

2次元APD arrayとVLSIを用いた
X線・線用撮像検出器の開発

斉藤 孝男

学籍番号 04M01144

修士論文

東京工業大学 理工学研究科
基礎物理学専攻 河合研究室

2006年 2月

Abstract

Avalanche Photodiodes (APDs) combine the benefits of both the PIN photodiode and the photomultipliers (PMTs): high quantum efficiency, small size, low power consumption and internal gain. We used APDs and designed the two dimensional imaging detector for X-rays and γ -rays. It can be used for fast imaging in wide energy ranges. In order to obtain a large photoelectric area, a large number of APDs, as well as a number of read-out circuits are required. We therefore developed small and low power-consumption circuits using an analog VLSI VA32TA5.

I report in this paper the result of the evaluation of 4×8 pixel APD array. The difference of the gain, dark current and capacitance of the APD array are small (\sim several %) and individual performances are equivalent to those of single channel APDs. I also report the result of the evaluation of the signal read-out system VA32TA5. VA32TA5 is a VLSI chip, a modified version of VA32TA where the feedback capacitance is changed from 0.1pF to 1pF in order to reduce the gain and extended the dynamic range. We compared VA32TA5 with a system using discrete preamplifiers and with VA32TA, and found that it showed good performance.

Next, I built an imaging system using an APD array and VA32TA5 and evaluated the spectra obtained with this system. The FWHM energy resolution of 9.0% was obtained for 662keV γ -rays, with the minimum detectable energy of about 40keV. I also evaluate the cross talk between the adjacent pixels in the image.

目次

第1章	はじめに	8
1.1	X線の撮像の歴史	8
1.2	X線撮像技術の現状	9
1.3	本研究の目的	13
第2章	アバランシェフォトダイオード (APD)	15
2.1	半導体検出器の仕組み	15
2.2	アバランシェフォトダイオード (APD)	17
2.2.1	概要	17
2.2.2	光検出器としてのAPD	18
2.2.3	APDの種類	19
2.3	APDを特徴づけるパラメータ	20
2.3.1	増幅率	22
2.3.2	暗電流	22
2.3.3	容量	23
2.3.4	過剰雑音係数	23
2.4	APD検出器のノイズ特性	23
第3章	32ch APD array 検出器の性能評価	26
3.1	検出器の概要	26
3.2	増幅率 (ゲイン) の測定	27
3.2.1	測定のセットアップ	27
3.2.2	ピクセル間の増幅率のばらつき	28
3.2.3	単一素子としての増幅率の評価	29
3.3	暗電流 (ダークカレント) の測定	33
3.3.1	セットアップ	33

3.3.2	ピクセル間の暗電流のばらつき	33
3.3.3	単一素子としての暗電流の評価	34
3.4	容量変化の測定	37
3.4.1	ピクセル間の容量のばらつき	37
3.4.2	単一素子としての性能評価と電圧変化	37
第4章	VLSIを用いた多チャンネル同時読み出しシステム	40
4.1	Analog VLSI VA32TA と VA32TA5	40
4.1.1	動作させるためのパラメータ設定	41
4.1.2	信号処理シーケンス	43
4.2	VADAQ システム	44
4.2.1	VADAQ の概要	44
4.2.2	VADAQ の制御方法	45
4.3	データ解析	47
第5章	Analog VLSI VA32TA5の性能評価	49
5.1	各セットアップ	49
5.1.1	個別の回路の場合	49
5.1.2	VA32TA の場合	50
5.1.3	VA32TA5 の場合	52
5.2	ゲイン一様性	53
5.3	ダイナミックレンジと線形性	57
5.4	ノイズレベル	59
5.5	容量勾配	62
5.6	5.9keV ⁵⁵ Fe X線スペクトル	64
5.7	662keV ¹³⁷ Cs 線スペクトル	65
第6章	撮像検出器としての性能評価	68
6.1	X線の直接検出	68
6.1.1	全チャンネルのスペクトル	68
6.1.2	X線のフラットイメージ	68
6.2	CsI (Tl) シンチレータを用いた線検出	70

6.2.1	シンチレータの配置	70
6.2.2	全チャンネルのスペクトルの取得	70
6.3	隣接チャンネルへの干渉について	71
6.3.1	VA32TA5の隣接チャンネルからの干渉	71
6.3.2	APD arrayの隣接ピクセルからの干渉	73
6.3.3	データ解析による干渉効果の除去	76
6.4	線のフラットイメージ	78
6.5	スポット照射イメージ	79
第7章	将来展望	82
7.1	新たな撮像検出器として	82
7.2	多チャンネル読み出しシステムとして	83
7.3	APDの将来計画	84
第8章	まとめ	88

目 次

1.1	X線望遠鏡と Chandra 衛星、搭載された X 線 CCD	10
1.2	Swift 衛星の BAT 検出器	11
2.1	結晶中のバンド構造	16
2.2	各 APD の内部構造と電場勾配	21
2.3	一般的な放射線計測回路	24
2.4	増幅なしの半導体検出器の場合の等価雑音回路	24
2.5	APD の場合の等価雑音回路	25
3.1	32ch APD array 検出器の外観	27
3.2	印加電圧による APD array の内部構造の変化	27
3.3	APD array の量子効率	28
3.4	増幅率測定 of 回路図	29
3.5	APD array の増幅率のばらつき	30
3.6	APD array の増幅率の変化	31
3.7	LED を (1) 全体に一樣に照射したとき (2) 2.5mm 四方 (うち APD は 1.6mm 四方) に照射したとき、の増幅率。20V で規格化している。	32
3.8	暗電流のピクセル毎のばらつきを測定する回路図	33
3.9	素子全体の暗電流を測定する回路図	34
3.10	APD array の各チャンネルの暗電流のばらつき	35
3.11	APD array の暗電流の変化	36
3.12	各ピクセルの容量のばらつき	38
3.13	電圧に対する容量変化	39
4.1	VA32TA チップと、内部の回路構成	41
4.2	VA32TA の信号処理シーケンス	44

4.3	VADAQ とその内部	45
4.4	LabVIEW プログラム起動時の画面	46
4.5	データ解析の方法	48
5.1	クリアパルス社製 32chAPD array 用プリアンプ 5027 型	50
5.2	VA32TA が搭載された FEC	51
5.3	ボンディングした後の VA32TA - APD array 基板とそのケース	51
5.4	VA32TA を読み出し用の VADAQ コンパレータ部分の構成	52
5.5	ボンディング部分の拡大図	53
5.6	VA32TA5 読み出し用の VADAQ コンパレータ部分の構成	54
5.7	ゲインのチャンネル毎のばらつき	55
5.8	オシロスコープの波形	56
5.9	32ch プリアンプのゲインのチャンネル毎のばらつき	57
5.10	テストパルス用に作成した微分回路	57
5.11	入力に対する出力の線形性	58
5.12	32ch プリアンプのダイナミックレンジとリニアリティ	59
5.13	VA32TA5 のノイズレベル	60
5.14	VA32TA のノイズレベル	60
5.15	32ch プリアンプのノイズレベル	61
5.16	VA32TA5 の容量勾配	62
5.17	VA32TA の容量勾配	63
5.18	32ch プリアンプの容量勾配	63
5.19	VA32TA5、VA32TA による 5.9keV ^{55}Fe X 線スペクトル	64
5.20	32ch プリアンプを用いた ^{55}Fe X 線スペクトル	65
5.21	VA32TA5、VA32TA による ^{137}Cs 線スペクトル	66
5.22	32ch プリアンプを用いた ^{137}Cs 線スペクトル	67
6.1	^{55}Fe 5.9keV X 線の全チャンネルのスペクトル	69
6.2	X 線を用いたフラットイメージ	70
6.3	用いた CsI シンチレータ	71
6.4	^{137}Cs の全チャンネルのスペクトル	72
6.5	隣接シンチレータからの漏れ込み	74

6.6	中央にシンチレータを配置したときに隣接ピクセルから出力されるスペクトル	75
6.7	光の漏れ込みによる出力値の大きさの違い	76
6.8	イベントセレクションによるスペクトルの分離	77
6.9	コンプトン散乱の模式図	78
6.10	線を用いたフラットイメージ	78
6.11	得られた線のスポットイメージ(1)	79
6.12	得られた線のスポットイメージ(2)	80
6.13	得られた線のスポットイメージ(3)	80
6.14	得られた線のスポットイメージ(4)	81
6.15	カウント数を縦方向に射影した図。横軸は APD array の列番号。	81
7.1	APD array と VA32TA5 を用いた広エネルギー領域撮像検出器の概念図	83
7.2	NeXT 衛星搭載の広帯域撮像検出器 WXI (上) と軟線検出器 SGD (下)	85
7.3	東工大衛星 Cute-1.7 (2006 年 1 月末撮影)	86
7.4	偏光観測衛星 Cute2 「燕」	86
7.5	バースト即時通報衛星 「風鈴」	87

表 目 次

1.1	各撮像検出器の性能比較	14
3.1	APD ピクセル毎の平均増幅率と、単一素子としての増幅率の関係	29
3.2	ピクセル毎に測定した暗電流と単一素子として測定した暗電流の比較	36
5.1	テスト時の VA32TA の駆動用バイアスパラメータ	52
5.2	テスト時の VA32TA5 の駆動用バイアスパラメータ	54
6.1	信号を入力したときの各チャンネルの出力値の平均	73
6.2	宇宙線イベントによる APD array 内部での干渉	74

第1章 はじめに

1.1 X線の撮像の歴史

19世紀末にレントゲンによって発見されたX線は、その透過力の強さによって可視光では得ることのできない物質の内部構造など様々な知見を我々に与えてくれる。最も身近なX線の利用例は、レントゲン写真であろう。人体にX線を照射すると、抗生物質や水分量の違いによって各部分でのX線の透過量が変わるため、透過してきたX線の量をフィルムなどで測定することで、異常な部分（骨が折れているかどうかや、ガン細胞のような周囲と性質が異なる部分）を見つけ出すことができる。また、最近ではレントゲン撮影をさらに発展させたX線CT（Computed Tomography、コンピュータ断層撮影）やPET（Positron Emitting Tomography、陽電子断層撮影、ポジトロンCTとも呼ばれる）など、新しい技術も利用されはじめている。さらに利用される場所も、医療分野だけでなく、空港の荷物チェックや建築物の非破壊強度検査（X線により柱などの内部にある鉄筋の太さの測定など）といった、様々な分野で応用されている。

天文学においても1962年のRossi、Giacconiらのロケット実験によってX線天文学が始まり、急速に発展してきた。X線は可視光に比べて波長が短く、大きなエネルギーを持っているため、X線を観測することによって、温度にして数千万 という高温の世界や、超高エネルギー電子などの加速現場を見ることにつながり、中性子星やブラックホールといった高密度天体周辺の降着円盤、超新星残骸、活動銀河核、銀河団、さらに線バーストなどといった宇宙の最も激しい天体現象の観測には非常に重要となっている。また、透過力の高さから塵やガスに隠れた天体についても観測が可能である。

これらの分野で共通なテーマとして、到来するX線が、いったい「どこ」から来ているかを解明することが重要である。もしレントゲン写真が「ピンボケ写真」のようなものしか得られなければ、どこの骨が折れているか、どこの部位に腫瘍が存在するかなどがあやふやとなり、有効な情報とはならないが、逆に鮮明な画像が得られれば、のちの診断において非常に有効な情報になる。天体観測にしても、「どこ」でその現象が起こっているか

を知ることができれば、他の測光や分光情報などと組み合わせることで様々な物理現象を説明することができ、特に可視光や電波観測など、他の電磁波による観測と組み合わせることで天体の核心に迫ることができる。そのため、透過力の強い X 線や γ 線による「撮像技術」というものが必然的に重要になってくる。

1.2 X 線撮像技術の現状

X 線天文学で現在用いられている最も有効な撮像観測手法は、X 線望遠鏡と X 線 CCD カメラを組み合わせたものである。X 線望遠鏡は Wolter I 型と呼ばれるもので、放物面を持った金属製の円筒と、同じく双曲面を持った円筒を組み合わせ、反射面を入射 X 線からわずかに ($\sim 1^\circ$) 傾けて反射させることで集光している。集光することでより多くの X 線を捕らえることができ、また検出器を小さくできるので撮像によりバックグラウンドを有効に除去することができる。検出器である CCD カメラは 1 ピクセル数 μm ~ 数十 μm の Si 製素子が数百万個並んだ検出器である。これを望遠鏡の焦点面に置くことで、数秒角 ~ 数分角という素晴らしい角分解能を低バックグラウンド下で実現できる。特に 1999 年に打ち上げられた Chandra 衛星 (NASA) は、0.3 ~ 10keV までの軟 X 線と呼ばれるエネルギー範囲で、0.5 秒角という可視光望遠鏡に匹敵する性能を達成し、様々な天体についてその空間構造を明らかにしてきた。CCD の欠点はその読み出し時間である。CCD の読み出しにはいくつか手法があるが、どれも各ピクセルの電荷を別のピクセルに転送していくことで読み出しを行うため、全てのピクセルから信号を読み出すまでに数秒以上の時間がかかり、測定の不感時間 (デッドタイム) として現れることで、観測の時間分解能に制約が加わってしまう。このデッドタイムの短縮のために様々な工夫が凝らされており、現在でも研究されている [6, 7, 8]。

10keV 以上の硬 X 線と呼ばれる高エネルギーの X 線や、さらにエネルギーの高い γ 線に対しても撮像観測は重要であり、シンクロトロン放射や電子陽電子対消滅線、核 γ 線などの観測対象がある。また、 γ 線バーストなどの突発天体に対しても位置同定には精度の良い撮像観測が必要となる。これらの高エネルギー光子は現在の X 線望遠鏡では集光できないため、精密な撮像観測が行われずにいたが、近年、80keV までの集光が可能なスーパーミラー望遠鏡の開発 [10] や、コード化マスクを用いる方法、さらにコンプトン散乱を応用して γ 線の到来方向を決定する撮像技術の開発などが進んでおり、精密な撮像観測が可能になりつつある。しかし検出器部分に CCD を用いると、Si のような原子番号も密

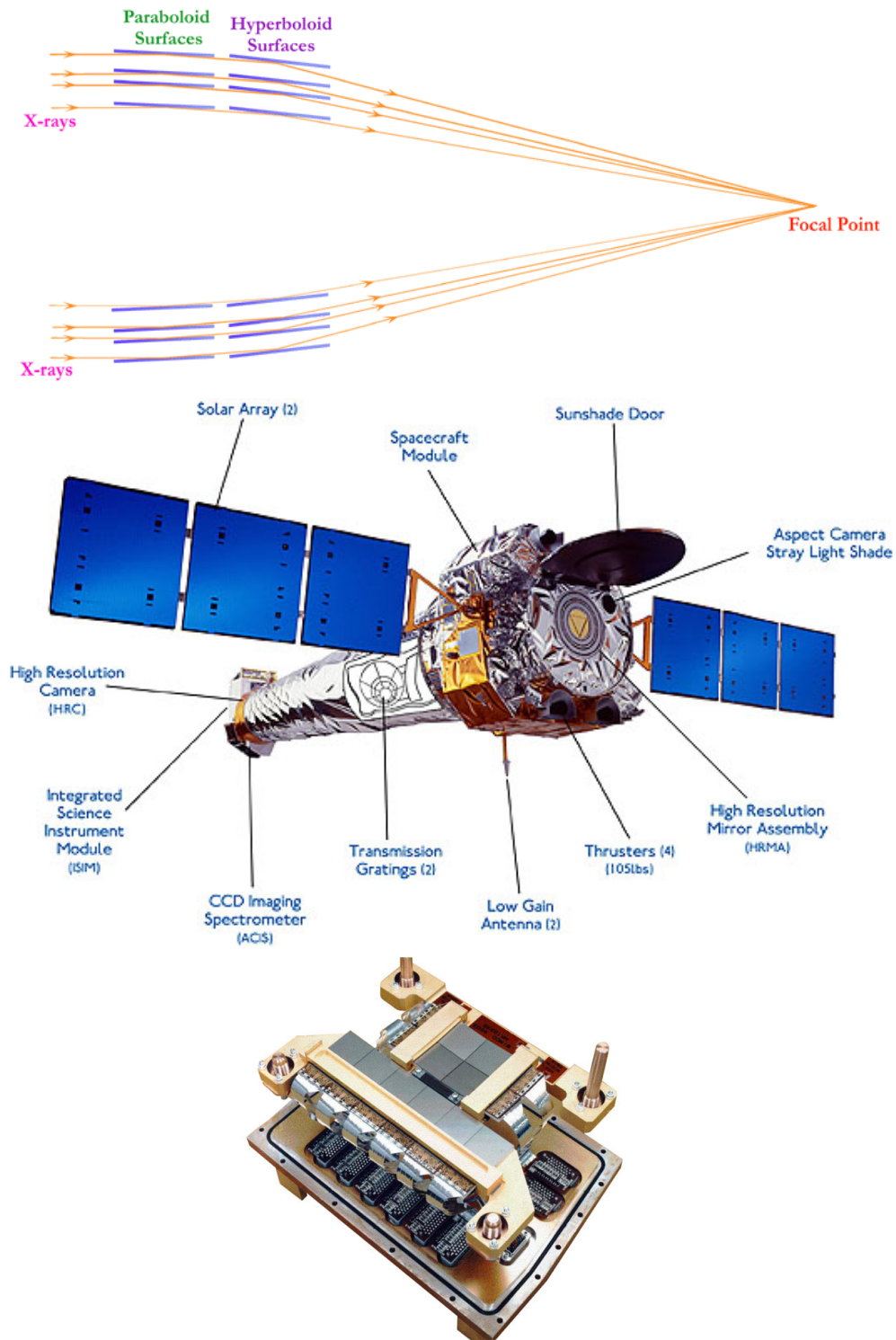


図 1.1: (上) X線望遠鏡 (Wolter I型) のしくみ、(中) Chandra 衛星 (下) Chandra 衛星の X線 CCD カメラ ACIS (いずれも [9])

度も小さい元素では光電効果の断面積が小さいために検出効率が低くなってしまふ。そのため有効面積の大きな検出器の開発に様々な研究が行われている。

半導体検出器で硬 X 線や γ 線の検出を行うには、原子番号の大きな物質を利用する必要がある。現在最も注目されている化合物半導体がテルル化カドミウム (CdTe) である。CdTe は Cd (原子番号 48) と Te (同 52) という原子番号の大きな元素でできており、同じ厚さの Si に比べて 1000 倍も高い阻止能を持っている。また室温動作が可能であるという特長もある。2004 年に打ち上げられた Swift 衛星は、コード化マスクと CdTe 検出器の一種である CdZnTe 検出器からなる、BAT (Burst Alert Telescope) と呼ばれる γ 線バースト検出器が搭載されている [11]。コード化マスクは検出器の上部に γ 線を通す部分と遮る部分がある特定のパターンで並べている。通過してきた γ 線は場所によって様々な像のパターンを示すので、再合成することで γ 線の到来方向を決定することができる。BAT は 32,768 個の CdZnTe 検出器で撮像し、15 ~ 150keV のエネルギー範囲で数分角の精度でバースト位置を決定することができる。この CdZnTe や、亜鉛の含まれない CdTe 製の検出器はエネルギー分解能も良く、また有効原子番号が大きく密度も高いため 100keV 以上の γ 線に対しても感度がある。そのため次世代硬 X 線検出器として開発が進んでおり、日本の次期 X 線天文衛星 NeXT にも用いることが検討されている [12]。

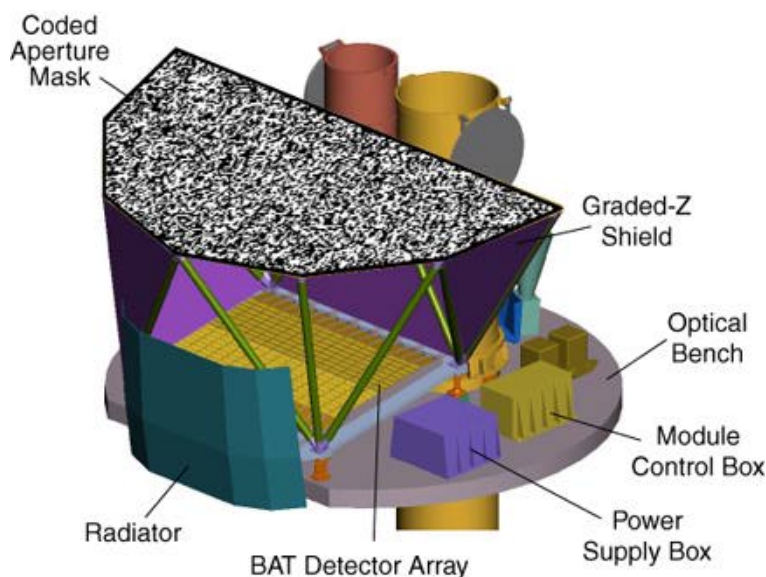


図 1.2: Swift 衛星の BAT 検出器。上部のコード化マスクとその下部の CdZnTe 検出器で γ 線の到来方向を決定する。

CdTe 検出器の登場によって、数 100keV までの γ 線に対して分解能および位置分解能

の優れた検出器が実現しつつあるが、解決されない問題もある。CdTe 検出器はノイズレベルが高く、10keV 以下の低エネルギー光子の検出には大変な困難が伴う。また、CdTe 検出器は厚さがせいぜい数 mm であり、数 100keV 以上の線に対して有効面積を十分とるには不足している。しかもそのような厚い検出器ではホールを完全に収集するために印加電圧を数千 V 以上必要とするため、宇宙環境などでは放電現象が問題となる。このため検出器を何層にも重ね合わせる、電場と垂直方向に入射面を作る (Edge-on 検出器) など様々な工夫が必要である。

これとは別に、シンチレータを用いた撮像も昔から行われている。シンチレータは大きな結晶を作るのが比較的容易で、簡単に阻止能の高い検出器を作ることができる。シンチレータを用いた撮像検出器としては、1950 年代に発表されたアンガーカメラが挙げられる [13]。これは薄いシンチレータと多数の光電子増倍管を組み合わせ、各光電子増倍管の出力信号の重心から入射位置を知るものである。この検出器によってその後の核医学が飛躍的に進歩した。昔ながらの陰極面が一つしかない光電子増倍管ではあまり解像度が上がらないため、最近では電極を 2 次元的に配置したマルチアノード PMT など用いられている。このようにシンチレータを用いたものは主に医療分野で用いられている。

現在の臨床医療で良く用いられている X 線 CT はレントゲン写真の一種で、X 線を一面からでなく周囲から走査するように照射することで、各方向の物質分布を得る。この情報をコンピュータで処理することで 3 次元的な内部構造を得ることが出来るため、例えば人体の断面構造を画像として得ることが出来る。そのため医療に役立つばかりでなく、非破壊検査などにも用いられている。また PET は X 線を外からではなく、身体内部から発生させてその位置を測定するものである。ブドウ糖の一部の原子を放射性同位体の ^{18}F (半減期約 110 分) に置換し、体内に摂取すると、ガン細胞のような活動の激しい細胞にそのブドウ糖が集中するので、そこから放射線が強く放出される。これにより各部位の「かたち」でなく、「活動性」を知ることが出来る。また、この ^{18}F は β^+ 崩壊するので 511keV の対消滅線を 2 本正反対方向に出す。これを同時計数することでバックグラウンドを格段に低減することが出来る。PET はそれほど鮮明な画像が得られないため、CT などと併用されることが多い。医療分野で用いられる撮像検出器はこれらのように身体を透過してきた X 線をとらえることで画像を得ている。もし透過してきた X 線のうち僅かな割合しかとらえることができなければ、その分照射する X 線を増やさなければならず、被爆量が増えてしまう。そのため、最近では BGO シンチレータのような検出効率の高い (X 線を止めやすい) 物質を用いる提案もされている。

CCD とシンチレータを組合わせた検出器の研究も行われている [14]。この検出器は CCD 表面に細い柱状の ($\phi \sim$ 数十 μm) CsI (Tl) 結晶を成長させることで、軟 X 線に対しては直接 CCD で検出、 γ 線に対してはシンチレーション光を CCD で読み出すことで $\sim 30\mu\text{m}$ 程度の精度で求めることが出来る。これにより 0.1 ~ 100keV という幅広いエネルギー範囲をカバーする非常に高位置分解能の検出器を得ることが出来る。ただし問題点も多く、1counts/sec 以上の現象では CCD の持つ「長い読み出し時間」という制約から観測が難しい。このことは PET で必要とされる高速同時計数を行うことができず、宇宙環境での数 100Hz ~ 数 kHz にもなるバックグラウンドの除去にも問題になる。また、X 線イベントと γ 線イベントの区別についても簡単ではなく、現在はイメージの広がり具合から間接的に推測している段階である。

1.3 本研究の目的

このように、現在も様々な種類の硬 X 線・ γ 線撮像検出器の開発が行われているが、いずれも長所と欠点を併せ持っている。特に「幅広いエネルギー範囲」と「高速撮像」という 2 つの特長を併せ持った検出器は現在のところ存在しない。本論文ではこの「幅広いエネルギー範囲」と「高速撮像」というコンセプトで撮像検出器の開発を行い、アバランシェフォトダイオード (APD) とアナログ VLSI である VA32TA5 を用いた撮像検出器のプロトタイプを製作した。APD は内部の高い電場により、非常に高速の応答ができ、直接検出とシンチレーション検出の組み合わせによって 0.5 ~ 1000keV という非常に広範囲で十分な応答が出来る検出器となり得る。またピクセル化による読み出しチャンネルの増加もアナログ VLSI の利用により解決することができる。実現することでイベントレートの高い事象に対しても 0.5 ~ 1000keV という非常に広範囲で十分な応答が出来る検出器として、天体現象に限らず医療分野などにも応用できると期待される。

表 1.1: 各撮像検出器の性能比較

	CCD	CdTe	アンダー	CCD + CsI	APD + VA32TA5
撮像性能					
分解能				/	/
読出速度	×			×	
範囲	0.1 ~ 10keV	10 ~ 数 100keV	数 10keV ~ 数 MeV	0.1 ~ 100keV	0.5 ~ 1000keV

第2章 アバランシェフォトダイオード (APD)

2.1 半導体検出器の仕組み

結晶性の物質中では固体中の電子のエネルギー準位は帯状の範囲のみ許される。束縛されている準位を価電子帯、自由に動き回ることの出来る準位を伝導帯と呼び、2つの準位間には電子が存在することの出来ない、禁止帯と呼ばれるエネルギーギャップが存在する。励起がない場合、結晶中の電子が価電子帯を満たしており、伝導帯には電子は存在しない。この状態では電流は流れないが、熱や入射してきた放射線によって電子がエネルギーを受け取り、このエネルギーギャップを越えると、電子が結晶中を自由に動き回ることができるようになり、電流が流れる。絶縁体ではこのエネルギーギャップが5eV以上であるが、半導体は通常1eV程度と小さいため、僅かのエネルギーで電流が流れる。半導体としては単体ではSiとGe、化合物ではCdTeなどがある。

半導体には真性半導体（不純物を殆ど含まない半導体）の他に、p型半導体（半導体にB、Al、Gaなどの価電子の一つ少ない原子をドーピングしたもの）とn型半導体（P、Asなどの価電子の一つ多い原子をドーピングしたもの）がある。これらの半導体中ではドーピングされた不純物は結晶に取り込まれ、禁止帯の中に新たな準位を作り出し、結果としてp型では正孔（ホール）が、n型では電子が余計な電荷キャリアとしてできる。この2種類の半導体を接合すると、接合部での電子密度の急激な変化によって、n型からp型への電子の拡散移動が起こる。これにより不純物による電荷が打ち消しあい、結果として電荷キャリアのない領域（空乏層）が生まれる。電子の拡散移動は、電子の移動によって生じた電位差と拡散が釣り合うところ（ $\sim 1V$ ）で平衡状態になる。この時点では空乏層が薄く放射線を止めるには十分ではなく、内部電場も生成されたキャリアを収集するには弱いので、検出器に逆バイアスを掛け、p側とn側のキャリアの結合を促進させ、空乏層を広く、また高電場になるようにして用いるのが普通である。この空乏層に放射線が入射すると、電離作用（光電効果）によって入射粒子のエネルギーに比例した数の電子-ホール

ペアが生成され、これが電位差によって両端に導かれることで信号として読み出される。これが半導体検出器の原理であり、ちょうど電離箱中でガスがイオンと電子のペアに電離され、電場によって収集されるのと同様の役割を果たしているため、半導体検出器は固体電離箱とも呼ばれている。半導体は平均電離エネルギー（一組の電子-ホールペアを生成するために必要な平均のエネルギー）が数 eV と小さいため、放射線が入射した際に生成する一次キャリア数が多く、数十 eV 必要なガス検出器や、100eV 近くにもなるシンチレータ検出器に比べて生成されたキャリアの統計的な揺らぎを小さくすることができ、結果として非常に高いエネルギー分解能を得ることができる。

半導体検出器は実際に生成される電子-ホールペアの数のばらつきが統計的なゆらぎによって予想される値よりも小さくなる。このばらつき度合いをファノ因子と呼び、

$$F = \frac{\text{ばらつきの観測値}}{\text{統計的なゆらぎによる予測値}}$$

で表され、シリコン検出器では約 0.1 程度である。統計的なゆらぎでは、全ての電子-ホールペアは独立に生成されるとしているが、実際に起こっている現象では電離過程が相互に影響を及ぼし合っているためであると考えられている。このことも半導体検出器が高いエネルギー分解能を示すことにつながっている。

