宇宙軟γ 線検出器SGD用BGOアクティブシールドのAPD光読み出しの研究

広島大学理学部物理科学科
高エネルギー宇宙・素粒子実験研究室
B044116
池尻 祐輝
主査:深澤泰司　　副査:黒岩芳弘

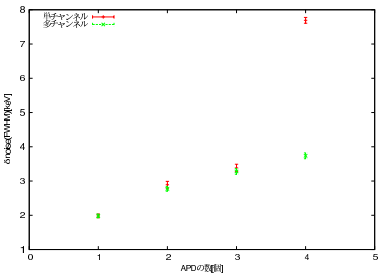
2008年 2月8日

概 要

硬 X 線領域 (数 10keV) の非熱的放射機構の解明は、宇宙や、天体の進化解明と非常に密接な関係がある。2013 年打ち上げを目標とした、日本で 6 番目の X 線天文衛星「NeXT」は 4 種類の検出器を搭載し、硬 X 線領域以上の観測精度の飛躍的向上が期待されている。

検出器の 1 つ、高感度軟γ 線検出器-SGD は、多積層コンプトンカメラを主な検出部として、周囲を BGO 井戸型アクティブシールドで囲むことにより、バックグラウンドの大幅な低減を目指す。現在、アクティブシールドの光読み出しには APD が検討されている。APD を用いることにより、量子効率、エネルギー分解能、threshold の向上、また、検出器全体の小型化、軽量化が可能となる。

しかし、APD が実用段階に入ったのは近年であり、今後複数の APD 信号をどのように低ノイズで読み出すのか、また APD による効率的なシンチレーション光の読み出し方などが課題である。



そこで本研究では複数の APD を増幅する PreAmp の数によるノイズの影響を検証し、今後の SGD 設計の指針を示す。図は複数の APD を同じ数の PreAmp を用いて増幅した場合 (多チャンネル) と、信号線を一つにまとめ一つの PreAmp で読み出した場合 (単チャンネル) のノイズの比較である。これにより、3ch までは PreAmp の数を増やしてもノイズの増加は 0.1keV 程度に抑えられることが分かった。

目 次

第 1 章　序論 **7**

第 2 章　結晶シンチレータと半導体検出器を用いたγ 線検出器 **8**
2.1 次世代 X 線天文衛星 NeXT 8
2.1.1 SGD -Soft Gamma-ray Detector 8
2.1.2 SGD と HXD 9
2.1.3 宇宙γ 線観測におけるアクティブシールド 10
2.2 研究目的 10
2.3 信号処理回路 11
2.3.1 BGO シンチレータ 12
2.3.2 APD -アバランシェフォトダイオード 13
2.4 結晶シンチレータと半導体検出器のノイズ 14
2.4.1 APD に起因するノイズ 14
2.4.2 処理回路におけるノイズ 15
2.4.3 半導体検出器におけるノイズ 17
2.5 結晶シンチレータと半導体検出器のエネルギー分解能 19

第 3 章　複数 APD を読み出す PreAmp の数 **20**
3.1 実験目的 20
3.2 取得スペクトルにおけるノイズの定義 20
3.2.1 VME 信号処理回路 21
3.3 PD -フォトダイオード 23
3.3.1 PD 特性 23
3.3.2 PreAmp 特性 24
3.3.3 PD を用いた読み出し PreAmp 数によるノイズの変化 26
3.3.4 理論値との比較 29
3.4 APD -アバランシェフォトダイオード 30
3.4.1 APD 特性 31
3.4.2 較正 32
3.4.3 APD を用いた PreAmp 数比較 33
3.4.4 理論値との比較 36
3.5 APD の数と光量の違い 37
3.6 配線ケーブルによるノイズ 37
3.6.1 実験セットアップ 37
3.6.2 実験結果 38
3.6.3 考察 40
3.6.4 結論 41

第 4 章　ライトガイドの形状による光量 **42**
4.1　ライトガイドの役割 42
4.2　実験目的 42
4.3　実験に用いた BGO· ライトガイド 42
4.3.1　BGO プレート 42
4.3.2　ライトガイド 43
4.4　実験方法 43
4.5　結果と考察 44

第 5 章　まとめ **47**

表 目 次

2.1 放射線検出のためのシンチレータ特性比較 [5] 13
2.2 光検出器の特性比較 [5] 14

3.1 VME 信号処理回路中のモジュール 22
3.2 HV=40V における各 PD の特性 24
3.3 ^{241}Am(59.5keV) を照射した時のピークチャンネル 24
3.4 入力容量 C[pF] $\rightarrow \delta_{noise,RMS}$[ch] の変換式 26
3.5 1 つの PD を 1 つの PreAmp で読み出し、波高値を足し合わせた場合の $\delta_{noise,FWHM}$ () 内は理論値 28
3.6 複数の PD を 1 つの PreAmp で読み出した場合の $\delta_{noise,FWHM}$ () 内は理論値 28
3.7 HV=300V における各 APD の特性 32
3.8 APD1 つのノイズ 34
3.9 1 つの APD を 1 つの PreAmp で読み出し、波高値を足し合わせた場合の $\delta_{noise,FWHM}$ 34
3.10 複数の APD を 1 つの PreAmp で読み出した場合の $\delta_{noise,FWHM}$ 35
3.11 それぞれの組合せにおける $\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$ 36
3.12 APD1 つに対する光量比 [7][8] 37
3.13 0cm と 100cm の場合の $\delta_{noise,FWHM}$ 40

4.1 アクリルとガラスの特性比較 42
4.2 各ライトガイドにおける照射エネルギーに対するピークチャンネル () 内は noLG に対する比 45
4.3 再現性のピークチャンネル () 内は 1 回目とのずれ [%] 45

図 目 次

2.1 NeXT 衛星予想図 [1] . . . 9
2.2 SGD ユニット概念図 [2] . . . 9
2.3 SGD 全概念図 [3] . . . 9
2.4 SGD と HXD 概念図 [4] . . . 10
2.5 現段階での SGD 案概念図 2×2(左) 3×3(右) . . . 11
2.6 一般的なシンチレーション検出器の処理回路 . . . 11
2.7 PD の等価雑音回路 [12] . . . 17
2.8 APD の等価雑音回路 [12] . . . 18

3.1 $\delta_{noise,FWHM}$ の定義 . . . 21
3.2 VME 信号処理回路のブロック図 [6] . . . 21
3.3 HU4715 の回路図 . . . 22
3.4 タイミングチャート . . . 23
3.5 オシロスコープで見た波形 . . . 23
3.6 各電圧での PD 特性 暗電流 (左) 端子間容量 (右) . . . 24
3.7 較正直線取得のための実験回路ブロック図 . . . 24
3.8 容量特性測定回路のブロック図 . . . 25
3.9 入力容量による $\delta_{noise,RMS}$ の変化 . . . 25
3.10 各 PreAmp で得られたスペクトル . . . 25
3.11 4 つの PreAmp のイベントすべてを足し合わせたスペクトル . . . 25
3.12 (左)gain 補正した各 PreAmp のデータ → (右) 足し合わせたデータ . . . 26
3.13 (左) 各 PD のスペクトル (右)PD No6,7,8,9 のパルスデータを足し合わせたスペクトル . . . 27
3.14 複数の PD を 1 つの PreAmp で読み出した時のスペクトル (上左)No.6+7 (上右)No.8+9 (下右)No.6+7+8 (下左)No.6+7+8+9 . . . 27
3.15 多チャンネル (1 つの PD に 1 つの PreAmp)、単チャンネル (複数の PD に 1 つの PreAmp) における PD の個数による $\delta_{noise,FWHM}$ . . . 28
3.16 PD における実験値、理論値の比較 . . . 29
3.17 線源 ^{22}Na 照射時のスペクトル (左)shaper gain=500 PMCA 5V (右)shaper gain=100 PMCA 10V . . . 31
3.18 APD gain 測定のための回路ブロック図 . . . 32
3.19 各電圧での APD 特性 (左) 端子間容量 (中) 暗電流 (右) 増幅率 . . . 32
3.20 較正用回路のブロック図 . . . 33
3.21 HV=300V Cs-662keV のスペクトル . . . 33
3.22 (左) 各 APD のスペクトル (右)APD No.1,2,4 の波高値を足し合わせたスペクトル . . . 33
3.23 複数の APD を 1 つの PreAmp で読み出した時のスペクトル (上左)No.1+2 (上右)No.4+6 (下左)No.1+2+4 (下右)No.1+2+6 . . . 34

3.24 多チャンネル、単チャンネルにおける APD の個数による $\delta_{noise,FWHM}$ . . . 35
3.25 APD における $\delta_{noise,FWHM}$ の実験値、理論値比較 . . . 36
3.26 ケーブルによるノイズ測定のための回路ブロック図 . . . 38
3.27 DFS280 のスペック . . . 38
3.28 PD-ケーブルの接続図 . . . 38
3.29 各ケーブルに APD を接続してテストパルスを入力した時のスペクトル (左上から順に 10,20,30 $\cdots$) . . . 39
3.30 ケーブルの長さに対する $\delta_{noise,FWHM}$ . . . 39
3.31 HV=300V におけるケーブルの長さを変えた場合のスペクトル (上)0cm (下)100cm . . . 40

4.1 BGO プレートの寸法 . . . 43
4.2 実験に用いたライトガイドの寸法 . . . 43
4.3 BGO、ライトガイド、APD の接着 . . . 44
4.4 バルカーテープで覆った 3LG . . . 44
4.5 ライトガイドの APD 接着面 . . . 44
4.6 ライトガイド (LG) の違いによるスペクトルの変化 (左)Na511keV (右)Cs662keV 44
4.7 ライトガイドの角度と長さに対するピークチャンネルの依存性 . . . 45
4.8 ライトガイドの角度による光路の違い . . . 45

第1章　序論

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

このエネルギー帯域をより優れた精度で観測しようという試みが、2005 年に打ち上げられた「すざく」と現在開発中の「NeXT」という日本の 2 機の衛星である。「NeXT」衛星搭載の SGD(Soft Gamma-ray Detector) 検出器は、小型で軽量な APD を光読み出しに用いた BGO 井戸型アクティブシールドによる狭視野化、コンプトンカメラによる到来方向の決定によりバックグラウンドを極めて低く抑えられるのが特徴である。これにより硬 X 線領域においては「すざく」衛星の HXD(Hard X-ray Detector) 検出器よりも 1 桁以上も精度の良い観測を目指す。また、「NeXT」衛星は硬 X 線領域での撮像が可能であり、非熱的エネルギーを持つ粒子の位置、空間的な情報が得られる。

こうした非熱的宇宙の精度良い観測により、宇宙や天体の進化をも解明する手がかりが期待出来る。

第2章　結晶シンチレータと半導体検出器を用いたγ 線検出器

2.1　次世代X線天文衛星NeXT

X線天文学において多くの国がこれまで観測衛星を打ち上げ、その発展に貢献してきた。日本でも1979年に打ち上げられた「はくちょう」を始めとして、「てんま」、「ぎんが」、「あすか」、さらには2005年の「すざく」によりX線観測において重要な役割を担ってきた。これらに続くX線天文衛星として「NeXT」が2013年の打ち上げを目標として開発が進んでいる。

この地上では、エネルギーというものは基本的に、高い状態から低い状態へと移動する。しかし高エネルギー粒子が低エネルギー粒子のエネルギーを奪うという現象が、この宇宙ではしばしば起こっている。これらの粒子は熱平衡分布からは離れた非熱的分布に従うこととなる。非熱的エネルギーの総量は宇宙全体で熱的エネルギーと同等程度を占める可能性が高い。そのため、非熱的放射を観測することは宇宙や天体の進化を解明するうえで非常に重要な意味を持つ。

非熱的放射は10keV以下では、強い熱的放射に埋もれてしまって観測が困難である。熱的放射は10keV以上から次第に弱くなるため、非熱的放射の観測は硬X線領域(数10keV)が最適といえる。よって硬X線検出器を持たない「すざく」以前の観測衛星では、その観測は不可能であった。硬X線領域の観測を可能にした「すざく」でも撮像能力まではなかったため、空間情報を得ることは出来なかった。

そこで次世代X線天文衛星である「NeXT」では、80keVまでの硬X線領域において世界初の撮像観測や、さらに高いエネルギー領域である軟γ 線領域(数100keV)を、過去になかった程の精度で観測することを目的としている。

2.1.1　SGD -Soft Gamma-ray Detector

NeXT衛星には4種類の検出器が搭載される。中でも本研究に関連するのはSGD(Soft Gamma-ray Detector)と呼ばれる高感度軟γ 線検出器である。

SGDは「すざく」衛星搭載の硬X線検出器HXDでも用いられた、BGOの井戸型アクティブシールドと半導体多層コンプトンカメラを組み合わせた構造をしている(図2.2)。HXDで実現した井戸型アクティブシールドの狭視野に、コンプトン運動学を用いたコンプトンカメラを組み合わせることにより、さらにγ 線の到来方向を制限することにより、これまでの軟γ 線検出器の感度向上の最後の障壁であった、検出器自体の放射化によるバックグラウンドを大幅に低減出来る。

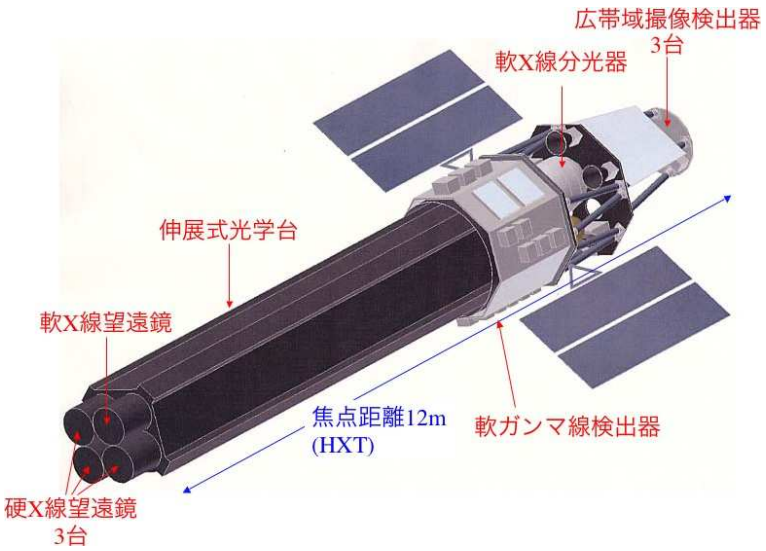


図 2.1: NeXT 衛星予想図 [1]

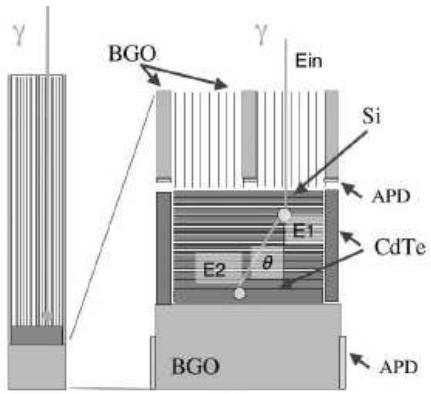


図 2.2: SGD ユニット概念図 [2]

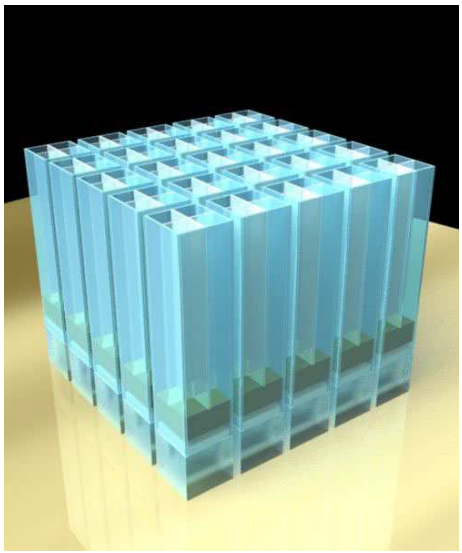


図 2.3: SGD 全概念図 [3]

2.1.2 SGD と HXD

先述した通り、SGD は HXD の技術を受け継いでいる。基本的な構造は同じだが、要所で小型化、感度向上等の工夫がなされている。まず一番大きな違いにコンプトンカメラの導入がある。HXD では主検出部に GSO シンチレータ+半導体検出器という組合せを使った。しかし硬 X 線 ~ 軟γ 線領域ではエネルギーが高く、コンプトン散乱が支配的になる。そこで BGO アクティブシンチレータの中に、半導体多層コンプトンカメラを入れることにより、コンプトン運動学からγ 線の到来方向を決定出来る。その方向が視野外であればバックグラウンドとして除外される。

HXD では、アクティブシールドとして BGO の読み出しに光電子増倍管 (PMT) を用いていたが、SGD では複数のアバランシェフォトダイオード (APD) で読み出すことが検討されている。APD を用いることにより、シンチレーション光に対する量子効率が向上し、エネルギー分解能もよくなる。さらに PMT に比べて非常に小型なため、積載重量や空間に限度がある人工衛星にとってはよい利点となる。また、BGO の形状も柔軟に設計出来

る。しかし、APD は欠点として、その受光面積の狭さがある。そのため複数 APD を用いることになるが、ノイズ、分解能等、諸々の問題点もみられる。これらの問題点を解決しさえすれば、硬 X 線 ~ 軟γ 線観測における精度は、理想的にはこれまでよりも一桁以上もの向上が期待される。

