきことは以下の事柄となる。

1. ASIC 付き Si-Pad 検出器の暗電流、センサー容量を測定し、エネルギー分解能の理論値を得る。実測分解能と比較することで現状のパラメータで最大限検出器の性能を発揮できているかの指針とすることができる。
2. 最適化に用いるパラメータの種類を増やすことで更に良いエネルギー分解能を実現する。
3. エネルギー分解能の良い Si-Pad を用いることで、Sha_bias など本研究では分解能に影響が無いとしたパラメータを再考察する。
4. 検出効率の観点からより最適なパラメータを探し、より検出効率のよい読み出しシステムを構築する。

付録 A その他の ASIC 読み出しパラメータ

VATA450.3 には約 50 種類ものパラメータが存在し、様々な条件で検出器の読み出しを行うことができることは § 3.5.1 で述べた。このうち ASIC の理解や制御、また更なるパラメータ最適化を行うにあたって重要だと思われるパラメータを実際に値を変え、スペクトルなどの取得データがどのように変化するかを調べた。なお、測定は第 3 章と同じように -20 で ^{241}Am を 5 分間照射する。

A.1 スパース読み出しとデジタルスレッシュホールド

ASIC 付き Si-Pad 検出器試作品読み出し実験では、ペDESTAL補正 (§ 3.3.1) のためにパラメータ "RO_all" と "All2" を 1 に設定し、リードアウトオール状態で動作させていた。このパラメータを切る (0 とする) ことでスパース読み出しを行うことができる。スパース読み出しでは、光子が入射し出力された ADC 値が後に述べるデジタルスレッシュホールドを超えたチャンネルのみを読み出す。図 A.1 と図 A.2 は、読み出しを開始して光子を検出したある 1 イベントに対して、64 チャンネルそれぞれが幾らの ADC 値を出力したかを表すカラーマップである。リードアウトオール読み出しでは全てのチャンネルが ADC 値を出力しているが、スパース読み出しでは光子が入射した一つのチャンネルしか読み出しが行われていないことが分かる。

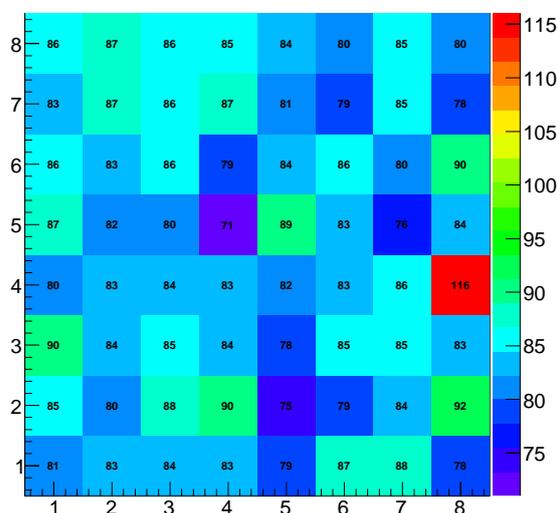


図 A.1: リードアウトオールで読み出しある 1 イベントに対する各チャンネルの出力 ADC 値

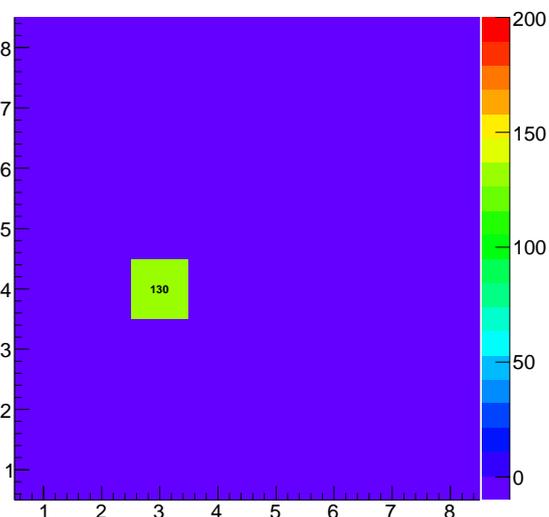


図 A.2: スパースで読み出したある 1 イベントに対する各チャンネルの出力 ADC 値

次に図 A.3 は各イベントに対して幾つのチャンネルが読み出されたかを表すヒット数分布であり、赤と黒のヒストグラムはそれぞれリードアウトオール読み出し、スパース読み出しのヒット数を表す。リードアウトオール読み出しでは、光子があるピクセルにヒットした1イベントに対して全てのピクセルが読み出しを行うので64ヒットにしかヒストグラムに値が入っていない。それに対して、スパース読み出しでは、光子がヒットしたピクセルのみを読み出すためほとんどのイベントが1-2ヒットで起きていることが分かる。