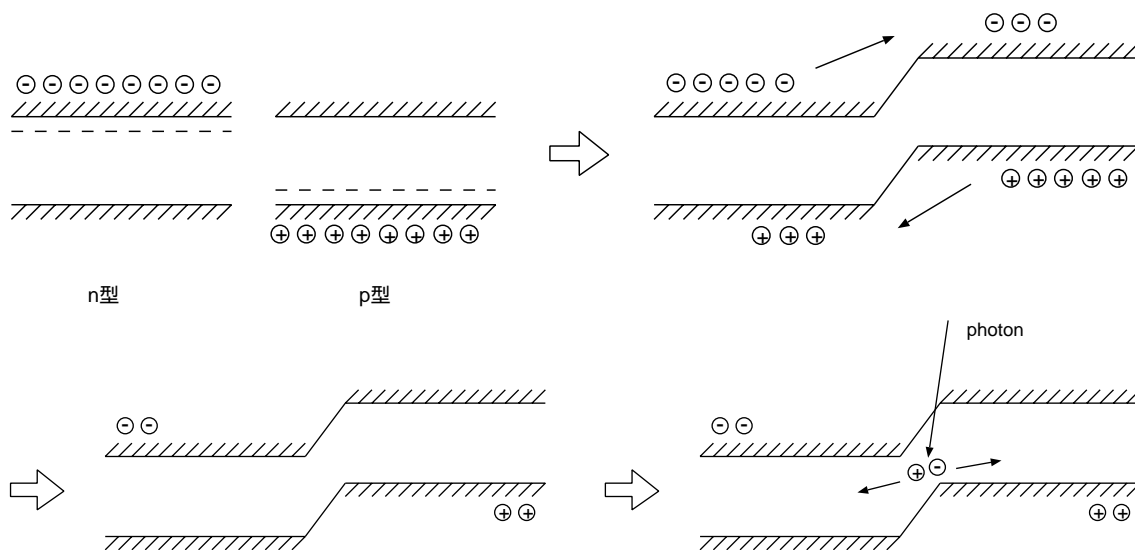


図 2.1: 結晶中のバンド構造

生成キャリア数の多さによって、理想的には最高の検出器になり得る半導体検出器だが、実際には様々なノイズが乗ることによりエネルギー分解能は悪化する。理想的な Si 製

の検出器はキャリアの統計揺らぎとファノ因子と呼ばれる係数だけで決まり、5.9keV では110eV程度の分解能になるが、これに検出器の暗電流、容量などによる回路雑音加わる。低エネルギー X線による信号電流は非常に微弱で、簡単にノイズに埋もれてしまうため、単純な Si 製 p-i-n ダイオードでは数 keV 以下に押さえることが非常に難しく、CdTe 検出器なども同様の問題が存在する。回路ノイズを押さえるために (1) 冷却して暗電流を減らす、(2) 検出器を小さくして容量を減らす、などがあり、実際に CCD は -90 程度まで冷却することにより Si の限界性能に近い値 (~130eV) まで分解能を改善できるが、冷却装置のために構造が複雑になる、読み出しが複雑になり時間も掛かる、等の弊害も大きい。

2.2 アバランシェフォトダイオード (APD)

2.2.1 概要

分解能を改善するもう一つの有効な方法は、信号を検出器自体が増幅することである。検出器内部で信号が 10 倍に増幅されれば、回路雑音を等価的に 1/10 にすることに等しく、エネルギー分解能を改善することができる。この方法を用いているのがガス比例計数管や光電子増倍管で、検出器内部で信号を増幅することで、S/N (信号の対ノイズ比) を高くすることで微弱な信号も読み出すことができる。半導体でこれらと同様の増幅過程をもった唯一の検出器がアバランシェフォトダイオード (APD) である。

APD は Si 製のフォトダイオードの一種である。印加電圧をフォトダイオードよりも高く設定し、内部に高い電場勾配を持たせると、放射線によってできた電子は検出器の空乏層中を加速しながら移動していく。通常のフォトダイオードでは電子のエネルギーが他の結晶中にある価電子帯の電子を励起するほど高くはないので増幅が起きないが、十分に高い電場勾配が存在すると、電子が衝突して新たに電子-ホールペアを生成する。作られた電子とともに加速されていた電子は電場により再び加速されていき、別の電子-ホールペアを生成する、といったようになだれ (アバランシェ) 増幅を起こす。これにより印加電圧にもよるが最終的にはもとの数 10 倍 ~ 数 100 倍の大きさの信号を得ることができ、通常の Si 製 p-i-n ダイオードでは数 keV であったノイズ閾値が、APD ではこれを 0.1keV 程度まで下げることができる。

2.2.2 光検出器としての APD

APD の利用法には入射 X 線や荷電粒子を直接、電子-ホールペアにして検出する方法に加えて、フォトダイオードと同様に可視光領域の光を検出する方法がある。これは可視光のエネルギーが 3 ~ 4eV と、Si の平均電離エネルギー 3.65eV とほぼ等しいので、入射してきた可視光で光電効果により電子-ホールペアを生成するためである。

光検出器としては現在広く用いられている光電子増倍管があるが、量子効率 QE (入射してくる光子数 N_{photon} に対する出力される光電子数 N_{electron} の比) が $QE = \frac{N_{\text{electron}}}{N_{\text{photon}}} = 20 \sim 30\%$ と低い値に制限されてしまうことが大きな問題であった。これは光電子増倍管がその構造上、光電面から光電子を飛び出させるために光電面の厚さを薄くしなければならず、これにより光電面は入射光子に対して完全に不透明には出来ず、入射光子の一部しか光電子に変換されないためである。これによって出力信号の大きさに統計的な揺らぎの効果が大きく現れてしまい、シンチレーション検出器の性能に大きな制限をもたらしていた。さらに光電子増倍管は内部構造が複雑で、個体差が大きいことや、電子の走行距離が長いために地磁気などの周囲の磁場の影響を受けやすい、印加する電圧が ~ 1000V と高く、検出器に常に電流が流れているため消費電力が大きい、といった問題がある。

もう一つの光検出器であるフォトダイオードは電子を結晶から飛び出させる必要がないため、量子効率は 80% 以上まで改善できる。また、内部電場が非常に強い (数 10V/100 μm ~ 10⁶V/m) ので光電子増倍管 (1000V/10cm ~ 10⁴V/m) のように磁場の影響を殆ど受けないことや、構造がコンパクトで頑丈、数十 V の電圧で動作可能、など、様々な面で光電子増倍管の問題点を克服できる。しかしフォトダイオードは信号を内部増幅しないため、出力される信号が小さく、低エネルギーの信号はノイズに埋もれてしまうため検出できない。そのためフォトダイオードの利用は主に高エネルギー分野に限られていた。

APD は内部増幅により、フォトダイオードの問題点であった信号の大きさを数十倍に増幅することができるため、低エネルギーの信号に対しても検出が可能である。また構造はフォトダイオードと殆ど変わらないため、磁場の影響や量子効率、電力などの問題も克服することができる。

2.2.3 APDの種類

APDにはその内部構造の違いからいくつかの種類が存在し、特長や短所も異なる。その中でも代表的な3種類について述べる。

beveled-edge APD

beveled-edge APD (図 2.2 左) は n 型半導体の結晶に 3 価の原子を片側だけドーピングして p^+ 半導体にする事で製作される。 p^+ と n の接合部で空乏層が作られ、高電圧 ($\sim 2000V$) を印加することで電場勾配が生じてなだれ増幅を起こす。印加電圧が非常に高いため、比抵抗の大きな半導体を用いる、縁を斜めに加工するなどの工夫で電圧降伏を防いでいる。受光面は p^+ で、この部分は比抵抗が小さく不感層となっているため、表面を削って不感層を減らす必要がある。また、空乏層が $\sim 170\mu m$ と X 線を検出するのに十分な厚さを持つが、増幅領域が広いために、X 線がどこで反応したかによってゲインにばらつきが生じ、増幅領域中に入射したイベントは十分な増幅ができずにスペクトルが低エネルギー側に裾を引くという現象も見られる。

beveled-edge APD は最も初期に開発された APD であり、今までにも数多くの研究が行われてきた。特にシンチレータと組み合わせることで光電子増倍管と同程度あるいはそれ以上のエネルギー分解能を示している [15]。しかし広い増幅領域が熱励起による電子も増幅してしまうため、ノイズレベルが高い ($10mm\phi$ で $40nA$ 程度)。また完全空乏層化のためには $2000V$ という高電圧が必要なことも欠点の一つである。

reach-through APD

reach-through APD (図 2.2 中央) は狭い増幅領域と広いドリフト領域を持つ APD である。中央に大きな高純度半導体があり、受光面側に p^+ 半導体、その反対側に p 型、n 型半導体が並んでいる。pn 接合部には空乏層が生じて比抵抗が大きくなるが、中央の高純度半導体も比抵抗が大きいため、電圧を印加すると両方に電場が生じる。中央部の比抵抗は pn 接合部ほど高くないため、なだれ増幅を起こすほどには高電場にならないため、この部分は生じた電荷を高速で移動させるドリフト領域になり、増幅は全てドリフト領域の後ろにある狭い pn 接合部で行われる。ドリフト領域を広くすることで X 線を検出できる厚さを持たせることができ、またほぼ全ての X 線が増幅領域手前で止まることになり、

beveled-edge APD で見られたスペクトルが低エネルギー側に裾を引くという現象が殆ど見られない。このように reach-through APD は X 線検出器として用いられ、5.9keV の X 線に対して分解能 6.5%、閾値 0.5keV を達成している [16]。

reach-through APD は ~ 500V という低電圧で空乏層を 130 μm 程度まで完全に広げることができる。しかしドリフト領域で生じた熱励起による電子がすべて増幅されてしまうため、室温では暗電流によるノイズレベルが高い (3mm ϕ で 10nA 程度)。

reverse APD

reverse APD は reach-through APD の増幅領域を受光面側に移動させ、シンチレーション光の検出に特化させた APD であり、増幅領域は表面から ~ 数 μm 程度のところにある。シンチレーション光は通常表面から 1 ~ 3 μm で電子正孔対に変換されるので、ほぼ全ての光が完全に増幅されることになる。増幅領域を表面側にするメリットは、ドリフト領域で発生する熱励起電子を増幅せずに済むことにある。正孔は電子に比べて増幅されにくい (次節参照) ため、暗電流が他の APD に比べて低く押さえることができる (5mm 角、20 で 0.7nA 程度)。また空乏層の厚さが ~ 40 μm と薄く、300V 程度の低電圧で十分な増幅率が得られる。

reverse APD については本研究室と浜松ホトニクス社との共同で開発が行われており、基礎特性については五十川ら [18, 19, 20] によって詳しく述べられている。大面積 APD の開発も行っており、1cm 四方の APD S8664-1010N は 20 において CsI シンチレータと組み合わせ、662keV で 4.9% の分解能を達成した。これは同程度の検出効率を持つ 1 インチ光電子増倍管で得られた 6.0% よりも性能がよく、光電子増倍管に代わる検出器として十分利用できることを示している。また、大阪大学 RCNP において陽子照射試験を行い、衛星軌道で 10 年分以上に相当する最大 28krad 照射しても大きな性能の劣化は見られなかった [17]。

2.3 APD を特徴づけるパラメータ

APD の性質を特徴づけるパラメータには (1) 増幅率 (2) 暗電流 (3) 容量 (4) 増幅率のゆらぎ、があり、APD 一つ一つでその値が異なる。これらはノイズレベルを決定する重要な要素であり、APD の性能を評価するのに必要である。

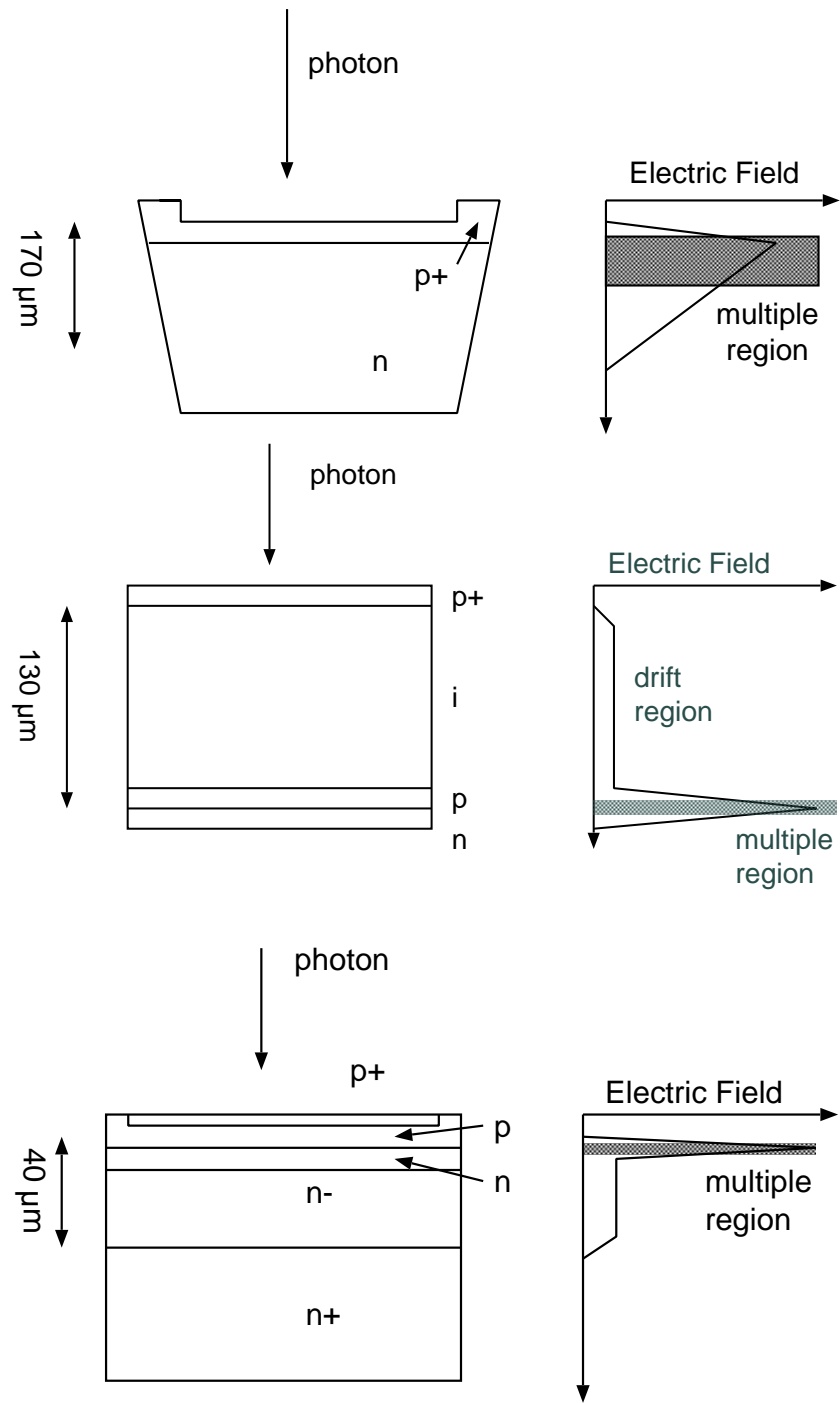


図 2.2: 各 APD の内部構造と電場勾配。(上) beveled-edge APD (中央) reach-through APD (下) reverse APD

2.3.1 増幅率

電圧を印加すると、APD 内部には電場が生じ、電子が加速されるとともに、ホールもまた加速を受ける。そのため増幅によって生じる信号はこれらの重ね合わせになる。電子による増幅率 M_e は単位長さ当たりの電離確率を α とすると、

$$M_e = \exp\left(\int_0^x \alpha dx\right)$$

となる。ホールによる電離の確率 β が 0 ならば (APD の増幅率) $= M_e$ となるが、実際には $\beta > 0$ なので、ホールによって電離した電子が再び増幅されてしまうことにより、高電圧では増幅が際限なく進んでしまう。ホールの増幅率は M_e と、電離確率の重み付き平均 k_1 を用いて、

$$M_h = 1 + k_1(M_e - 1)$$

と表せ、

$$k_1 = \int_0^x \beta dx / \int_0^x \alpha dx$$

である。実際にはホールによる電離の確率は電子による電離確率よりも非常に小さく $k_1 \sim 0.01$ 程度なので、ホールの増幅率は電子の増幅率の \sim 数%以下である。

電子、ホールの電離確率は印加電圧とともに変化し、高電圧にするほど大きくなる。また、温度変化にも敏感に反応し、低温ほどより電離されやすいという性質がある。これは半導体中の原子の熱運動が抑制され、電子が加速中に散乱されにくくなり、より効率的に加速されるためである。そのため低温では同じ電圧でも増幅率が大きくなるため、ブレイクダウンが起きやすくなる。

2.3.2 暗電流

暗電流 (ダークカレント) は半導体結晶が熱などによって励起し、電子-ホールペアを生成してパルス電流となって現れるものである。暗電流が大きくなると放射線信号による電流に対する比率が大きくなり、エネルギー分解能が悪くなる。暗電流は印加電圧や温度に依存し、高電圧ほど大きくなり、低温では小さくなる。

暗電流には主に 2 つの成分があり、APD 表面の pn 接合部をショートして流れるような表面電流成分と、空乏層中に熱励起によって生成される電子-ホールペアによるバルク電流がある。バルク電流は APD 内部で生成されるため、増幅領域を通過したものは APD

の増幅率に比例して増加してしまう。そのためバルク電流が大きいものに対しては、検出器を冷却して低温にすることで熱励起電子を減少させ、バルク電流を低く押さえることが必要となる。電子-ホールペアが熱励起される確率は、

$$p(T) = CT^{3/2} \exp\left(\frac{-E_g}{2kT}\right)$$

と表され、低温にすることで劇的に小さくすることができる。ここで、 C は比例定数、 T は絶対温度、 E_g はバンドギャップエネルギー、 k はボルツマン定数である。また、表面電流は増幅領域を通らないため増幅されることはないが、印加電圧に依存し、高電圧になるほど劇的に増加する。

2.3.3 容量

APDに限らず、半導体検出器の端子間容量は高電圧になるに従って小さくなる。これは内部の空乏層が印加電圧とともに拡大していくため、容量性ノイズの低減という観点と、有感体積の増大という観点からも印加電圧を大きくし容量を小さくする方が好ましい。

2.3.4 過剰雑音係数

なだれ増幅は確率過程であるため、増幅率は一定ではなく、実際にはある程度のゆらぎを伴ってしまう。過剰雑音係数 (excess noise factor) F は増幅率のゆらぎの大きさを表す値であり、

$$F = \frac{\langle m^2 \rangle}{\langle m \rangle^2} = \frac{\langle m^2 \rangle}{M^2}$$

で表される。増幅のないフォトダイオードなどの検出器ではファノ因子の影響で $F < 1$ 、光電子増倍管では $F \simeq 1.2$ 程度であり、APD はおよそ $F \simeq 2$ である [19]。これは APD ではホールも増幅にかかわってくるためであり、ホールの電離係数が大きくなると F の値も大きくなってしまう。

2.4 APD 検出器のノイズ特性

一般的な半導体検出器による放射線計測では、図 2.3 のような回路で構成される。この中で特に重要な雑音源になるのが初段回路系である前置増幅器 (プリアンプ) である。こ

の部分の雑音について、増幅による影響を考察する。

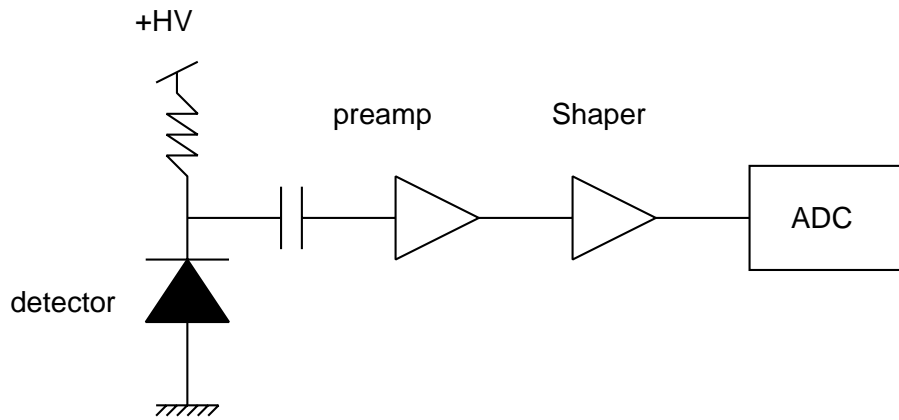


図 2.3: 一般的な放射線計測回路

ノイズの種類には、電子の熱運動に由来する熱雑音（ジョンソン雑音）、電荷キャリアの発生数が統計的に揺らぐことに由来するショット雑音、半導体に固有で、不純物原子のランダム運動や構造に由来し、エネルギースペクトルが周波数に反比例する $1/f$ ノイズがある。これらのノイズを組み合わせると等価雑音回路の全雑音を求めることができる [22]。増幅のない場合、半導体検出器の等価雑音回路は図 2.4 のようになる。

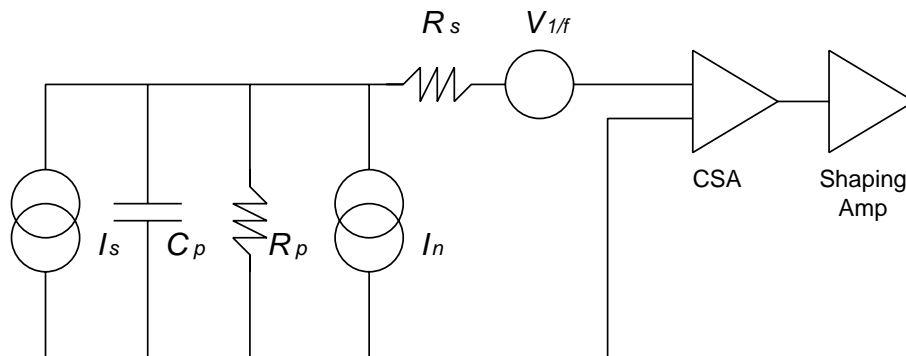


図 2.4: 増幅なしの半導体検出器の場合の等価雑音回路。 I_s :放射線信号による電流、 C_p :等価入力容量、 R_p :等価並列抵抗、 R_s :等価直列抵抗、 I_n :暗電流、 $V_{1/f}$: $1/f$ ノイズ

全雑音電圧のパワースペクトルは

$$\frac{\overline{V_{noise}^2}}{df} = \frac{4k_B T}{\omega^2 C_p^2 R_p} + \frac{2eI_n}{\omega^2 C_p^2} + 4k_B T R_s + V_{1/f}$$

と表せる。等価雑音電荷で表すと、

$$\frac{\overline{ENC_{RMS}^2}}{df} = \frac{4k_B T}{\omega^2 R_p} + \frac{2eI_n}{\omega^2} + 4k_B T R_s C_p^2 + \frac{K_{1/f} C_p^2}{f}$$

となる。ここで $V_{1/f}$ は周波数に反比例するので定数 $K_{1/f}$ を用いて置き換えている。簡単のために $\omega/2\pi \sim f \sim \Delta f \sim 1/\tau$ (τ は整形時定数) とすると、 τ を用いて

$$\overline{ENC_{RMS}^2} \sim \frac{k_B T \tau}{\pi^2 R_p} + \frac{e I_n \tau}{2\pi^2} + 4k_B T R_s C_p^2 \frac{1}{\tau} + K_{1/f} C_p^2 \quad [C^2]$$

と表せる。

これに対し、APD を用いた場合には放射線信号とバルク暗電流によるノイズが増幅されるため、等価雑音回路は図 2.5 のようになる。

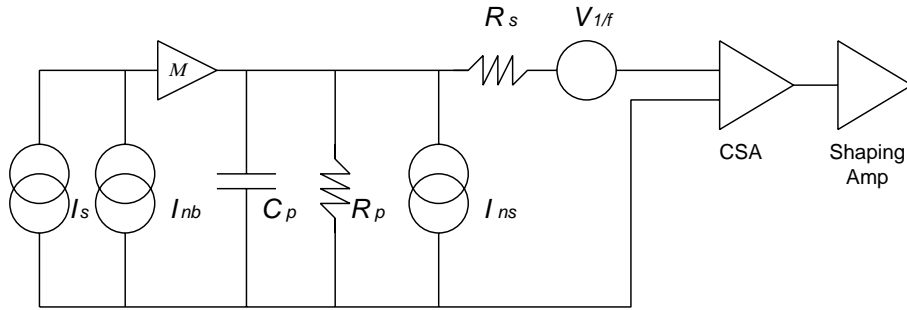


図 2.5: APD の場合の等価雑音回路

APD の等価雑音電荷は、上の式で $I_n \rightarrow I_{ns} + I_{nb} F M^2$ 、 $I_s \rightarrow I_s M^2$ とすることで求めることができる。ここで M は増幅率、 F は過剰雑音係数である。

$$\overline{ENC_{RMS}^2} \sim \frac{1}{M^2} \left[\frac{k_B T \tau}{\pi^2 R_p} + \frac{e(I_{ns} + I_{nb} F M^2) \tau}{2\pi^2} + 4k_B T R_s C_p^2 \frac{1}{\tau} + K_{1/f} C_p^2 \right] \quad [C^2]$$

暗電流由来のノイズ以外の成分はプリアンプの特性として表すことができるため、等価雑音電荷の式を暗電流成分とそれ以外に分けると、
増幅なし検出器の場合

$$\overline{ENC_{RMS}^2} \sim \frac{e\tau}{2\pi^2} I_n + ENC_{CSA}^2 \quad [C^2]$$

APD 検出器の場合

$$\overline{ENC_{RMS}^2} \sim \frac{e\tau}{2\pi^2 M^2} (I_{ns} + I_{nb} F M^2) + \frac{1}{M^2} ENC_{CSA}^2 \quad [C^2]$$

と表すことができる。これにより、バルク電流成分が表面電流成分よりも十分小さいとき、APD は回路ノイズを増幅率分だけ減少させることができる。

第3章 32ch APD array 検出器の性能 評価

3.1 検出器の概要

我々は浜松ホトニクス社と共同で、32個のAPDを一つのパッケージに納めたAPD array S8550 (図3.1)を開発した。この素子は受光面面積が1.6mm四方のreverse type APDが4×8のマトリックス状に並んでおり、それぞれの間隔は2.3mmである。外形寸法は11.2×19.5mmであり、表面には受光面の保護のためにエポキシ樹脂がコーティングしてある。本研究ではこのAPD arrayを用いた撮像検出器の開発を行った。

このAPD arrayは実際には2枚のシリコンウェハから作られており、一枚当たり16分割に加工してピクセル化している。素子に印加する電圧が低い段階ではピクセル間は弱い抵抗でつながっているような状況になっており、印加電圧が高くなり、APD素子の空乏層が広がってくると各ピクセルが分離するような機構になっている(図3.2)。そのため+HVを印加するカソード電極は2端子のみあり、それぞれから16ピクセル共通の電圧がかかる。そしてAPDからの信号は各ピクセル独立のアノード電極から読み出される。使用時には各ピクセルが完全に分離する+250V以上の電圧を印加する必要がある。

APD arrayの量子効率を図3.3のように320~1000nmで感度を有し、480~830nmという比較的長波長側で80%以上の高い効率を示している。

本章ではAPD array検出器の基礎特性である暗電流や増幅率などについて評価を行い、チャンネル毎のばらつきや素子全体の特性を調べることで、APD array検出器の特性を明らかにする。

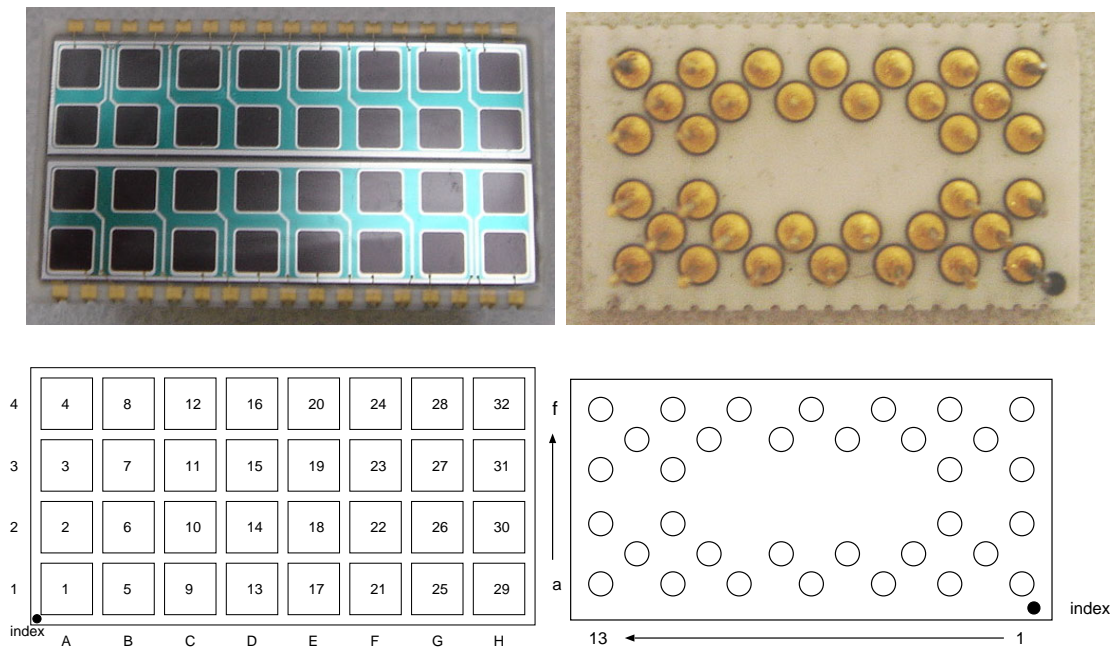


図 3.1: 32ch APD array S8550 検出器の外観 (上) と番号 (下)。素子のサイズは縦 約 9mm、横 約 19mm、ピクセルサイズ 1.6mm 角、間隔は 2.3mm である。

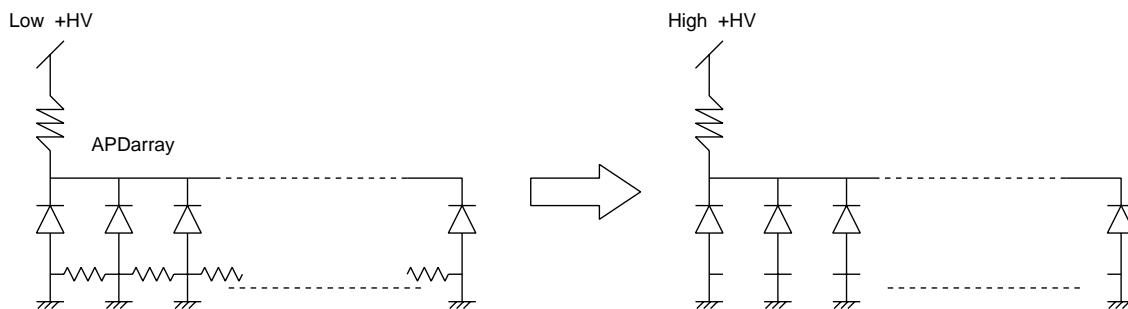


図 3.2: 印加電圧による APD array の内部構造の変化

3.2 増幅率 (ゲイン) の測定

3.2.1 測定のセットアップ

増幅率は、定常連続光を照射したときの APD からの平均出力カレントを測定することによって求めることができる。電場がなだれ増幅を起こすほど成長しない低電圧でのカレントは、増幅率が 1 の状態と見なすことができる。ここでは通常の写真ダイオードの動作電圧である 20V でのカレント値をもとに各電圧でのカレント値を規格化し、増幅率を