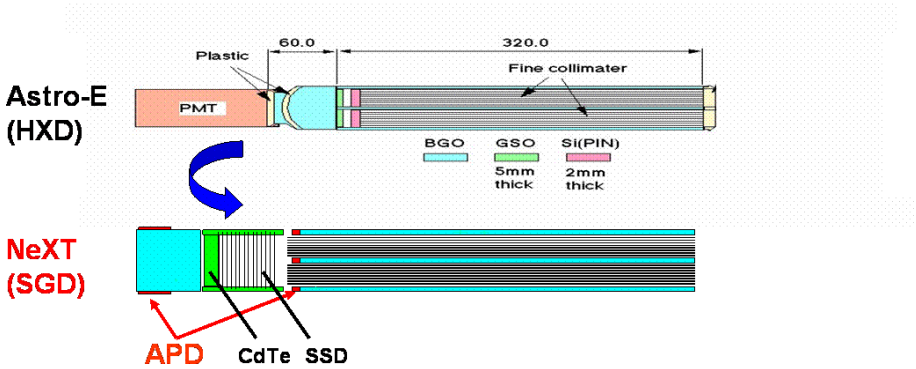


図 2.4: SGD と HXD 概念図 [4]

2.1.3 宇宙γ 線観測におけるアクティブシールド

宇宙からはあらゆる方向から様々な強度の放射線が到来している。それに対して、観測対象の天体からくる放射線は非常に少量である。より高い感度の観測をするためには、これらのバックグラウンドが主検出部に到達しないように遮蔽、あるいは到達してもバックグラウンドとして区別出来る必要がある。

X 線のようなエネルギーが低く、透過力も弱いバックグラウンドは鉛等の原子番号の大きな物質でシールドすれば、比較的簡単に防ぐことが出来る (パッシブシールド)。しかし、γ 線領域になると、光子がシ− ルドでコンプトン散乱された後、通り抜けてしまう場合がある。これを完全に防ぐために必要なシールドは非常に重くなってしまう。また、宇宙線はシールドと主検出部両方を突き抜けて両者に信号を残す。さらに、宇宙線がシ−ルドを構成する物質の原子核と衝突して、核反応を起こし、ガンマ線を何個も放出するような現象が起き、シールド自体が雑音の原因となる。こうした問題点を改善するために HXD では、シールドそのものも放射線検出器にして、主検出部と組み合わせることにより、反同時計数法によりバックグラウンドを取り除いた。これをパッシブシールドに対してアクティブシールドという。アクティブシールドの採用によってγ 線領域の放射線観測は、飛躍的に発展した。

2.2 研究目的

SGD で大きく変更がなされたアクティブシールドは、検出器全体の性能に直接関わってくる重要な部分である。SGD ではアクティブシールドである BGO の形状を図 (2.5) のように複雑化するため、また、読み出しに使用する APD の検出面積は PMT に比べてはるかに狭いため、シンチレーション光を効率よく集めることが重要課題であり、1 つの BGO ブロックに複数の APD を用いることも検討されている。複数の APD を用いると、それに応じて、プリアンプ数、配線も増加するので、最悪の場合、スペース、さらにはノイズ

までもが増加してしまう可能性もある。そこで、シンチレーション光を効率よく収集する方法、プリアンプ数や、配線を必要最低限に抑える事等が重要な課題となってくる。

本研究ではSGDのアクティブシールドにおけるプリアンプ数の削減、および配線の長さによるノイズの影響、また、効率のよい光収集の方法としてライトガイドの使用を検証した。APDは受光面の位置による増幅率の揺らぎ等が問題であったが、近年の半導体技術の向上により実用化に十分なレベルにまでなった。それゆえ実用可能レベルになってから、日が浅い分、APDについてはまだ実験結果が十分とはいえない。プリアンプの削減が有効であれば、設計の幅はさらに拡がることとなる。さらにライトガイドもAPD自体の数を減らすのに有効である。本研究により、SGDの設計で未だ決定していない、プリアンプ数やそれらの配置を決めるための基礎実験を行い、最終的にそれらを決定するための指針を得ることが目的である。

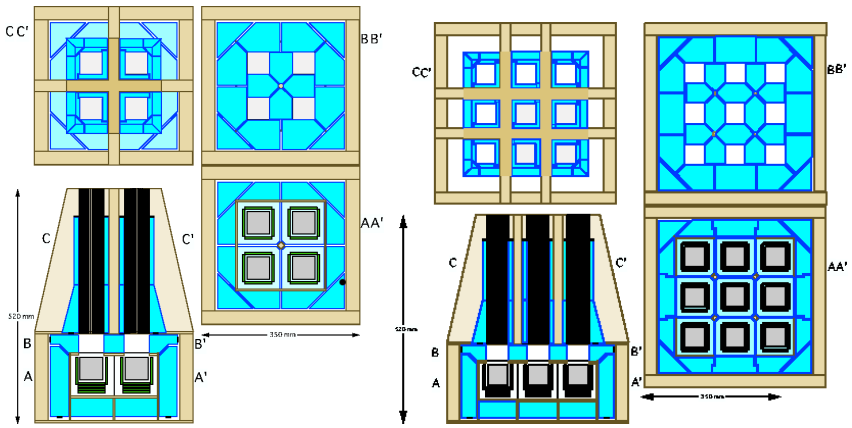


図 2.5: 現段階でのSGD案概念図 2×2(左) 3×3(右)

2.3 信号処理回路

信号が処理されるほぼすべての過程においてノイズは発生する。以下に一般に信号がなされる処理過程を述べる。

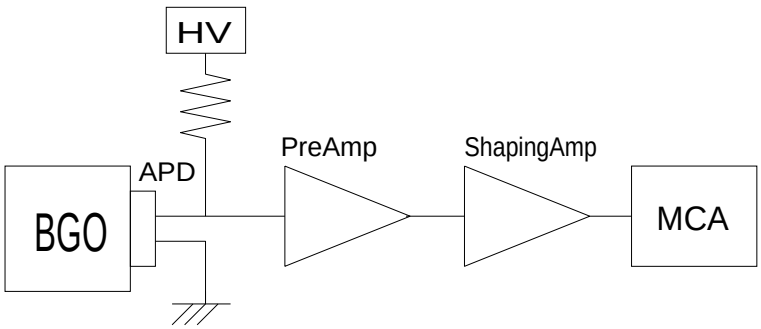


図 2.6: 一般的なシンチレーション検出器の処理回路

1. シンチレータ

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

2. 光検出器

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

3. PreAmp、ShapingAmp

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

   ShapingAmp ノイズの除去、波形整形を行う。この作業を Shaping といい、正しいスペクトル情報を得るために必要不可欠な作業である。また、増幅も行う。

4. MCA(MultiChannel Analyzer)

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

2.3.1 BGO シンチレータ

放射線がシンチレータ物質に入射されると、入射エネルギーにほぼ比例したシンチレーション光が発生する。これを光電子増倍管やフォトダイオード等の検出器で電気信号として検出する。シンチレータの物質には液体、気体、固体様々な物質が使われる。シンチレータ物質には、阻止能、蛍光効率、自己吸収率、蛍光の減衰時間、蛍光の波長分布等の特性があり、目的に合った物質が選ばれる。一般的なシンチレータ物質の特性を表 (2.1) に示す。γ 線領域の放射線は透過力が高く、高い阻止能を持ったシンチレータが必要である。また、地上での観測が不可能なため、宇宙空間へ運ばなければならない。よってコンパクト性も求められる。これらの理由から、宇宙γ 線の検出には無機結晶シンチレータが用いられる。

無機結晶中のシンチレーション機構は、材料となる物質の結晶格子で決まるエネルギー準位に依存する。物質中の電子のエネルギー準位には価電子帯、伝導帯と、それらの間の禁制帯の三種類が存在する。自由電子は価電子帯では格子上の位置に束縛されているため、結晶内を移動することは出来ないが、伝導帯では自由に移動が出来る。また純粋な結晶中では、電子は禁制帯に存在することが出来ない。放射線の照射によって価電子帯の電子が伝導帯へ励起され、再び価電子帯に戻ると、そのエネルギーの差分、光子が発生する。しかし純粋な結晶の場合この禁制帯のギャップが大き過ぎて発生する光子は可視光とならない。これを可視光にするために、通常は無機シンチレータに少量の不純物を添加する。これにより、禁制帯中に中間準位が出来、可視光の発生率が高くなる。

宇宙γ 線の観測に用いられるシンチレータは高い阻止能、蛍光率、小さい自己吸収率、減衰時間等が求められる。高い阻止能はシールドの小型化を可能にする。蛍光率は入射放射線に対する発光量に影響し、自己吸収率が小さいと、発生した光子の光検出器への到達量が多くなる。また、減衰時間が短いと時間分解能が高くなり、高線量率の放射線が観測できる。

本研究で用いたのはビスマスジャーマネイト $Bi_4Ge_3O_{12}$(BGO) である。BGO の主な特徴は、ビスマスの大きな原子番号 (83) とその大きな比重 ($7.3 g/cm^3$) である。これにより市販のどの材質よりもγ 線の光電吸収率が大きい。また、BGO は先述した不純物添加の必要がない。これは蛍光時に、結晶の主成分である Bi^{3+} イオンの光学的遷移を伴うから

である。さらにこの Bi^{3+} の光吸収スペクトルと光放出スペクトルの間には、ストークスシフトと呼ばれる大きなシフトがあるので自己吸収が少量しか起こらない。よって高い阻止能であるにも関わらず、シンチレーション光に対しては高い透明度を保つ。BGO の短所として蛍光出力が NaI の 10 ~ 20%程しかないが、これは低温にすることにより十分に NaI を上回る。BGO は宇宙γ 線検出用のシンチレータ材として非常に適している。

表 2.1: 放射線検出のためのシンチレータ特性比較 [5]

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

2.3.2　APD -アバランシェフォトダイオード

これまで、数百 keV ~ 数 MeV 領域の放射線検出器としては、結晶シンチレータのシンチレーション光を PMT を用いて読み出すのが一般的であった。PMT は増倍率が大きく、微弱な信号も検出出来るというのが特徴である。しかしその一方で、1000V 以上という高圧印加が必要であり、消費電力が大きい。また、量子効率も ~ 20%と低い。また、磁場の影響を受けやすく、体積が大きいというのも致命的である。

これに対して、半導体検出器であるフォトダイオード (PD) は 100V 以下の電圧しか必要とせず、量子効率も 80%と高い。さらにあまり磁場の影響も受けず、体積が非常に小さい。PMT に比べ、優れた点が多い PD だが、内部増幅機構を持たないため、X 線領域のような微弱な信号を読み出すことが困難である。そのためこれまでは、GeV 領域のγ 線検出に用いられていた。

一長一短であった PMT と PD の特性を併せ持つ素子がアバランシェフォトダイオード (APD) である。300V 前後の少し高めの電圧をかけることにより、生じた電子正孔対を加速、別のキャリアに衝突させ、雪崩式に増幅させるものである。これにより、PD の高い量子効率、耐磁性、小体積という特徴を持ちながらも、PMT のような増幅も出来る、優れた光検出器となった。しかし、APD の増幅率は、負荷する電圧に対して指数関数的に増加するため、安定に動作させるためには非常によく調整された高圧電源が必要になる。また、高い増幅率を得ようと、高電圧をかけすぎるとブレイクダウンを起こしたりもする。これらの問題を解決し、安定な動作が得られれば、原理的には PMT、PD よりも優れたエネルギー分解能、threshold が得られると考えられている。

表 2.2: 光検出器の特性比較 [5]

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

2.4 結晶シンチレータと半導体検出器のノイズ

シンチレータを用いた放射線検出器には、様々な要因のノイズが分解能、threshold 等に影響してくる。ここでは、APD、信号処理回路、検出器と要因別にノイズについて述べる。

2.4.1 APD に起因するノイズ

APD に起因するノイズには、暗電流、端子間容量、また、増幅による過剰雑音というノイズがある。

- 暗電流

  暗電流とは、価電子帯の電子が熱励起によって電子正孔対を生成し、結果として、信号として検出されるものである。負荷する高圧や、温度が高いと増加する傾向がある。

  暗電流にはさらに表面電流とバルク電流に分けられる。表面電流とは APD 表面の pn 接合部をショートして流れる電流で、バルク電流は空乏層中の電子が熱励起されて流れる電流である。内部を流れるバルク電流は、増幅領域を通過するため、増幅されてしまう。電子の熱励起は以下の確率で表される。

  $$p(T) = CT^{\frac{3}{2}} \exp\left(\frac{-E_g}{2kT}\right) \tag{2.1}$$

  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 Boltzmann 定数[1]である。この式から、温度を下げれば電子の熱励起確率、すなわち電子正孔対の発生率が小さくなり、暗電流を高温に比べはるかに抑えることが可能である。

- 端子間容量

  APD に電圧を印加すると、空乏層が形成され、それを仮想コンデンサとみなすことが出来る。結果的に等価容量を持った平行平板コンデンサを PreAmp に入力したことになり、これによりノイズが発生する。このとき、入力容量が大きくなるとノイズも大きくなる。理想的な平行平板コンデンサの容量は誘電率 ϵ、面積 S、平板間距離 d を用いて以下のように表される。

  $$C = \epsilon \frac{S}{d} \tag{2.2}$$

  それぞれ S は APD の受光面積、d は空乏層の厚さに相当する。印加電圧を高くすると空乏層は拡がるので、容量も小さくなり、ノイズを抑えることが出来る。

[1] $1.3806503 \times 10^{-23}[\mathrm{J \cdot K^{-1}}]$

- 過剰雑音係数

  APD 内での増幅は確率過程であるため、その増幅率には揺らぎが伴う。その増幅率の揺らぎの大きさを表す値が過剰雑音係数 (excess noise factor)F_{excess} である。ある一つの電子の増幅率をm、その平均、すなわち実際に測定で得られる増幅率をM とすると、F_{excess} は以下のように表される。

$$F_{excess} = \frac{< m^2 >}{< m >^2} = \frac{< m^2 >}{M^2} \tag{2.3}$$

  PD ではこの値は $F_{excess} < 1$、光電子増倍管では $F_{excess} \simeq 1.2$、APD では 5mm 角のものが $F_{excess} \simeq 2$ で、10mm 角のものが $F_{excess} \simeq 1.5$ である [10] [11]。本実験では前者の値を用いた。

2.4.2 処理回路におけるノイズ

信号の処理回路におけるノイズは主に johnson noise、shot noise、$1/f$ ノイズという三つのノイズがある。以下にそれぞれの特性を示す。[8] [9]

- johnson noise

  回路中を伝わる電子は、熱エネルギーを持っており、その熱エネルギーによりそれぞれが異なる運動をする。この運動をブラウン運動と呼び、これにより生じるノイズを johnson noise という。そのため外界と熱的な相互作用を起こすところ (抵抗の実数部等) では、必然的に発生し、揺らぎに相当する電位差が生じる。また、理想的なコンデンサやコイルの場合、このノイズは発生しない。

  johnson noise のパワースペクトルを求めるには、LCR 共鳴回路を考えればよい。キャリアの熱的揺らぎは、L と C で静電ポテンシャルとして蓄えられる。そのエネルギーは電流揺らぎ i と、電圧揺らぎ v を用いて以下のように表せる。

$$E = \frac{Li^2}{2} + \frac{Cv^2}{2} \tag{2.4}$$

  これは一次元調和振動子の場合と同様に考えることが出来るため、エネルギー等分配則より、第一項、第二項それぞれの平均エネルギーは Boltzmann 定数 k と、絶対温度 T を用いて以下のようになる。

$$\frac{1}{2}L\overline{i^2} = \frac{1}{2}C\overline{v^2} = \frac{1}{2}kT \tag{2.5}$$

  パワースペクトルを $N_v(f)$(f は周波数)、共鳴周波数を $f_0(\equiv \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}})$ とすると、抵抗に発生する熱雑音電圧と、その結果としてコンデンサにかかる電圧との関係は以下のようになる。

$$\begin{aligned} \overline{v^2} &= \int_0^\infty \frac{N_v(f)df}{1 + (\omega C - \frac{1}{\omega L})^2 R^2} \qquad (\omega \equiv 2\pi f) \\ &\simeq \frac{N_v(f_0)}{4CR} \end{aligned} \tag{2.6}$$

このとき、回路は f_0 で鋭く同調されているとする。f_0 の値は L と C により、任意に変化するので、パワースペクトル $N_v(f)$ は式 (2.4)、(2.5) を用いて

$$N_v(f) = 4kTR \qquad [\mathrm{V}^2/\mathrm{Hz}] \tag{2.7}$$

となる。これより、$N_v(f)$ は周波数に依存しない。ただし、キャリアの衝突時間を τ_c として、キャリア速度の相関関係が $\exp(-\frac{|\tau|}{\tau_c})$ のような有限時間の減衰を示す場合、$\frac{1}{1+\omega^2\tau_c^2}$ で表される周波数依存を示す。しかし、τ_c は大抵、無視出来る程小さい (典型的な金属で $\sim 10^{-14}$) ので、johnson noise は white noise[2] であると考えられる。

また、式 (2.7) は抵抗に直列に存在する電圧パワーノイズであるが、抵抗に並列に存在する電流ノイズパワーとして、次式のように表しても等価である。

$$N_i(f) = \frac{N_v(f)}{R^2} = \frac{4kT}{R} \tag{2.8}$$

- shot noise

  shot noise とは、主に真空管や半導体素子で問題となる電流ノイズのことである。johnson noise の要因がキャリアの熱運動による速度の揺らぎであったのに対して、shot noise はキャリアの数の揺らぎに起因するものである。

  キャリア数の揺らぎはキャリアに正味の流れ、すなわち外部電界、キャリア密度勾配、温度勾配のいずれかが存在する場合のみ、shot noise として現れる。これは外界との熱的相互作用により、その存在が必然となる johnson noise とは対照的である。