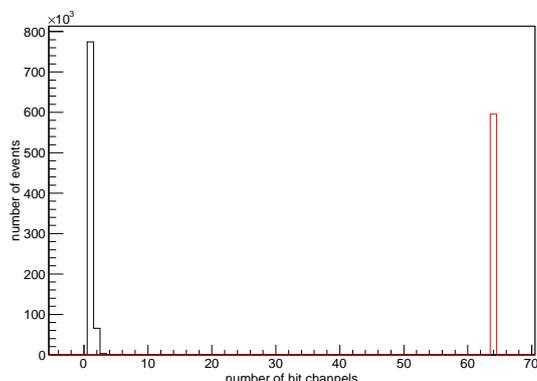


図 A.3: ヒット数分布。赤はリードアウトオール読み出し、黒はスパース読み出し (デジタルスレッシュホールド ADC 値 10ch) での分布を表す。

また、スパース読み出しではデジタルスレッシュホールドが機能するようになる。デジタルスレッシュホールドの導入は VATA450.3 の VA32TA からの改良点の一つである。デジタルスレッシュホールドを決めるパラメータ”DTHR”は 10bit 分のパラメータ値があり、閾値を ADC 値 0-1024ch まで設定することが可能である。

表 A.1 は、5 分間-20 で ^{241}Am を照射し、同じ条件下でリードアウトオール読み出しとスパース読み出し (デジタルスレッシュホールド 10ch) を行なって得られた測定データの比較である。上述のようにスパース読み出しやデジタルスレッシュホールドを設定をしての読み出しは、デジタルスレッシュホールドを超えたピクセルの ADC 値のみを読み出すため、ASIC が外部に出力するイベントのデータ量を減らすことができている。これは特に数万もの読み出しチャンネルが存在するコンプトンカメラのような検出器での読み出しにおいて非常に有用である。

表 A.1: 5 分間でのリードアウトオール読み出しとスパース読み出しデータ比較

読み出し方式	64ch 総イベント数	データ容量 (MB)
リードアウトオール読み出し	3.8×10^7	39
スパース読み出し	9.1×10^5	22

下に示した左図 A.4 は、リードアウトオール読み出しとスパース読み出しで得られた 30ch 目のピクセルのスペクトルを比較したものである。ただし、スパース読み出しのデジタルスレッシュホールドは 0ch としているので、赤のスパース読み出しでのスペクトルはペDESTAL 付近のピークのうち ADC 値 0ch よりも小さいイベントが切り捨てられていることが分かる。右図 A.5 はデジタルスレッシュホールドを変えながら測定を行ったスペクトルである。パラメータが 10 ならば ADC 値 10ch 以上の、30 ならば ADC 値 30ch 以上の

イベントのみを取得していることが分かる。

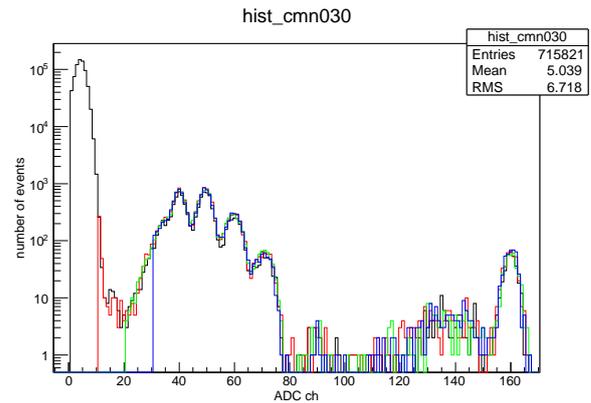
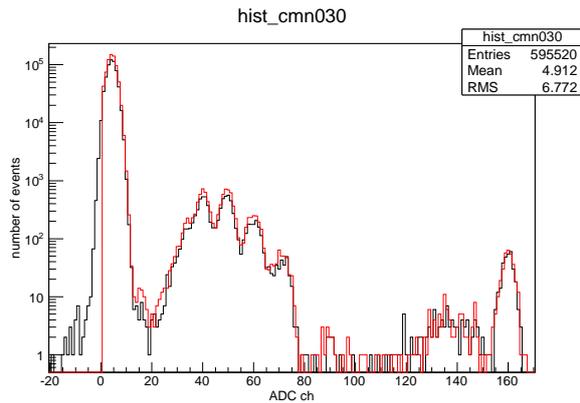