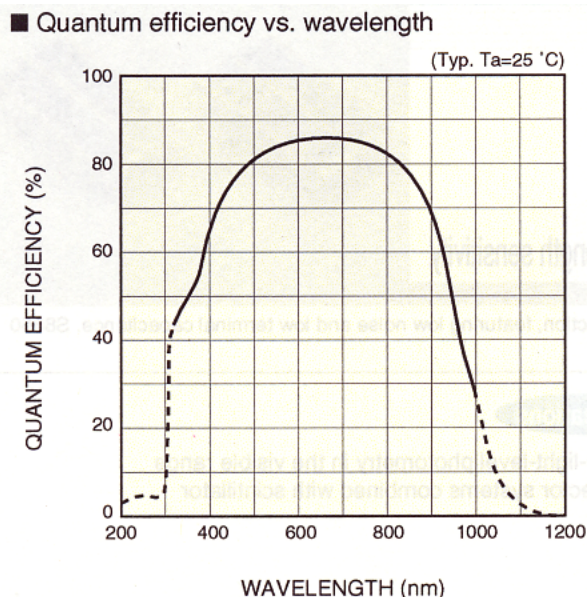


図 3.3: APD array の量子効率

求めた。

一般的なシンチレーション光子のピーク波長は 400 ~ 550nm であり、増幅率の測定時にはこの波長域の光を用いることが望ましい。今回は中心出力波長が 525nm の緑色 LED を約 +1.6V の定電圧で点灯させ、定常連続光源として用いた。APD からのカレントの測定には、高圧を印加しながら微弱電流を測定できる KEITHLEY237 を使い、カレントが安定するように電圧を印可してから 1 分後のカレント値を測定した。実験の回路セットアップは図 3.4 の通りである。ピクセル毎の性能を比較するため、測定ピクセル以外に LED の光が入らないように他のピクセルにアルミ箔をかぶせて測定した。また、アルミ箔を剥がして各ピクセルからのカレントを足し合わせて測定することにより、一つの大面積 APD 素子としての性能も調べた。

3.2.2 ピクセル間の増幅率のばらつき

図 3.5 は APD array の各ピクセル APD の増幅率のばらつきを測定した結果である。測定は 20 で 330V、350V、370V の 3 点について行った。各ピクセルのばらつきはどの HV 値でも ~3% (RMS) である。また、場所による偏りも見受けられず、非常に均一な性能を示していると言える。ただ、表面のエポキシ樹脂により、対象ピクセル以外に LED の光が漏れ込んでいる可能性がある。このピクセル間クロストークの寄与については後に述

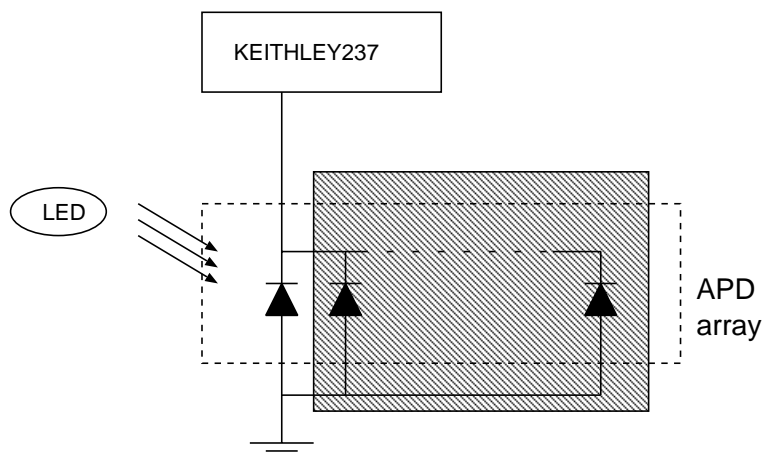


図 3.4: 増幅率測定回路図

べる (6.3 節参照)。

3.2.3 単一素子としての増幅率の評価

図 3.6 はすべてのピクセルの GND を同一にして APD array を一つの APD として読みだした時、 $-20 \sim 20$ まで 10 刻みに増幅率の電圧変化をプロットした図である。およそ $100V$ 程度までは増幅率は 1 であるが、印加電圧がそれ以上になると増幅率が指数関数的に大きくなっている。しかし、増幅率が各ピクセルごとに測定した値よりも小さく表れている (表 3.1)。

表 3.1: 各電圧における APD ピクセル毎の平均増幅率と、単一素子としての増幅率の関係

印加電圧	ピクセルの平均増幅率 (A)	単一素子としての増幅率 (B)	B/A
330V	21.3	15.7	0.74
350V	34.5	25.1	0.73
370V	63.8	45.9	0.72

温度は 20

遮光をすることで増幅される電流が多くなるということは考えられないので、何らかの原因で遮光をしない場合の増幅率が小さくなっていると考えられる。最も可能性があるのは、増幅率 1 に規格化している $20V$ での電流値が 2 つの測定で異なっている場合である。

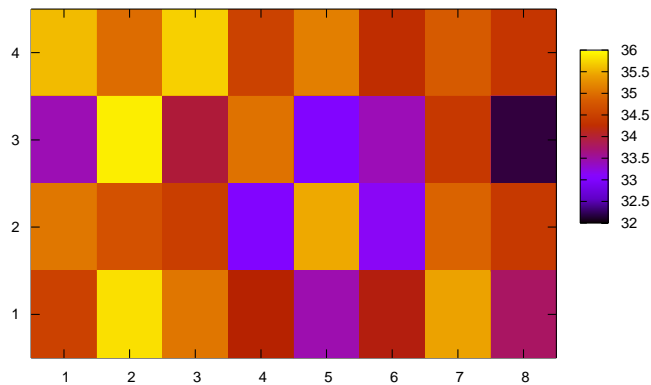
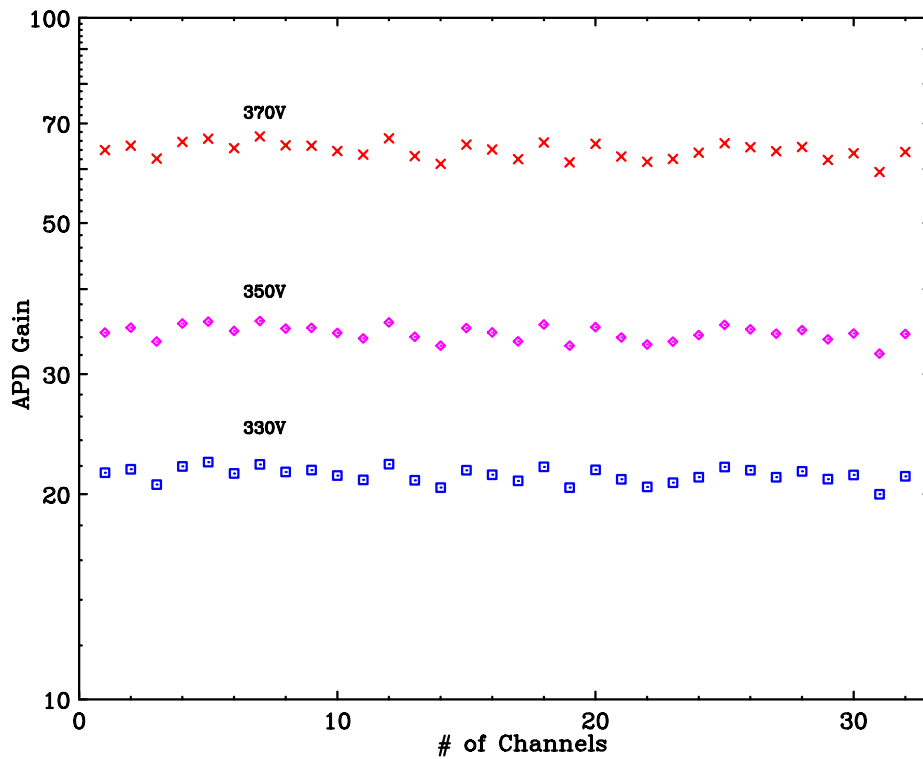


図 3.5: APD array の増幅率のばらつき。下図は 350V のとき。

遮光をしない場合には APD ピクセルの受光面以外の表面にも光が照射されるので、そこから発生する光電流が 20V での電流値に加算されてしまう。この光電流は増幅されないため、高電圧になるとその効果が無視できるようになるので増幅率の比が変化しないと考えられる。APD ピクセルに入射する光による電流を I_{pixel} 、ピクセル以外からの電流を I_{offset} 、ピクセルの増幅率を M_{pixel} とすると、単一素子としての増幅率 M_{det}

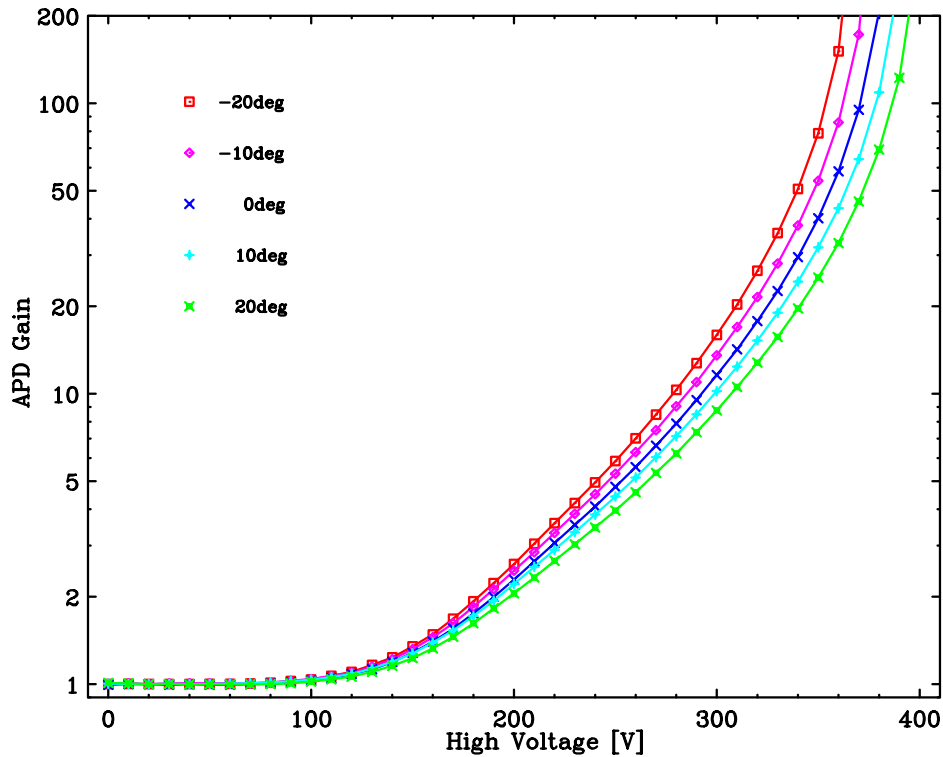


図 3.6: APD array の増幅率の変化

$$M_{\text{det}} = \frac{M_{\text{pixel}} \times I_{\text{pixel}} + I_{\text{offset}}}{I_{\text{pixel}} + I_{\text{offset}}}$$

と書ける。 I_{pixel} と I_{offset} の比はそれぞれの面積比に対応すると仮定すればおよそ 6:4 になるので、350V の場合 $M_{\text{det}} \simeq 21$ となり、ある程度説明できると言える。測定値（ ~ 25.1 ）との差の原因は、ピクセル以外の量子効率が低く面積比よりも電流量が少ない、遮光が完全ではなくピクセル以外に入射した光による電流が少し存在する、などが考えられる。

ピクセル以外からの光電流の漏れ込みという仮説を示すために、ピクセルサイズよりも大きな約 2.5mm 四方の穴を開けたアルミ箔で遮光を行い、20 にて増幅率の測定を行ったところ、図 3.7 のように全体に照射したよりもさらに増幅率が小さくなった（350V において ~ 21.6 ）。APD ピクセルサイズとそれ以外の面積比は 4:6 で、この値から予想される値（ ~ 14 ）よりも大きいですが、これも穴を大きくしたことによる光の漏れ込みで説明できる。

電圧 V の変化に対する増幅率 M の変化の割合は指数関数でフィッティングすると、20 で

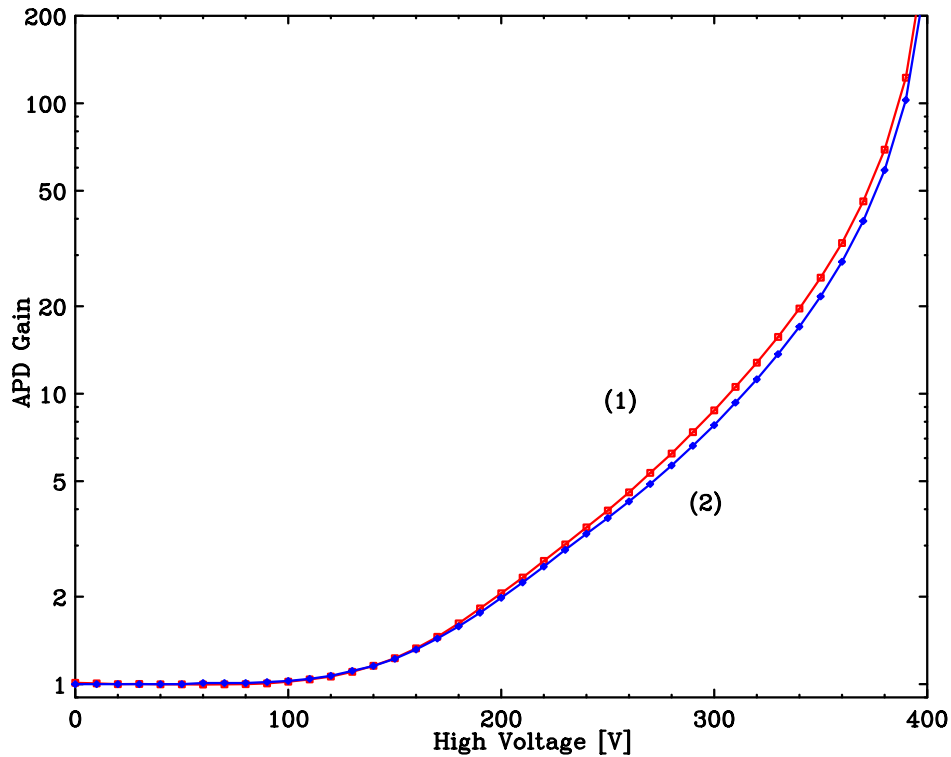


図 3.7: LED を (1) 全体に一樣に照射したとき (2) 2.5mm 四方 (うち APD は 1.6mm 四方) に照射したとき、の増幅率。20V で規格化している。

$$\frac{1}{M} \frac{dM}{dV} \simeq +3.7\%/V \quad (@M \simeq 50)$$

である。これは Deiters ら [23] のプロトタイプの reverse type APD に対する結果 (+3.3%/V) や、五十川 [20] による浜松ホトニクス社製 reverse type APD S8664-55 の結果 (+3.4%/V) とほぼ等しい。

また、温度変化に対する増幅率の変化は、 $M \simeq 50$ において

$$\frac{1}{M} \frac{dM}{dT} \simeq -3.0\%/ \quad (@10 \sim 20 \text{ } ^\circ\text{C})$$

$$\frac{1}{M} \frac{dM}{dT} \simeq -2.9\%/ \quad (@-20 \sim -10 \text{ } ^\circ\text{C})$$

である。これも Deiters らや五十川の結果 ($\sim 2\%/^\circ\text{C}$) と大きな違いはなく、増幅率に関して特別な特徴を持っているわけではないことが分かる。

3.3 暗電流（ダークカレント）の測定

3.3.1 セットアップ

暗電流（ダークカレント）は完全遮光時のリーク電流値から求めることができる。測定には増幅率と同様に KEITHLEY237 を用いた。ピクセル毎のばらつきの測定はピクセルが完全に分離している 330V、350V、370V について 20 のみ行い、図 3.8 のように読み出したいピクセルのみを GND につなぎ、他は浮かせて測定を行った。この状態では、つながっていないピクセルは空乏層が広がっておらず、弱い抵抗でつながっている。素子全体の暗電流については図 3.9 のようにセットアップを行い、 $-20 \sim 20$ まで 10 おきに 0V から 10V ずつ測定を行った。

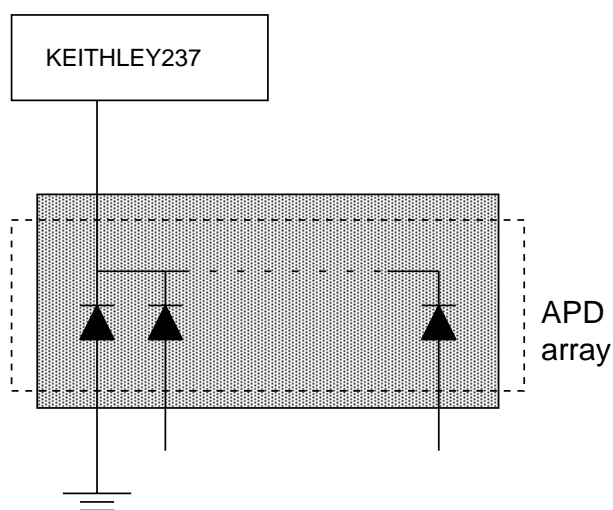


図 3.8: 暗電流のピクセル毎のばらつきを測定する回路図

3.3.2 ピクセル間の暗電流のばらつき

図 3.10 は APD array の各ピクセル毎の暗電流のばらつきの測定結果である。各ピクセルのばらつきは 330V で $\sim 5\%$ 、370V で $\sim 6\%$ 程度と、増幅率よりも多少ばらつきが大きい。また、APD array の左上と右下では暗電流が小さく表れているのが分かる。この部分は APD array に高圧を印加しているカソード電極のちょうど反対側に位置している。正確なことは分からないが、可能性として電極から遠いために電場勾配が小さく、表面電流が少ないなどの原因が考えられる。また、1 ピクセル当たりの暗電流が 20 で $\sim 1\text{nA}$

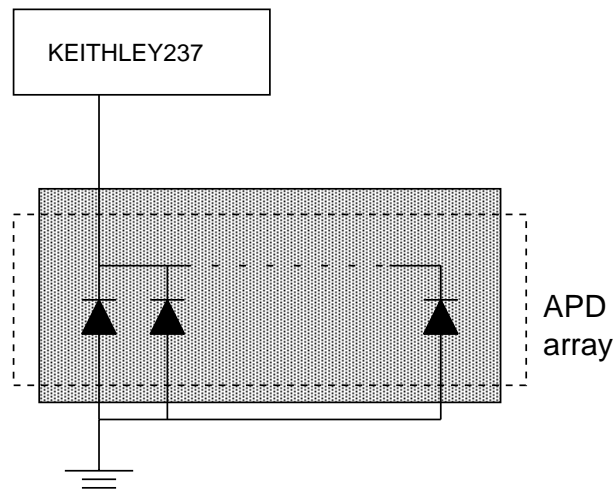


図 3.9: 素子全体の暗電流を測定する回路図

と高い値を示しており、暗電流が面積にほぼ比例することを考えると五十川による結果（ $5 \times 5 \text{mm}$ APD で増幅率 50 のとき $\sim 0.7 \text{nA}$ ）と大きく異なる。この原因として実際に読み出しを行っているピクセル以外の部分からの暗電流の漏れ込みによる影響と、素子の Si ウェハ自体の性能が悪い可能性がある。

3.3.3 単一素子としての暗電流の評価

図 3.11 はすべての GND を同一にし、一つの APD として読み出したときの暗電流の電圧変化を $-20 \sim 20$ まで 10 毎にプロットした図である。印加電圧を大きくすると暗電流も増えていることが分かる。低温で暗電流が増減している部分（ $\sim 120 \text{V}$ ）が存在するが、これは APD の表面にトラップされていた電子が空乏層の拡大によって放出されたために、一時的に暗電流が増大するためである。室温程度では熱励起などによる暗電流が大きく目立たないが、低温になると熱励起による電流が押さえられ、効果が表れてしまう。

また、図 3.10 と比較すると、全ピクセルの暗電流を合計した暗電流の方が全ピクセルをまとめて読み出した暗電流よりも大きい（表 3.2）。これは APD array の他の部分からの暗電流が漏れ込んでいることを示している。表から、（32 ピクセルの暗電流の和）－（素子全体の暗電流）がどの電圧でもほぼ等しいため、印加電圧の上昇に伴う暗電流の増加分は、暗電流の 32 ピクセル和と単一素子としての暗電流とでほぼ等しく、これは増幅による増加である。そのため、ピクセルを独立に読み出した時の超過分は増幅されていない暗電流であると言える。ここで、APD array は一定値以上の印加電圧をかけると空乏層が

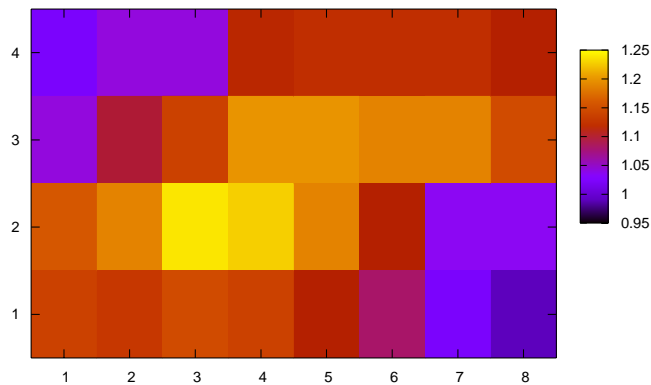
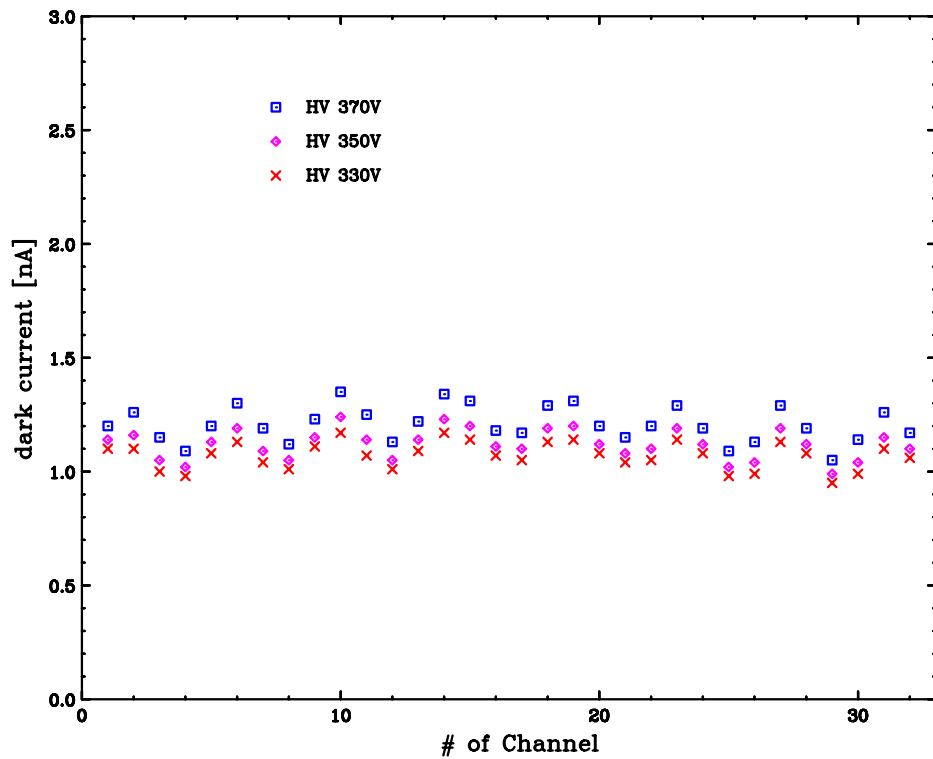


図 3.10: APD array の各チャンネルの暗電流のばらつき。下図は 350V のとき。

広がってピクセルが分離する構造のため、測定していないピクセルには電圧が印加されておらず、内部増幅を行うような高電場は形成されていない。そのためピクセルは完全には独立ではなく、抵抗で弱く結合している状態にあるので、そこから電荷が流れ込んでいると考えられる。

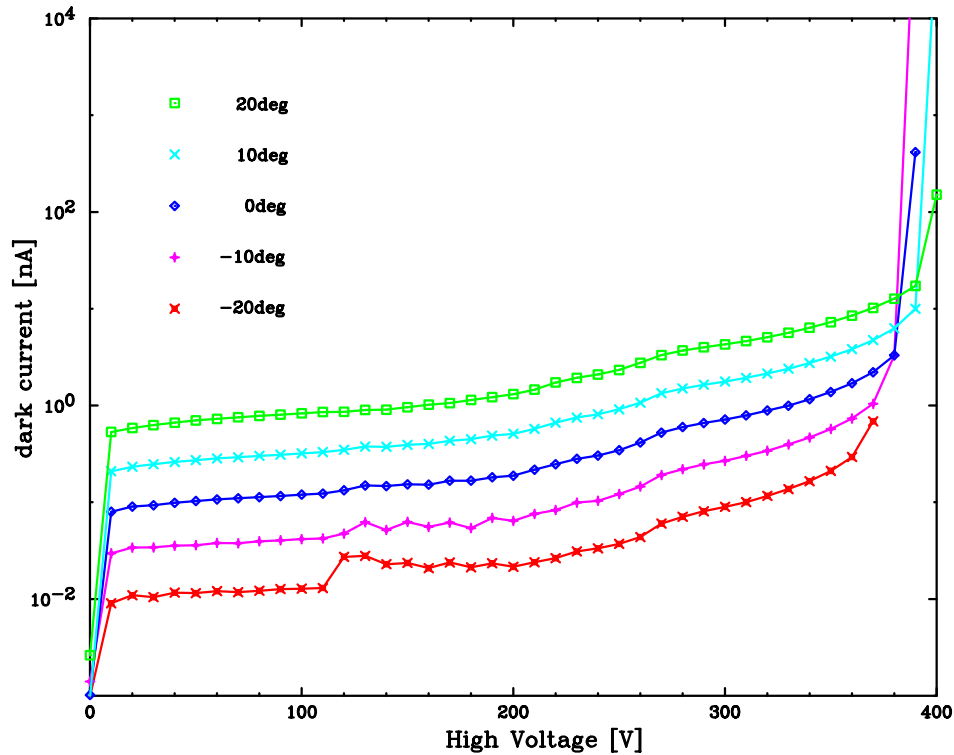


図 3.11: APD array の暗電流の変化

表 3.2: ピクセル毎に測定した暗電流と単一素子として測定した暗電流の比較

印加電圧	32 ピクセルの 暗電流の和 [nA] (C)	単一素子として の暗電流 [nA] (D)	C-D
330V	34.26	5.64	28.62
350V	35.84	7.27	28.57
370V	38.64	10.2	28.44

温度は 20

また温度変化に対する暗電流の変化を調べると、印加電圧や温度にあまり依らずに、

$$\frac{1}{I_D} \frac{dI_D}{dT} = 0.97 \pm 0.08 \quad (RMS)$$

と、指数関数的に増加していることが分かる。これは電子正孔対の熱励起される確率を表す式

$$p(T) = CT^{3/2} \exp\left(\frac{-E_g}{2kT}\right)$$

から、温度変化が相対的に小さければ指数関数的な変化を示すことが分かる。ここで、C

は比例定数、 T は絶対温度、 E_g はバンドギャップエネルギー、 k はボルツマン定数である。

3.4 容量変化の測定

3.4.1 ピクセル間の容量のばらつき

容量の測定にはクリアパルス社製半導体容量計 7500 型を用い、20 で測定した。各ピクセルの容量のばらつきを測定した図を 3.12 に示す。全体のばらつきは ~4% と増幅率や暗電流と同程度の一様性を示している。また場所依存性を見ると、APD array の外側の方が容量が小さい傾向にあることが分かる。増幅率や暗電流にこのような傾向は見られないので、ウエハ自体に容量の傾きが存在することは考えにくい。APD array の電極やワイヤの配置の違いがこのような個性を生んでいると推測される。

3.4.2 単一素子としての性能評価と電圧変化

図 3.13 は単一素子の APD として読み出したとき、容量の電圧変化をプロットした図である。

図を見ると、容量が一様に減少するのではなく、一度勾配が緩やかになり、また急に減少して最終的な値に落ち着いているのが分かる。まず初めの急激な減少部分で APD の avalanche 増幅領域が全空乏層化している。増幅領域は $5\mu\text{m}$ と非常に薄く、約 20V で完全空乏層化するので、これ以後電場はドリフト領域の空乏層化と増幅領域の高電場生成の両方が行われる。さらに 200 ~ 230V 付近での急激な容量変化はドリフト領域が完全空乏層化したことを示している。これにより APD array のピクセルが分離し、またこれ以降は容量は殆ど変化せずに一定値に近づく。