  代表的な例として、半導体の両端に電圧をかけた場合に発生する shot noise について考える。電流 $I(t)$ はキャリア $N(t)$ に比例するはずであるから、電流揺らぎ $i(t) = I(t) - I$ の自己相関関数を計算すると

$$\overline{i(t)\cdot i(t+\tau)} = \frac{I^2}{N^2}\cdot\overline{N(t)\cdot N(t+\tau)} \tag{2.9}$$

  ここで、相関 $R_N(\tau) \equiv \overline{N(t)\cdot N(t+\tau)}$ を考えると、これは時刻 t に存在したキャリアが時刻 $t+\tau$ における電流揺らぎに与える影響を示すものとなる。キャリアの平均寿命を τ_l、電極間の平均ドリフト時間を τ_d とすると、$R_N(\tau)$ は τ_l によって指数関数的に、τ_d によって直線的に減少すると考えられる。よって $R_N(\tau)$ は以下のように書ける。

$$\begin{aligned} R_N(\tau) &= \overline{N^2(t)}\cdot\left(1-\frac{|\tau|}{\tau_d}\right)\cdot\exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_l}\right) \qquad (|\tau|\le\tau_d) \\ &= 0 \qquad (|\tau|>\tau_d) \end{aligned} \tag{2.10}$$

  $\overline{N^2(t)} = \alpha N$ とおいて、$I = \frac{eN}{\tau_d}$ と、Wiener-Khinchine の公式より、電流揺らぎ $i(t)$ のパワースペクトル $N_I(f)$ は以下の計算から導かれる。

$$\begin{aligned} N_I(f) &= 2\cdot\frac{I^2}{N^2}\int_{-\infty}^{\infty} R_N(\tau)\exp(-i\omega\tau)d\tau \qquad [\mathrm{A}^2/\mathrm{Hz}] \\ &= 2eI\cdot\frac{\alpha}{\tau_d}\cdot\int_{-\tau_d}^{\tau_d}\left(1-\frac{|\tau|}{\tau_d}\right)\cdot\exp\left(-\frac{|\tau|}{\tau_l}\right)\exp(-i\omega\tau)d\tau \end{aligned} \tag{2.11}$$

[2] すべての周波数について、単位周波数当りのエネルギーが一定であるような無秩序な雑音 [5]

理想的な金属の場合、$\alpha = 0$ となるため、電流を流しても shot noise は発生しない。
次に以下の二つの場合について考える。

$$N_I(f) \simeq 2\alpha eI \cdot \frac{2\tau_l/\tau_d}{1+\omega^2\tau_l^2} \qquad (\tau_l \ll \tau_d) \tag{2.12}$$

$$N_I(f) \simeq 2\alpha eI \cdot \frac{\sin^2(\omega\tau_d/2)}{(\omega\tau_d/2)^2} \qquad (\tau_l \gg \tau_d) \tag{2.13}$$

典型的な半導体 p-n 接合で逆バイアスをかけた場合、$(\tau_l \gg \tau_d)$ なので、式 (2.13) が適用出来る。このとき、高周波領域でない限り、ノイズパワーは $N_I(f) \simeq 2\alpha eI$ と近似でき、shot noise もまた、white noise としてみなすことが出来る。

2.4.3 半導体検出器におけるノイズ

半導体検出器全体のノイズは、先述した APD、処理回路で記述されたノイズになる。以下に増幅のない PD と, 増幅のある APD の場合のノイズを述べる。[12]

- PD の場合

  PD を用いた時の等価回路図は以下のようになる。

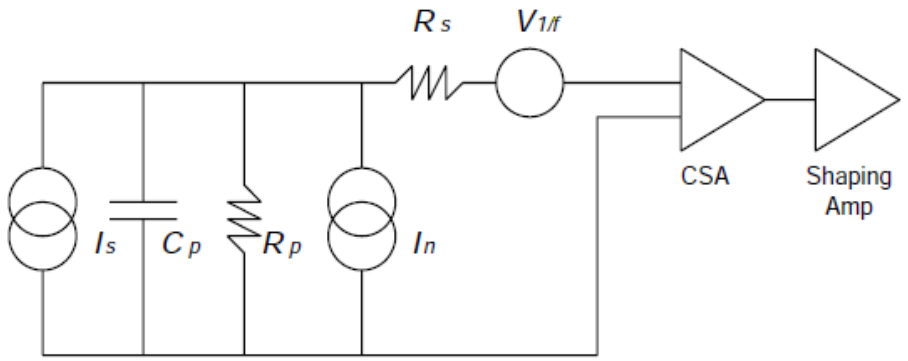


図 2.7: PD の等価雑音回路 [12]

I_s:放射線入射による信号電流、C_{in}:等価入力容量、R_p:等価並列抵抗、R_s 等価直列抵抗[3]、I_n:暗電流、$V_{1/f}$:1 / f ノイズ

全雑音の電圧パワースペクトルは johnson noise、shot noise、1/f ノイズの和なので式 (2.7)、(2.8)、(2.13) を用いて以下のように表せる。

$$\frac{\overline{V_{noise}^2}}{df} = \frac{4kT}{\omega^2 C_{in}^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2 C_{in}^2} + 4kTR_s + \frac{C_{1/f}}{f} \qquad [\mathrm{V^2/Hz}] \tag{2.14}$$

なお、第四項は比例定数を $C_{1/f}$ とした、1/f ノイズである。
これを RMS[4]表示の等価雑音電荷で表すと

$$\frac{\overline{\Delta E_{RMS}^2}}{df} = \frac{4kT}{\omega^2 R_p} + \frac{2eI_n}{\omega^2} + 4kTR_sC_{in}^2 + \frac{C_{1/f}C_{in}^2}{f} \qquad [\mathrm{C^2/Hz}] \tag{2.15}$$

[3] $R_s \equiv A/g_m$、A:0.5 ∼ 0.7 程度の定数、g_m:初段 FET の相互コンダクタンス
[4] Root Mean Square

整形時定数 τ を用いて、簡単のため、$\omega/2\pi \sim f \sim \Delta f \sim 1/\tau$ とすると、以下のようになる。

$$\overline{\Delta E^2_{RMS}} \simeq \left(\frac{kT}{\pi^2 R_p} + \frac{eI_n}{2\pi^2}\right)\tau + 4kTR_sC^2_{in}\frac{1}{\tau} + C_{1/f}C^2_{in} \qquad [\mathrm{C}^2] \qquad (2.16)$$

ここで雑音の原因の分かりにくい第三項を無視し、単位を [keV] に変換、また、RMS 表示なので 2.355^2 をかけ、FWHM[5]表示にする。

$$\overline{\Delta E^2_{FWHM}} \simeq \left\{\left(\frac{kT}{\pi^2 R_p} + \frac{eI_n}{2\pi^2}\right)\tau + 4kTR_sC^2_{in}\frac{1}{\tau}\right\}\left(\frac{3.65\times10^{-3}}{1.602\times10^{-19}}\right) \qquad [\mathrm{keV}^2]$$

τ に比例する項を第一項、$1/\tau$ に比例する項を第二項とすると

$$\text{第一項} \simeq \left(9.787\times10^{-4}\frac{1}{R_p} + 2.337\times10^{-2}I_n\right)\tau \qquad [\mathrm{keV}^2] \qquad (2.17)$$

$$\text{第二項} \simeq \left(2.318\times10^{-2}\frac{C^2_{in}}{g_m}\right)\frac{1}{\tau} \qquad [\mathrm{keV}^2] \qquad (2.18)$$

ここで温度は 243K とした。また、それぞれのパラメータの単位は R_p[GΩ]、I_n[nA]、τ[μsec]、C_{in}[pF]、g_m[mS] である。

今回用いた CSA は $R_p \sim$ [GΩ] なので、第一項はほぼ I_n が支配する。第一項を電流性雑音、第二項を容量性雑音という。

- APD の場合

  増幅のない PD とは違い、APD の場合は以下のような等価回路図になる。

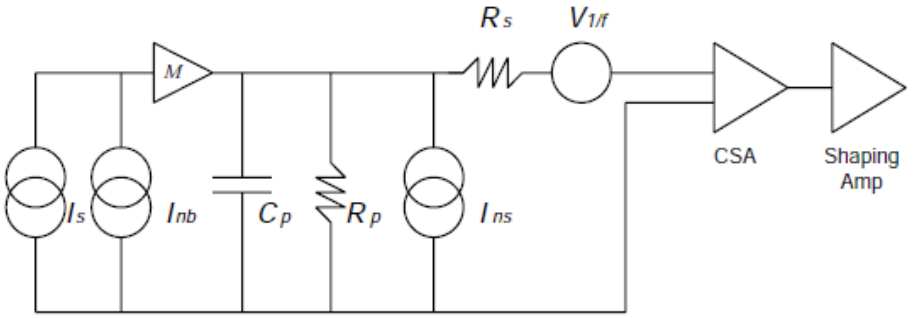


図 2.8: APD の等価雑音回路 [12]

I_{ns}:表面電流成分、I_{nb}:バルク電流成分、M:増幅率

APD では信号電流と暗電流のバルク成分が増幅されるため、式 (2.17)(2.18) 中で $I_n \to I_{ns} + I_{nb}F_{excess}M^2$、$I_s \to I_sM^2$ と置き換えることで導かれる。F_{excess} は過剰雑音係数である。

$$\text{第一項} \simeq \frac{1}{M^2}\left\{9.787\times10^{-4}\frac{1}{R_p} + 2.337\times10^{-2}(I_{ns} + I_{nb}F_{excess}M^2)\right\}\tau \ [\mathrm{keV}^2] \qquad (2.19)$$

[5]Full Width Half Maximum

$$\text{第二項} \simeq \frac{1}{M^2}\left(2.318\times10^{-2}\frac{C_{in}^2}{g_m}\right)\frac{1}{\tau} \quad [\mathrm{keV}^2] \quad (2.20)$$

よって、バルク電流が表面成分より十分小さいとき、APD の回路ノイズは増幅率分だけ低減出来る。

以上のノイズをまとめると、PD の場合は APD で $M=1$、$I_{nb}=0$、$F_{excess}=1$ とすればよく、両者ともに、ノイズは以下のように表せる。

$$\begin{aligned}\delta_{noise}^2 = \overline{\Delta E_{FWHM}^2} \simeq\ & \frac{1}{M^2}\left\{9.787\times10^{-4}\cdot\frac{1}{R_p}+2.337\times10^{-2}\cdot(I_{ns}+I_{nb}F_{excess}M^2)\right\}\cdot\tau \\ & +\frac{1}{M^2}(2.318\times10^{-2}\cdot\frac{C_{in}^2}{g_m})\cdot\frac{1}{\tau} \quad [\mathrm{keV}^2] \end{aligned} \quad (2.21)$$

2.5 結晶シンチレータと半導体検出器のエネルギー分解能

結晶シンチレータと半導体検出器を組み合わせて、測定したスペクトルは理想的なデルタ関数のように、あらゆるエネルギーを同じ波高値比として検出するわけではなく、先述の電子や、シンチレーション光の揺らぎ、処理回路のノイズによってある程度広がりを持ったガウス分布に従ったスペクトルが得られる。この広がり、標準偏差 σ が小さい程、エネルギー値の近い異なる放射線を区別して検出出来やすいので、検出器としての性能はよい。この性能をエネルギー分解能という。

エネルギー分解能 $\frac{\Delta E}{E}$ の理論式は、以下のように表される。[5] [13]

$$(\frac{\Delta E}{E})^2 = (\delta_{sc})^2 + 2.355^2\frac{F}{N_{ph}\gamma Q}\frac{1}{E} + (\delta_{noise}\cdot\frac{1}{E_{gap}}\cdot\frac{1}{N_{ph}QG}\cdot\frac{1}{E})^2 \quad (2.22)$$

F:ファノファクター、N_{ph}:1keV あたりの生成電子正孔対数、γ:シンチレーション光の読み出し効率、Q:量子効率、E[keV]:入射エネルギー、E_{gap}[keV]:シリコンのエネルギーギャップ、G:PreAmp gain

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

第二項は電子正孔対生成の統計的揺らぎによるものである。電子正孔対生成は確率過程なため、理想的には発生する電子数はポアソン分布に従う。しかし、この生成は独立な過程ではなく、相互に影響し合っていると考えられ、実際にはポアソン分布とはずれた揺らぎを示す。そのずれを補正するのがファノファクター F である。シリコン検出器では $F\sim0.1$ である。

第三項は処理回路で発生するノイズによる項である。δ_{noise} には、§2.4.3 の式 (2.21) が入る。

また、ノイズがスペクトルに現れる上限のエネルギー、すなわち検出出来る最低エネルギーを threthold といい、以下で表される。

$$E_{th} \simeq 3\delta_{noise}\cdot\frac{1}{E_g N_{ph}\gamma QG} \quad (2.23)$$

アクティブシールドの場合、threthold が検出器の性能として重要であり、出来るだけ threthold を下げて、反同時計数の能力を高めることが必要である。

第3章　複数APDを読み出すPreAmpの数

BGOアクティブシールドの読み出しに使用が考案されているAPDは、非常に面積が狭く、シンチレーション光の収集率があまりよくない。よって現段階では、一つのBGOブロックに対して複数APDを用いて読み出すことも検討されている。しかし同時に、その信号を増幅するPreAmpの数が、APDの数に比例して増えるという問題も併せ持っている。本章では複数APDを読み出すPreAmpの数によるノイズおよび光量比を考察する。

3.1　実験目的

本実験では、複数APDを読み出すPreAmpの数がどの程度ノイズに影響するのか、また、APDを増やすことにより得られる光量は増大するが、ノイズとの関係によりそれがどの程度有効なのかということを考察する。この結果により、PreAmpの数を少なくすることが可能ならば、SGDの設計は大きく自由度が増すこととなる。

3.2　取得スペクトルにおけるノイズの定義

パルスの波高値を読み取り、それを波高値別のチャンネルに分布させていくうえで、入力パルスをパルサーの一定信号にすると、理想的に得られるスペクトルはデルタ関数を示すはずである。しかし、現実には暗電流や容量性雑音によって、ある広がりを持ったガウス関数

$$f(x) = a \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x - x_0}{\sigma}\right)^2\right] + bx + c \tag{3.1}$$

に従う。ノイズはこのガウス関数の半値全幅で定義される。式(3.1)中で、半値幅(FWHM)は$2.355 \times \sigma$で表される。よって本実験における$\delta_{noise,FWHM}$は式(3.1)でフィッティングした時のσを用いて、$2.355 \times \sigma$とした。

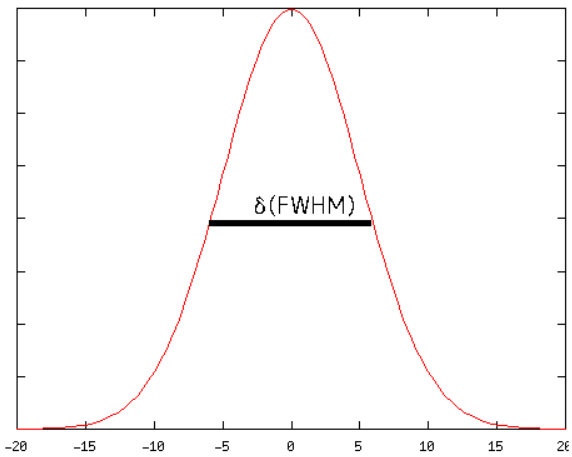


図 3.1: $\delta_{noise,FWHM}$ の定義

3.2.1 VME 信号処理回路

本実験では信号処理回路として VME バス規格を用いた。この処理回路のブロック図を図 3.2 に、各モジュールを表 3.1 に示す。この回路は 4ChPreAmp からの信号を同時に処理し、4 つのヒストグラムを生成するものである。

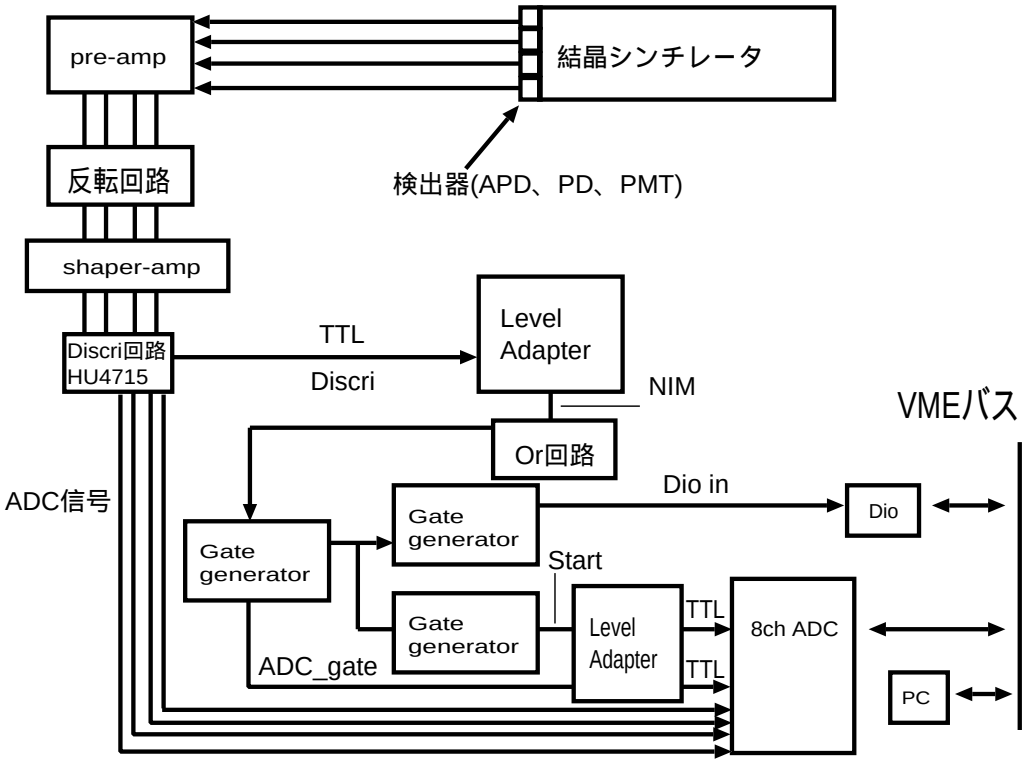


図 3.2: VME 信号処理回路のブロック図 [6]