図 A.4: リードアウトオール読み出し (黒) と、DTHR が 0ch のスパース読み出し (赤)

図 A.5: それぞれ DTHR を 0(黒), 10(赤), 20(緑), 30(青) に設定した

次に、図 A.6 と図 A.7 は横軸がピクセルのチャンネルを、縦軸は ADC 値を表しており、それぞれデジタルスレッシュホールドを ADC 値で 10ch と 30ch にした全チャンネルのイベント分布となっている。デジタルスレッシュホールドは全チャンネル共通なので、全てのピクセルのスレッシュホールド値が変わっていることが分かる。また、DTHR が 10 のときピクセルの 0ch 目がデジタルスレッシュホールド以下の ADC 値でイベントが計測されており仕様外の動作をしている。0ch 目のピクセルは読み出し線の最も集まる所にあるのでその影響がある可能性がある、なぜ不具合が生じているかの分析を行うことが今後の課題である。

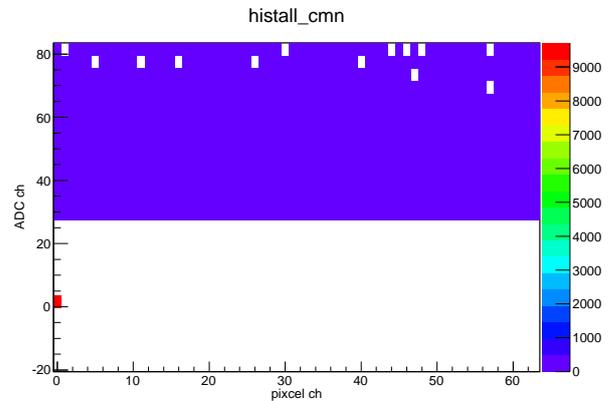
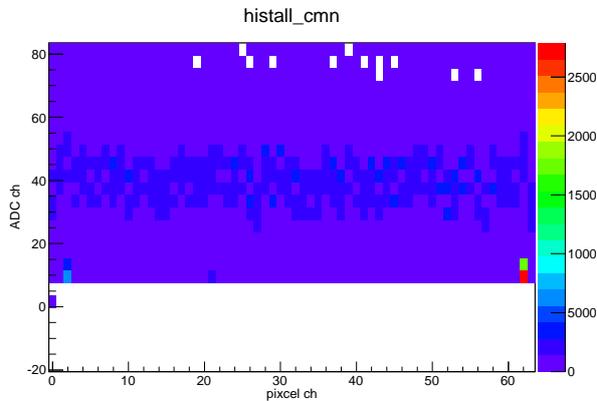


図 A.6: DTHR を ADC 値 10ch とした全チャンネルのイベント分布

図 A.7: DTHR を ADC 値 30ch とした全チャンネルのイベント分布

A.2 TA スレッシュホールド

TA 部から出力されるトリガが立つために必要な入力信号の波高値のスレッシュホールドを、“Bias DAC vthr” や “Channel trim DACs” というパラメータで制御することができる。“Bias DAC vthr” は全チャンネル共

通常のトリガスレッシュヨルドであり 5bit 分ある。図 A.8 はトリガスレッシュヨルドを変えながら測定を行ったスペクトルである。まずスレッシュヨルド値が 0 のように低い設定の場合 (黒のスペクトル)、非常に低いエネルギーでもトリガーが立ってしまうのでデッドタイムが長くなり、高エネルギー光子の入射イベントがたまたまピークがなくなってしまう。またスレッシュヨルド値が 30 のように高い設定の場合 (青のスペクトル)、低エネルギーの光子が入射してもトリガーが立たず、低エネルギーのピークが小さくなってしまっている。このため、読み出しにおいて適切なスレッシュヨルド値に設定することは非常に重要である。