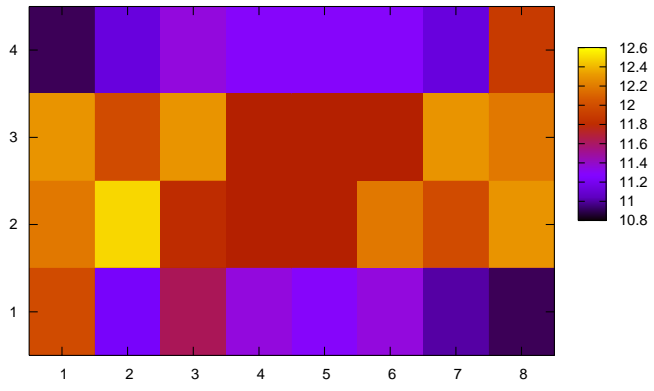
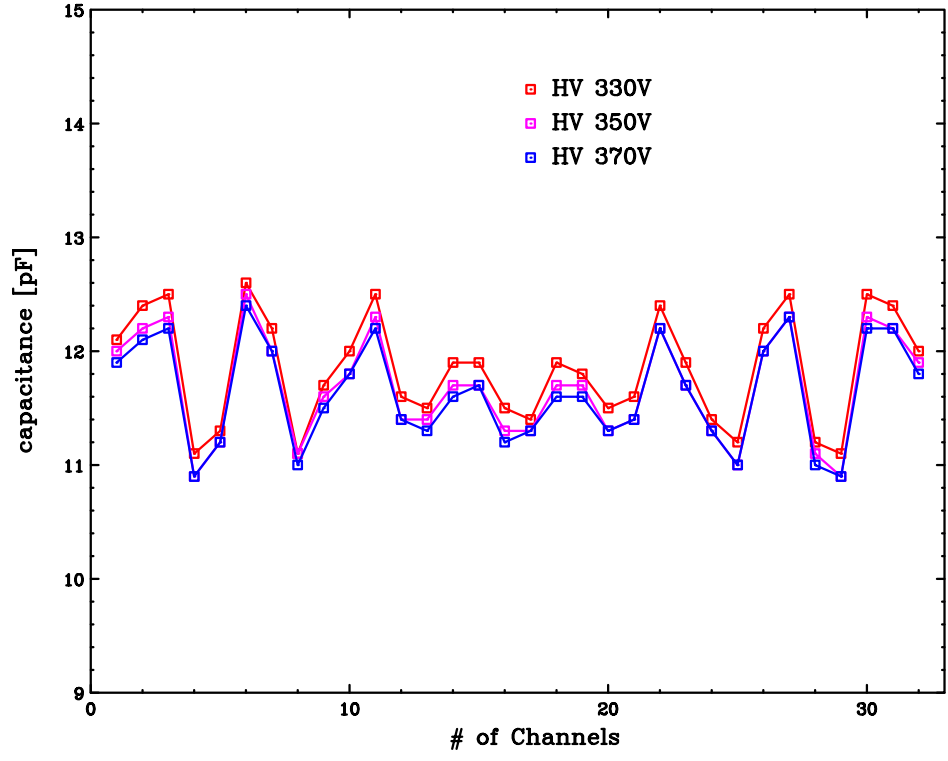


図 3.12: 各ピクセルの容量のばらつき。下図は 350V のとき。

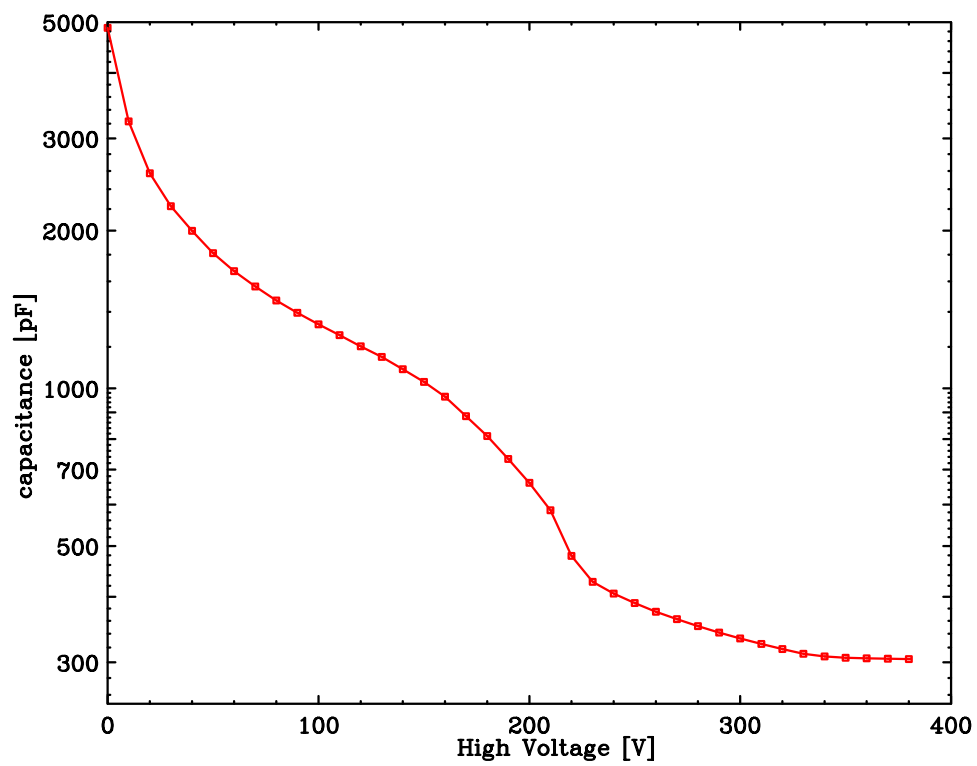


図 3.13: 電圧に対する容量変化

第4章 VLSIを用いた多チャンネル同時読み出しシステム

4.1 Analog VLSI VA32TA と VA32TA5

高解像度の2次元イメージを得ようとする、検出器のピクセル数が必然的に増えてしまい、読み出しの回路数が膨大になる。その場合、単体の検出器に利用されるような回路では電力やスペース、そしてコストの面などでいずれ限界が来てしまう。そのためよりコンパクトな読み出し回路が必要となり、その一つとしてアナログ VLSI による信号処理回路の利用が考えられる。

VA32TA は VATA シリーズの一つであり、SLAC、宇宙科学研究所、そして IDEAS 社（ノルウェー）が低ノイズで放射線に強いアナログ VLSI 回路を目的として共同で開発した 32ch からなる低容量検出器の読み出しに特化した低ノイズ・低消費電力のアナログ VLSI である。このチップは $0.35\mu\text{m}$ の CMOS プロセスで製作されていて、20Mrad までの放射線耐性も確かめられている [24]。VA32TA は VA と TA という 2 つの信号処理回路からなり、VA は電荷型前置増幅器（CSA、プリアンプ）、遅い時定数（ $1\sim 4\mu\text{s}$ ）を持つ波形整形回路（Slow-Shaper）、同時サンプルホールド機能を持ち、32ch 分の出力信号をマルチプレクサにより 1ch ずつ出力バッファに繋げて読み出すようになっている。また、TA は速い時定数（75ns または 300ns）の波形整形回路（Fast-Shaper）とレベルディスクリミネータを持ち、トリガー信号を生成する。この各チャンネルのトリガー信号はワイヤード OR され、一つのトリガー信号としてチップから出力される。これらの回路が全て約 $7\text{mm}\times 3.4\text{mm}$ の一つのチップに搭載されている。

VA32TA はもともと DSSD（両面シリコンストリップ検出器）や CdTe（テルル化カドミウム）検出器のような増幅を行わない検出器用に作られたものである。これらの検出器が生成する信号の大きさは $2\sim 3\times 10^2 e^-/\text{keV}$ と非常に微弱であり、このためにプリアンプと Shaper である程度の大きさまで増幅することによって信号処理を行っていた。しかしこのチップを APD と組み合わせた場合には、APD の内部増幅により入力信号がチップの

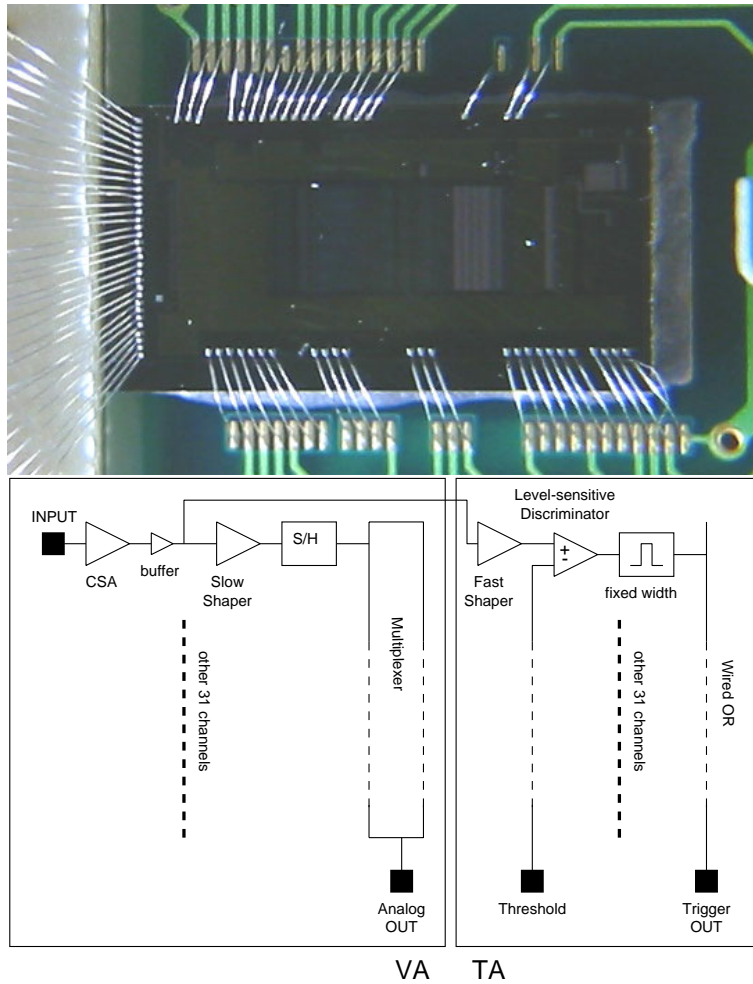


図 4.1: VA32TA チップと、内部の回路構成

ダイナミックレンジを超えてしまい、計測ができないという問題があった。そこで我々はプリアンプ部分の帰還容量を $0.1\text{pF} \rightarrow 1\text{pF}$ に変更した、新たなチップである VA32TA5 を用いた。このチップは高エネルギー荷電粒子観測用に宇宙研の高島氏が開発したもので、シリコン等価で 2MeV まで計測ができるように設計されている。

4.1.1 動作させるためのパラメータ設定

VA32TA や VA32TA5 を動作させるための電源として、外部から

- アナログ電源 $AV_{dd} +1.5\text{V}$ 、 $AV_{ss} -2.0\text{V}$
- デジタル電源 $DV_{dd} +1.5\text{V}$ 、 $DV_{ss} -2.0\text{V}$

を与える。また、動作に必要な電流を作るために外部から mbias というバイアス電流 (1 チップ当たり ~ 500 μ A) を与える必要がある。

チップを制御するための各種パラメータの設定は、チップ内部にあるシフトレジスタに設定値を書き込むことで行うことができる。これらは mbias をもとにして、VA32TA 自身が内部で作るので、原則的には外から与える必要はない。主なものを挙げると、

- internal DAC 信号処理回路のパラメータで 11 種類あり、default 値からある程度の幅だけ変更ができる。
 - Obi : ディスクリミネータを流れるバイアス電流を 3bit で調整できる。
 - Ibuf : 出力バッファに流れるバイアス電流を 3bit で調整できる。
 - Pre_bias : プリアンプを流れるバイアス電流を 3bit で調整できる。
 - Sbi : Fast-Shaper を流れるバイアス電流を 3bit で調整できる。
 - Vrc : ディスクリミネータの前面にあるハイパスフィルターを流れるバイアス電流を 3bit で調整できる。
 - Ifp : プリアンプの帰還抵抗をコントロールするための電流値を 3 または 4bit で調整できる。
 - Ifsf : Fast-Shaper の帰還抵抗をコントロールするための電流値を 3bit で調整できる。
 - Ifss : Slow-Shaper の帰還抵抗をコントロールするための電流値を 3bit で調整できる。
 - Sha_bias : Slow-Shaper を流れるバイアス電流を 3bit で調整できる。
 - Threshhold DACs : 全チャンネルのスレッシュホールドレベルを 5bit で調整できる。
 - Twbi : トリガー信号の幅を 3bit で調整できる。
- Enable or Disable : トリガー信号を出力するか否かを各チャンネルについて決める。
- Nside : 入力電荷が正負どちらかを指定する。

内部で生成されたパラメータだけでは足りない場合、チップのボンディングパットを通して外部から直接供給することもできる。実際、今回も次のパラメータに対しては外部から供給している。

- mbias : 動作に必要な電流を作るために外部から 1 チップあたり $500\mu\text{A}$ 程度与えている。多少の増減は可能。
- Vfp : プリアンプの帰還抵抗を調節するバイアス電圧。通常は -600mV 程度に設定する。上の Ifp とともに帰還抵抗の値を調節できる。
- Vthr : スレッシュホールドレベルを調節する。

VA32TA と VA32TA5 はシステムとしてはほぼ同一のもので制御できるが、プリアンプの帰還容量の他にも、両者で若干の変更が加わっている部分がある。一つはシフトレジスタに入力するビット長で、VA32TA は 199bit であるのに対し、VA32TA5 は 200bit である。この違いは Ifp で設定できる値が VA32TA では 3bit なのに対し、VA32TA5 では 4bit になっているところに表れている。また、トリガー信号の電流値が VA32TA よりも VA32TA5 の方が小さくなっているところも変更点である。さらに、internal DAC に設定する最適なバイアスパラメータは、両者で大きく変わっているものもある。

4.1.2 信号処理シーケンス

チップに接続された検出器からの信号は、入力用パッドを通じてそれぞれのチャンネルに入り、まずは VA 部のプリアンプに入力される。ここからの出力信号は 2 つに分かれ、一つは VA 部の Slow-Shaper に、もう一つは TA 部の Fast-Shaper に入力される。

Fast-Shaper で信号は整形され、短い時定数を持った信号となる。そしてディスクリミネータでスレッシュホールド電圧 (V_{thr}) と比較され、この電圧を越えた場合にのみトリガー信号を出力する。このトリガー信号は全チャンネルで OR され、どこか一つのチャンネルでトリガー信号が出力されればチップ全体のトリガーとして TA 部から出力される。

一方、Slow-Shaper に入った信号も整形され始め、長い時定数を持った信号になる。ここにトリガータイミングから Slow-Shaper 信号のピーキングタイムに相当する時間だけ遅らせたホールド信号 ($hold_b$) を入力することで、この時点での全てのチャンネルの出力電圧をサンプルホールド回路が保持する。このとき、トリガーのかかっていないチャンネルには pedestal (オフセット) とノイズが入っていることになる。

続いて $shift_in_b$ 、 $clock_b$ という信号を与えると、 $clock_b$ の立ち下がりで $shift_in_b$ がラッチされ、0ch のサンプルホールド出力がチップの出力バッファに接続され、読み出される。あとは $clock_b$ 信号に合わせ、チャンネル順に読み出しが行われていき、32ch 全

て終わったところで shift_out_b が出力される。この信号は複数のチップを同時に読み出すときに shift_in_b 信号として用いることが出来る。

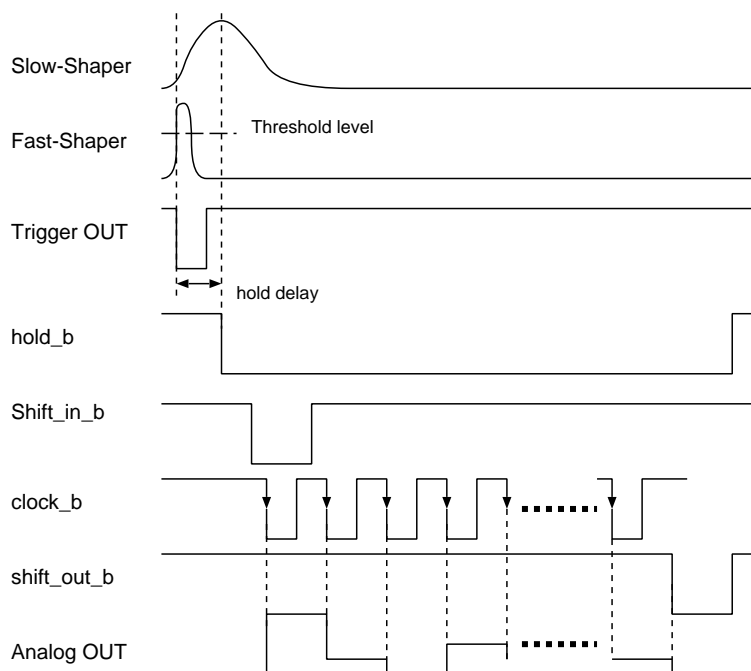


図 4.2: VA32TA の信号処理シーケンス

4.2 VADAQ システム

4.2.1 VADAQ の概要

VA32TA シリーズは入力信号から波形整形された信号とトリガー信号を出力するところまでしか行わないので、トリガー信号からホールド信号を生成する、shift_in_b、clock_b といった信号を入力する、ADC を用いて波高値をデジタルデータにするなどの最終的な信号処理と、VA32TA シリーズに入力するバイアスの生成などを行うシステムが必要になる。これらを行う VADAQ システムは IDEAS 社が提供している PC で制御できる VATA シリーズの制御・データ読み出しを行うシステムであり、大きさは約 25×25cm、高さ 10cm とである。図 4.3 が VADAQ の写真である。VADAQ は Windows PC とプリンタケーブルで接続し、LabVIEW で記述されたプログラムを用いることで容易に制御できる。これによりデータ取得や各種バイアスの設定などを行う。VADAQ を動かすためには、本体背面にあるコネクタから、

- アナログ電源 $\pm 5V$ 、 $2A$
- デジタル電源 $+5V$ 、 $1A$

を供給することが必要となる。

VADAQ は手軽に制御・調整が行えるため便利であるが、読み出しに 1 チャンネル当たり約 $30\mu s$ 程度の時間がかかるため、さらに多チャンネルの読み出しを行う場合や、高速読み出しを行う場合には読み出しスピードの点や大きさ、消費電力などにおいて問題もある。



図 4.3: VADAQ とその内部

4.2.2 VADAQ の制御方法

VADAQ を制御するには National Instruments 社の LabVIEW プログラムを用いて行う。このプログラムは IDEAS 社から提供されたものから多少変更しており、様々な機能

がある（図 4.4）。それらの中で主なものを簡単にまとめる。

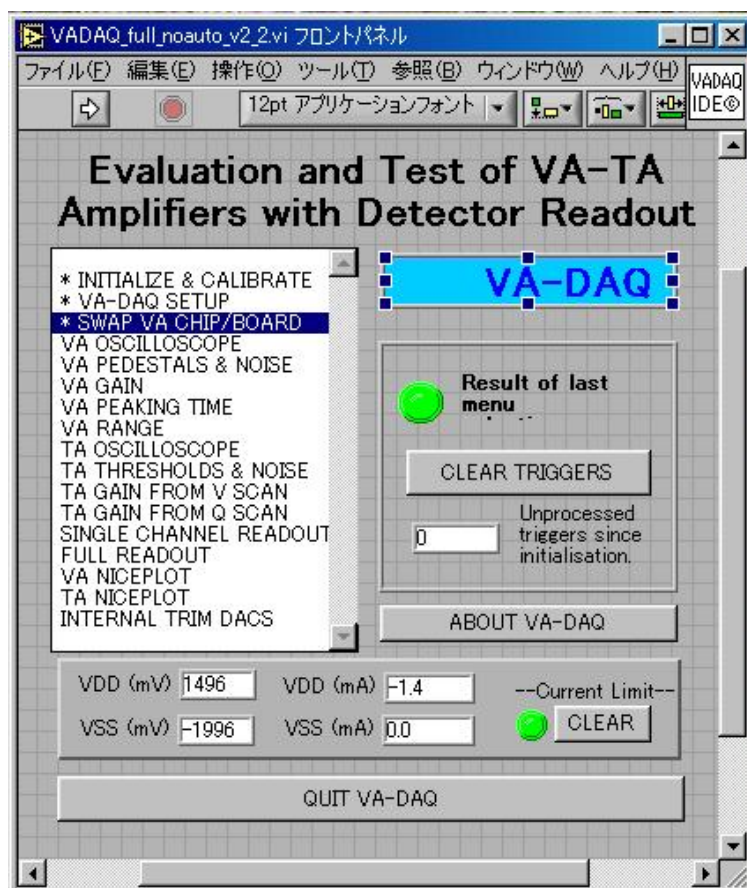


図 4.4: LabVIEW プログラム起動時の画面

- INITIALIZE & CALIBRATE : 測定開始時に行う。VADAQ の初期化とキャリブレーションを行い、実行時には VADAQ のバージョン等が記述されたファイルである「～.ini」を読み込ませる。さらに VA-DAQ SETUP を呼び出してチップのセットアップも行う。
- VA-DAQ SETUP : チップに与える各種バイアスの初期設定値が記述されたファイルである「～.def」を読み込み、VA32TA にパラメータを与える。また、各種バイアスの値を初期値から変更することができる。
- SWAP VA CHIP/BOARD : チップと VADAQ の着脱時に行う。
- VA OSCILLOSCOPE : 指定チャンネルの VA 出力信号を見ることができる。また、外部から供給する電圧の値を変更することもできるので、電圧変化による波形の変

化をリアルタイムに知ることができる。但し、放射線による信号を見ることはできず、テストパルスの信号のみ見ることができる。

- FULL READOUT : 全チャンネルからの読み出しを行い、スペクトルを取得する。スレッシュホールドレベル、hold delay time、測定サイクル数の値を設定する。また、チャンネル毎に enable/disable を切り替えることもできる。

この他にも、チップゲインを測定する VA GAIN、ノイズレベルと pedestal を測定する Pedestal & Noise など、テスト用のプログラムが多数ある。

4.3 データ解析

FULL READOUT で得られるデータ (V_{raw}) には信号 (V_{sig}) と固有のノイズ (V_{nint}) の他に、各チャンネルに固有のオフセットである「pedestal」(V_{ped}) と、データ毎に変動する「common mode noise」(V_{ncom}) という値が加わる。common mode noise に関しては、セットアップ全体を同一の GND に落とすことなどにより、これらを低減させるのが大前提であるが、除去しきれないものに関してはデータ解析により取り除くことができる。

$$V_{raw} = V_{sig} + V_{nint} + V_{ncom} + V_{ped}$$

今回用いた解析方法を以下に示す。pedestal は信号が無い場合のデータを平均することで求めることができる。例えば 1 万イベントのデータを取得したとき、1 万個の 32ch 出力 (図 4.5 (I)) が得られるので、各チャンネルについて平均を取る。このうち、トリガーが掛かったチャンネルは除く必要があるが、どのチャンネルにトリガーが掛かったかを知ることができないため、出力の最も大きいものと、ダブルイベントの場合用に 2 番目に大きいものまでをイベント信号とし、それ以外の平均を取り pedestal を求めている。次に、求めた pedestal を各イベントデータから引く (図 4.5 (II)) と、common mode noise を含んだデータ ($V_{sig} + V_{nint} + V_{ncom}$) が得られる (図 4.5 (III))。今度はこのデータを用い、イベントとそれ以外に分けて、イベント以外の平均を common mode noise とし、データから引いて最終的なイベントデータ (図 4.5 (IV)) を得ている。このため、あるチャンネルのスペクトルには実際にそのチャンネルで検出した信号の他に、そのチャンネル以外でのトリガーによる固有ノイズが ADC の 0V 周辺にピークを作る。

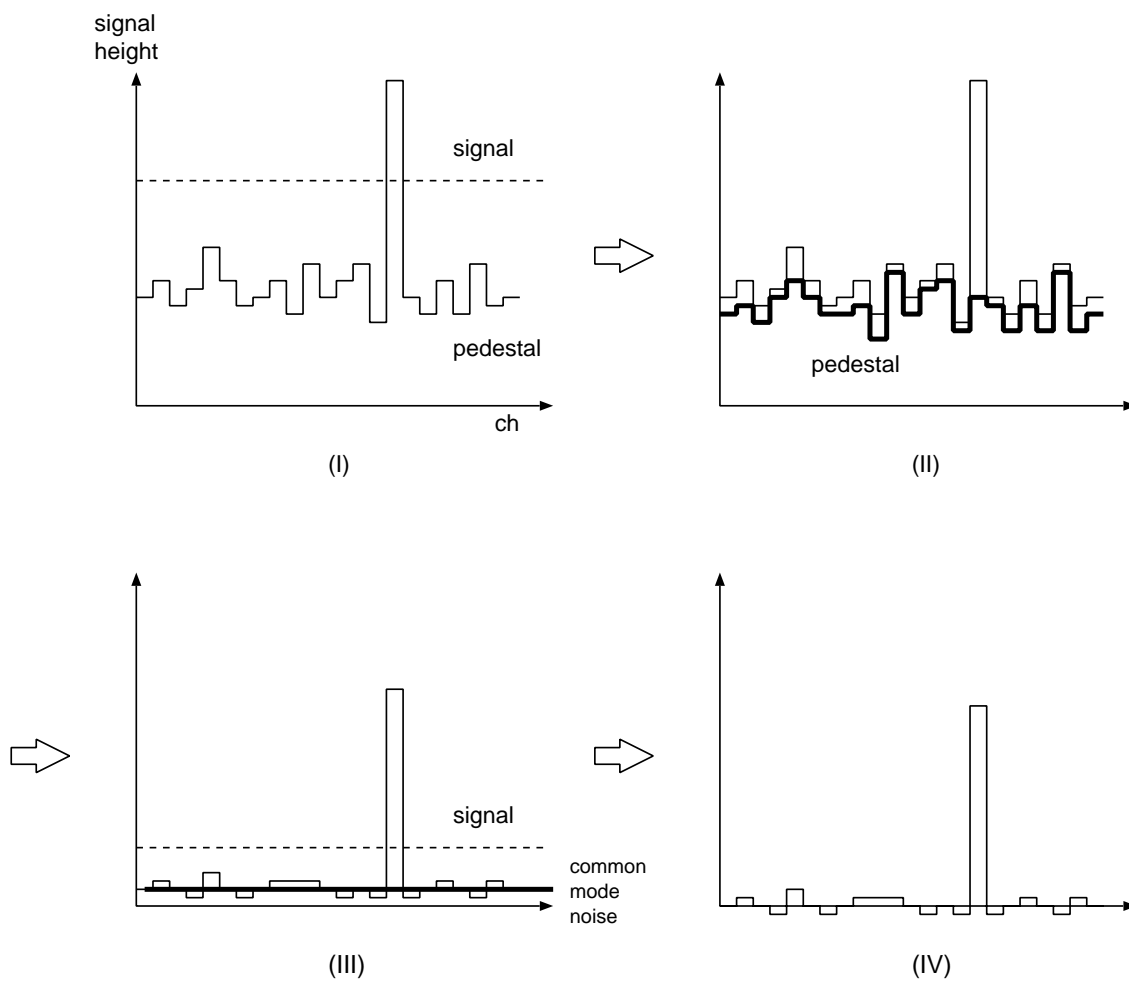


図 4.5: データ解析の方法

第5章 Analog VLSI VA32TA5の性能 評価

APD array の読み出しに VA32TA5 を用いることにより、個別に読み出す場合よりも省スペース、低電力のシステムを構築出来る。また、以前の VA32TA よりも広いダイナミックレンジが期待できる。

これらを定量的に評価するため、32ch APD array を (1) 個別の回路で読み出した場合、(2) VA32TA で読み出した場合、(3) VA32TA5 で読み出した場合、の3通りについて、そのノイズ特性、ゲイン一様性、ゲインの線形性などについて測定し、比較を行った。

5.1 各セットアップ

5.1.1 個別の回路の場合

APD array を1ピクセルずつ読み出すのに個別の回路を用いた場合、性能に直接関係するのはプリアンプ部分であるので、プリアンプについての性能のみを測定した。32ch APD array 用プリアンプ 5027 型 (図 5.1) は APD array の読み出し用に新たに開発したプリアンプであり、中央に APD array を取り付けるコネクタがあり、その周囲に 32 個のハイブリッド CSA が各 APD につながれていて、独立な読み出しが可能になっている。大きさは約 30cm 四方であり、プリアンプ前面に 32 個の読み出し用コネクタ (LEMO)、テストパルス用コネクタ 4 つ (BNC)、高電圧印加用コネクタ 2 つ (SHV)、そして電源コネクタがある。

プリアンプ後段ではクリアパルス社製 4417 型で波形整形を行い、クリアパルス社製の 10bitADC 1125A 型を用いてスペクトルを取得した。

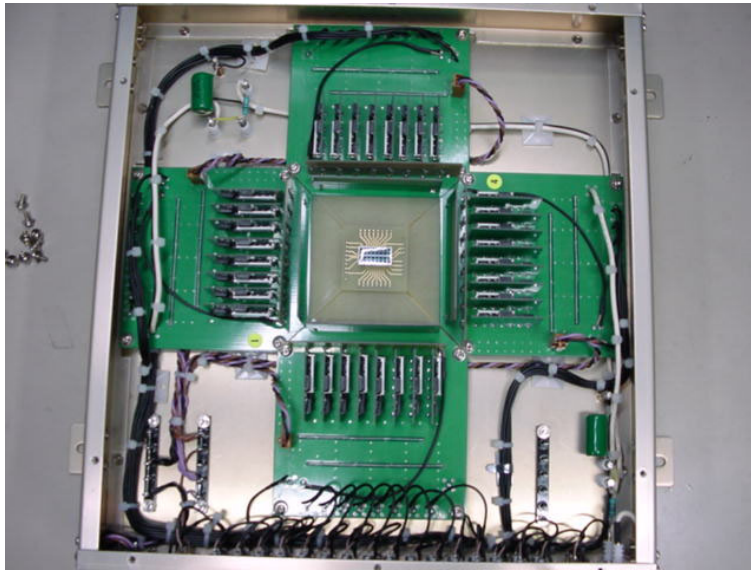


図 5.1: クリアパルス社製 32chAPD array 用プリアンプ 5027 型

5.1.2 VA32TA の場合

APD array と VA32TA の接合

VA32TA は電源やバイアスのフィルタ、テストパルス用のコンデンサなどが搭載された Front End Card (FEC) (図 5.2) に一枚当たり 2 チップ搭載されている。このうちの一つのチップを APD array からの信号の読み出しに用いる。APD array のパッケージは電極が受光面と反対側に 2 次元的に出ているので、まずこれを 1 次元に直す基板を開発し、ワイヤボンディングを行った。ワイヤにはアルミ製 $\phi = 25\mu\text{m}$ のものを使用している。図 5.3 (左) がボンディング後の写真である。この基板を金属ケースに入れたものが図 5.3 (右) である。正面に高電圧印加用 SHV コネクタが 2 つと、VA32TA と VADAQ を結ぶフラットケーブルが接続されている。