Pre Amp	クリアパルス株式会社 MODEL 5005H S/N 051045
Shaping Amp	ORTEC MODEL 571
OR	LOGIC FAN_IN FAN_OUT
Gate Generator	KEK_N 1113-51 DEGITEX , N-TM 207
VME_ADC	クリアパルス株式会社 1113A 型
DIO	クリアパルス株式会社 CP-2610

表 3.1: VME 信号処理回路中のモジュール

半導体検出器から出た信号は、4ChPreAmp でチャンネルごとに独立して増幅される。次に Shaping Amp(Shaping time:2μs) に入るが、これが負入力専用のため、Shaping Amp の前に反転回路を通し、Shaping Amp で整形されたあと Discri 回路へ入力される。

Discri 回路は Discriminator に加えて、軽度の Shaping Amp として整形能力も併せ持っている。Discriminator とは波高弁別器のことで、パルスがある一定の閾値を越えたとき、信号を出力するものである。この出力をデータ処理に必要な Gate、Start、DIO の信号として用いることにより、ノイズとパルスをある程度抑えることが可能になる。一方 Shaper 出力は直接 ADC へ入力され、そこで波高値を読み取り、AD 変換される。この AD 変換の命令信号となるのが Discri 出力である。Discri 回路 HU4715 の回路図を図 3.3 に示す。

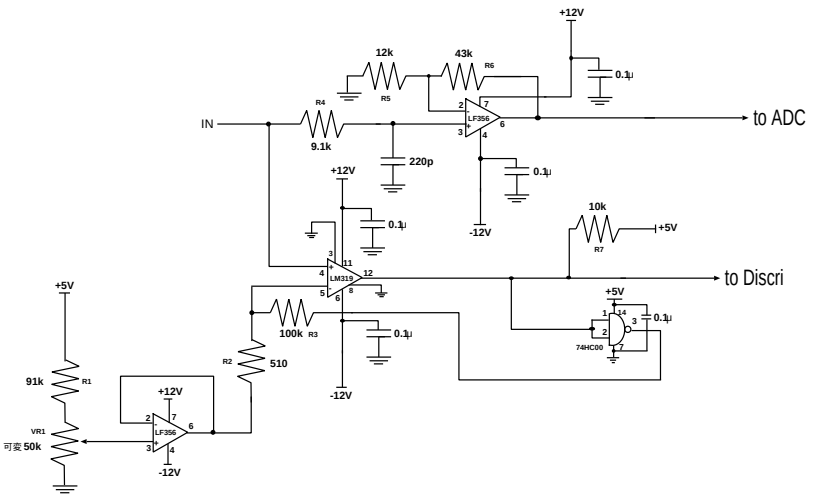


図 3.3: HU4715 の回路図

Discri 出力された信号は、Level Adapter で TTL[1]規格から NIM[2]規格のデジタル信号に変換されたあと、OR 回路でいずれか 1 つの信号だけに絞り、3 つの Gate Generator によって ADC_Gate、ADC_Start、DIO として出力される。ADC_Gate、ADC_Start は Level Adapter で再び TTL 規格へ変換され、ADC へ入力される。DIO は NIM 規格のまま、DIO モジュールへ入力される。

ADC_Gate、ADC_Start、DIO の 3 つの信号によって、ADC は Discri 回路 Shaper 出力からのパルスの波高値を読み取り、デジタル情報化する。まず Gate 信号でピークがホールドされ、その間に Start 信号で波高値がデジタル変換される。変換された情報は DIO 信号発生とともに PC に読み出され、DIO モジュールからのリセット信号でモジュールは初

[1]Transistor Transistor Logic
[2]Nuclear Instrument Modules

期状態にリセットされ、次の信号の処理に移る。この過程のタイミングチャートを図3.4、オシロスコープで見た波形を図3.5に示す。

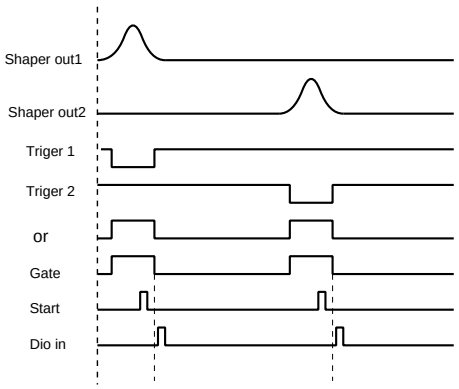


図 3.4: タイミングチャート

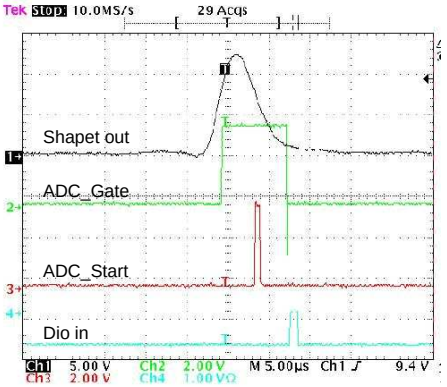


図 3.5: オシロスコープで見た波形

3.3 PD -フォトダイオード

APDを用いた実験を行う前に、まずPDを用いて実験を行った。APDには増幅機能があり、ノイズ特性が理解しにくい。よってBGOも用いず、ノイズ特性を理解しやすいPDを複数入力した状態でPreAmp数により、どの程度ノイズに影響が出るかを検証した。

3.3.1 PD特性

本実験に用いたPDは10 × 10mmで「浜松ホトニクス株式会社 S1723-06」のNo.6 ~ No.9の4つである。各PDの特性を以下に示す。また、いずれも-30 ℃ (243K) のもとでの測定値である。

端子間容量

各PDの端子間容量を測定した。高圧電源には「KIKUSUI MODEL PAB 350-0.1A」、容量測定には「HEWLETT PACKARD株式会社製 LCR METER HP4284A」を用いた。結果を図3.6に示す。図3.6右より、35 ~ 40V付近でPD内のキャリアが広がり切り、完全空乏層化していると思われる。よってHVを40Vとして、本実験を進めていく。HV=40Vにおける各PDの端子間容量を表3.2に示す。

暗電流

各PDの暗電流を測定した。なお、電流計には「KEITHLEY 617 PROGRAMMABLE ELECTROMETER」を用いた。結果を図3.6に示す。また、HV=40Vにおける各PDの暗電流を表3.2に示す。

PD No	No.6	No.7	No.8	No.9
端子間容量 [pF]	72.692	74.09	74.930	74.143
暗電流 [pA]	2.52	2.98	1.83	2.00

表 3.2: HV=40V における各 PD の特性

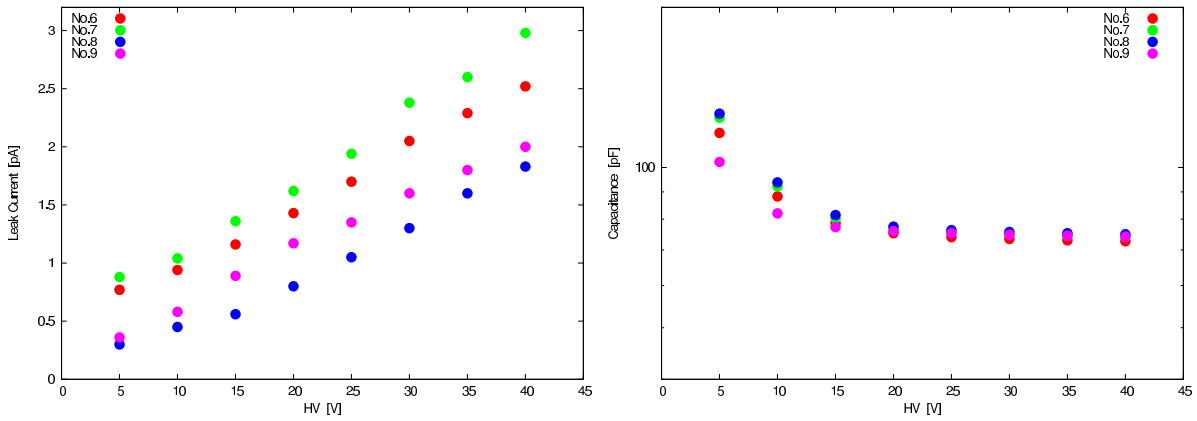


図 3.6: 各電圧での PD 特性 暗電流 (左) 端子間容量 (右)

3.3.2 PreAmp 特性

gain 補正 · 較正

まず、PreAmp の gain 補正をし、パルスハイトとエネルギーとの関係を較正した。方法としては、シンチレータをつけない PD に ^{241}Am で 59.5keV の放射線を照射し、PD(Si) で直接検出された信号のスペクトルを取得した。ピークチャンネルの比からそれぞれの PreAmp ごとの gain 補正を行った。この場合、PD からは $\frac{59.5keV}{3.65eV} = 16301$ 個の決まった数の電子が信号として出るので、出力信号のパルスハイトの比は gain の比になる。以降の実験においてヒストグラムのチャンネル→エネルギー変換にこの値を用いて [keV] 表示にした。セットアップは HV=40V、VME 回路の Shaper gain は 127、discri 回路の閾値は全て 200mV である。図 3.7 に実験回路のブロック図、表 3.3 に各 PreAmp で得られたピークチャンネル値を示す。

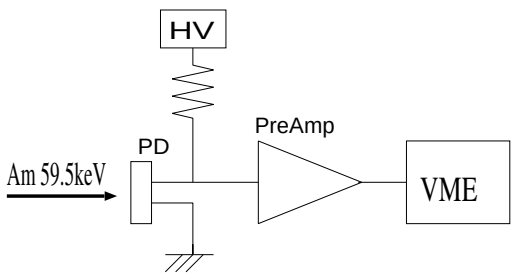


図 3.7: 較正直線取得のための実験回路ブロック図

PreAmp	No.1	No.2	No.3	No.4
Peak channel	1521	1550	1519	1453

表 3.3: ^{241}Am(59.5keV) を照射した時のピークチャンネル

容量特性

平行平板コンデンサとしてみなせる半導体光検出器を PreAmp に入力すると、その静電容量が、ノイズの原因となる。このノイズが §2.4.3 の式 (2.21) の第二項、容量性雑音である。この項は入力容量と PreAmp の性能に大きく依存する。そこで容量性雑音の入力容量依存性 (容量勾配) を実験により測定した。実験に用いたパルサーは「クリアパルス株式会社 9002 MERCURY PULSE」、RANGE=2、Shaper gain=127 である。この PreAmp にテストパルスを入れると、4 つ共通に信号が送られて増幅される。実験回路のブロック図を図 3.8、得られたスペクトルを図 3.10,3.11、容量勾配を図 3.9 に示す。

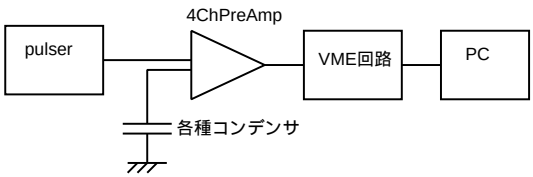


図 3.8: 容量特性測定回路のブロック図

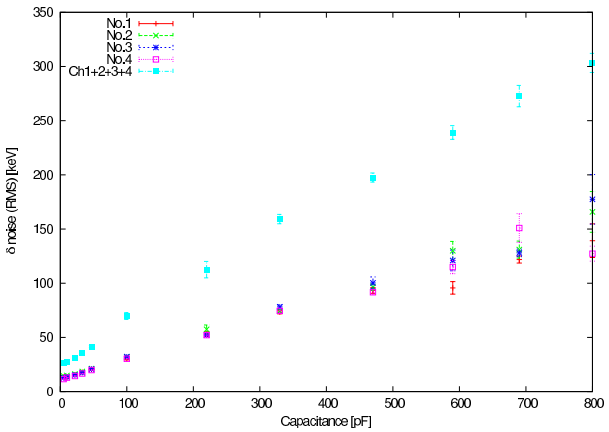


図 3.9: 入力容量による $\delta_{noise,RMS}$ の変化

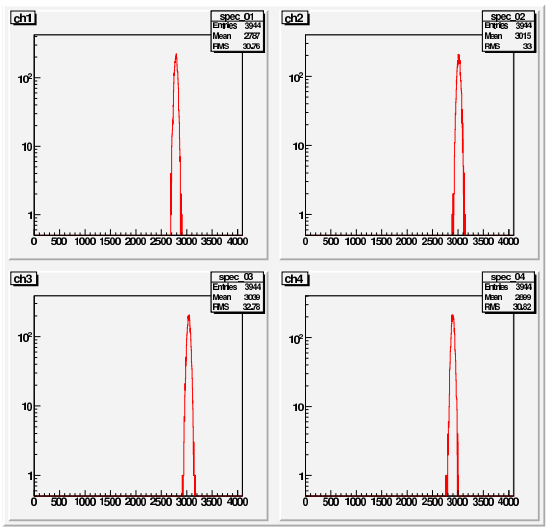


図 3.10: 各 PreAmp で得られたスペクトル

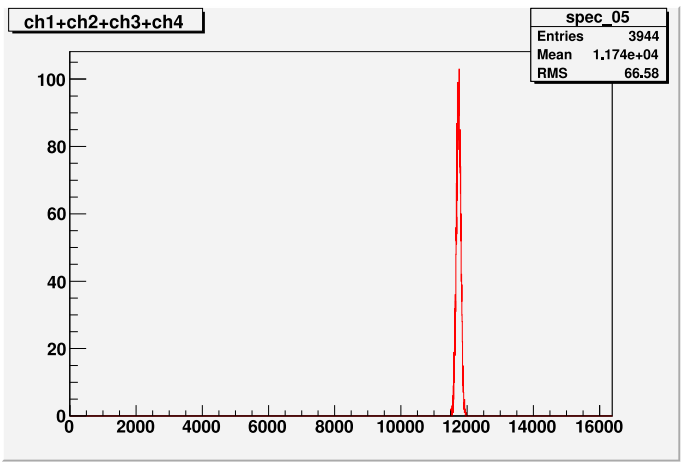


図 3.11: 4 つの PreAmp のイベントすべてを足し合わせたスペクトル

それぞれ 4ChPreAmp の No.1 ~ No.4 にコンデンサを入力した時の $\delta_{noise,RMS}$ を表している。Ch1+2+3+4 は 1 イベントごとにすべての PreAmp で得られた波高値を足し合わせたものである。スペクトルのデータファイルとなるものは、波高値に対応するチャンネルが、カウントされた順に縦に羅列されている。よって VME 回路で 4 つの PreAmp で同時に得られたデータは、1 つのパルスごとに 1 列目に No.1、2 列目に No.2 というように 4 列の数字が並ぶことになる。そこで、各列ごとに gain 補正をした後で、1 つのパルスに対して横方向に和をとり、その分布をとって足し合わせのスペクトルとした。

#ch.1	ch.2
1342	1534
1345	1486
1364	1521
1323	1511
⋮	⋮

→

#ch.1+2
2876
2831
2885
2834
⋮

図 3.12: (左)gain 補正した各 PreAmp のデータ → (右) 足し合わせたデータ

一般に PreAmp の数が N 個に増加すると、ノイズは $\sqrt{N}$ 倍になると考えられている。図 3.9 を見ても、$\sqrt{4}$ 倍、すなわち 2 倍になっていることが分かる。

また、PD や APD を PreAmp に入力した時の容量性ノイズは、等価コンデンサを入力した時と等価であり、図 3.9 から、静電容量とノイズはほぼ直線関係にある。よって各 PreAmp でこの関係を特定すれば、端子間容量から容量性ノイズへの変換が可能になる。フィッティングの結果、表 3.4 のような変換式が得られた。

Ch	$\delta_{noise,RMS}$[ch]
Ch.1	$0.172 \times C + 12.2$
Ch.2	$0.183 \times C + 12.9$
Ch.3	$0.189 \times C + 11.7$
Ch.4	$0.181 \times C + 10.9$

表 3.4: 入力容量 C[pF] → $\delta_{noise,RMS}$[ch] の変換式

3.3.3 PD を用いた読み出し PreAmp 数によるノイズの変化

前述のセットアップで複数の PD を PreAmp に入力し、スペクトルを取得した。シンチレータを用いずに、信号としてはパルサーを用いてテストパルスを入力した。以下の 1 つの PreAmp に 1 つの PD を入力した場合、複数の PD を入力した場合ともに T=-30 ℃ (243K)、RANGE=4、Shaper gain=63 である。

1 つの PreAmp に 1 つの PD を入力した場合

まず、4ChPreAmp にそれぞれ 1 つずつ PD を接続、得られた波高値のデータを足し合わせたものを、PreAmp を複数用いた場合のデータとした。図 3.13(左) は-30 ℃、HV=40V のもとで得られたそれぞれの PD のスペクトルである。これら 4 つを全て gain 補正して足し合わせて得たスペクトルが図 3.13(右) である。表 3.5 に、各組合せの場合のノイズを示す。

1 つの PreAmp に複数の PD を入力した場合

1 つの PreAmp に複数の PD を入力した場合は、複数の PD を並列に接続し、1 つのスペクトルを得た。1 つの PD を入力した場合と同様に図 3.14 にスペクトルを、表 3.6 に結果を示す。