さらに、”Channel trim DACs” はチャンネル毎にスレッシュヨルドを変えることができ、各チャンネル 4bit で設定できる。ただし、パラメータ trimDAC を用いる際は生じさせるオフセット電位の総和をゼロにしないと、全チャンネルのトリガスレッシュヨルドに共通のオフセットが乗ってしまうため注意が必要である。図 A.9 は 30ch 目のピクセルの trim DAC を変えながら測定を行って得られたスペクトルである。スペクトルのうち黒はトリガスレッシュヨルドに -14.7 mV の、赤は 0 mV の、緑は 14.7 mV のオフセット電位を掛けている。スレッシュヨルドが大きくなるほど低エネルギー側のイベント数が少なくなっていることが分かる。なお、スペクトルの変化が見やすいようにこの測定は DTRH を 10 としている。

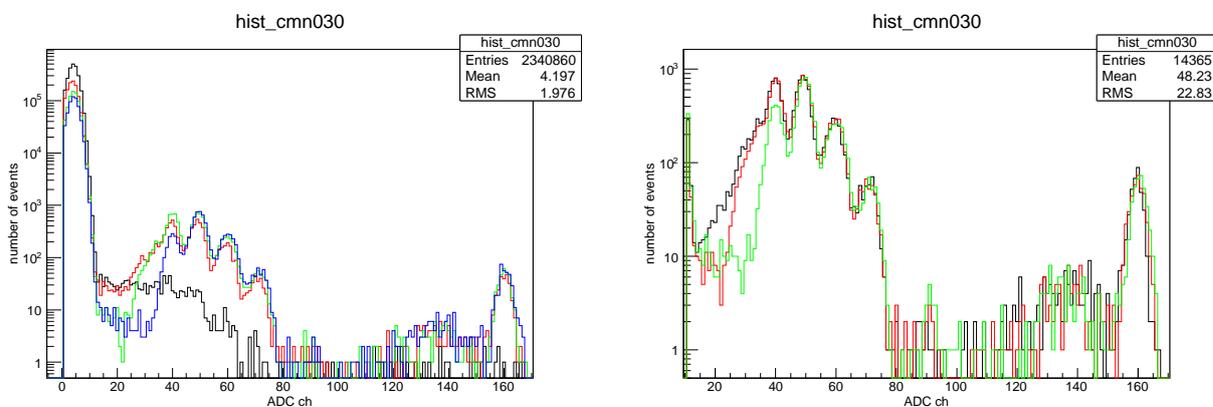


図 A.8: vthr をそれぞれ 0(黒), 10(赤), 20(緑), 30(青) に設定した

図 A.9: 30ch のスレッシュヨルドオフセット -14.7 mV(黒), 0 mV(赤), +14.7 mV(緑) に設定

A.3 Slow Shaper ゲイン

”Low_gain” というパラメータを 1 に設定すると Slow Shaper のゲインを下げる事ができる。Slow Shaper のゲインが下がると出力される ADC 値が下がり、スペクトルのピークの平均値が下がる。図 A.10 を見ると、Low_gain が 1 のときはゲインが下がり全てのピークの位置が低 ch 側に移動しており、ゲインが約 1/2 になっていることが分かる。

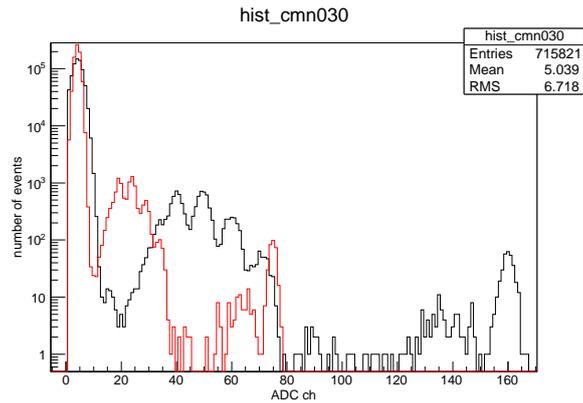


図 A.10: Low_gain をそれぞれ 0(黒) と 1(赤) に設定

A.4 ADC に関するパラメータ

§ 1.4.3 で述べたように VATA450.3 はウィルキンソン型 ADC を採用している。ウィルキンソン型 ADC ではランプ電圧を用いて AD 変換を行なっているが、このランプスピードを”Bias DAC, Iramp”というパラメータで制御することができ 4bit 分ある。図 A.11 は Iramp の値を変えながら測定を行ったスペクトルである。ランプスピードが速いほどゲインが下がり、それぞれのピークの位置が低 ch 側に移動していることが分かる。