パラメータ設定

最適なパラメータは入力信号によって変化するため、テストパルスを読み出すとき、X 線を読み出すとき、シンチレータを読み出すときとで異なる値を取る。各パラメータは相互に影響し合っているため、最適値を得るには多大な時間を要するので、今回は ifp、Pre-bias、ifss、Sha-bias を初期値からずらしながらスペクトルの分解能を比較し、最良の値が得られたものを採用した。テストパルス時に用いたバイアスパラメータは表 5.1 の通

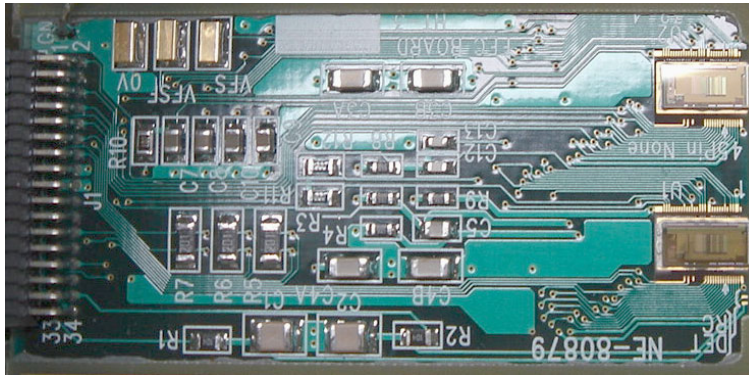


図 5.2: VA32TA が搭載された FEC。右側に VA32TA が 2 つ搭載されている。

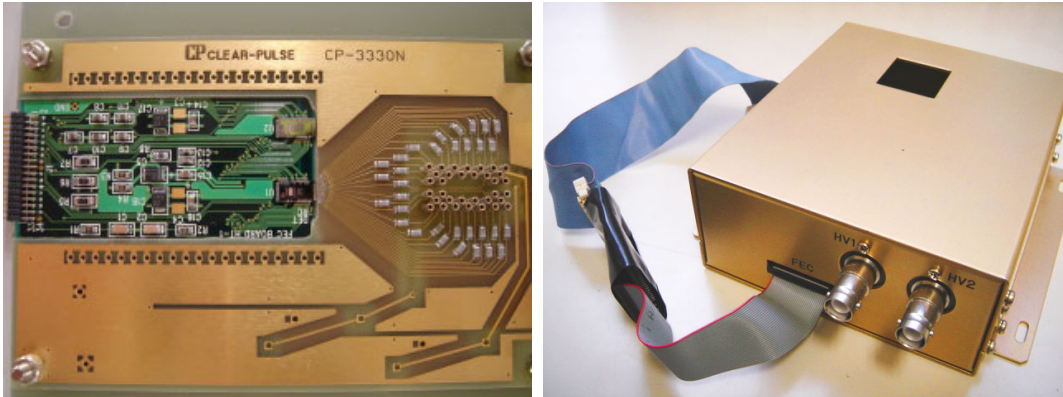


図 5.3: ボンディングした後の VA32TA - APD array 基板とそのケース

りである。また、hold delay time は波形のピークと一致させたときが最も良いので、得られたスペクトルのピークの出力が最大となるときの値を採用した。

VADAQ 本体の設定

VA32TA のトリガー信号は t_a 、 t_b という 2 つの信号からなり、 t_a はイベント時に電流信号を出力し、 t_b は逆に通常時に電流信号を出力して、イベントがあると流れなくなる。VADAQ はこの 2 つの信号をコンパレータに入力してトリガー判定を行う仕組みになっているが、2 つの VA32TA チップが FEC に搭載されているため、実際には 2 チップのトリガー信号が重なって出てくる。この設定では VADAQ としては 2 チップ同時のイベントしかトリガー判定されないことになるため、 t_b の出力を抵抗を介して GND に落とし、 t_a のみでトリガー判定させる設定に変更した。そのため VADAQ 内部のコンパレータ部分を変更する必要がある。VA32TA では図 5.4 のような回路構成にして、 t_a からの信号のみを

表 5.1: テスト時の VA32TA の駆動用バイアスパラメータ

パラメータ	設定値 (-3 ~ +3)
Obi	0
Ibuf	+2
Pre_bias	-3
Sbi	0
Vrc	0
Ifp	-3
Issf	-1
Ifss	+3
Sha_bias	-3
Twbi	0

用いてトリガー判定を行っている。

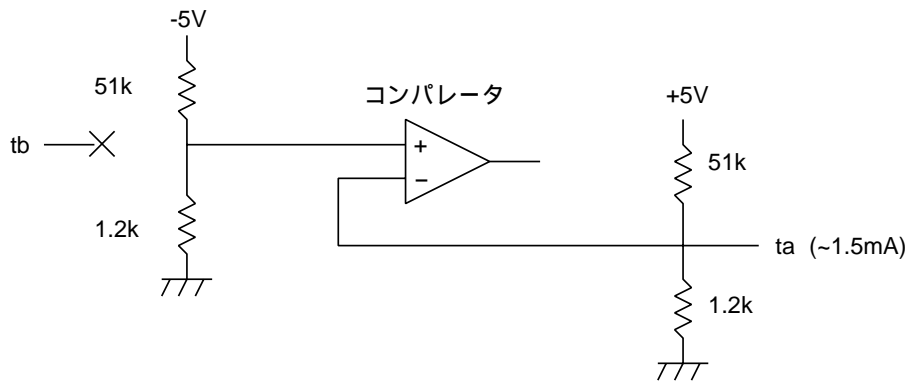


図 5.4: VA32TA を読み出し用の VADAQ コンパレータ部分の構成

コンパレータには $\sim \pm 100\text{mV}$ の定電圧が両側にかかっている。そして一方に t_a からの電流が入力されると、抵抗を介して電流が流れることにより電圧降下が起こる。するとコンパレータの両側で電圧差が反転し、トリガー判定が行われる。

5.1.3 VA32TA5 の場合

APD と VA32TA5 の接合

VA32TA5 も VA32TA と同様に FEC に 2 チップ搭載されており、そのうちの一つを APD array の読み出しに用いる。接合に用いた基板やボンディングなどは VA32TA と同様である。

ボンディング段階で 1 チャンネルだけずれて接合してしまったチャンネルがあり (ch28、図 5.5 中央) このチャンネルからはテストパルスは確認できるものの APD array 側の基板からの信号は見えなかった。電気的な接続に失敗していると思われる。



図 5.5: ボンディング部分の拡大図。パット部分からはみ出ているワイヤがある。

パラメータ設定

こちらも VA32TA と同様の手法でパラメータを設定した。テストパルス時に用いたパラメータは表 5.2 の通りである。

VADAQ 設定

トリガー信号の電流値が小さい ($\sim 0.1\text{mA}$) ため、VA32TA5 とともに使用するには VADAQ の設定を VA32TA の状態から若干変更し、抵抗を大きくして電圧変化を大きくする必要がある。具体的な回路は図 5.6 のようになる。

5.2 ゲイン一様性

チップのゲイン一様性は、全てのチャンネルに同じ電荷を注入し、その出力電圧を比較することで求められる。測定には VA Gain というプログラムを用いて約 15fC ($=1.5 \times 10^{-14}\text{C}$)

表 5.2: テスト時の VA32TA5 の駆動用バイアスパラメータ

パラメータ	設定値 (-3 ~ +3)
	(Ifp のみ -4 ~ +4)
Obi	0
Ibuf	0
Pre_bias	0
Sbi	0
Vrc	0
Ifp	-4
Issf	+1
Ifss	+3
Sha_bias	0
Twbi	0

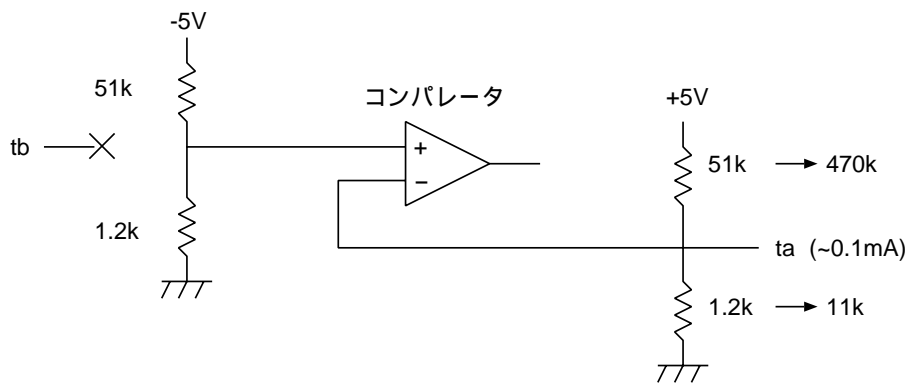


図 5.6: VA32TA5 読み出し用の VADAQ コンパレータ部分の構成

の電荷をすべてのチャンネルに入力し、その時の出力電圧からゲインを [mV/fC] 単位で算出した。測定は 20 で行い、hold delay time は $1.2\mu\text{s}$ に設定した。

図 5.7 が VA32TA と VA32TA5 の各チャンネルのゲインである (単位は [mV/fC])。VA32TA は全てのチャンネルで約 80 となった。また、ゲインのばらつきが $\sim 0.4\%$ 程度と極めて一様であり、よい性能を示していると言える。一方、VA32TA5 はゲインが約 33 と低く、一部にそれよりも高く、また低いものもあり、ばらつきは $\sim 8.2\%$ であった。VA Oscilloscope で信号の波形を見てみると、ゲインの値が大きく異なる 8 点のうち低い方の 4 点は、図 5.8 の (b) のような波形で、他のチャンネルの波形 (a) とは信号の大きさ、時

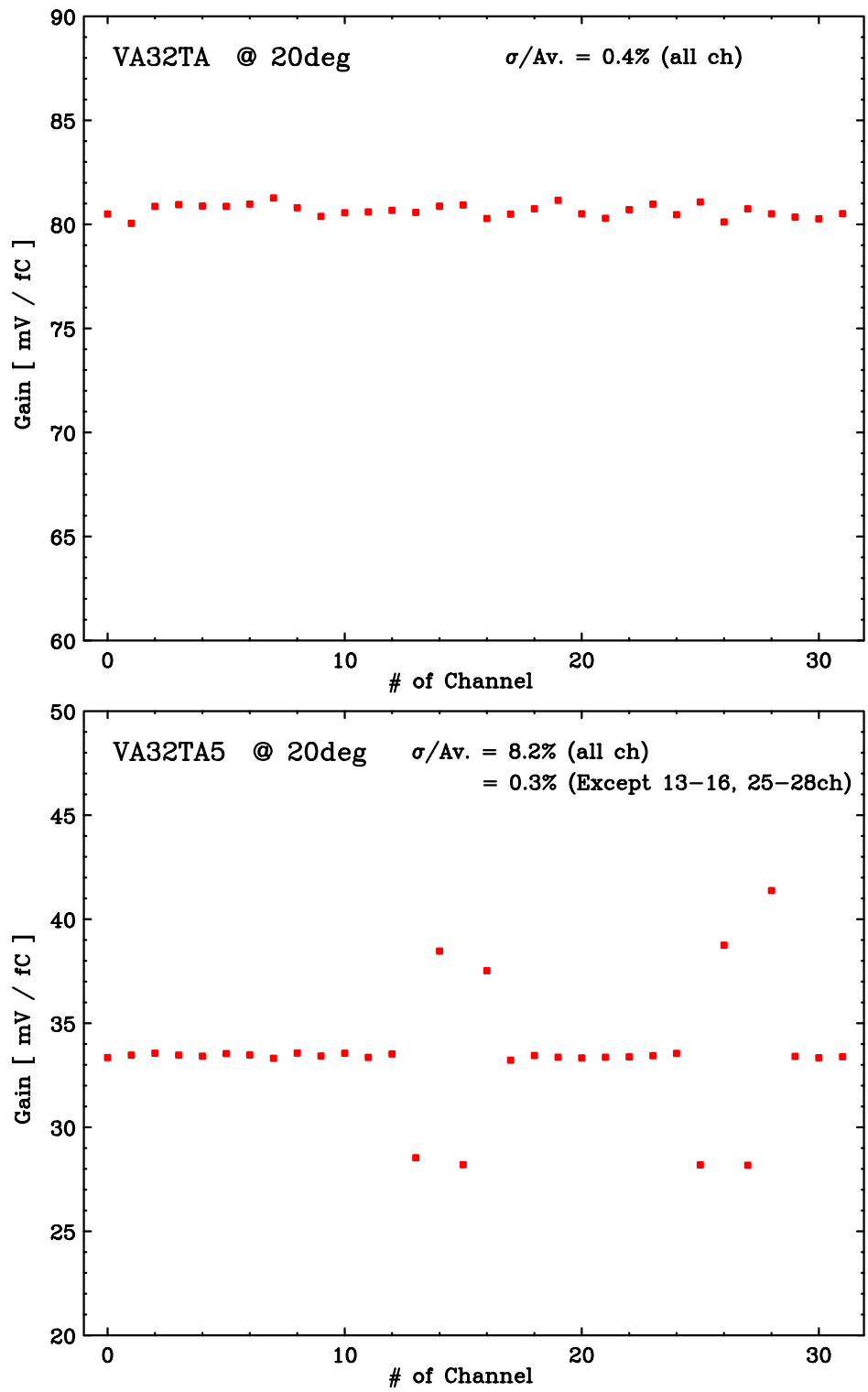


図 5.7: ゲインのチャンネル毎のばらつき。(上) VA32TA (下) VA32TA5

定数が明らかに異なっていた。これに対し、高い方の4点はVA Osilloscopeで見ると信号の大きさ、波形ともに他のチャンネルとほとんど変わらず、ゲインが高いという症状も見られない。これらの高い4点は低い4点の隣のチャンネルであり、何らかの影響を受けていると思われる。この上下にある8点を除くと、ばらつきは~0.3%となりVA32TAと遜色ない性能を示している。

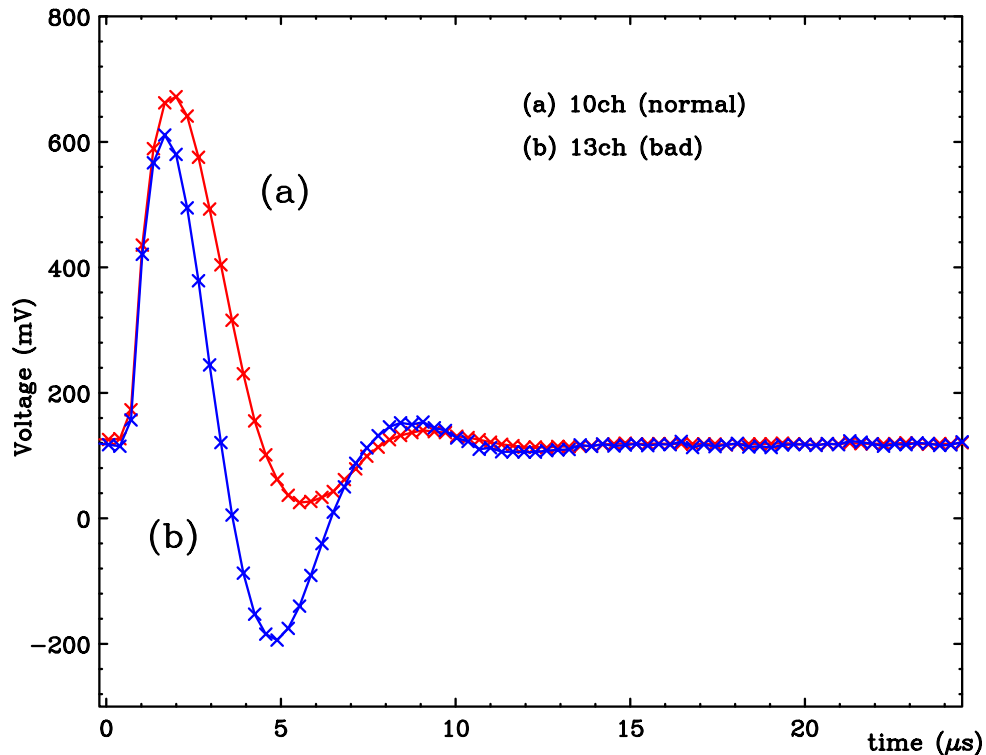


図 5.8: オシロスコープの波形

32ch プリアンプについては、付属のテストパルス回路に使用されているコンデンサの容量のばらつきが大きいため、APD array のコネクタ部分に PIN フォトダイオードを付け、 ^{241}Am を照射してその 59.5keV 信号の相対的な大きさを比較することでゲインの一様性を比較した。測定温度は 20℃、PIN フォトダイオードの印加電圧は 30V、Slow Shaper の整形時定数は $0.5\mu\text{s}$ である。

図5.9は32ch プリアンプの各チャンネルのゲインである。ばらつきは~1.0%と、VA32TA、VA32TA5 に比べて若干悪い。ただ回路全体のゲイン一様性はプリアンプの後段にある Shaper で補正できるため問題にならない。この結果から個別の回路での測定と比較しても VA32TA、VA32TA5 チップともゲインの一様性は極めて良くそろっていると言える。

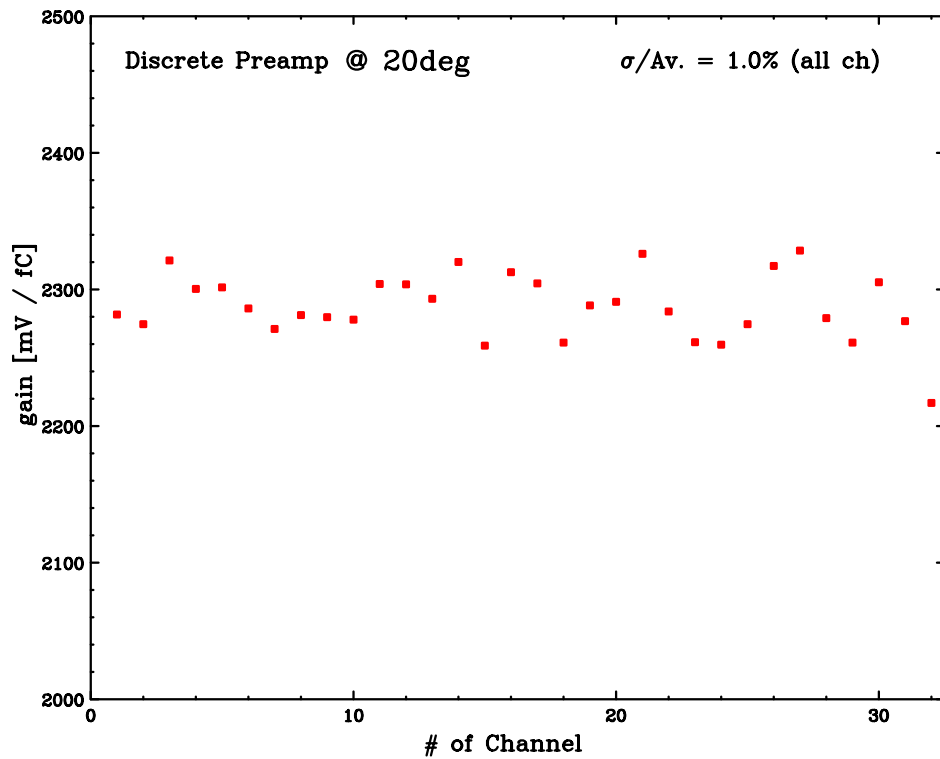


図 5.9: 32ch プリアンプのゲインのチャンネル毎のばらつき

5.3 ダイナミックレンジと線形性

ダイナミックレンジと線形性は、広い範囲のスペクトルを取得する場合、極めて重要なパラメータである。様々な大きさの信号を 32ch プリアンプ、VA32TA、VA32TA5 それぞれの回路に入力し、これらの値を評価した。入力信号としては、3つの回路ともステップ関数を図 5.10 のような微分回路を用いてパルス信号にして入力した。また、矩形波を attenuator で減衰させることで、任意の大きさの信号を作ることができる。

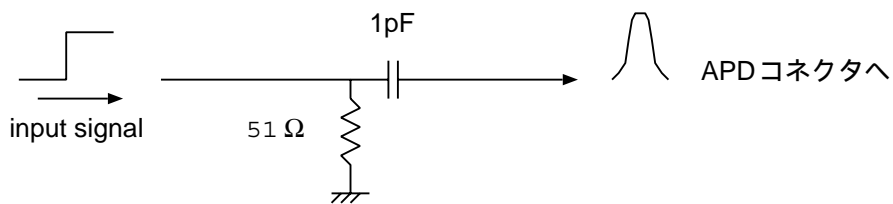


図 5.10: テストパルス用に作成した微分回路

図 5.11 は VA32TA と VA32TA5 のあるチャンネル (10ch) に様々な大きさの信号を入力したときの出力の大きさを ADC チャンネルで表したものである。横軸は入力電圧を電

荷に換算したときの値であり、矩形波の電圧とテストパルス回路のコンデンサ容量から $Q = CV$ として求めた。VA32TA では 40fC 程度で増幅が飽和し、ある一定値に収束してしまうが、VA32TA5 では 100fC 以上の入力に対しても一意に出力電圧が決まることが分かる。約 105fC で急に飽和しているのは VADAQ の ADC (14bit) の範囲を超えてしまったためである。

小さな入力信号に対する応答は、VA32TA ではノイズレベルが下がらなかったために約 2.5fC までの値しか調べることができなかったが、VA32TA5 では 1fC 以下の信号に対しても応答が得られた。これより、VA32TA5 チップは少なくとも 2 桁以上のダイナミックレンジを持つということが言える。

次にリニアリティを評価するために、グラフを直線でフィッティングした。許容誤差を 10% とすると、VA32TA では約 3fC ~ 40fC、VA32TA5 では約 10fC ~ 105fC で許容範囲となる。VA32TA5 では小さい入力信号に対してリニアリティが悪い結果になっているが、これは VA32TA5 の Slow Shaper の帰還デバイスの非線形性により、入力信号が大きくなると増幅率も大きくなるという特性があるためである。

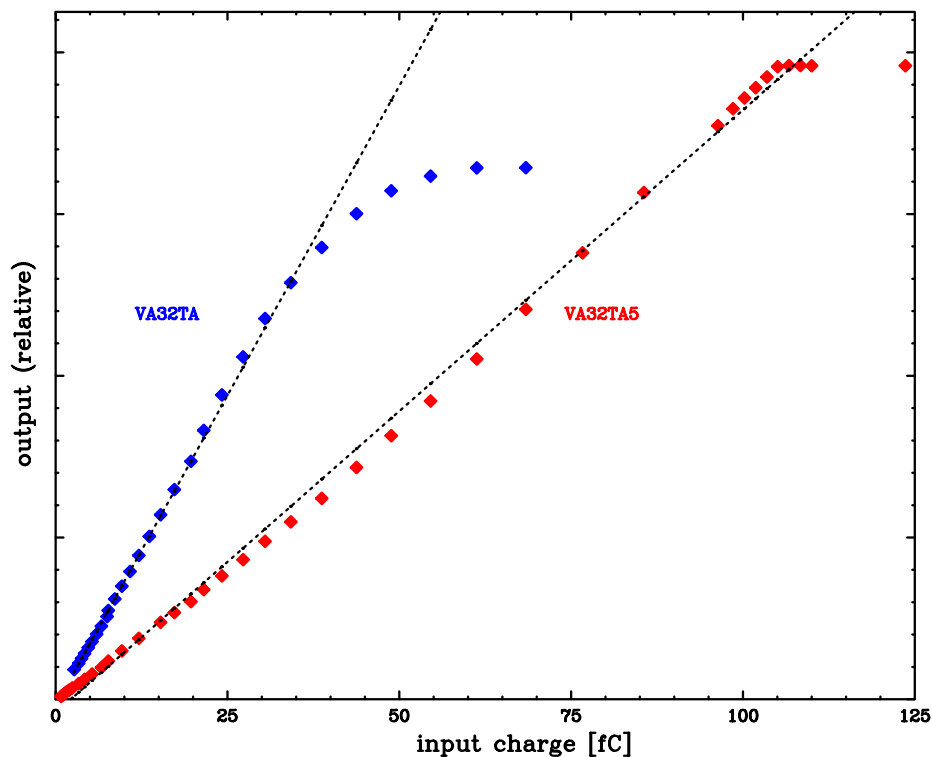


図 5.11: 入力に対する出力の線形性。VA32TA5 の方がより大きな信号に対しても応答できる。

32ch プリアンプのダイナミックレンジとリニアリティも同様に測定した。F4 チャンネルに対する結果を図 5.12 に示す。0.3 ~ 60fC の入力電荷に対してきれいな出力が得られている。0.3fC 以下の小さな信号に対してはノイズに埋もれてしまったために測定できなかったが、約 60fC 以上大信号に対しては後段の整形アンプ、そして ADC の測定範囲を超えたために測定できなかった。直線でフィッティングを行うと、全範囲で誤差が 10% 以内であり、約 5fC 以上では 1% 以内に収まっている。図 5.11 と比較すると、VA32TA も VA32TA5 も 32ch プリアンプに比べて性能がかなり劣り、実際に使用する段階ではこの非線形性を補正する必要がある。

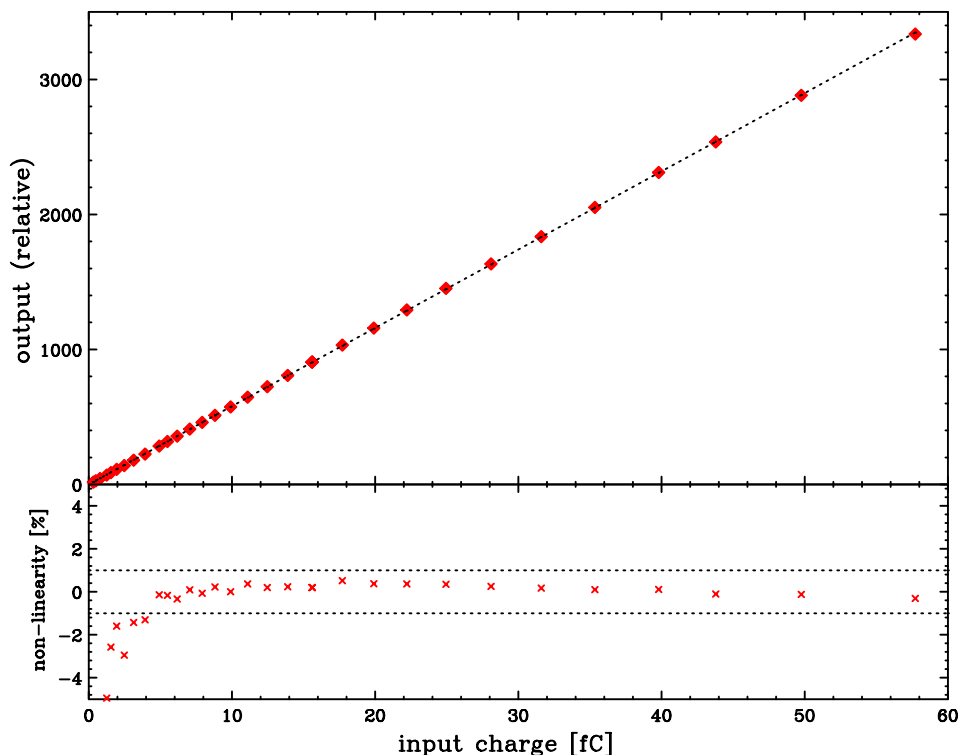


図 5.12: 32ch プリアンプのダイナミックレンジとリニアリティ

5.4 ノイズレベル

次に回路ノイズの一様性の比較を行った。ノイズのばらつきが大きいと各チャンネルでのエネルギー分解能や閾値が異なる値になるため、撮像を行う場合に位置依存性が発生してしまう。そのためノイズレベルは低いこととともに、均一であることも必要である。それぞれの回路について、VA32TA5、VA32TA については VADAQ の「pedestal &

noise」を用い、32ch プリアンプはテストパルスを入力したときのスペクトルの広がりから求めた。

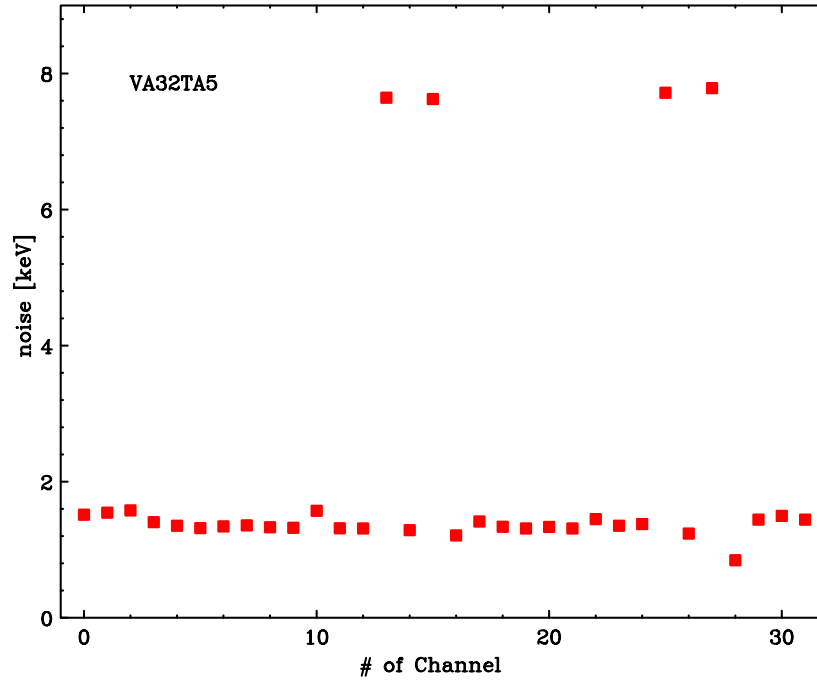


図 5.13: VA32TA5 の 0pF 負荷のノイズレベル

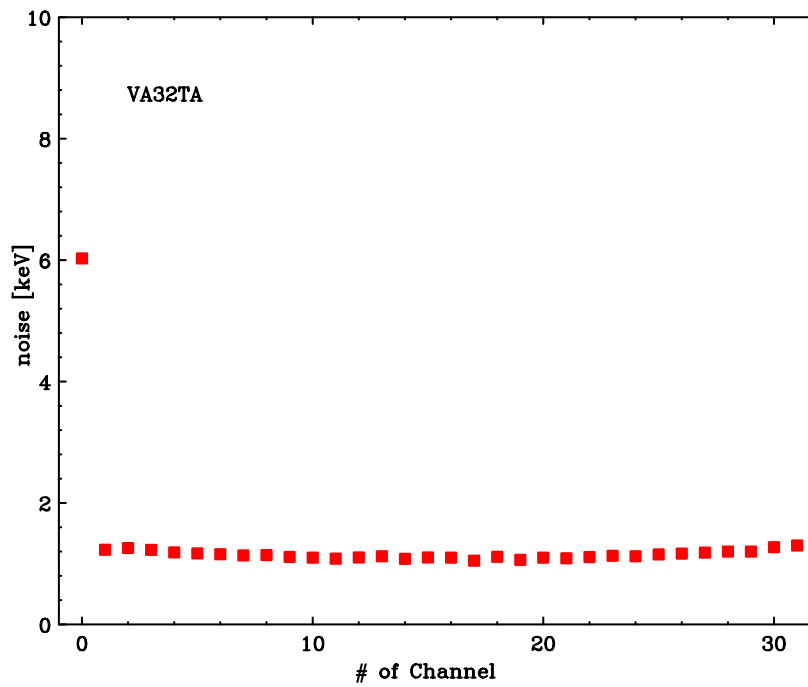


図 5.14: VA32TA の 0pF 負荷のノイズレベル

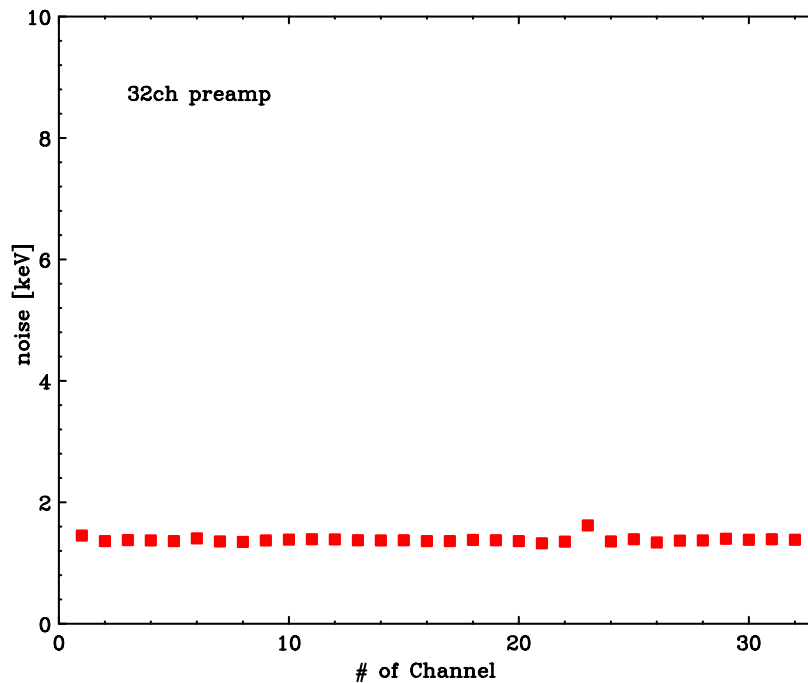


図 5.15: 32ch プリアンプ回路の 0pF 負荷のノイズレベル。3つのどの回路も大きな違いはない。

図 5.13、5.14、5.15 は VA32TA5、VA32TA、32ch プリアンプそれぞれのノイズを、シリコン検出器換算で示したものである。VA32TA5、VA32TA ではノイズ特性が他のチャンネルよりもかなり悪いものがいくつかあり、32ch プリアンプに比べると一様性は悪い。VA32TA5 で性能の悪い 4 チャンネルは、ゲインの性能でも他のチャンネルとは異なる性能を示していたため、以後はこの 4 チャンネルを使用しないことにした。この 4 チャンネルとボンディングが失敗している 28 チャンネルを除いた場合、VA32TA5 のノイズの平均は、 $1.38 \pm 0.09 \text{keV}$ となる。VA32TA では 0 チャンネルだけノイズ特性が悪い。ゲイン測定時には異常は見られなかったが、ノイズが他のチャンネルと著しく異なるのでこのチャンネルも使用しないことにした。0 チャンネルを除いたとき、VA32TA のノイズの平均は、 $1.15 \pm 0.06 \text{keV}$ となる。32ch プリアンプのノイズ特性は $1.36 \pm 0.05 \text{keV}$ であった。