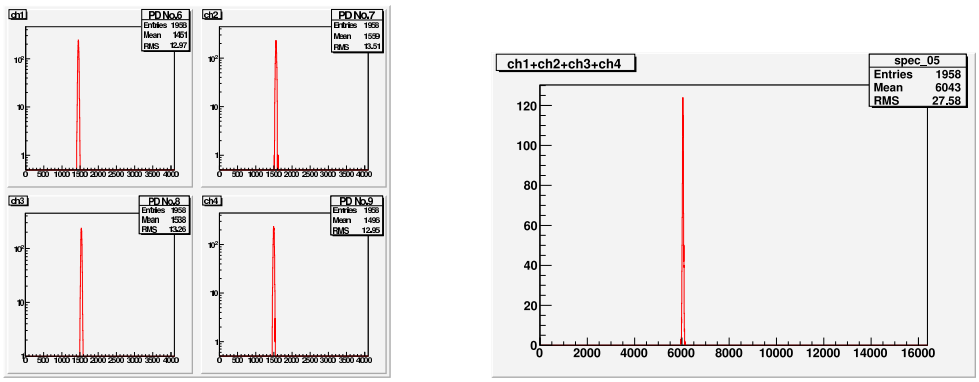


図 3.13: (左) 各 PD のスペクトル (右)PD No6,7,8,9 のパルスデータを足し合わせたスペクトル

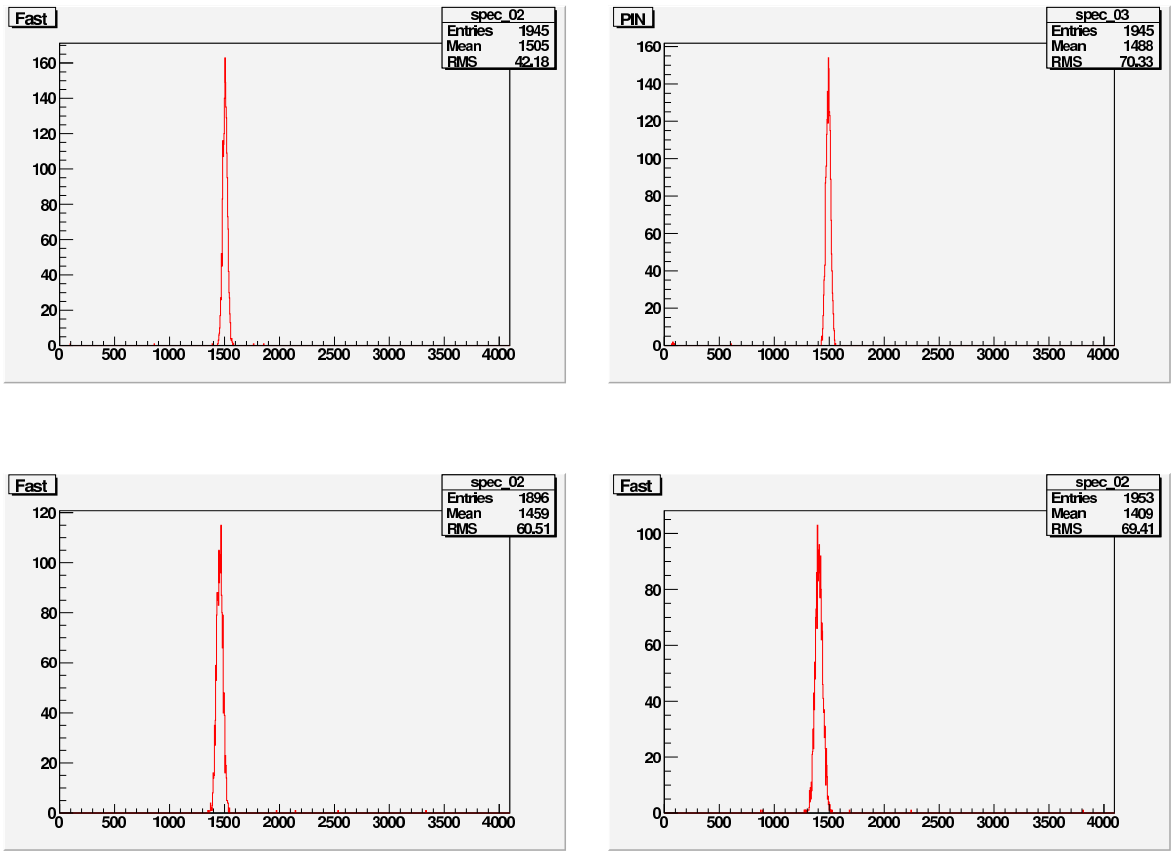


図 3.14: 複数の PD を 1 つの PreAmp で読み出した時のスペクトル (上左)No.6+7 (上右)No.8+9 (下右)No.6+7+8 (下左)No.6+7+8+9

PD 数	組合せ	δ_{noise}[keV]	平均 [keV]	PD 数	組合せ	δ_{noise}[keV]	平均 [keV]
2	6,7	3.501(3.302)	3.493(3.453)	3	6,7,8	4.445(4.073)	4.346(4.255)
	6,8	3.472(3.446)			6,7,9	4.220(4.285)	
	6,9	3.425(3.443)			6,8,9	4.325(4.272)	
	7,8	3.621(3.591)			7,8,9	4.395(4.390)	
	7,9	3.466(3.589)		4	6,7,8,9	5.116(4.702)	5.116(4.702)
	8,9	3.472(3.348)					

表 3.5: 1 つの PD を 1 つの PreAmp で読み出し、波高値を足し合わせた場合の $\delta_{noise,FWHM}$ () 内は理論値

PD 数	組合せ	δ_{noise}[keV]	平均 [keV]	PD 数	組合せ	δ_{noise}[keV]	平均 [keV]
1	6	2.341(2.275)	2.486(2.351)	2	6 , 7	3.763(3.598)	3.896(3.638)
	7	2.550(2.393)			8 , 9	4.029(3.678)	
	8	2.529(2.385)		3	6,7,8	5.008(4.840)	5.008(4.840)
	9	2.525(2.350)		4	6,7,8,9	6.074(6.069)	6.074(6.069)

表 3.6: 複数の PD を 1 つの PreAmp で読み出した場合の $\delta_{noise,FWHM}$ () 内は理論値

以上で得られたデータをまとめると図 3.15 のようになる。

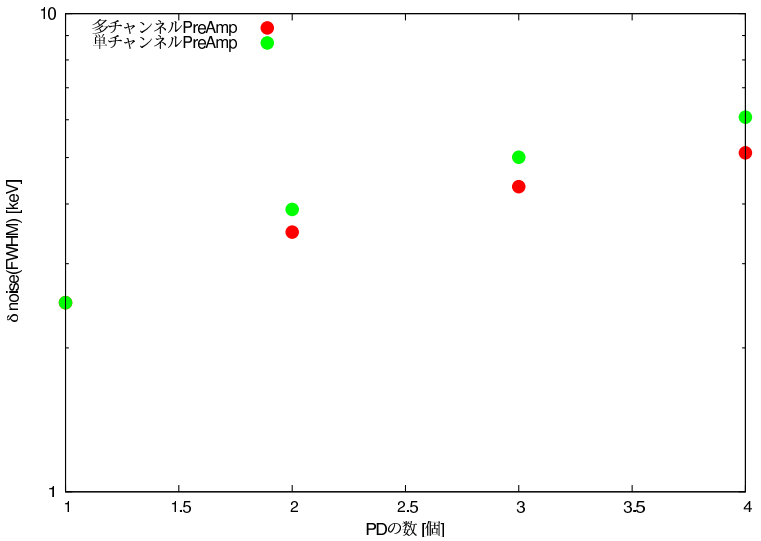


図 3.15: 多チャンネル (1 つの PD に 1 つの PreAmp)、単チャンネル (複数の PD に 1 つの PreAmp) における PD の個数による $\delta_{noise,FWHM}$

このことから PD の場合、4 つまでの範囲で PD を増やし、それと同じ数の PreAmp を用いることによって、ノイズは約 $\sqrt{N}$ 倍に増加した。これはコンデンサを用いた場合と同じである。また複数の PD を 1 つの PreAmp で読んだ場合は、それぞれを 1 つの PreAmp で読んだ場合に比べ、10% ~ 20%のノイズ増加がみられ、PD の数を増やす程、ノイズ増加が大きい。

3.3.4　理論値との比較

式 (3.3) では PD が並列に接続されているので、入力容量は各 PD の和になる。この式を用いてそれぞれの理論値を求め、実験値と比較した。§2.4.3 の式 (2.21) で、第一項を電流性ノイズ $\delta_{noise,I}$、第二項を容量性ノイズ $\delta_{noise,C}$ とすると、各場合の理論式は以下のように表せる。また、$\delta_{noise,i}$ は PD_i のノイズである。

- 1 つの PreAmp に 1 つの PD

$$\delta_{noise,multi} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \delta_{noise,i}^2} = \sqrt{N}\delta_{noise,i} \tag{3.2}$$

- 1 つの PreAmp に複数の PD

$$\delta_{noise,single} = \sqrt{\delta_{noise,I}^2 + \delta_{noise,C}^2} \tag{3.3}$$

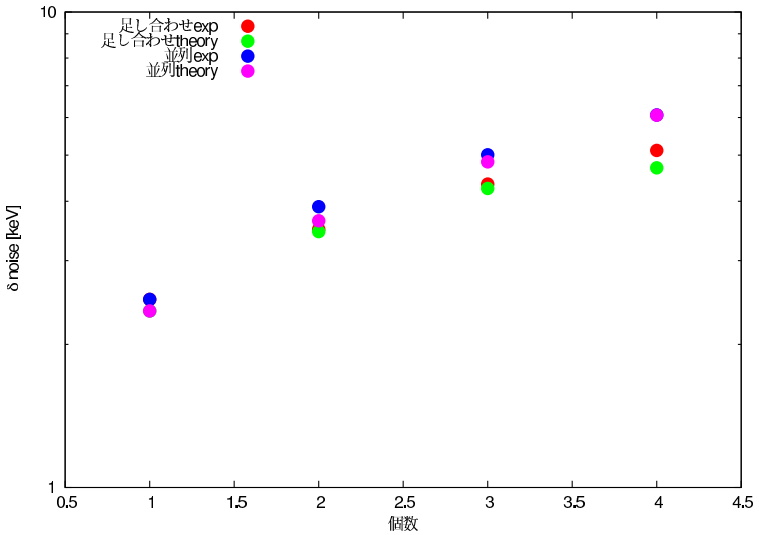


図 3.16: PD における実験値、理論値の比較

図 3.16 からも分かるが、実験値と理論値はほぼ一致し、式 (3.2)(3.3) で、ノイズを数式化出来ることが分かった。式 (3.2) に比べて (3.3) の方が値が大きくなるのは、容量勾配の図 3.9 で、容量を足して大きくすると、ノイズが非線形に大きくなるからである。よって実験と理論値から、PD の数を増やせばこの増加率も増加し、両者の開きは大きくなる一方であると思われる。

また式 (3.2)(3.3) は、それぞれ

$$\delta_{noise,multi} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(\delta_{noise,I_i}^2 + \delta_{noise,C_i}^2\right)} \tag{3.4}$$

$$\delta_{noise,single} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \delta_{noise,I_i}^2 + \delta_{noise,C}^2} \tag{3.5}$$

と表せる。ここで両式の根号内第一項は等しいため、第二項のみを考え、全ての PD の容量が $C_i = C_1$ で等しいとする。また、容量性ノイズの式を $\delta_{noise,C} = aC + b$ とすると、式 (3.4) の根号内第二項は

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{N} \delta^2_{noise,C_i} &= N\delta^2_{noise,C_1} \\ &= N(aC_1 + b)^2 \end{aligned} \tag{3.6}$$

となる。同様に式 (3.5) の根号内第二項は

$$\delta^2_{noise,C} = \{a(NC_1) + b\}^2 \tag{3.7}$$

となる。式 (3.7) から (3.6) を引くと

$$\begin{aligned} (3.7) - (3.6) &= \{a(NC_1) + b\} - N(aC_1 + b)^2 \\ &= (N-1)(a^2NC_1^2 - b^2) \\ &= a^2(N-1)\left\{NC_1^2 - \left(\frac{b}{a}\right)^2\right\} \end{aligned} \tag{3.8}$$

$a^2(N-1) > 0$ なので $\left\{NC_1^2 - \left(\frac{b}{a}\right)^2\right\}$ について

$$NC_1^2 \geq \left(\frac{b}{a}\right)^2 \qquad \rightarrow \qquad \delta_{noise,single} \geq \delta_{noise,multi} \tag{3.9}$$

$$NC_1^2 \leq \left(\frac{b}{a}\right)^2 \qquad \rightarrow \qquad \delta_{noise,single} \leq \delta_{noise,multi} \tag{3.10}$$

となる。

本実験では、大体 $a = 0.18, b = 12, C = 74$ なので、PD は $N \geq 2$ で式 (3.9) の場合になる。また NC_1^2 と $\left(\frac{b}{a}\right)^2$ の差は $\delta_{noise,single}$ と $\delta_{noise,multi}$ の差に影響する。よって、N が増加すると、両者の開きも大きくなるということが示された。

式 (3.9)(3.10) より、複数の PD を 1 つの PreAmp で読み出す時のノイズを抑える方法として

- 同時に読み出す PD の数を極力少なくする
- 端子間容量の小さい PD を用いる
- 容量特性 a の小さい PreAmp を用いる
- 容量特性 b の大きい PreAmp を用いる

以上が挙げられる。ただし、b については、大きくなると容量性ノイズ自体が大きくなるため、有効的ではない。

3.4 APD -アバランシェフォトダイオード

次に増幅機能を持った APD で実験を行った。

3.4.1 APD 特性

APD にも PD 同様、暗電流、端子間容量が存在する。さらにこれに加えて増幅率が APD の特性を表すパラメータとして加わる。本実験に用いた APD は 3×3mm で「浜松ホトニクス株式会社 S8664-33 SPL4974」の No.1 No.2 No.4 No.6 の 4 つである。各 APD の特性を以下に示す。また、いずれも-30 ℃ (243K) のもとでの測定値である。

端子間容量

PD と同様に端子間容量を測定した。APD は内部増幅させるために、PD より高圧を印加するので 100V と 200 ~ 350V までを測定した。測定結果を図 3.19 に示す。また以降、HV を 300V として固定して測定を行った。HV=300V における各 APD の端子間容量を表 3.7 に示す。

暗電流

各電圧での暗電流を図 3.19 に、また、HV=300V における各 APD の端子間容量を表?? に示す。

増幅率

APD の内部増幅は、生成した電子正孔対が電場によって雪崩のように増幅されるものである。よって、内部増幅率は印加する電圧に依存することとなる。この印加電圧と増幅率の関係を測定により求めた。5mm 角の立方体小型 BGO をそれぞれ HV を変えた APD で読み出し、ピークチャンネルの比から各電圧での増幅率を求めた。なお、増幅率は HV=100V 付近ではほとんど 1 であるので、基準として 100V での増幅率を 1 とした。また、この測定では信号処理に VME 回路ではなく、Pockt MCA「MCA 8000A」を用いた。例として APD No.1 のスペクトルを shaper gain 別で図 3.17 に、この測定のブロック図を図 3.18 に、HV=300V における各 APD の増幅率を表 3.7 に、各 APD の増幅率を図 3.19 に示す。

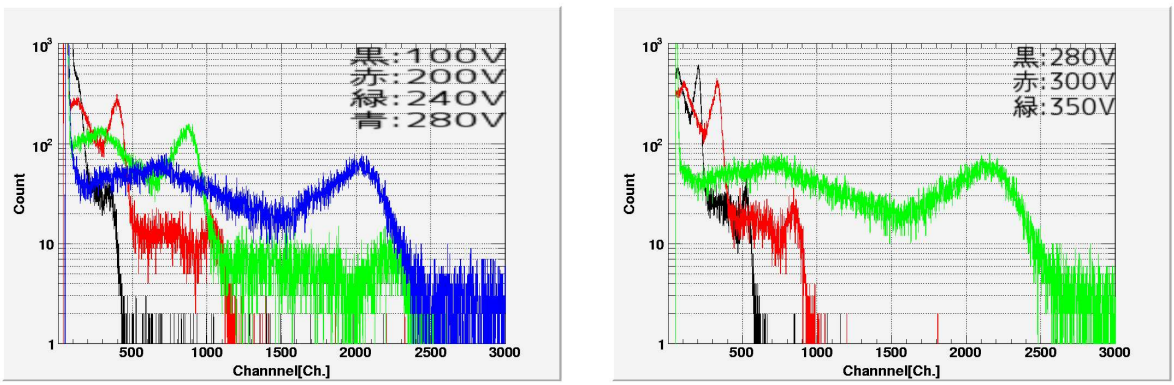


図 3.17: 線源 ^{22}Na 照射時のスペクトル (左)shaper gain=500 PMCA 5V (右)shaper gain=100 PMCA 10V

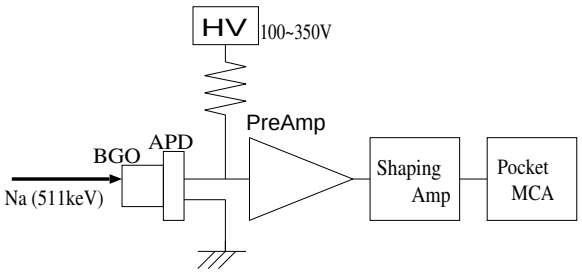


図 3.18: APD gain 測定のための回路ブロック図

APD No.	No.1	No.2	No.4	No.6
端子間容量 [pF]	33.188	33.149	32.989	32.209
暗電流 [pA]	24.34	23.80	23.61	17.30
gain [倍]	22.63	23.64	18.78	17.86