”Delreg”というパラメータでは ADC データ読み出しクロックを遅延を制御することが可能である。ウィルキンソン型 ADC はランプ電圧がパルス波高を超えるまでのクロック数を出力するが、この出力するクロックに遅延を掛けると出力クロック数にオフセットを加えることができる。図 A.12 はクロック遅延を変えながら測定したスペクトルである。クロック遅延によってスペクトルが ADC 値に対してずれている。この測定では DTHR は ADC 値 0ch としているため Delreg が初期値 0 のスペクトル (黒) の形が変わっているが、それ以外のスペクトルはほぼ同じ形となっている。これは例えば各チャンネルにそれぞれ適切な遅延を掛けることによって、全てのチャンネルのベDESTAL を合わせるベDESTAL 補正を行うために用いることが出来る。

また、”ADC_on_b”というパラメータを 1 とすると、ADC 自体が行われなくなり総イベント数が 0 となる。

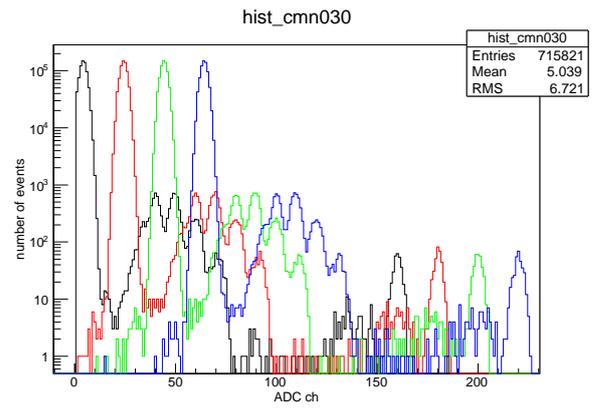
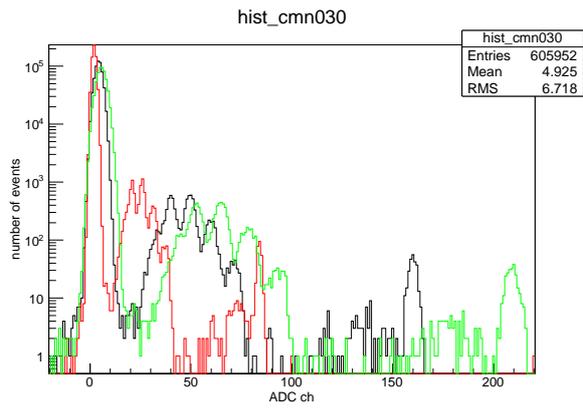


図 A.11: ランプスピードが赤 黒 緑の順に遅くなるように設定

図 A.12: クロック遅延を ADC 値で 0ch(黒), 20ch(赤), 40ch(緑), 60ch(青) と設定

謝辞

本論文の作成にあたって非常に多くの方々にお世話になりました。指導教員の深澤泰司先生には実験に集中できる素晴らしい研究環境を用意して頂き、非常に充実し楽しい卒業研究期間を過ごせました。大杉節先生には単チャンネル読み出し実験でミスオペがあった時、原因究明のために様々な助言を頂きました。高橋弘充先生はお忙しいにも関わらず、いつも優しく教えて下さいました。ご結婚おめでとう御座います。羨ましい限りです。本論文副査である檜垣浩之先生には論文を細かく添削して頂き、卒論最終版のための改訂に大いに参考にさせて頂きました。M2の古井さんにはプログラミングで分からないことがあったとき、非常に丁寧に分かりやすく教えて頂きました。また悩み事にも真剣に聞いて下さってすごく感謝しています。古井さんのように頼れる先輩になりたいと思いました。M1の中岡さんには実験関係で内容が分からず途方に暮れていた時に、何度も何度も助けていただきました。中岡さんのおかげで実験が進んだと言っても過言ではありません。M1の白川さんにはSi-Padについて様々なことを教えて頂きました。放射線検出器について全くの初見だった最初の頃にお世話になりました。M1の高田くん、君とのカラオケでストレスを発散していなかったらこの1年乗り越えられなかったかもしれません。B4の瀧本さん、岡田さんは同じ部屋だったので色々な話ができてすごく楽しかったです。卒論の辛い時期でも前の席に2人がいたから頑張れました。楽しすぎて大変だったけど2人といいた時間は一生忘れないと思います。B4の大橋さん、大阪出張のお金返すの忘れててごめんなさい。B4の山本くん、一緒に4年生実験をやったときや、色々な所で仲良くしてくれてすごく楽しかったです。ポスター賞おめでとう、さすがです。PDの森谷さん、チーズケーキすごく美味しかったです。