各回路を比較すると、VA32TA が最もノイズレベルが低く、VA32TA5 は多少ノイズレベルが高い。しかしそれでも 32ch プリアンプと同程度であり、よい性能であると言える。一様性に関しては、ノイズが高いチャンネルが VA32TA5、VA32TA に存在するが、それ以外はほぼ均一な性能を示している。

5.5 容量勾配

検出器を回路に接続すると、検出器の容量のためにノイズ特性が悪化する(2.4節参照)。この変化の割合は検出器容量の大きさに比例するので、APDのような容量の比較的大きい検出器を読み出す際にはノイズ特性の変化(容量勾配)が小さいほど良い。VA32TA5、VA32TA、32ch プリアンプのそれぞれについて、APDの代わりにコンデンサを付け、テストパルスを入力してそのスペクトルの幅を測定することで、回路の容量勾配を比較した。測定はリニアリティとダイナミックレンジを測定したチャンネルと同じチャンネルを用いた。

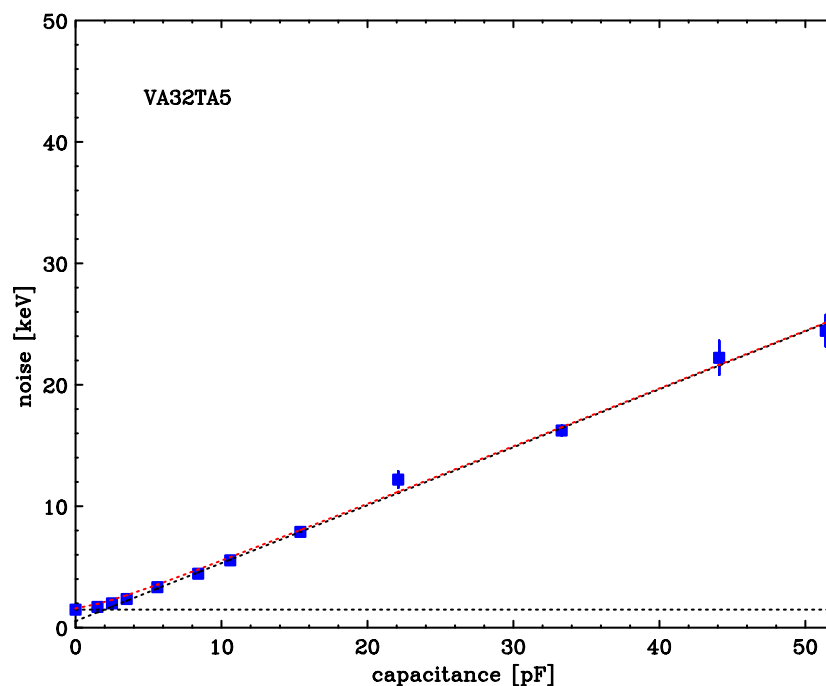


図 5.16: VA32TA5 の容量勾配

図 5.16、5.17、5.18 は 3 つの回路それぞれについての容量変化に伴うノイズ特性の変化を 0 ~ 50pF までプロットした図である。グラフの傾きから容量勾配が求められ、VA32TA5 では約 0.44keV/pF、VA32TA では約 0.99keV/pF となる。これに対し、32ch プリアンプは約 0.03keV/pF であり、VA32TA5、VA32TA と容量が大きい場合に著しく性能が悪化する。APD array の容量は ~ 10pF であるので、各回路での容量成分のノイズは VA32TA5 では約 5.5keV、VA32TA では約 10.4keV、discrete プリアンプは約 1.7keV と見積もられる。

実際に APD からの信号を読み出すときには APD の内部増幅によりノイズが $1/(\text{増幅率})$ になるので、仮に増幅率=30 と仮定すれば、最も悪い VA32TA でも約 0.35keV 程度

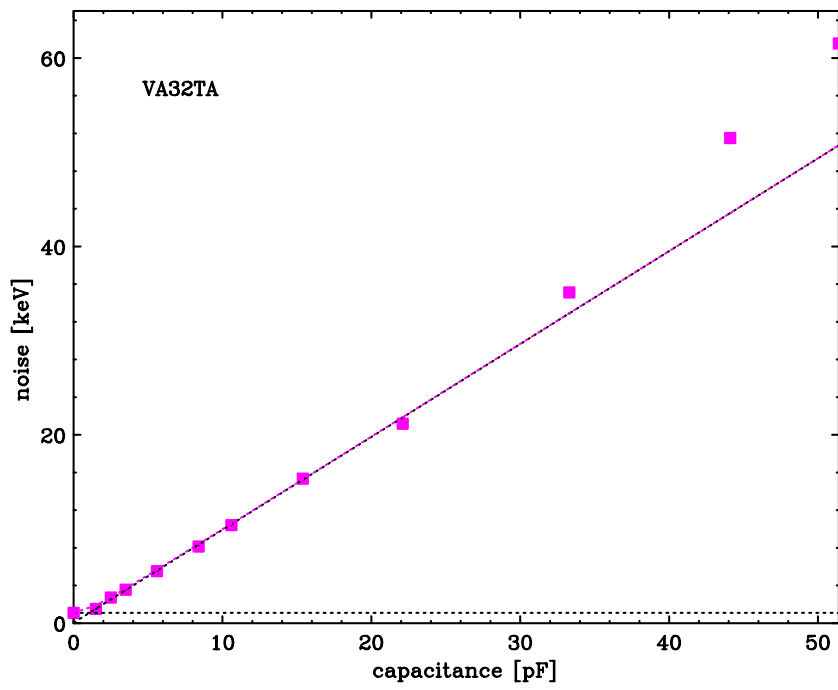


図 5.17: VA32TA の容量勾配

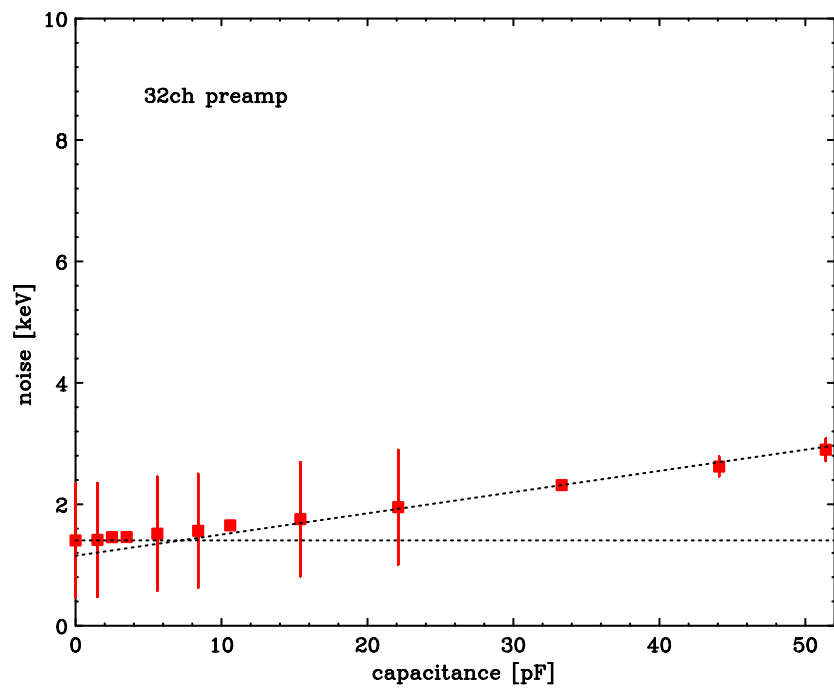


図 5.18: 32ch プリアンプの容量勾配。32ch プリアンプに比べて VA32TA、VA32TA5 は容量勾配が大きい。

に押さえられる。

5.6 5.9keV ^{55}Fe X線スペクトル

次に3つの回路それぞれを用いてAPD arrayを用いて5.9keV ^{55}Fe X線スペクトルを取得し、比較を行った。使用したチャンネルはVA32TA、VA32TA5は10chであり、これは図3.1においてC1に相当する。測定温度は20℃、印加電圧は370Vである。

チップのバイアスパラメータの最適化によって得られた値は両チップともテストパルス測定時と同じであった。また、hold delay timeも同じく $1.2\mu\text{s}$ に設定した。図5.19は、VA32TA、VA32TA5で得られたスペクトルを重ね合わせたものである。チップゲインの違いから、同じエネルギーでも出力電圧に違いがあり、5.9keVのスペクトルに対し、VA32TA5の出力はVA32TAの約44%である。これは5.3節の結果と矛盾しない。エネルギー分解能はVA32TA5で7.8%、VA32TAで8.5%と若干VA32TAの分解能が悪い。

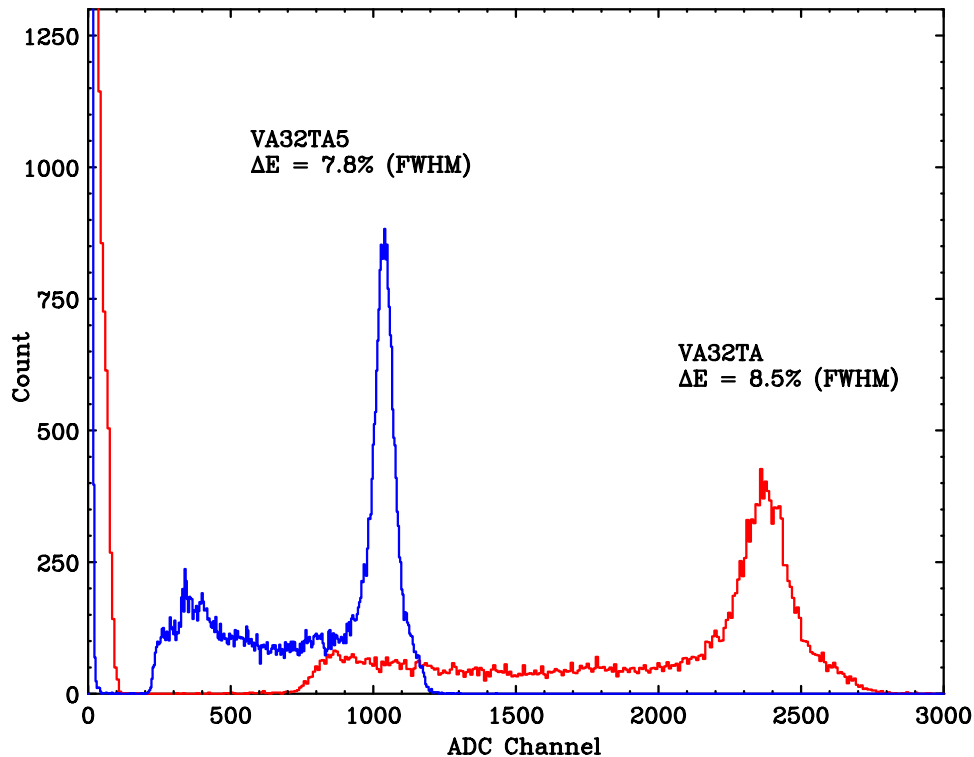


図 5.19: VA32TA5、VA32TA による 5.9keV ^{55}Fe X線スペクトル

また、32ch プリアンプを用い、整形アンプの整形時定数を $0.5\mu\text{s}$ に設定して得られたスペクトルが図5.20である。エネルギー分解能は7.5%であった。以上より、回路による性

能差はあまり見受けられない。

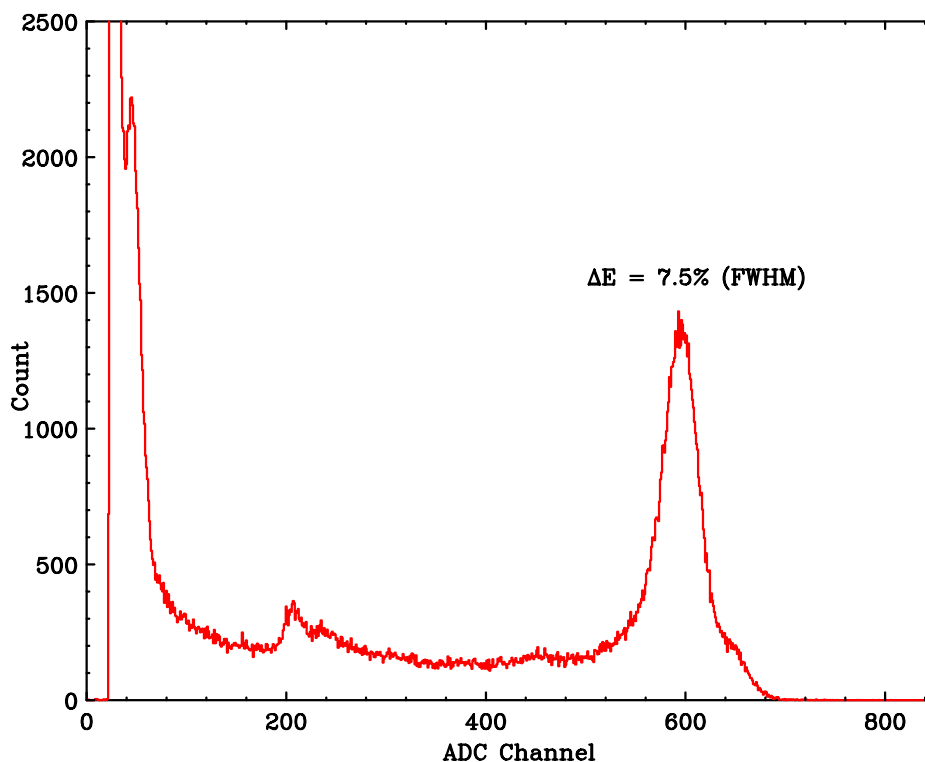


図 5.20: 32ch プリアンプを用いた ^{55}Fe X 線スペクトル

5.7 662keV ^{137}Cs 線スペクトル

次に APD array の C1 ピクセル(VA32TA、VA32TA5 では 10ch に相当) に $2.2 \times 2.2 \times 10\text{mm}$ の CsI シンチレータをつけ、662keV の ^{137}Cs 線スペクトルを取得して比較を行った。測定温度は 20 、印加電圧は 360V である。

得られたスペクトルは図 5.21 のようになる。CsI シンチレータの出力光子数を約 65,000 photon/MeV、APD array の量子効率を $\sim 80\%$ とすると、662keV の 線は $\sim 34,000$ 個の電子正孔対に変換される。これは ^{55}Fe で得られる $\sim 1,600$ 個のおよそ 20 倍であり、簡単に出力が飽和することが分かる。図 5.21 の VA32TA のスペクトルに図 5.11 のダイナミックレンジのデータを重ねてプロットすると、ちょうど右端のピークが出力の飽和点に対応し、APD array の信号の大きさが測定範囲を超えてしまっていることが分かる。これに対し、VA32TA5 ではきちんとスペクトルが得られており、662keV ピークの分解能は 13.7% であった。

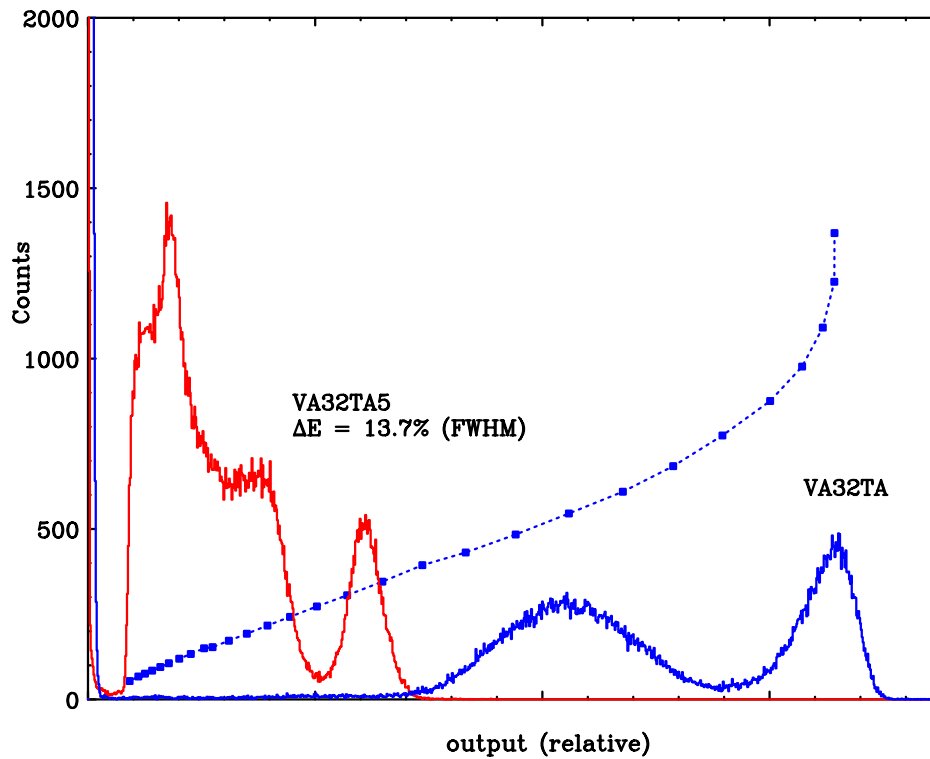


図 5.21: VA32TA5、VA32TA による ^{137}Cs 線スペクトル。図中点線は VA32TA の出力限界を示しており、右側のピークは出力飽和によるものである。

同じセットアップで 32ch プリアンプを用いてスペクトルを取得すると、図 5.22 のようになる。エネルギー分解能は約 10.2% となり、VA32TA5 の分解能が悪いことが分かる。これは、パラメータをそろえるためにスペクトル取得に最適なパラメータを用いていないため、整形アンプの時定数が CsI シンチレータの減衰時間に対して速すぎるためである。

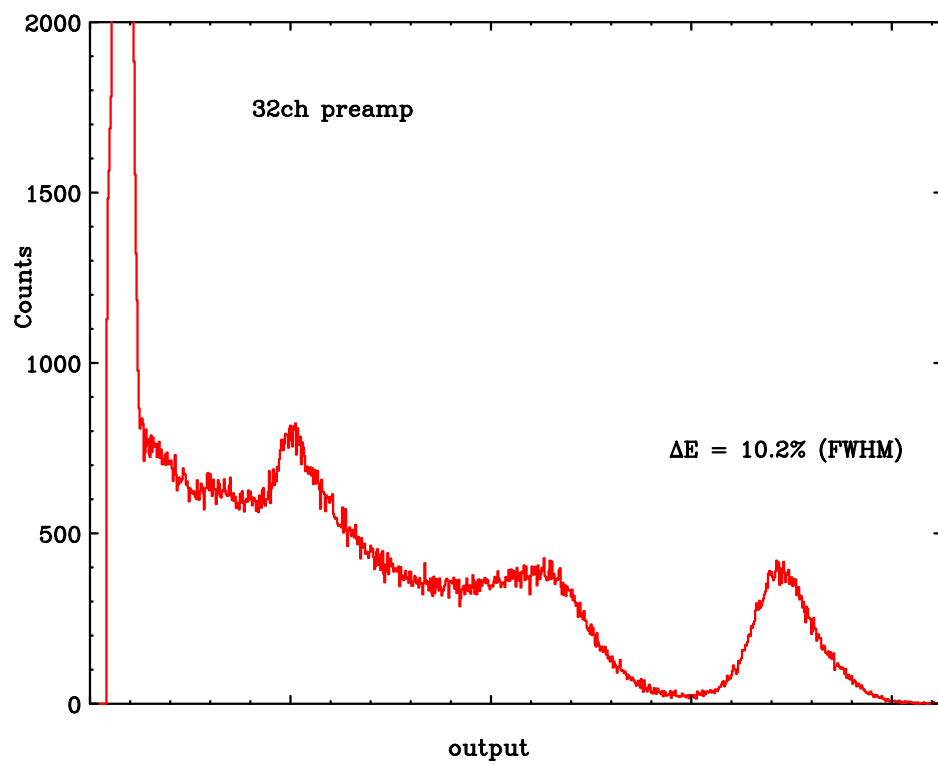


図 5.22: 32ch プリアンプを用いた ^{137}Cs 線スペクトル

第6章 撮像検出器としての性能評価

前章までの結果より、VA32TA5を用いることで、個別の回路に匹敵する性能を持った低電力、省スペースの多チャンネル読み出しシステムを構築することが可能である。本章ではVA32TA5とAPD arrayを用いて撮像検出器としての性能を評価する。

6.1 X線の直接検出

6.1.1 全チャンネルのスペクトル

APD arrayとVA32TA5を組み合わせ、 ^{55}Fe 5.9keV X線を約5cm上方から一様に照射した。温度は20℃、印加電圧は350V、バイアスパラメータは表5.2と同様である。

図6.1が ^{55}Fe 5.9keV X線を照射したときの各チャンネルのスペクトルである。ノイズが高く、また波形が他と異なる13、15、25、27chとボンディングに失敗した28chからの信号はトリガーを掛けていないためスペクトルはノイズのみであるが、その他のチャンネルに関してはゲイン、分解能ともほぼ様なスペクトルが得られた。ゲインのばらつきは1%以下、分解能のばらつきは~4%程度である。

6.1.2 X線のフラットイメージ

次に各スペクトルのピークから 2σ 以内の出力を持つ信号を抜きだし、そのイベント数を用いてフラットイメージを作成した。図6.2がその結果である。中心にカウント数が少ない領域があり、カウント数から予想される統計ゆらぎ($\sqrt{1200} \sim 35$)よりもばらつきが大きい。考えられる原因は、3.4.1節の容量のばらつきと比較すると、容量の小さい領域(中心部分)でカウント数が少ないことが分かる。容量の大きさは空乏層の厚さに反比例し、5.9keVのX線の阻止能は空乏層の厚さに比例するので、これは素子の空乏層のばらつきによるX線の阻止能の違いを見ているものと思われる。

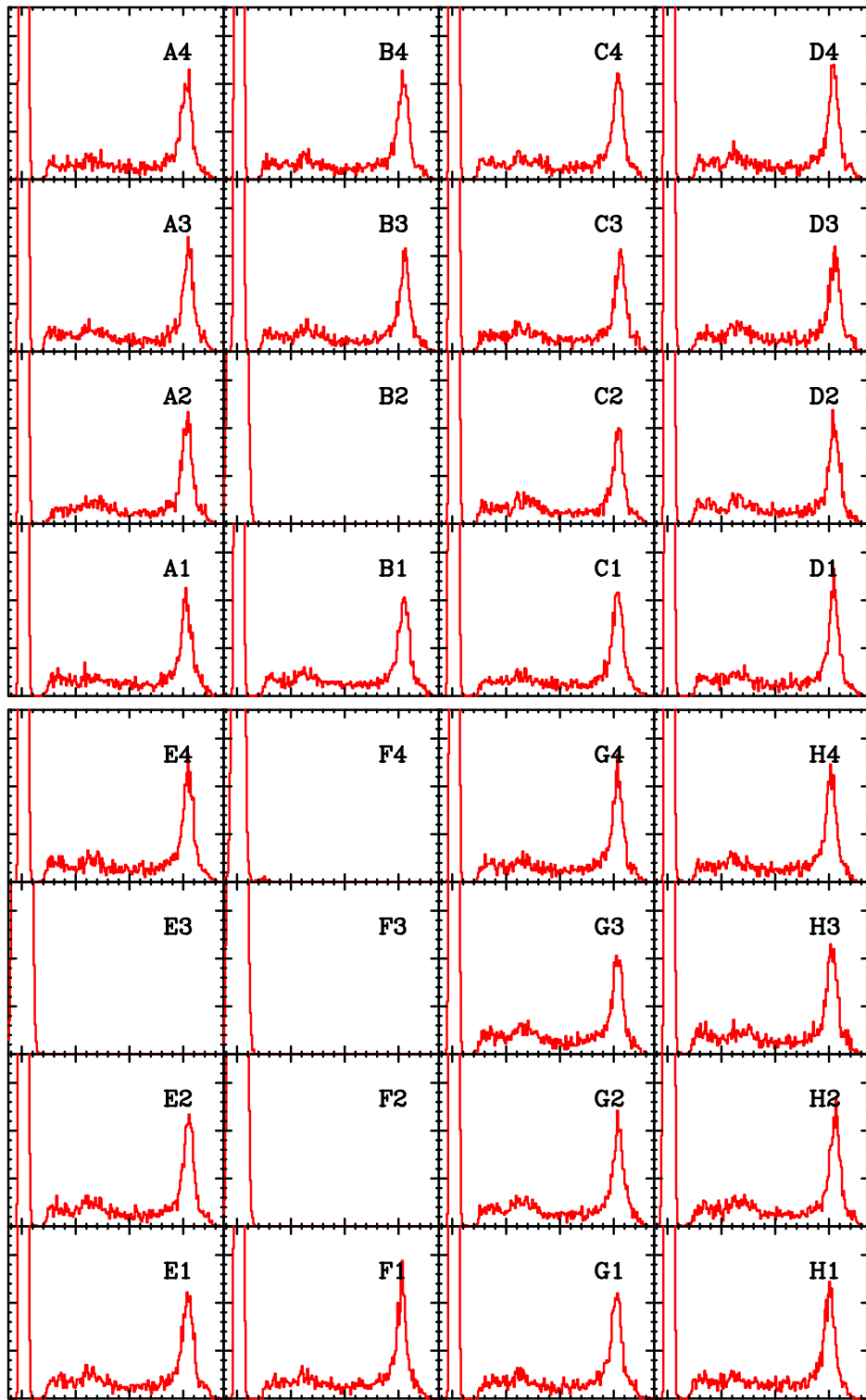


図 6.1: ^{55}Fe 5.9keV X線の全チャンネルのスペクトル。横軸はADCチャンネル値、縦軸はカウント数。

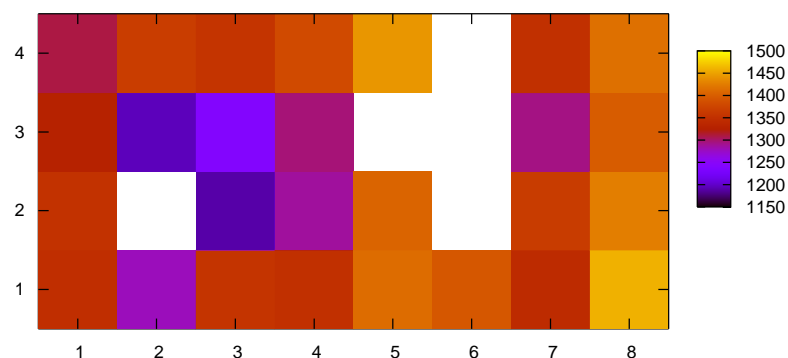


図 6.2: X 線を用いたフラットイメージ。温度 20 、測定時間 5000 秒。

6.2 CsI (Tl) シンチレータを用いた 線検出

次に APD array に 2.2mm 角 CsI シンチレータを載せ、 ^{137}Cs 662keV 線を照射してスペクトルを取得した。温度は 20 、印加電圧は 350V、バイアスパラメータは ifss (4.1.1 参照) のみ -3 に変更し、その他は表 5.2 と同様である。