表 3.7: HV=300V における各 APD の特性

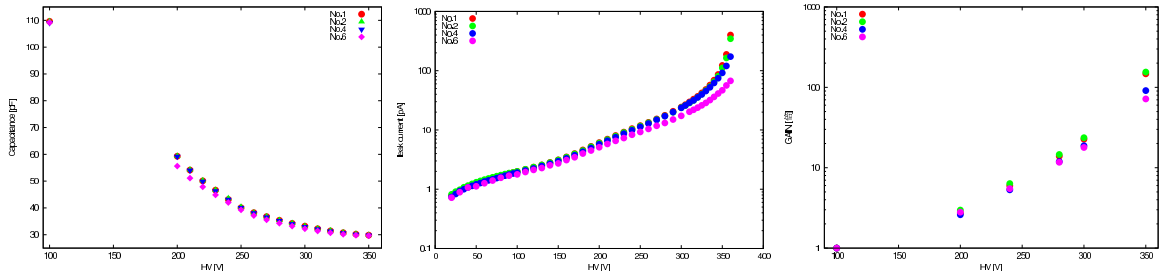


図 3.19: 各電圧での APD 特性 (左) 端子間容量 (中) 暗電流 (右) 増幅率

3.4.2 較正

PD の場合には [ch] から [keV] への変換は、PD に直接放射線を照射してそのピークチャンネルから、変換を行った。しかし、APD の場合は有感領域が狭く、直接放射線を検出することは難しい。そこで、gain 測定でも用いた 5mm 角立方体 BGO を接着して、放射線を照射した。このピークチャンネルをもとに、変換を行った。PreAmp には 4ChPreAmp の ch1、APD は No.1、線源には ^{137}Cs の 662keV を用いた。また、HV=300V、T=-30 ℃ (243K)、shaper gain=31、である。回路のブロック図を図 3.20 に、得られたスペクトルを図 3.21 に示す。このスペクトルから、shaper gain=31 における 662keV のピークは 1268ch であった。

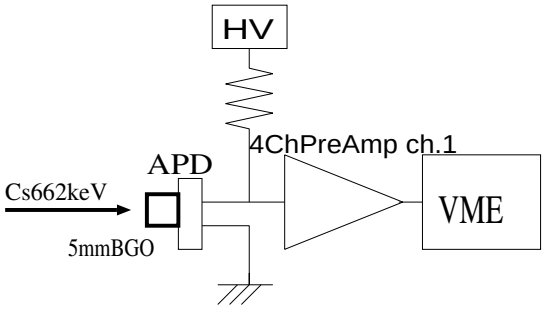


図 3.20: 較正用回路のブロック図

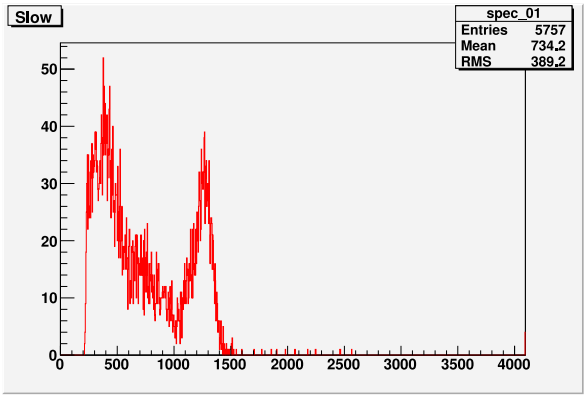
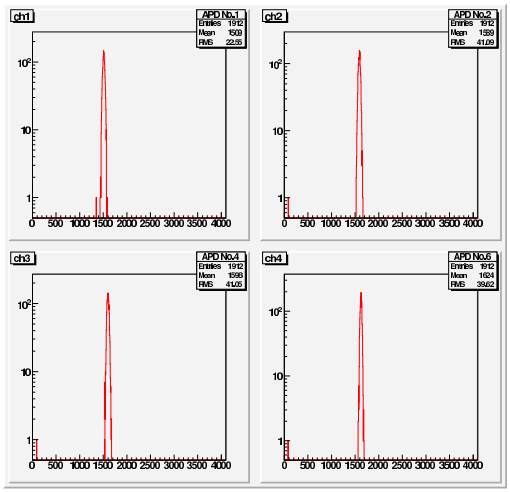


図 3.21: HV=300V Cs-662keV のスペクトル

3.4.3 APD を用いた PreAmp 数比較

§3.3.3 と同様に、増幅する PreAmp が多チャンネルと単チャンネルの各場合においてパルサーのテストパルスを入力した。なお、T=-3 0 ℃ (243K)、RANGE=2、Shaper gain=127 である。PD と同様、各結果を以下に示す。



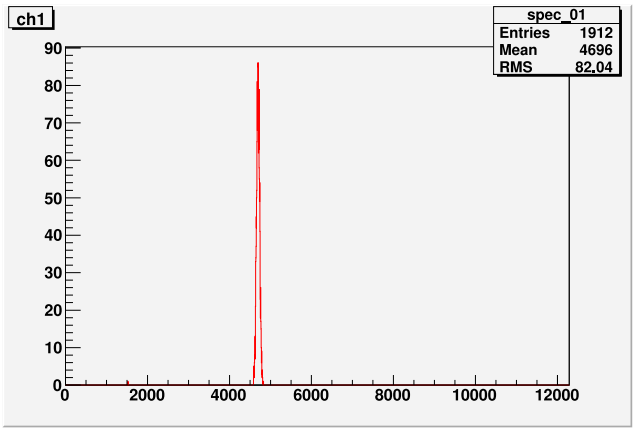


図 3.22: (左) 各 APD のスペクトル (右)APD No.1,2,4 の波高値を足し合わせたスペクトル

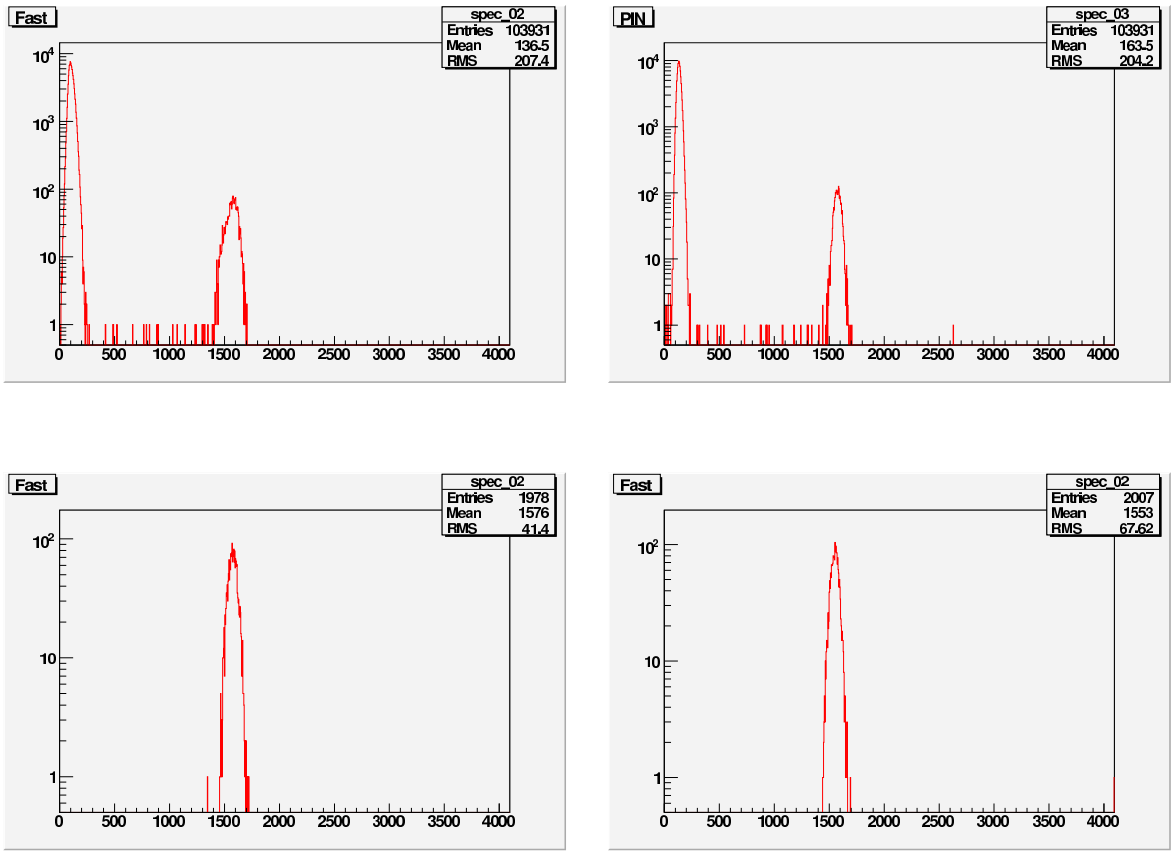


図 3.23: 複数の APD を 1 つの PreAmp で読み出した時のスペクトル (上左)No.1+2 (上右)No.4+6 (下左)No.1+2+4 (下右)No.1+2+6

	No.1	No.2	No.4	No.6	平均 [keV]
$delta_{noise}$ [keV]	6.873(5.373)	6.909(5.345)	6.640(5.381)	5.410(5.030)	6.458(5.282)

表 3.8: APD1 つのノイズ

APD 数	組合せ	δ_{noise} [keV]	平均 [keV]	APD 数	組合せ	δ_{noise} [keV]	平均 [keV]
2	1 , 2	9.394(7.579)	8.794(7.472)	3	1,2,4	11.081(9.295)	10.686(9.152)
	1 , 4	9.126(7.604)			1,2,6	10.637(9.096)	
	1 , 6	8.244(7.360)			1,4,6	10.321(9.117)	
	2 , 4	9.095(7.584)			2,4,6	10.705(9.101)	
	2 , 6	8.558(7.340)		4	1,2,4,6	12.171(10.569)	12.171(10.569)
	4 , 6	8.349(7.366)					

表 3.9: 1 つの APD を 1 つの PreAmp で読み出し、波高値を足し合わせた場合の $\delta_{noise,FWHM}$

APD 数	組合せ	δ_{noise} [keV]	平均 [keV]	APD 数	組合せ	δ_{noise} [keV]	平均 [keV]
2	1 , 2	13.078(7.515)	9.508(7.363)	3	1,2,4	12.057(8.763)	11.235(9.149)
	1 , 4	9.045(7.506)			1,2,6	10.928(9.284)	
	1 , 6	8.838(7.163)			1,4,6	11.119(9.275)	
	2 , 4	9.148(7.263)			2,4,6	10.837(9.273)	
	2 , 6	8.368(7.219)		4	1,2,4,6	25.535(11.096)	25.535(11.096)
	4 , 6	8.569(7.210)					

表 3.10: 複数の APD を 1 つの PreAmp で読み出した場合の $\delta_{noise,FWHM}$

以上の結果をまとめると図 3.24 のようになる。

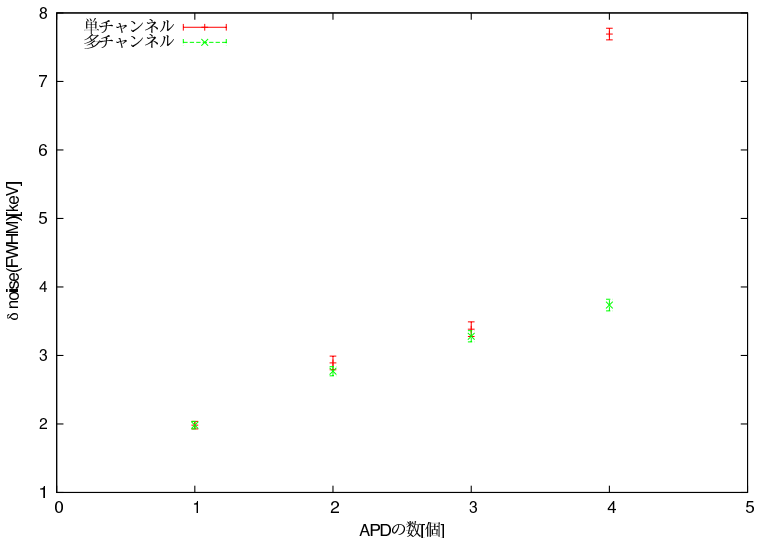


図 3.24: 多チャンネル、単チャンネルにおける APD の個数による $\delta_{noise,FWHM}$

また、複数の APD を一つの PreAmp で読み出した場合の APD 数 4 の値は 1 ~ 3 までの振る舞いと明らかに異なっており、何らかの測定ミスにより余計なノイズが乗ってしまったと思われる。

3.4.4 理論値との比較

PD と同様、各場合の理論値を求め、比較した。

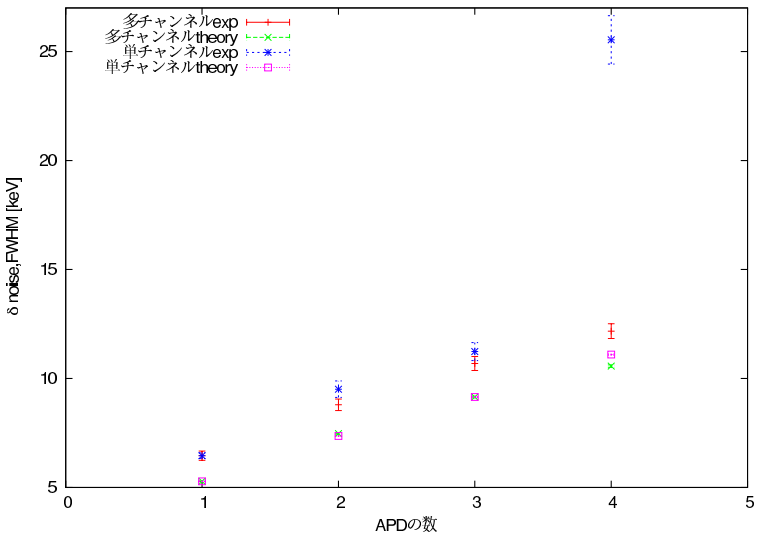


図 3.25: APD における $\delta_{noise,FWHM}$ の実験値、理論値比較

APD の場合でも、1 つの APD を 1 つの PreAmp で読み出した場合のノイズは、PD のように PreAmp の数 N に対して $\sqrt{N}$ になるはずであるが、本実験では適当なデータが得られなかった。また、複数の PreAmp で読み出した場合のノイズに対して、1 つの PreAmp で読み出した場合のノイズが、PD の場合は 1.2 倍程度であるが、APD の場合は 1.1 倍に満たなく、誤差も含めると優劣が判断出来ない。

図 3.25 より、全体的に実験値が理論値を上回っている。表 3.11 より $\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$ を見てみると、若干ではあるがばらつきが見られる。より高い増幅率の組合せ程理論値との差が大きい。例えば HV=300V では No.1 と No.2 が 20 倍を越える増幅率を持つがこの二つを含む組合せは理論値とのずれが大きい傾向がある。しかし、APD において増幅率がこれ程顕著にノイズに影響することは考えにくい。本実験において現段階では再現性の検証をしておらず、この結果については後程考察する。

APD 数	組合せ	$\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$(複)	$\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$(単)	APD 数	組合せ	$\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$(複)	$\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$(単)
2	1,2	1.239	1.740	3	1,2,4	1.192	1.376
	1,4	1.200	1.205		1,2,6	1.169	1.177
	1,6	1.120	1.234		1,4,6	1.132	1.199
	2,4	1.199	1.260		2,4,6	1.176	1.169
	2,6	1.166	1.159	4	1,2,4,6	1.152	2.301
	4,6	1.133	1.188				

表 3.11: それぞれの組合せにおける $\frac{\text{実験値}}{\text{理論値}}$

§3.3.4 で述べた関係を APD についても考える。APD では $N \leq 4$ では式 (3.10) の場合に、$N \geq 5$ では式 (3.9) の場合になる。これは PD に対して端子間容量が小さいために境界条件に違いが生じるためである。よって APD は本実験の N の範囲では理論的には 1 つの PreAmp で読み出した方がノイズは小さいが、その差が非常に微々たるものであるた

め今回の実験結果のようになったと考えられる。ほぼ同等に近かったノイズもAPDの数が増加すると、1つのPreAmpに対して1つのAPDを入力した場合よりも、複数のAPDを入力した場合のノイズがより顕著に上回ると予想される。よって、APDの場合も§3.3.4で述べたような条件により、ノイズを低減させることは可能である。

3.5 APDの数と光量の違い

APDの数をN個に増やすことにより、ノイズはほぼ$\sqrt{N}$以上になることが分かったが、APDの増加に伴い、シンチレーション光の集収率も向上すると考えられる。よって信号(Signal)とノイズ(Noise)の比であるS/Nを考える。ノイズの増加率が$\sqrt{N}$なのでこれに対してSignal、つまり光量が$\sqrt{N}$以上になれば少なくとも、S/Nは維持出来るということになる。ここではAPDの数による光量の比較を先行論文より引用した。

	APD数	光量比	$\sqrt{N}$
1つのPreAmpに1つのAPD	3	1.22倍	$< \sqrt{3}$
1つのPreAmpに複数のAPD	4	1.71倍	$< \sqrt{4}$

表3.12: APD1つに対する光量比[7][8]

表3.12より、1つのPreAmpに対してPDが1つの場合と、複数の場合のいずれも光量は増加するが$\sqrt{N}$倍には満たない。よってAPDを複数用いる時点でS/Nは低下してしまう。ただし、§3.3.4より、何らかの方法でノイズを$\sqrt{N}$倍以下に出来れば、S/Nの向上は可能である。