そして、本論文主査である大野雅功先生には実験に関することから研究姿勢に関することまで、本当に多くの事を学ばせて頂きました。いつも迷惑ばかり掛けて申し訳ありませんでした。自分もいつか大野さんのように沢山の知識を付けて、周りの人たちから頼られるような技術者になりたいです。有難う御座いました。これからも宜しくお願いします。

自分の力だけではとてもここまで辿り着くことはできませんでした。諸先生方、研究室の皆さん、物理事務の皆さん、ここまで支えて頂き有難う御座いました。最後にもうすぐ行われるASTRO-Hの打ち上げ成功をお祈りして、謝辞とさせていただきます。

平成 27 年 4 月 5 日

幅田 翔

関連図書

- [1] 広島大学高エネルギー宇宙・可視赤外天文研究室 研究紹介
<http://www-heaf.hepl.hiroshima-u.ac.jp/research/research-index.html>
- [2] ASTRO-H プロジェクトサイト
<http://astro-h.isas.jaxa.jp/>
- [3] Glenn F.Knoll 共訳:神野郁夫, 木村逸郎, 阪井英次 オーム社
放射線計測ハンドブック 第4版
- [4] A.H.F.Muggleton
Nucl.Instrum.Meth.101,113(1972).
- [5] 大阪大学 X-ray Astronomy Group
http://wwwxray.ess.sci.osaka-u.ac.jp/OskXrayTlabHP/ASTRO-H_SXI.html
- [6] 甲南大学 半導体/電子デバイス物理
http://kccn.konan-u.ac.jp/physics/semiconductor/top_frame.html
- [7] 後藤国広 広島大学 2011年
卒業論文 X線天文衛星 ASTRO-H 搭載検出器 HXI/SGD の信号処理で用いられる ADC 単体の動作試験
- [8] 長谷川裕恭 CQ 出版社
改訂 VHDL によるハードウェア設計入門
- [9] すすたわり 秀和システム
VHDL 入門 回路図と HDL によるデジタル回路設計
- [10] 道津匡平 広島大学大学院 2011年
修士論文 X線衛星 ASTRO-H 搭載軟ガンマ線観測装置用 Si-Pad センサーの基礎特性評価
- [11] 上野一誠 広島大学 2012年
卒業論文 ASTRO-H 搭載宇宙軟ガンマ線観測用 Si センサーの軌道上放射線損傷による影響
- [12] ASTRO-H SGD team
ASTRO-H Soft Gamma-ray Detector Preliminary Design Review
- [13] 青野博之 東京大学大学院 2009年
修士論文 Si/CdTe コンプトンカメラによるガンマ線イメージング実験

- [14] 白川裕章 広島大学 2014 年
卒業論文 将来コンプトンカメラ用新型 Si-Pad センサーの基礎特性評価
- [15] 朴寅春 広島大学 2009 年
卒業論文 次期 X 線観測衛星 ASTRO-H 搭載軟 X 線検出器用 Si 検出器のスペクトルの性能評価
- [16] Inas Abuetwirat
IMPEDANCE ANALYZER MEASUREMENT OF PASSIVE COMPONENTS
- [17] 高橋忠幸
CdTe/CdZnTe を用いた硬 X 線・ガンマ線イメージングセンサー
- [18] Takahashi, T., et al. "The ASTRO-H X-ray astronomy satellite", *Proc. SPIE*,
9144, Space Telescopes and Instrumentation 2014: Ultraviolet to Gamma Ray,914425.
- [19] 古井俊也 広島大学 2013 年
卒業論文 X 線天文衛星 ASTRO-H 搭載コンプトンカメラの搭載同等品の性能評価
- [20] 田中琢也 広島大学大学院 2008 年
修士論文 衛星搭載機器統一通信規格 SpaceWire を用いた宇宙 X 線・ガンマ線観測用データ収集システムの開発
- [21] GAMMA MEDICA-IDEAS
VATA450.3-461.3 USER MANUAL
- [22] シマフジ電機 SpaceWire DIO2
http://shimafuji.co.jp/spacewire/product/spacewire_dio2.html
- [23] 井上翔太 広島大学 2013 年
卒業論文 衛星搭載 SpaceWire 通信を用いた複数機器の同時読み出し
- [24] Takayuki Yuasa, The University of Tokyo
SpaceWire-to-GigabitEtherUser Guide