6.2.1 シンチレータの配置

シンチレータは図 6.3 のように、反射剤で作ったしきりに差し込む形で並べてある。反射剤は 3M 社の ESR フィルムであり、厚さは $65\mu\text{m}$ である。APD のピクセル間隔が 2.3mm であるため、シンチレータの大きさを 2.2mm に加工し、配置した。シンチレータと APD array の間はシリコングリースを用いた。

6.2.2 全チャンネルのスペクトルの取得

図 6.4 が取得したスペクトルである。最も良いものでは 662keV のエネルギー分解能は 9.0%であった。X 線の直接検出に比べ、分解能やゲインのばらつきが大きくなっている。これは APD array やチップのばらつきが原因ではなく、シンチレータの問題であり、APD

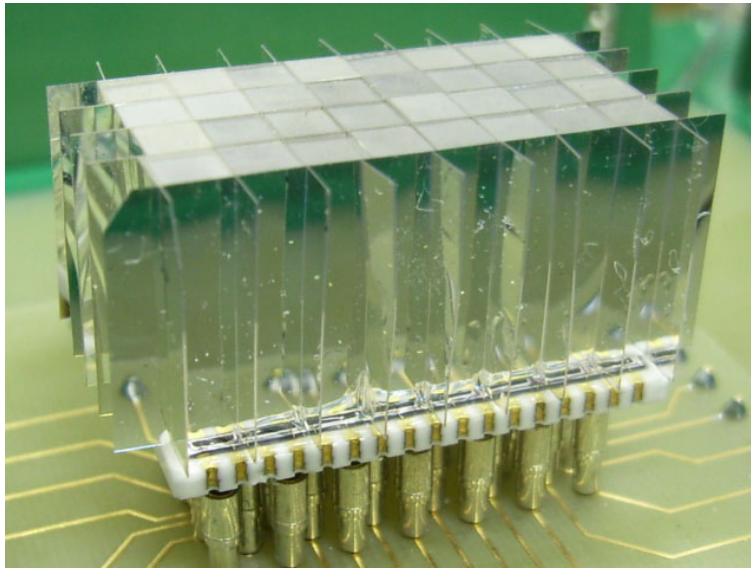


図 6.3: 用いた CsI シンチレータ。各結晶は ESR フィルムで区切られている。

ピクセルとシンチレータがうまく接着していないことや、シンチレータ自体の個性によるものが考えられるが、今回用いたシンチレータは単一の結晶から取り出したものであるため、結晶の個性よりも配置時のずれの影響が大きいと思われる。この問題は接着剤などでシンチレータを固定すれば容易に解決できると思われる。また、低エネルギー側に同定できないピークが存在するが、これは隣接チャンネルからの漏れ込みによる影響であり、これについては次節で述べる。

6.3 隣接チャンネルへの干渉について

多チャンネル検出器の場合、様々な理由で隣接チャンネルからの干渉が起こることがある。本節では APD array、VA32TA5 それぞれの影響を考察する。

6.3.1 VA32TA5 の隣接チャンネルからの干渉

VA32TA5 の隣接チャンネルからの干渉による影響は、あるチャンネルに大信号を入力したときの隣接チャンネルの挙動から推測することができる。検出器から APD array を外し、テストパルスを用いて 120fC 相当の電荷を入力したときと、その約 1/10 の電荷を入力したときの、前後および離れたチャンネルの出力の変化を表 6.1 に示す。なお、ここ

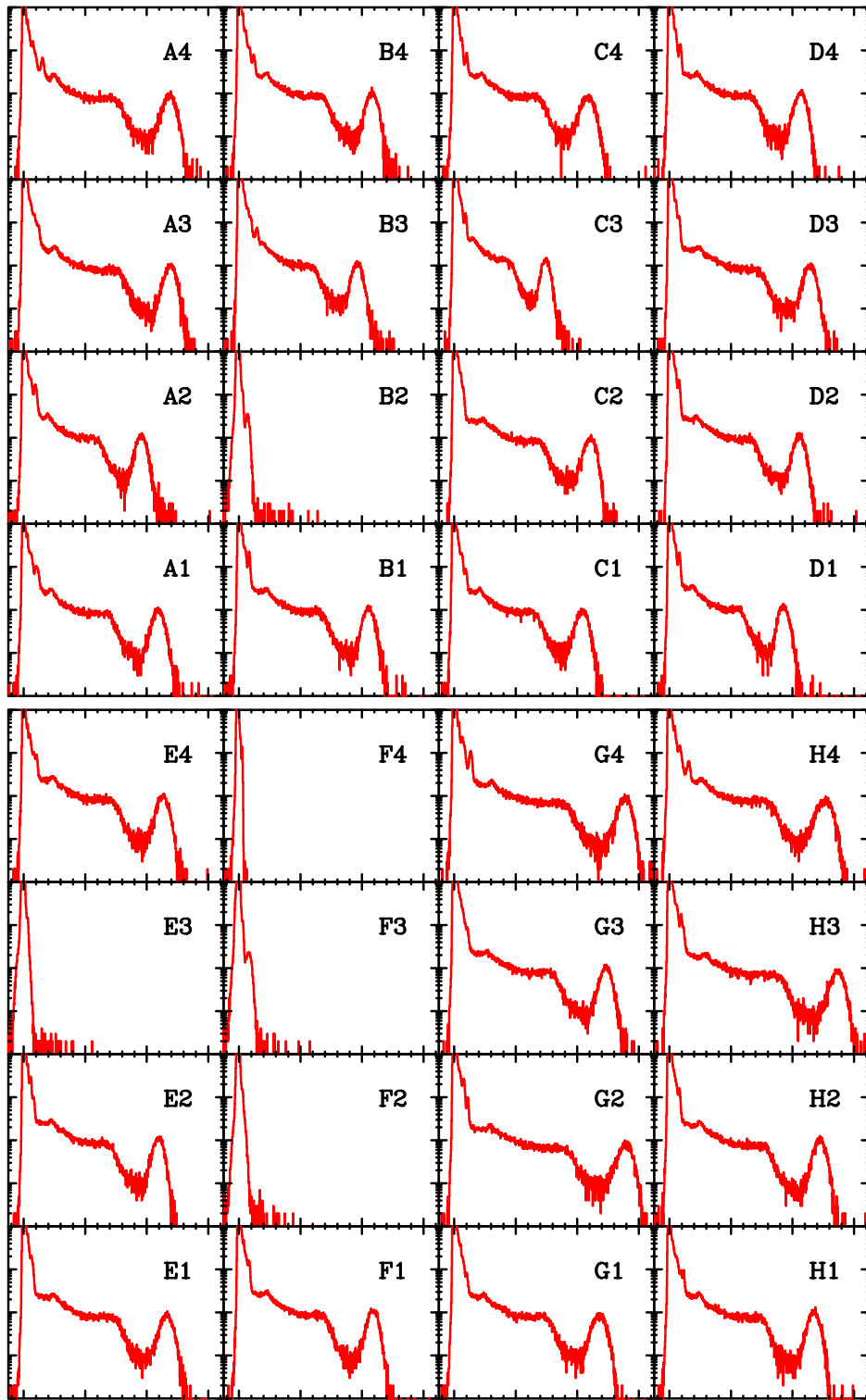


図 6.4: ^{137}Cs の全チャンネルのスペクトル。横軸は ADC チャンネル値、縦軸はカウント数 (log 表示)。

では pedestal や common mode noise を除く前のデータを用いているので、各チャンネルにはオフセットが残っている。

表 6.1: 10ch に信号を入力したときの各チャンネルの出力値の平均。チャンネルは VA32TA5 でのチャンネルで、各数字は ADC 出力値。

入力電荷 (fC)		9ch	11ch	0ch	31ch
120fC	信号あり	376±4	409±4	336±6	371±7
	なし	373±4	406±4	328±4	350±4
	差	3	3	8	21
	電荷換算値 (fC)	0.04	0.04	0.1	0.26
12fC	信号あり	369±3	402±3	327±3	348±3
	なし	369±3	402±3	326±4	346±4
	差	0	0	1	2
	電荷換算値 (fC)	< 0.01	< 0.01	0.01	0.03

表を見ると、干渉の影響は小さな信号では殆ど現れていないが、大信号になると信号の大きさにほぼ比例して顕著になることが分かり、特に信号が入力されたチャンネルから離れたチャンネルの方が影響が大きい。また、信号が入ると他チャンネルの値がプラスに変動することも分かる。

現段階ではエネルギー分解能に直接響くほど大きい変化ではないため、この効果を無視しているが、より詳細な議論を行うときには考慮する必要がある。

6.3.2 APD array の隣接ピクセルからの干渉

APD array での干渉は、(1) 内部で電荷が他のチャンネルに流れ込む (2) シンチレータからの光が隣のピクセルに漏れ込む、の 2 種類が考えられる。まず (1) に関しては、増幅によって広がった電子雲が隣のピクセルにまで広がって干渉が起こる。放射線によって生成された電子が多いほど広がりは大きくなるので、大きなエネルギーの放射線を用いることで干渉の大きさが推測できる。今回は適当な線源がなかったので、宇宙線イベントを用いた。

表 6.2 は宇宙線イベント時の隣接ピクセルの出力である。F3 はボンディングがつながっていないチャンネルなので信号は見えない。しかしその他のチャンネルに関しては誤差の

表 6.2: 宇宙線イベントによる APD array 内部での干渉

	入射ピクセル	隣接ピクセル		
	G3	F3	H3	G4
入射時	8192	×	369	417
その他 (平均)	327±10	×	359±9	405±9

範囲内であると言える。宇宙線イベントの数が非常に少なく、統計誤差が大きい可能性があるが、APD array 内部での干渉は殆どないと言える。

次に、シンチレーション光の漏れ込みについて考察する。有効面積を大きくするために APD array のピクセルサイズよりも大きなシンチレータを敷き詰めて用いているが、そのために隣接するピクセルに光が漏れ込んでしまい、スペクトルの低エネルギー側を汚している (図 6.5 左)。これはシンチレータと APD array の間に厚さ数 $100\mu\text{m}$ のエポキシ被膜 (図 6.5 右) があり、そこを通して光が漏れ込んでいることが原因である。32ch プリアンプを用いてシンチレータを 1 箇所のみ置き、隣接チャンネルからの出力を見てみると、図 6.6 の赤線のようにスペクトルの形がはっきり見えるほど大きく、上下左右への漏れ込みは、波高値から概算すると合計で中心の約 25% 程にもなっている。なお、図は見やすいように中心以外の横軸のスケールを約 8 倍にしている。

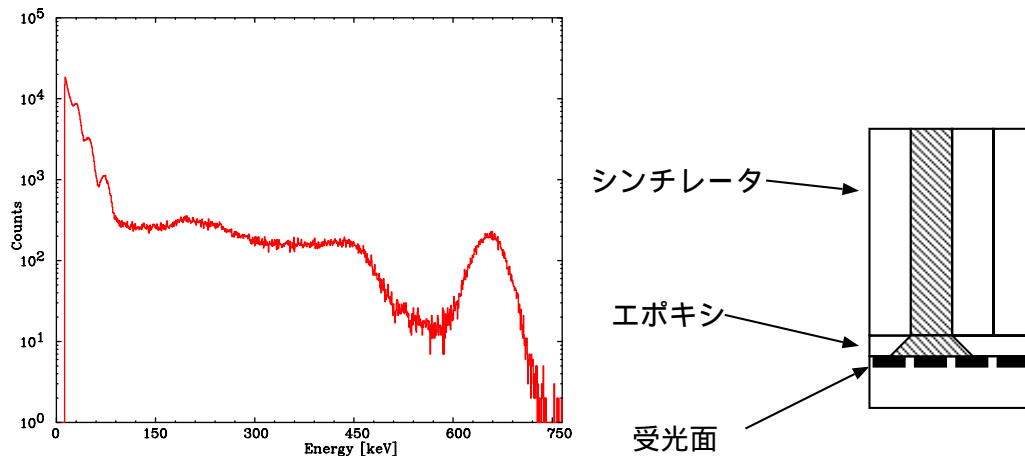


図 6.5: (左) D2 の ^{137}Cs スペクトル。低エネルギー側に他チャンネルからの漏れ込みが原因のピークが見える。(右) シンチレータと APD array 接合面の断面図。

漏れ込みを減らすため、シンチレータの底面に APD array ピクセルと同サイズ (1.6mm 角) の穴を開けた ESR の枠を貼り、シンチレーション光が正しいピクセルにのみ当たる

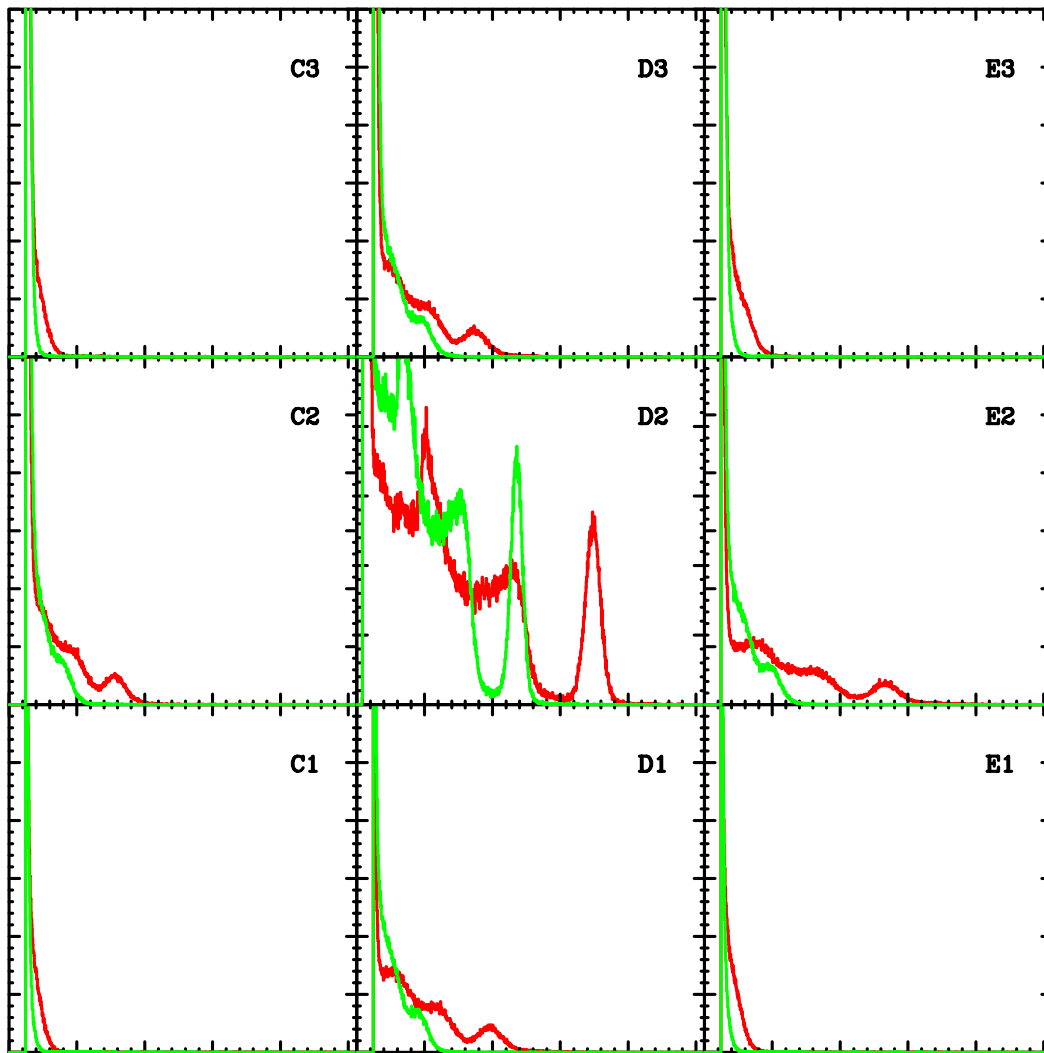


図 6.6: 中央にシンチレータを配置したときに隣接ピクセルから出力されるスペクトル (赤)。かなりの割合の光子が隣接チャンネルに漏れ込んでいる。ESR 製の枠を取り付けることで漏れ込みを軽減しているが、もとのチャンネルの光子まで減ってしまっている (緑)。なお、中心以外は見やすいように横軸のスケールを約 8 倍にして表示している。

ようにしたところ、図 6.6 の緑線のようになり、漏れ込みは 15% 程度まで減少したが、その分本来のチャンネルの出力も減ってしまい、分解能が悪化してしまう。漏れ込みを解決するにはエポキシ部分を光学的に分離する必要があり、現段階では加工を見送った。代替手段として、光の漏れ込みによる影響をデータ解析段階で取り除く手法について次節で議論する。

6.3.3 データ解析による干渉効果の除去

VA32TA5 で取得したデータは、1 イベントにつき 32ch 全ての出力が記録されている (4.3 節参照)。そのため、トリガーチャンネルに隣接したチャンネルのデータを見ることで、漏れ込みの効果を見積もることができる。

隣接チャンネルからの漏れ込みの場合、漏れ込みを受けたチャンネルの出力よりも、トリガーを出力したチャンネルの出力のほうが大きい (図 6.7) ので、VA32TA5 で取得した各イベントデータの中から、出力が 32ch 中最大値を取ったものをトリガーチャンネルと見なして、当該チャンネルがトリガーチャンネルとなるイベントのみを用いたスペクトルを再取得した。その結果得られたのが図 6.8 である。処理前 (図中赤) と処理後 (同青) を比べると、低エネルギー側の漏れ込みとノイズがきれいになくなっており、この時のエネルギー閾値が $\sim 40\text{keV}$ と求まる。また、隣の 4 チャンネルでトリガーしたイベントの出力データから、そのイベントの漏れ込みによるスペクトルを作成すると図中の緑線のようにになり、赤線の低エネルギー側の構造を良く再現していることが分かる。

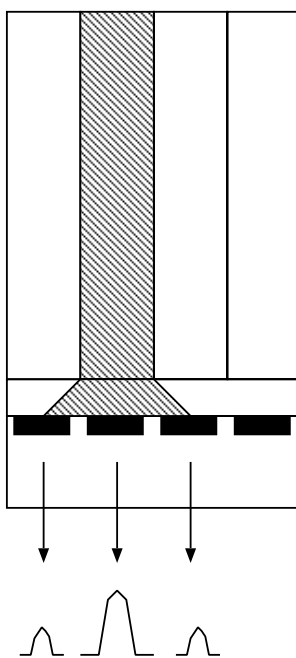


図 6.7: 光の漏れ込みによる出力値の大きさの違い

このようにデータ解析段階で漏れ込みによるノイズを除去できるが、この手法を応用することで、コンプトン散乱によるイベントについても識別することができる。図 6.8 の緑線で、 300keV 程度まで裾が伸びた構造が見られるが、これはコンプトン散乱による 2hit

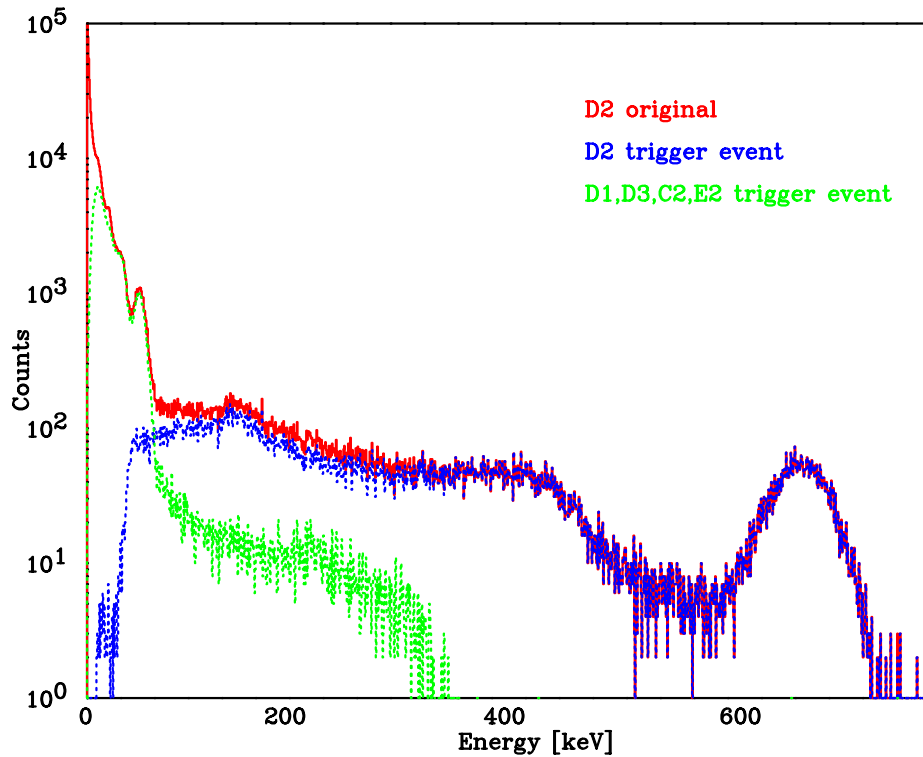


図 6.8: イベントセレクションによるスペクトルの分離 (チャンネル D2 について)。もとのスペクトル (赤) からトリガーイベントのみを取り出すことで、ノイズのない (青) スペクトルが得られる。低エネルギー側の構造は隣接チャンネルからの漏れ込み (緑) で説明できる。

イベントを示している。散乱光子の角度依存性は、

$$E' = \frac{E_0}{1 + \frac{E_0}{m_e c^2} (1 - \cos \theta)}$$

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{1}{2} r_0^2 \left[1 + \cos^2 \theta + \frac{\frac{E_0}{m_e c^2} (1 - \cos \theta)^2}{1 + \frac{E_0}{m_e c^2} (1 - \cos \theta)} \right]$$

(E_0 、 E' はそれぞれ入射光子、散乱光子のエネルギー、 m_e は電子の静止質量、 c は光速、 θ は入射光子と散乱光子のなす角度、 r_0 は古典電子半径) と表すことができる。散乱イベントの最大エネルギーは $\theta = 180^\circ$ のときの $\sim 480\text{keV}$ であるが、イベントセレクションで自分以外のチャンネルでより大きなエネルギーを落としたイベントを表示しているため、緑線の最大値が 662keV のちょうど半分の 330keV 程度になっている。

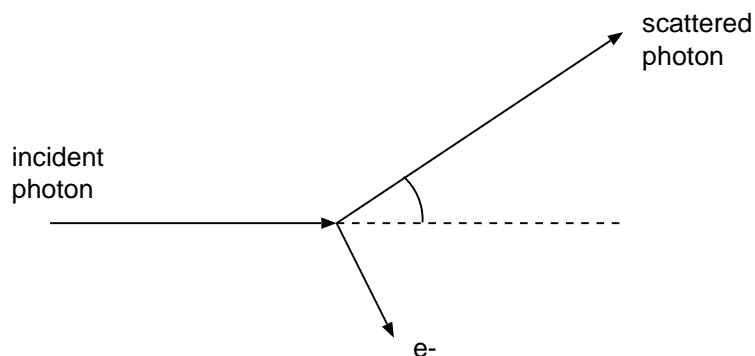


図 6.9: コンプトン散乱の模式図

6.4 線のフラットイメージ

続いて X 線と同様に、662keV 線を約 5cm 上方から照射し、光電吸収ピークから 2σ 以内の出力を持つ信号を抜きだしてそのカウント数から線のフラットイメージを作成した。図 6.10 がそのフラットイメージである。

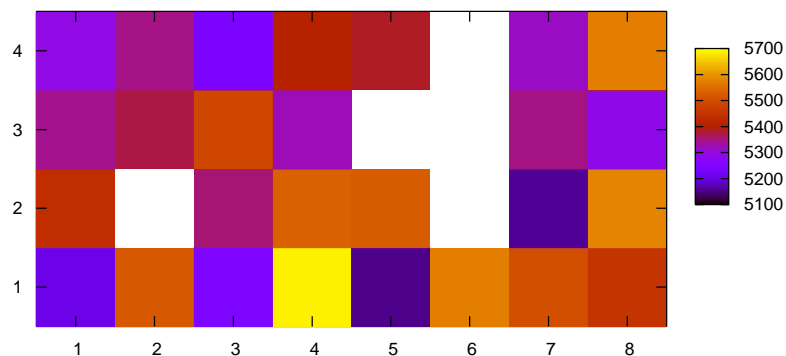


図 6.10: 線を用いたフラットイメージ。温度 20℃、測定時間は 5000 秒。

こちらでも統計ゆらぎから予想される値 ($\sqrt{5500} \sim 74$) よりもばらつきが大きい。ばらつきの分布は X 線とは異なり、カウント数の多いものと少ないものが交互に並んだ形になっている。これはシンチレータの加工精度が大きいものと小さいもので約 0.1mm のサ

イズ誤差があることが原因と思われる。シンチレータを並べる際に大きいものと小さいものを互い違いに並べて間隔を均等にしており、その影響がフラットイメージにも出ていると思われる。カウント数の最大値と最小値は500程度の差であり、またシンチレータの大きさは2.2mmと2.1mmの間で、シンチレータの断面積の比は $(2.2^2/2.1^2) \sim 1.1$ と、カウント数のばらつきと同程度である。

6.5 スポット照射イメージ

次に装置の上に3mmφの穴のあいた厚さ4cmの鉛コリメータを置き、コリメータを通して662keV 線を照射した。そして前節で求めた、ピークから 2σ の範囲にあるものを662keVのイベントとして、イメージを取得したところ、図6.11~6.14のようになった。

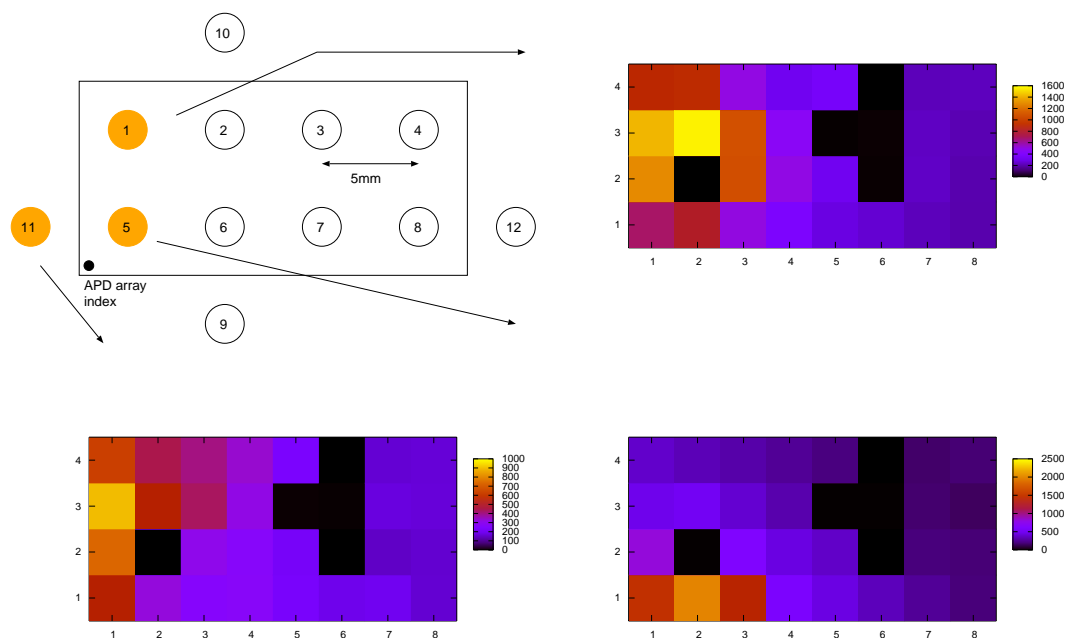


図 6.11: 得られた 線のスポットイメージ (1)

明るく数ピクセルにまたがって現れているのが 線イメージであり、周囲の暗い部分は鉛を通過してきた 線によるバックグラウンドである。このバックグラウンドを差し引いて横軸にカウント数を射影すると、図 6.15 のようにカウントが移動していく様子が分かる。

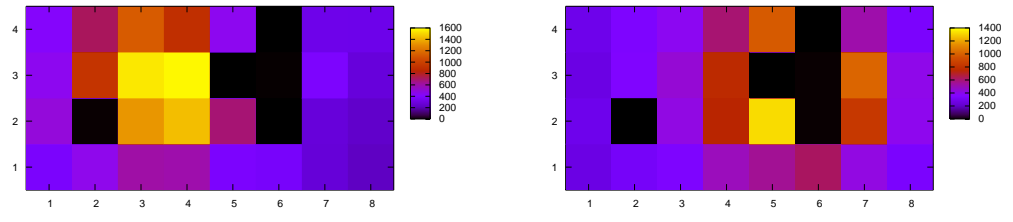
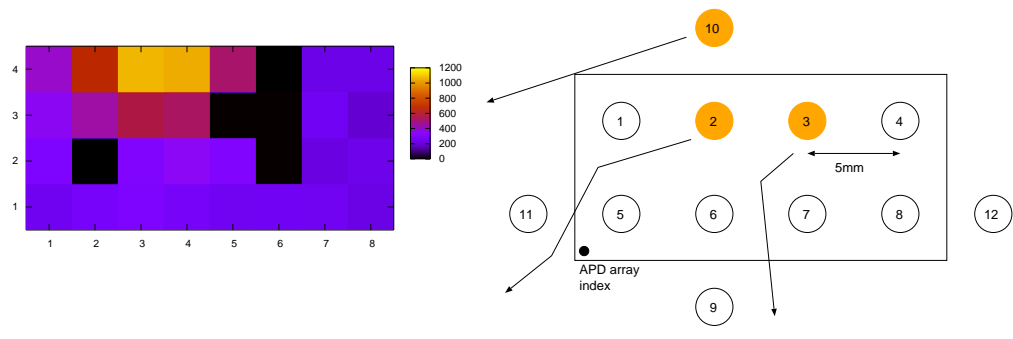