3.6 配線ケーブルによるノイズ

前章で述べたとおり、SGDユニットは互いに隙間が出来ないように組み上げられる。図2.5からも分かるが、APDを読み出すPreAmpの場所は未だ考慮されていない。APDに直接PreAmpを接続することは構造上不可能なので配線によりAPDとPreAmpを接続するしかない。また、この配線ケーブルはBGOの隙間を通ることになるので通常の同軸ケーブルのような太いものは使用出来ない。しかし細いケーブルにすると問題になるのがケーブル自体の持つ容量である。同軸ケーブルの利点は芯線をグランド線でシールドしてあるため、外部からのノイズの影響を受けにくいというところにあるが、一般に同軸ケーブルは大きな容量を持ち、細いケーブル程その容量は大きくなる。この容量はAPDの端子間容量に加えてPreAmpに入力され、容量性ノイズの増加をもたらす。この配線ケーブルによってどの程度のノイズが影響してくるのかを検証した。

3.6.1 実験セットアップ

本実験ではPDとAPDを用いた。PDの場合は常温のもと「S1723-06」No.7を用いて、高耐圧同軸ケーブルの長さを10~100cmまで変えて、パルサーによるテストパルスを入力し、スペクトルを得た。APDについてはT=-30℃(243K)のもと「S8664-33 SPL4974」No.1を用いて、ケーブル0cmと100cmについて測定した。本実験に用いたケーブルは

「潤工社製 高耐圧同軸 DFS280」である。ケーブルのスペックを表 3.27 に、測定した回路のブロック図を図 3.26 に示す。図中の赤い部分の長さを変えて測定することになる。用いた PreAmp は 4ChPreAmp の Ch.1 である。パルサーの RANGE=5、shaper gain=500、また PD の場合が HV=40V、APD の場合が HV=300 である。

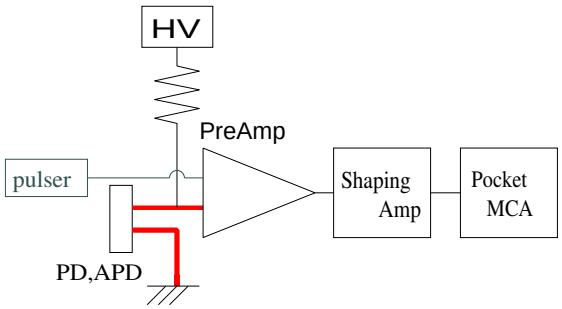


図 3.26: ケーブルによるノイズ測定のための回路ブロック図

耐圧 [V]	外径 [mm]	インピーダンス [Ω]	容量 [pF/m]
1000	1.41	50	95

図 3.27: DFS280 のスペック

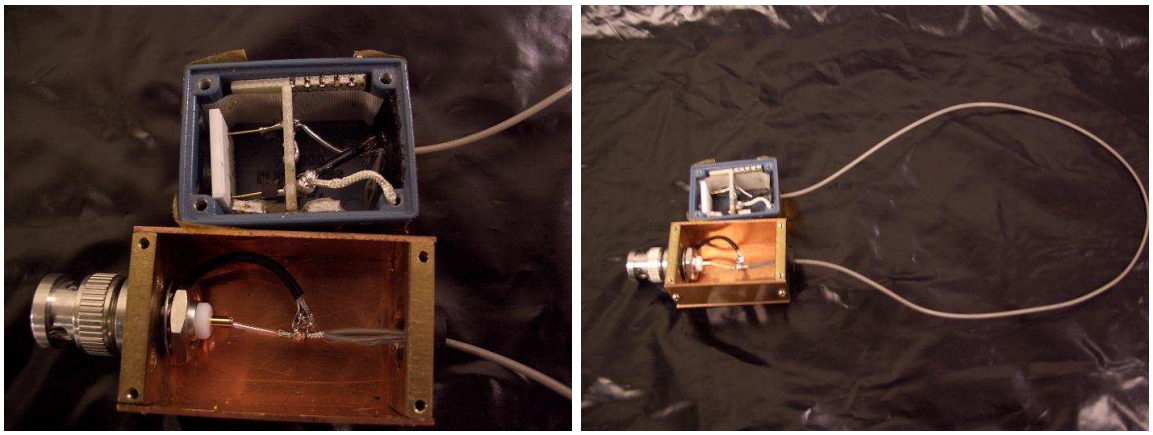


図 3.28: PD-ケーブルの接続図

較正

[ch] から [keV] への変換は PD の場合は §3.3.2、APD の場合は §3.4.2 と同様にした。

本セットアップの PD に直接 59.5keV を照射した時のピークチャンネルは 646.7[ch] であった。よって [ch] に $\frac{59.5}{646.7}$ をかけて変換した。

§3.4.2 と同じセットアップに本セットアップと同じパルスを入力してパルスが何 keV 相当か求めた。パルスのピークは 930.2ch であったので、

$$930.2 \times \frac{662}{1268} = 485.6[\mathrm{keV}]$$

よって 485.6keV 相当である。

3.6.2 実験結果

PD

PD の場合の得られたスペクトルを図 3.29 に、スペクトルから求められた $\delta_{noise,FWHM}$ とケーブルの長さとの関係を図 3.30 に示す。

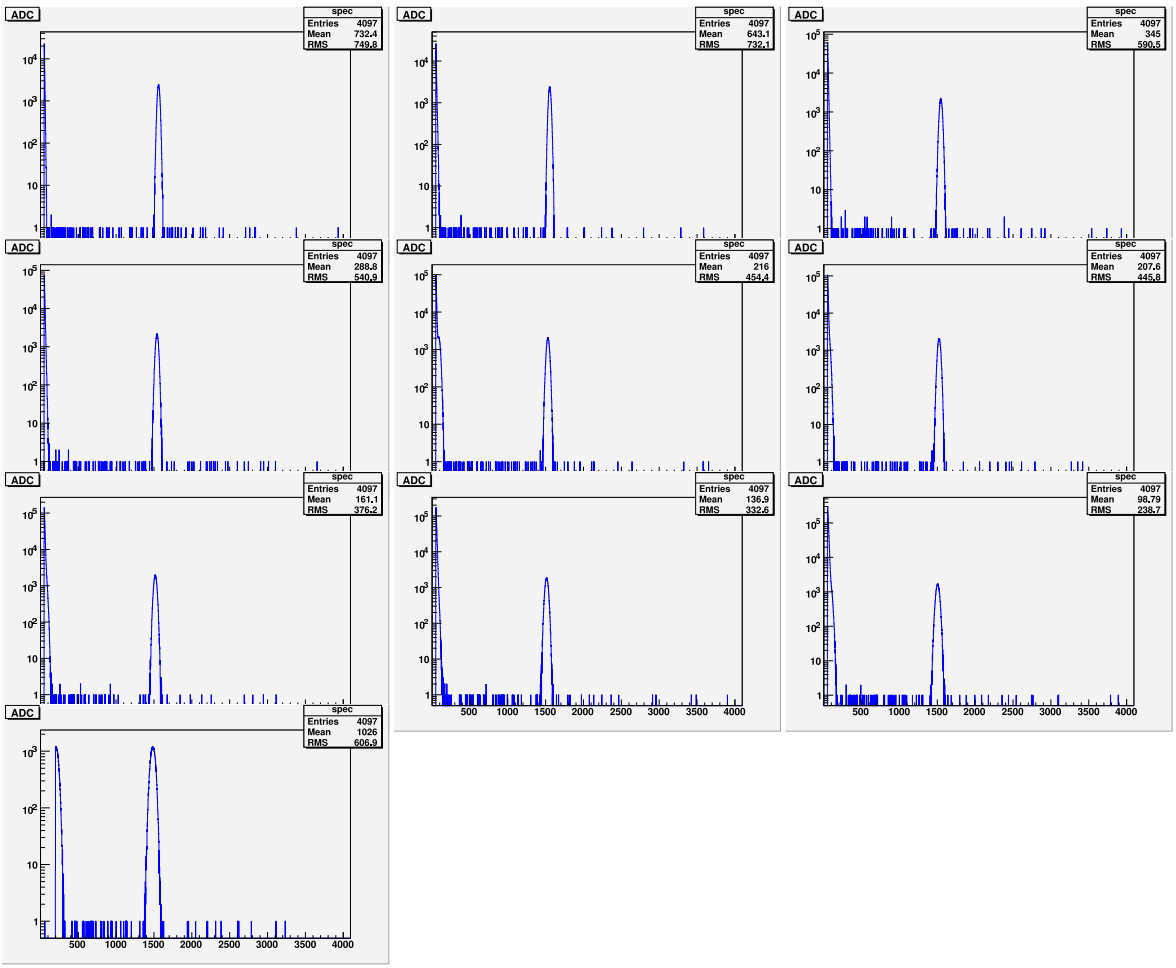


図 3.29: 各ケーブルに APD を接続してテストパルスを入力した時のスペクトル (左上から順に 10,20,30 $\cdots$)

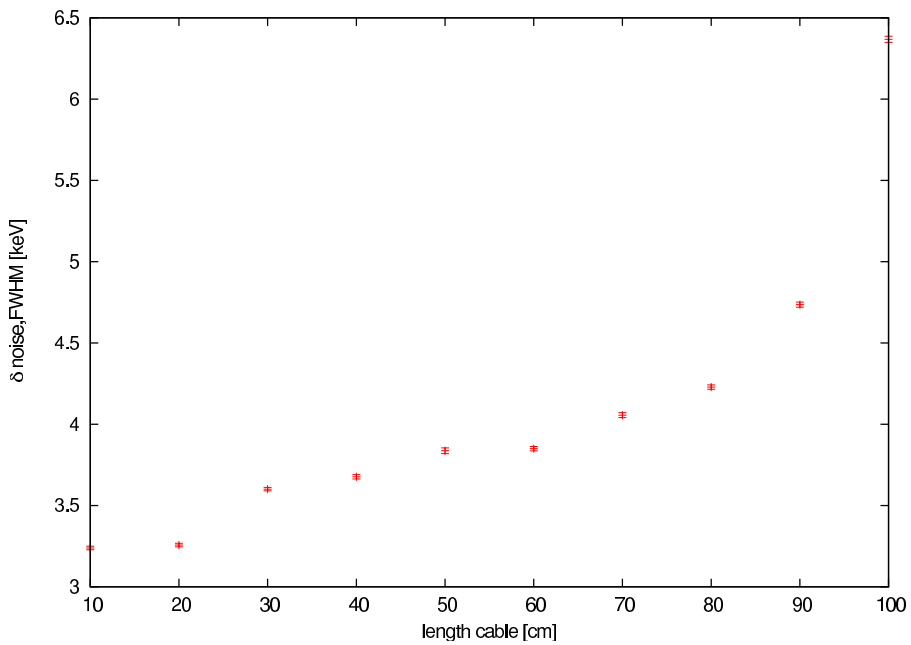


図 3.30: ケーブルの長さに対する $\delta_{noise,FWHM}$

APD

APD の場合の得られたスペクトルを図 3.31 に、それぞれのノイズを表 3.13 に示す。

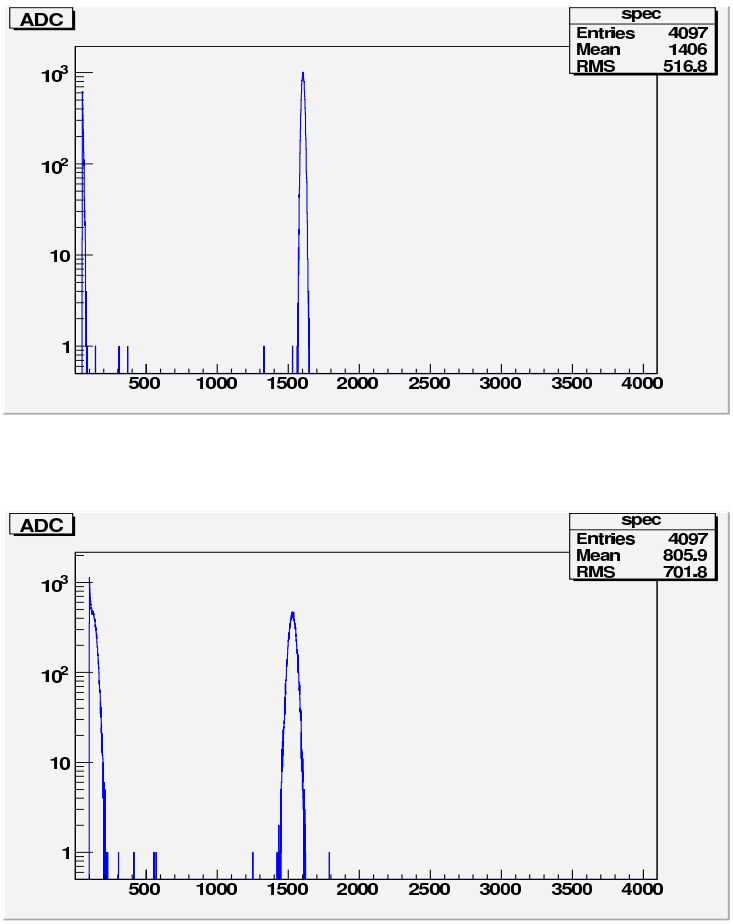


図 3.31: HV=300V におけるケーブルの長さを変えた場合のスペクトル (上)0cm (下)100cm

	$\delta_{noise,FWHM}$ [keV]
0cm	7.698
100cm	18.586

表 3.13: 0cm と 100cm の場合の $\delta_{noise,FWHM}$

3.6.3 考察

PD について、図 3.29 からはノイズである半値幅の変化は分かりにくいが、図 3.30 を見るとノイズに増加傾向が見てとれる。指数関数的な傾向が見られ、ケーブルが長い程ノイズへの影響は顕著になるものと思れる。10cm の場合のノイズと比べ、60cm まではノイズの増加は 1.2 倍以内であるが、それ以降増加率は増え、最も長い 100cm の場合のノイズは 2 倍近くまで増加している。APD の場合も 0cm に比べ 100cm では 2 倍以上のノイズに増加している。

同軸ケーブルの静電容量はグランド線と芯線との間に生じるものなので PD や APD と並列に並んだコンデンサとみなすことが出来る。並列なコンデンサの合成容量はそのまま和をとれるので、PD や APD の端子間容量にケーブル分の容量を足した合成容量が PreAmp に入力されることになる。本実験で用いたケーブルの容量が 95pF/m なのでケーブルを 10cm 伸ばすごとに、9.5pF ずつ入力容量が増す。端子間容量とケーブルの容量が同等になる程度の長さから、ケーブルによるノイズは無視出来なくなってくる。各端子間容量は、PD が 74.09pF で、APD が 33.188pF であるので、PD は 80cm、APD は 40cm 程度までがケーブルを伸ばせる限界であると考えられる。

3.6.4 結論

PreAmp への入力容量が分解能に大きく影響する放射線計測器では、半導体検出器の端子間容量とケーブルの容量が同等になる程度からノイズが無視出来ない。同軸ケーブル以外だと容量は小さいが、外部のノイズの影響を受ける。よって容量が同等程度になる長さを越えたケーブルを用いる時は、容量性ノイズの増加と、外来ノイズの低下のバランスを考慮しなくてはならない。

第4章　ライトガイドの形状による光量

前章では、シンチレーション光を読み出すAPDを複数にする前提で、それらの信号を増幅するPreAmpの数について考察した。しかし、APDの増加はノイズの増加を伴う。そこで本章ではAPDの数を1つのままにして、光収集率を向上させる手段としてライトガイドの使用を検証した。ライトガイド自体に有用性はあるのか、またその最適な形状、サイズを考察した。

4.1　ライトガイドの役割

結晶シンチレータを用いた半導体検出器は、シンチレータからのシンチレーション光を効率よく集めることが重要である。しかし、実際に用いられるBGO結晶の光読み出し面に対して、APDの受光面積は非常に狭い。光読み出し面を滑らかにAPDの受光面へ接続する役割を持つのがライトガイドである。ライトガイドの材質には、光吸収が少なく高い透明度を持つもの、加工性のよいもの、放射線に強いものが適している。また、屈折率の違いはシンチレーション光の全反射を引き起こす。よって、屈折率が出来るだけBGOに近い物質がよい。本実験では透明アクリルのライトガイドを用いた。透明アクリルの各性質を表4.1に示す。透明アクリルはガラスに比べ、高い透明度を持ち、かつ軽いという特徴を持つ。また、耐衝撃強度がガラスの10 ~ 16倍ということも特徴である。これらは宇宙空間という厳しい環境では非常に有利である。

材質	屈折率	透明度	比重
アクリル	1.491	93%	1.19
ガラス	1.43-2.14	92%	2.5

表 4.1: アクリルとガラスの特性比較

4.2　実験目的

本実験では、ライトガイドの有用性、また、形状による光集収率の差異を検証することを目的とした。ライトガイドが有効であれば、BGOの光収集率の向上方法として、ライトガイドの使用が候補になり得る。また同時に、用いるライトガイドの形状の考察も併せて行うため、ライトガイド、およびSGDの設計の指針をも得られる。

4.3　実験に用いたBGO·ライトガイド

4.3.1　BGOプレート

図 2.5 から SGD には主検出部の周囲にブロック状の BGO、視野角を狭める井戸型の側面部分に板状の BGO が用いられる。本実験では井戸型の部分について考察するため板状の BGO プレートを用いた。用いた BGO を図 4.1 に示す。またシンチレーション光の読み出し面は面積の狭い 54×3[mm] の面である。