図 6.12: 得られた 線のスポットイメージ (2)

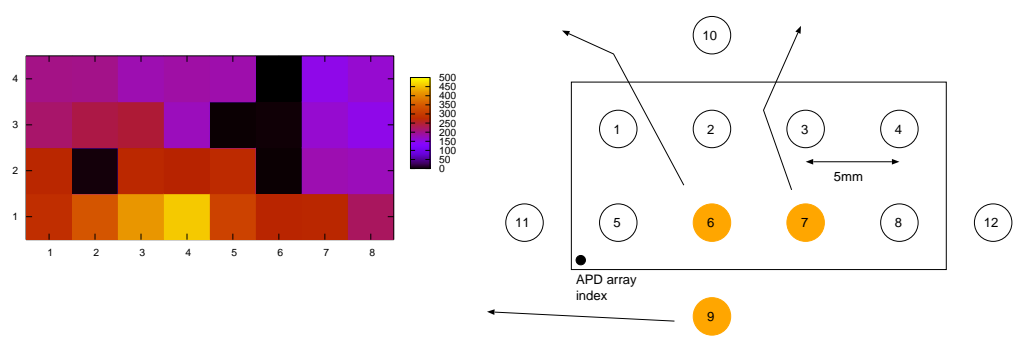
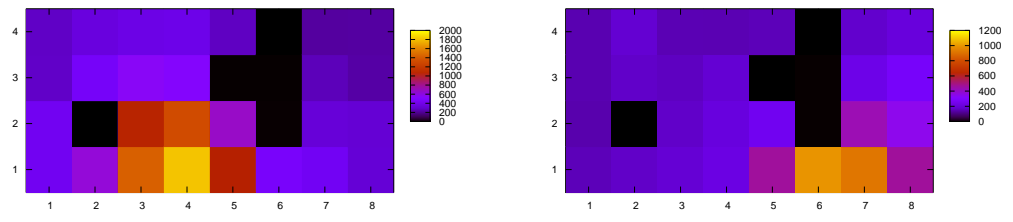


図 6.13: 得られた 線のスポットイメージ (3)

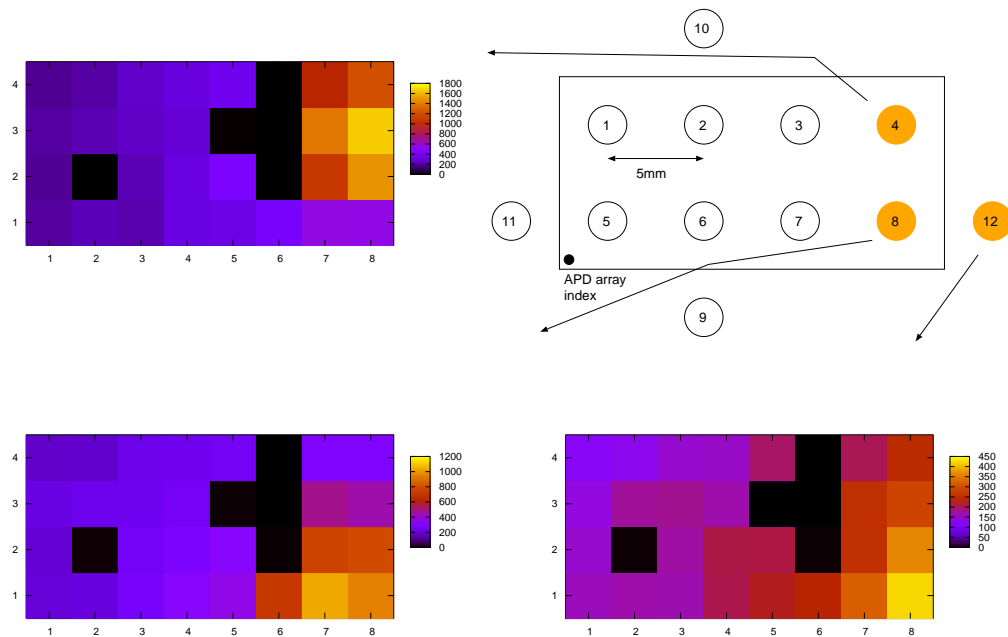


図 6.14: 得られた 線のスポットイメージ (4)

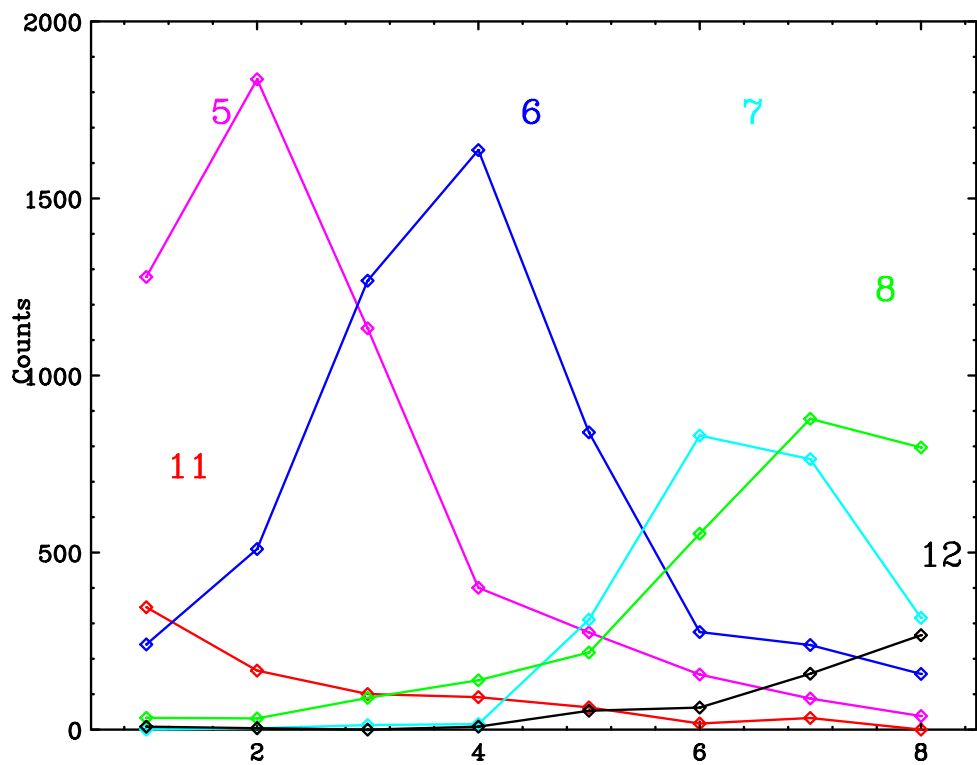


図 6.15: カウント数を縦方向に射影した図。横軸は APD array の列番号。

第7章 将来展望

7.1 新たな撮像検出器として

我々は今回のプロトタイプ撮像検出器をもとにして、図 7.1 のような広いエネルギー領域に対応した撮像検出器の開発を行う予定である。10keV 程度までの軟 X 線に対しては、検出器表面部の APD array で直接検出を行い、それ以上のエネルギーを持った硬 X 線や線に対しては後背部のピクセルシンチレータを用いて検出を行う。2次元検出器からの出力を効率よく取り出すために、バンブ結合の手法を用いることも検討している。実現すれば、0.5keV ~ 1000keV という非常に広範囲での撮像が可能になり、硬 X 線望遠鏡の焦点面検出器としてや、硬 X 線の偏光検出などの用途にも用いることができる。

また X 線天文学だけでなく、高速読み出しの可能な検出器であることを利用して、医療用 PET のような用途にも応用が期待される。PET は対消滅線を捕らえてその到来位置を決定するという特徴から、非常に正確な線の同時計数観測が必要である。そのため非常に素早いシステムが必要になるが、APD array と高速かつ阻止能の高い LSO シンチレータを用いることによって、位置分解能および時間分解能の両方に優れた検出器を実現させることが可能である。APD array を用いた PET の研究はすでに行われており [32, 33]、APD array と VA32TA5 を組み合わせることでよりコンパクトな検出器にできることが期待される。

さらに、広いエネルギー範囲での撮像が可能であることから、レントゲン写真に応用することで多波長でのレントゲン写真を得ることができるようになる。現在のレントゲン写真や CT では単色 X 線の強度変化のみで情報を得ているが、多波長観測を行うことで今までとは異なった新しい診断方法が生まれるかもしれない。

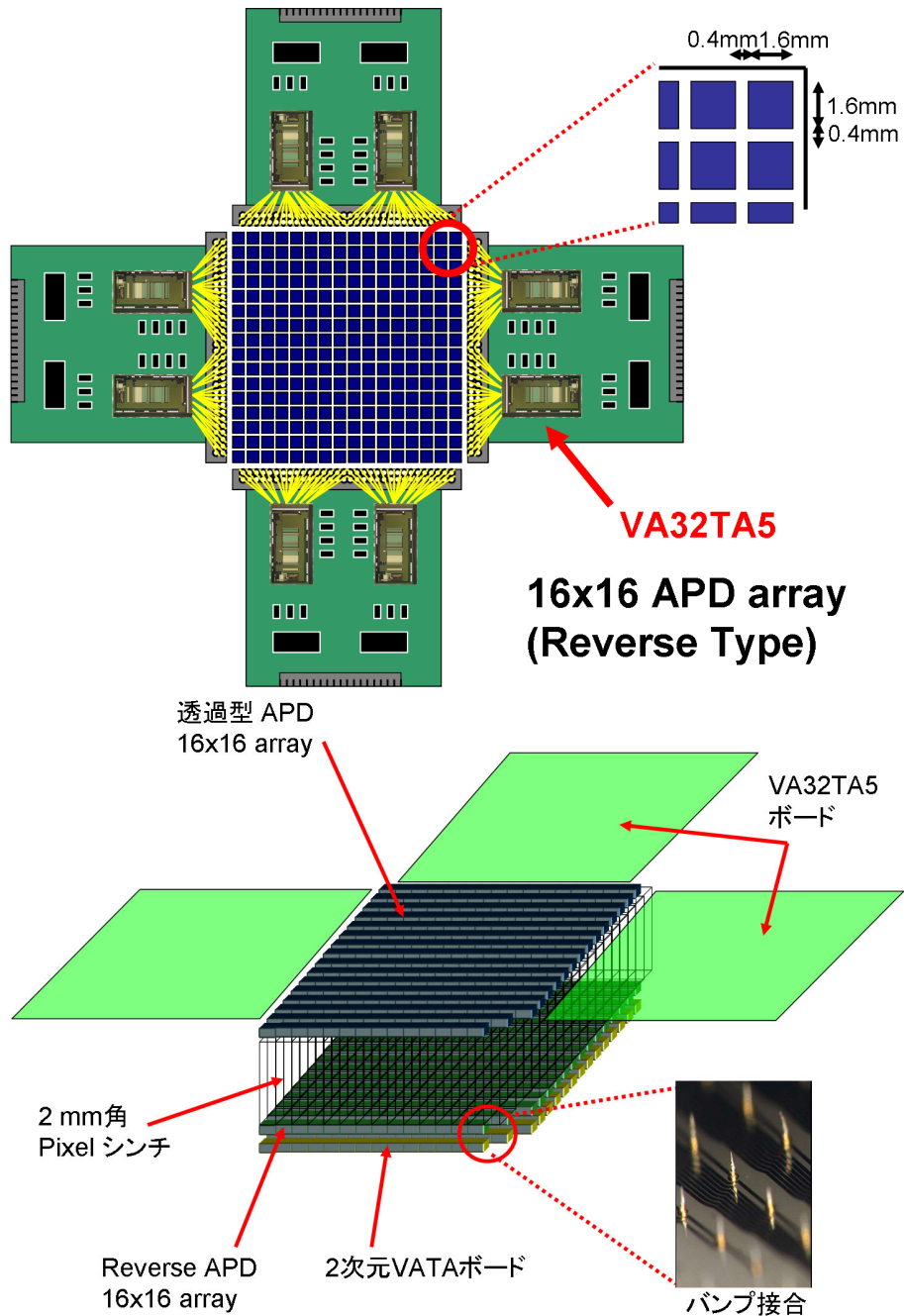


図 7.1: APD array と VA32TA5 を用いた広エネルギー領域撮像検出器の概念図

7.2 多チャンネル読み出しシステムとして

撮像検出器としてだけでなく、APDの多チャンネル読み出しシステムとしてのVA32TA5の応用も期待される。APDはその性能とコンパクトな大きさを活かして、日本の次期X線天文衛星「NeXT」への搭載が検討されている。

NeXT 衛星はすざく衛星 (2005 ~) に続く衛星として、2011 年頃の打ち上げを計画している日本で 6 番目の X 線天文衛星であり、軟 X 線分光器 (SXS)、広帯域撮像検出器 (WXI)、軟 X 線検出器 (SGD) という 3 つの検出器が搭載される予定である。SXS は X 線カロリメータを搭載し、 $\Delta E=2\text{eV}$ という非常に優れた分解能をグレーティングのような分散型検出器を用いずに達成することを目標とする検出器である。また、WXI は多層膜反射望遠鏡とともに用いることで、 $0.3\text{keV} \sim 80\text{keV}$ という広範囲についての撮像観測を目的としており、特に 10keV 以上に関しては世界初の望遠鏡による撮像観測を行う。さらに SGD はコンプトン運動学を用いて X 線の到来方向を決定する望遠鏡であり、すざく衛星に搭載された硬 X 線検出器 (HXD) に比べて 1 桁以上感度の高い観測が可能である。

WXI や SGD のエネルギーでは、天体から到来する光子数が少ないため、高エネルギー荷電粒子や視野以外からのバックグラウンド X 線による影響が大きく、これを低減させることが感度の良い観測に必要な不可欠である。そのため、検出器を BGO シンチレータで覆い、検出器と BGO の反同時計数を行うことで視野以外からのイベントを除去するアクティブシールドが用いられている。APD はこのシールド BGO の読み出し部分に用いられることが検討されており (図 7.2、[27])、その大きさや量子効率によって従来の光電子増倍管を用いたアクティブシールドよりも、感度やサイズをはるかに改善することができる。BGO 読み出し用の APD は数も多く、読み出す際に本研究の成果を活かすことができる。

7.3 APD の将来計画

APD はその性能から次世代の検出器として利用が計画されており、我々は開発を進めている。我々はこれと平行して工学部松永研究室との共同で東工大衛星の開発を行っており、現在は放射線検出器として APD を世界で初めて搭載する大学発の超小型衛星プロジェクト「Cute-1.7 プロジェクト」を 2006 年 2 月打ち上げを目指して進行中である [28]。このプロジェクトでは放射線検出器としての APD の宇宙環境テストを行い、NeXT 衛星など次世代の X 線天文衛星への APD 利用のための足掛かりとするとともに、荷電粒子モニターとして用いることで低エネルギー荷電粒子の分布を世界で初めて調査する予定である。

さらに Cute-1.7 プロジェクトの次のプロジェクトとして、偏光観測衛星 Cute2 「燕」や、バースト即時通報衛星「風鈴」なども計画されている。偏光観測衛星 Cute2 「燕」は

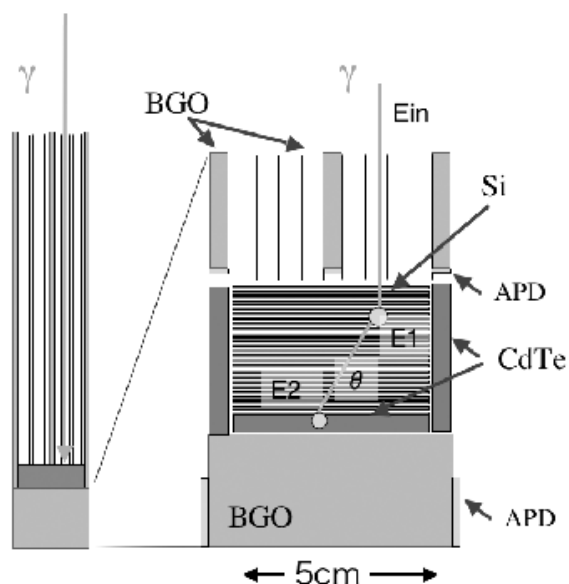
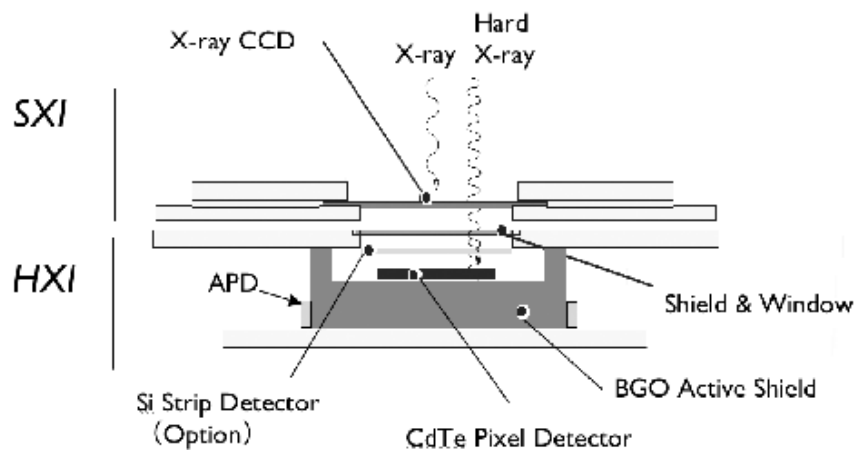


図 7.2: NeXT 衛星搭載の広帯域撮像検出器 WXI (上) と軟 線検出器 SGD (下)

30×30×20cm、20kg の衛星で、小型 CMG (コントロールモーメントジャイロ、ジャイロの回転軸をコントロールして衛星の姿勢を調節する) を搭載し、定常天体だけでなく線バーストなどの突発天体に対しても偏光観測を行うことができる小型衛星である [42]。X 線の偏光観測は現在までに数えるほどしか観測例がなく、X 線偏光天文学を新たに切り開くことができる。APD はこの衛星の散乱型偏光計および線バーストモニターとして搭載予定である。また、バースト即時通報衛星「風鈴」は大きさ 50cm 立方の衛星であり、APD と CsI シンチレータ及び従来から利用実績のあるすだれコリメータを組み合わせ、小型でありながら現在の線バースト観測衛星と遜色無い感度で位置決定を行うこと

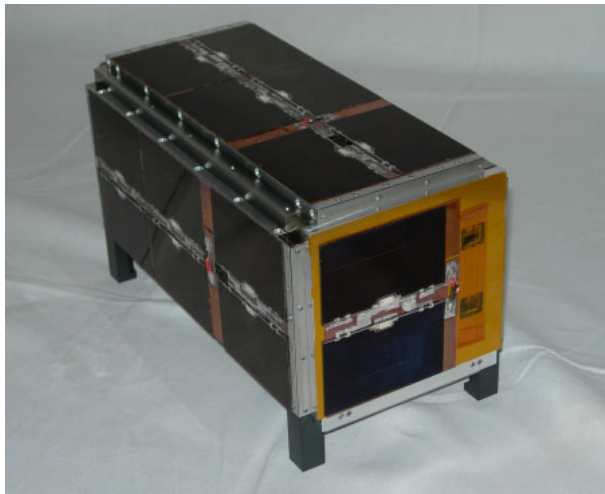


図 7.3: 東工大衛星 Cute-1.7 (2006 年 1 月末撮影)

ができる [43]。どちらの衛星も 2008 年以降の打ち上げを目指して計画中である。

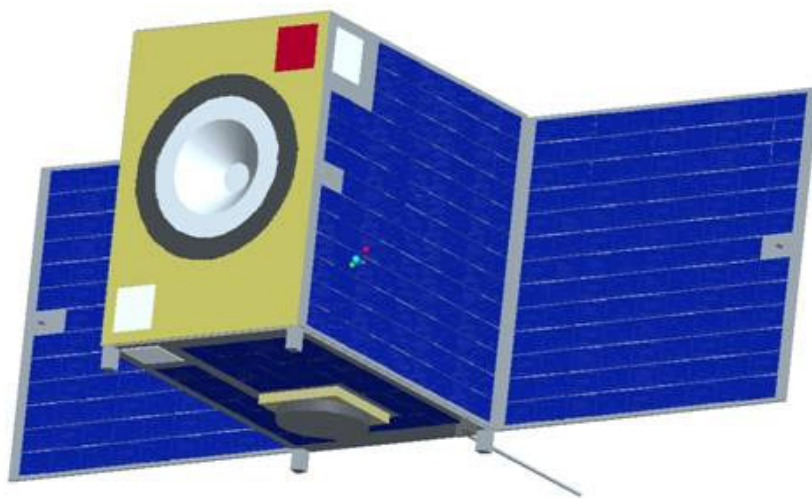


図 7.4: 偏光観測衛星 Cute2「燕」

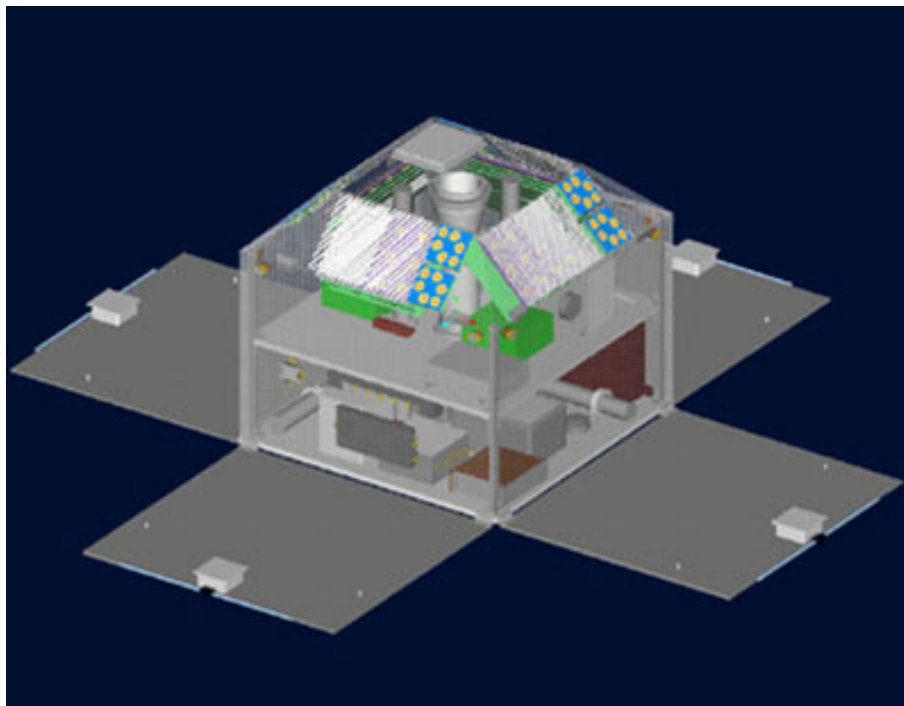


図 7.5: バースト即時通報衛星「風鈴」

第8章 まとめ

32ch APD array 検出器の性能評価

多チャンネル APD 素子である APD array S8550 に対し、増幅率、暗電流、容量それぞれについて、単一素子としての性能及び各ピクセル素子の性能のばらつきを評価した。その結果、増幅率のばらつきは 3%程度と殆どなく、均一な性能を示している。また、ピクセル検出器以外の表面部分からの光電流の漏れ込みが存在していることが分かった。暗電流や容量については、電極構造の影響が出ている結果が得られ、ばらつきの大きさは増幅率よりも若干大きい。また、単一素子としての性能はどの測定に関しても顕著な特徴は見られず、単一チャンネルの APD による結果と無矛盾である。

アナログ VLSI VA32TA5 の性能評価

32ch の検出器信号を読み出し可能な既存の VA32TA に対し、帰還容量を大きくすることで (0.1→1pF) ダイナミックレンジを広げる改良を行った新しいチップ VA32TA5 の性能評価を行った。個別の回路の場合、既存のチップ VA32TA、そして新しいチップ VA32TA5 の 3 種類について、ゲイン一様性、ダイナミックレンジと線形性、ノイズ一様性および容量勾配について測定した。その結果、ダイナミックレンジおよび線形性については、従来の VA32TA に比べて VA32TA5 では改善されており、少なくとも 1~100fC までの入力に対して一意に出力が与えられることが分かった。また、ゲイン一様性 (~0.3%) やノイズ一様性 (~6%) に関しても、VA32TA5 の性能は 32ch プリアンプや VA32TA と遜色無い性能を示している。容量勾配についてのみ、32ch プリアンプ (約 30eV/pF) に比べて性能が悪い (0.44keV/pF) が、VA32TA (0.99keV/pF) に比べるとノイズレベルが半分程度に押さえられている。

APD array と VA32TA5 を用いた撮像検出器の性能評価

APD array と VA32TA5 を用いて撮像検出器のプロトタイプを製作し、その性能を X 線

の直接検出とシンチレータによる線検出の2つの場合について評価を行った。X線の直接検出に関しては非常に一様なスペクトルが得られ、分解能やゲインのばらつきは小さい。これに対し線検出ではゲインや分解能のばらつきが大きいが、シンチレータの接合状態によるばらつきが出ているためだと考えられる。

フラットイメージはX線、線とも統計ゆらぎから予想されるばらつきよりも大きく、空乏層のばらつきやシンチレータの大きさのばらつきなどが現れている。鉛のコリメータを用いた線スポットイメージについては、照射位置をずらしていくにつれて像も移動していく様子が見て取れる。

隣接チャンネルへの干渉効果については、VA32TA5内部やAPD内部での干渉効果は殆ど無視することができるが、シンチレーション光の漏れ込みによる影響は、スペクトルの低エネルギー側に顕著に現れている。エポキシ被膜を分離することで漏れ込みを改善できるが、今回はデータ解析段階で漏れ込みによる影響を取り除いた。イベントセレクションによって低エネルギー側の漏れ込み成分を取り除くことができ、エネルギー閾値が $\sim 40\text{keV}$ と求めることができた。

関連図書

- [1] Glenn F. Knoll, 放射線計測ハンドブック 第3版, 日刊工業新聞社, (2001)
- [2] <http://www.ncc.go.jp/jp/index.html>
- [3] <http://www.jrias.or.jp/>
- [4] Malcolm S. Longair, *High Energy Astrophysics*, Volume 2, (1994)
- [5] George B. Rybicki, Alan P. Lightman, *Radiative Process in Astrophysics*, (1979)
- [6] X線天文衛星 Asto-E2 講習会 資料集 (2004)
- [7] 今西健介, 修士論文, 京都大学, (2000)
- [8] 辻本匡弘, 修士論文, 京都大学, (2000)
- [9] <http://cxc.harvard.edu/>
- [10] T. Okajima et al., 2004, *Advances in Space Reserch*, 34, 2682
- [11] <http://swift.gsfc.nasa.gov/docs/swift/swiftsc.html>
- [12] T. Takahashi et al., 2004, *New Astronomy Reviews*, 48, 269
- [13] H.O.Anger, 1958, *Review of Scientific Instruments*, 29, 27
- [14] E. Miyata et al., 2004, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch*, A525, 122
- [15] A. Ochi et al., 1996, *Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch*, A378, 267

- [16] Y. Yatsu et al., 2006, Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, submitted
- [17] Y. Kuramoto et al., 2006, in preparation
- [18] 五十川知子, 修士論文, 東京工業大学, (2005)
- [19] T. Ikagawa et al., Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A538, 640
- [20] T. Ikagawa et al., Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A515, 671
- [21] P. P. Webb et al., 1974, RCA Review, 35, 234
- [22] 杉崎睦, 修士論文, 東京大学, (1996)
- [23] K. Deiters et al., 2000, Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A442, 193
- [24] M. Yokoyama et al., 2001, IEEE Transactions on Nuclear Science, 48, 440
- [25] IDEAS VA32TA5 specification
- [26] IDEAS VA32TA specification
- [27] T. Takahashi et al., 2004, SPIE, 5488, in press
- [28] 倉本祐輔, 修士論文, 東京工業大学, (2006)
- [29] F. Lei et al., 1997, Space Science Reviews, 82, 309
- [30] W. R. Leo, *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments*, (1994)
- [31] R.Sato et al., 2006, Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A556, 535
- [32] P. Crespo et al., 2004, IEEE Transactions on Nuclear Science, 51, 2654
- [33] M. Kapusta et al., 2004, IEEE Transactions on Nuclear Science, 51, 1389
- [34] M. Kapusta et al., 2003, Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A504, 139

- [35] R. Lecomte et al., 1999, Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A423, 92
- [36] J. Kataoka et al., 2005, Nuclear Instruments and Methods in Physics Reserch, A541, 398
- [37] H. Tajima et al., 2004, IEEE Transactions on Nuclear Science, 51, 842
- [38] 三谷烈史, 修士論文, 東京大学, (2003)
- [39] 田中孝明, 修士論文, 東京大学, (2004)
- [40] 谷津陽一, 卒業論文, 東京工業大学, (2003)
- [41] 澤本直之, 卒業論文, 広島大学, (2004)
- [42] 第 12 回衛星設計コンテスト 発表資料及びミッション解析書, (2004)
- [43] 第 10 回衛星設計コンテスト 発表資料及びミッション解析書, (2002)

謝辞

本研究を進めるにあたり、多大な助言をして頂いた指導教官の河合誠之先生、助手の片岡淳さんにまず御礼を申し上げます。また、1年間共に実験をして頂き、的確な助言をして頂いたPDの植野優さんには本当にお世話になりました。さらに研究室の皆さん、特に同じ河合研究室の先輩であるD1の谷津さん、同期の倉本君、有元君にもお世話になりました。この場を借りて御礼申し上げます。