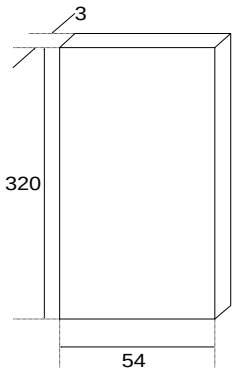


図 4.1: BGO プレートの寸法

4.3.2 ライトガイド

4 種のライトガイドを用いた。それぞれ形状は固定して、ライトガイドのなす角度と、BGO から APD までの長さによる光量の変化を考察した。小さいものから順に 1、2、3、4 とする。それぞれを図 4.2 に示す。

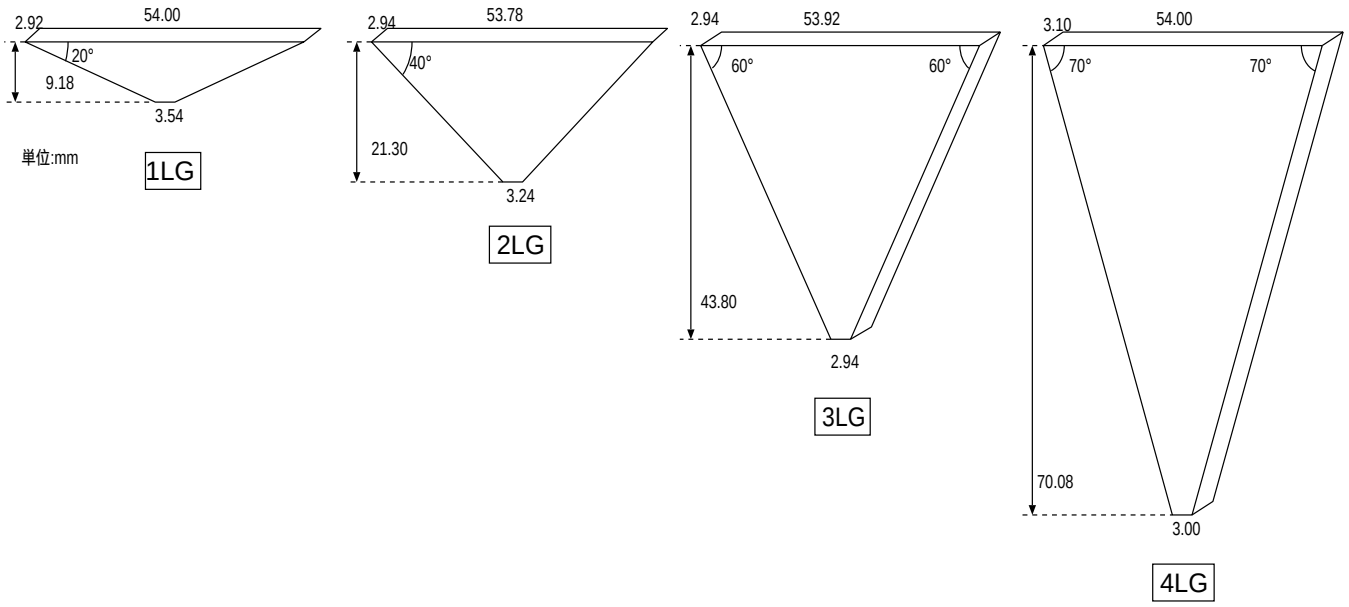


図 4.2: 実験に用いたライトガイドの寸法

4.4 実験方法

BGO に放射線を照射し、そのシンチレーション光をライトガイドで集光、それを APD で読み出す。この時、BGO の発光率が一定であるとして、増幅率等のセッティングを一定にすると、パルスの波高値、すなわち得られたスペクトルのピークチャンネルは集められた光子の数に比例する。本実験ではライトガイドを用いない場合を基準として、^{22}Na の 511keV と ^{137}Cs の 662keV のピークチャンネルを比較し、ライトガイドによりどの程度光量比が異なるのかを考察した。

BGO にそれぞれのライトガイド、APD を接着した。BGO、ライトガイド間とライトガイド、APD 間の接着には光学グリースを用いた。また、BGO、ライトガイドはゴアテックス反射材で覆い、さらにバルカーテープで覆うことでシンチレーション光が外部へもれないようにした。APD 接着面の隙間からも光の損失がないようにバルカーテープで覆った。

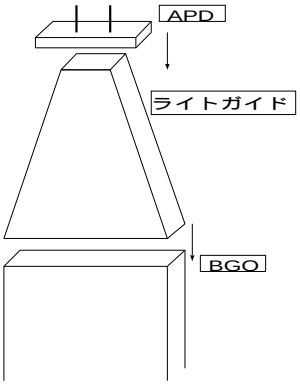


図 4.3: BGO、ライトガイド、APD の接着

シンチレーション光の読み出しに用いた APD は前章でも用いた 3×3mmAPD「S8664-33 SPL4974」の No.1 である。回路は前章の図 3.18 と同様の回路である。ただしここで用いた PreAmp は 1ChPreAmp の「S/N02Z413」である。本実験では、ライトガイドによる光量の違いを考察するため、PreAmp 特性は必要ないので省略した。HV はより増幅率の高い 350V、Shaper gain=250 である。また、BGO の発光量増加と、APD の暗電流低減のため、T=-30 ℃ (243K) のもと測定した。

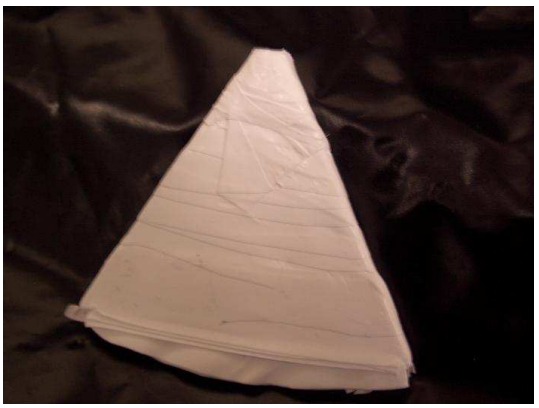


図 4.4: バルカーテープで覆った 3LG

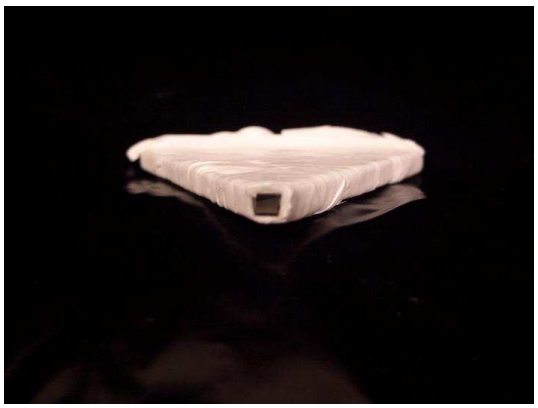


図 4.5: ライトガイドの APD 接着面

4.5 結果と考察

実験により得られたスペクトルを図 4.6 に、それぞれのピークチャンネルを表 4.2 に示す。

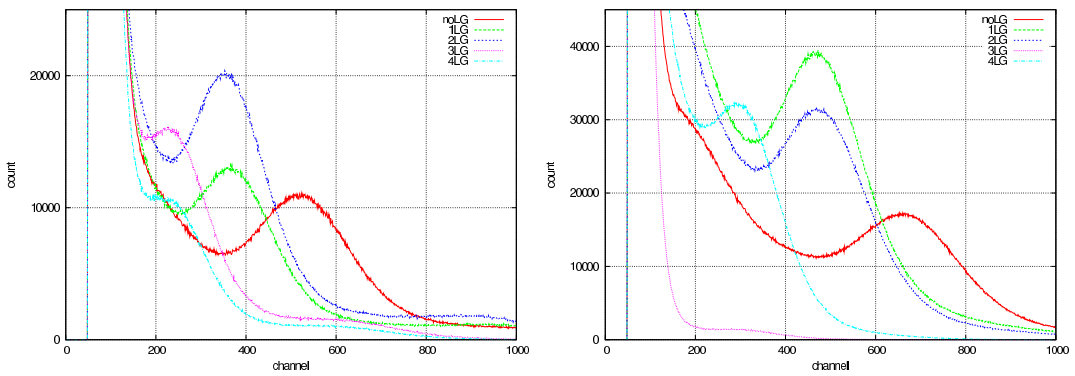


図 4.6: ライトガイド (LG) の違いによるスペクトルの変化 (左)Na511keV (右)Cs662keV

	noLG	1LG	2LG	3LG	4LG
511keV	520.0(1)	377.5(0.726)	361.4(0.695)	225.7(0.434)	219.3(0.422)
662keV	657.8(1)	473.4(0.720)	468.8(0.713)	282.7(0.430)	313.5(0.438)

表 4.2: 各ライトガイドにおける照射エネルギーに対するピークチャンネル () 内は noLG に対する比

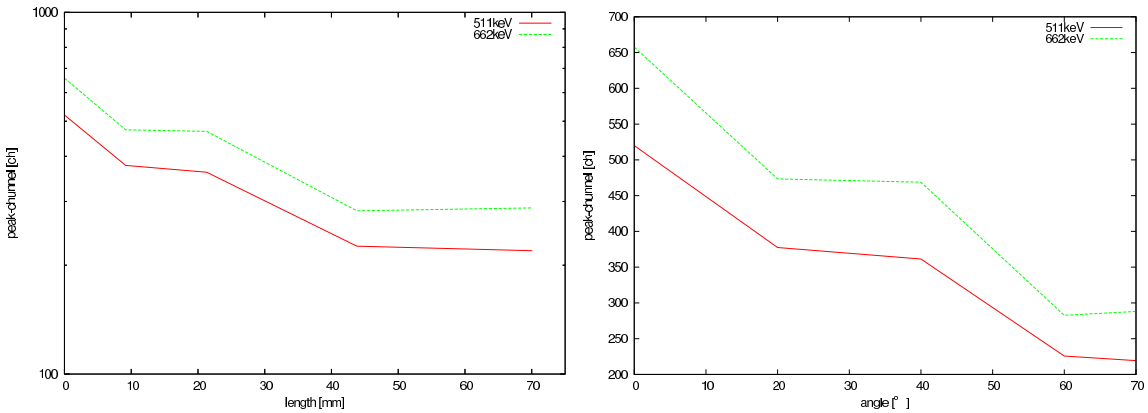


図 4.7: ライトガイドの角度と長さに対するピークチャンネルの依存性

本実験では BGO、ライトガイド、および APD を光学グリースを用いて接着し、光量を比較したため、わずかな光もれや、接着のズレ等は測定値に影響が出る。よって再現性を検証するため、1LG についてのみ一度すべての接着をし直して再び測定した。測定結果を表 4.3 に示す。

	1LG
511keV	368.9(2.3)
662keV	479.9(1.4)

表 4.3: 再現性のピークチャンネル () 内は 1 回目とのずれ [%]

図 4.8 のように、光読み出し面とライトガイドとの角度が小さい方が、同じ角度でライトガイドに入社した光が APD まで届き易い。そのうえアクリルの屈折率は BGO に比べ小さいため、BGO からアクリルへは全反射が起きるが、アクリルから BGO へは全反射が起きない。よって角度に関しては、小さい程光量が増加すると考えられる。しかし角度を小さくするとライトガイドの長さ、すなわち APD までの距離が長くなってしまう。距離が長いと、いくら高い透明度を持つアクリルでもシンチレーション光の大部分を吸収してしまう。

図 4.7 の結果を見てみると、ピークチャンネルはライトガイドを用いない場合が最も高く、全体的に右下がりになっている。これは角度が小さくなることによる光量の増加より、距離が長くなることによる減少の方が上回ることを示す。また、長さに

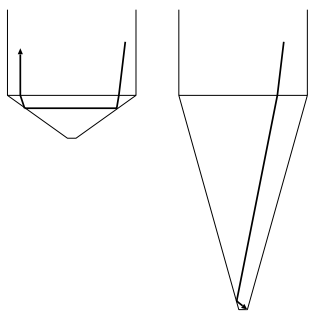


図 4.8: ライトガイドの角度による光路の違い

よる光量の減少が一定の減少率に従うとすると、光量は距離 d
と定数 a, b を用いて ae^{-bd} と表せるはずである。この式で図 4.7 の $662\mathrm{keV}$ をフィッティングしたところ、$a = 607.435, b = 0.01369$ という値が得られた。ここで b^{-1} は吸収長を表し、$b^{-1} = 73[\mathrm{mm}]$ となった。

以上の結果より、ライトガイドを使用するとその形状に関わらず光量は低下した。また角度による光量増加がほとんど見られない。アクリルを使う以上はライトガイドによる利得はなしと考えてもよく、形状ではなく他の材質等を検討した方がよい。

第5章　まとめ

本研究ではNeXT衛星搭載SGD検出器のアクティブシールドとして、BGOシンチレータのAPDを用いた光読み出しの研究を行った。BGO読み出しに複数のAPDを用いるうえで、増幅に用いるPreAmpの数によるノイズの違いを測定した。また、APDとPreAmpを接続するケーブルの長さによるノイズも考察した。複数のAPDではなく、ライトガイドを用いて1つのAPDで読み出すことの有用性、また、ライトガイドの最適な形状の考察と、以上3点の実験を行った。

第三章で行った複数のPreAmpを読み出すPreAmpの数についての考察では、4つの10mm角PD、3mm角APDを用いた。1つのPDまたはAPDに対して1つのPreAmpで増幅した場合のノイズと、全てのPDまたはAPDに対して1つのPreAmpで増幅した場合のノイズを比較した。結果としては$N = 5$程度ならば増幅するPreAmpが1つでも複数でもノイズはほぼ同じなのでPreAmpは1つでもよい。またAPDノイズの理論値とのずれは未だに原因がはっきりせず、今後さらなる考察または再現性の実験が必要である。

また同軸ケーブルの長さによるノイズの考察では、外径1.41mmの高耐圧同軸ケーブルを用いて、PDについて10cm ~ 100cm、APDについて0cmと100cmのノイズを測定した結果、ケーブルの容量が各素子の端子間容量と同等になる程度の長さが限界であるということが分かった。PDだと80cm、APDだと40cm程度である。実際SGDに搭載されるのは現段階では10mm角APDが検討されているので端子間容量はさらに大きくなり、ケーブルの長さもより長く出来ると考えられる。

第四章で行ったライトガイドの有用性、および最適な形状の考察では視野角を狭くする井戸型BGOの側面部を想定したBGOプレートに、4種類の長さの違う透明アクリル製ライトガイドを接着し、3mm角APDで読み出した。ライトガイドを用いない場合も含め、各場合の光量比を比較した結果、ライトガイドが短い方が光量は多かった。このことからライトガイドは角度よりも長さ、つまり光路の長さに依存することが分かった。そしてどのライトガイドより、ライトガイドを用いずBGOプレートに直接APDを接着した場合の方が光量は多かった。よってライトガイド自体に有用性がないことが分かった。

謝辞

本研究を行うにあたり御指導にあたっていただきました大杉先生、深澤先生に心より感謝いたします。実験の手際が悪い私でしたがとても親切に御指導いただき、なんとか本論文を書き上げるに至りました。

同じ APD 実験で修論を書いておられた M2 の竹本さんにもお世話になりました。ご自身の実験や論文でお忙しい中アドバイスや相談に乗ってくださり、ありがとうございました。また、実験室の先輩として、D1 安田さん、M2 田中さん、M1 西野さん、同輩として松岡くん、全員に非常にお世話になりましたことを深く感謝致します。ひろたかさんもよくアドバイスをいただいたり夜遅くまで実験に付き合ってくださったりしていただいて非常に助かりました。体調管理のことも注意されたりしました。

実験室のみならず高エネルギー宇宙・素粒子実験研究室のみなさまにも厚く感謝いたします。卒業論文は大変でしたが楽しんでやれたのはみなさまのおかげです。本当にありがとうございました。

参考文献

[1] 宇宙科学研究本部 「次期 X 線天文衛星計画 NeXT」 , http://www.astro.isas.jaxa.jp/future/NeXT/ ,(2008/1/9 アクセス)

[2] 高橋忠幸 et al.「NeXT 衛星搭載軟ガンマ線検出器 (SGD) の開発」, 2004

[3] T.Takahashi 「NeXT 衛星搭載用硬 X 線検出器・ガンマ線検出器」 , http://www.astro.isas.jaxa.jp/ takahasi/Detectors/NeXT.html (2008/1/3 アクセス)

[4] http://www.hp.phys.titech.ac.jp/next/fornext.html ,(2008/1/4 アクセス)

[5] Glenn F.Knoll 木村逸郎 阪井英次 訳「放射線計測ハンドブック第三版」, 日刊工業新聞社,2001

[6] 竹本健太「宇宙軟ガンマ線観測用 BGO 井戸型アクティブシールドの光読み出しの研究」, 広島大学 卒業論文,2006

[7] 白井裕久「宇宙 X 線検出器シールド用 BGO ブロックの光読み出しの研究と APD 特性の自動測定システムの立ち上げ」, 広島大学 卒業論文,2006

[8] 浅野哲也「BGO と APD を用いた宇宙γ 線検出器アクティブシールドの研究」, 広島大学 卒業論文,2005

[9] 木原邦夫「半導体検出器回路におけるノイズフィルター」, 広島大学 卒業論文,2003

[10] T.Ikagawa et al. Perfomance of large-area avalanche photodiode for low-energy X-rays scintillation detection,
Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A515, 671, 2003

[11] T.Ikagawa et al. Study of large area Hamamatsu avalanche photodiode in a γ-ray scintillation detector,
Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A538, 640, 2005

[12] 斉藤孝男「2 次元 APD array と VLSI を用いた X 線・γ 線用撮像検出器の開発」, 東京工業大学 修士論文,2006

[13] M.Moszyński et al. Avalanche photodiodes in scintillation detection,
Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A497,226-233,2003