シリコンストリップ検出器のX線応答と多チャンネル読み出し回路のパラメータ調整

澤本直之
広島大学理学部物理科学科
1279028B
高エネルギー宇宙・素粒子実験研究室

指導教官・主査 深澤泰司
副査 小嶌康史

2004年2月10日

概 要

ブラックホールや超新星爆発など、宇宙における高エネルギー現象を理解するための第一歩は「見ること」である。天体から放射される電磁波のうち、数 10 keV から 1 MeV 程度の硬 X 線領域には重要な情報が多く含まれているのだが観測は困難であった。シリコンストリップ検出器を用いた新たな観測技術・コンプトンカメラにより、この硬 X 線までも捕らえることが可能になる。

本研究では、コンプトンカメラの主要部となるシリコンストリップ検出器の性能評価、特に、1 つの X 線が隣り合うストリップに分割されて読み出されてしまうスプリットイベントが、X 線計測に与える影響について調べた。122 keV の X 線に対し 7 %程度の割合でスプリットイベントが生じており、X 線のエネルギーが小さくなるほど、確認可能なスプリットイベントは少なくなる傾向があった。エネルギーの分割の比がさまざまであるため、スプリットイベントは広いエネルギー範囲に渡って影響をおよぼしている。

また、shaping amplifier の帰還抵抗値を変えるバイアス電流の設定など、検出器読み出し用回路の最適化も行った。コンプトンカメラを想定した 2 枚重ねのシリコンストリップ検出器と組み合わせての測定では、122 keV の硬 X 線に対してエネルギー分解能 1.34 keV(FWHM) を達成した。このことによって、観測の対象である硬 X 線の領域に対しては、他の検出器を圧倒する性能であることが示された。

目 次

第 1 章　序論 5

第 2 章　半導体検出器・シリコンストリップ検出器 6
- 2.1 半導体検出器 . . . 6
- 2.2 シリコンストリップ検出器 . . . 7
  - 2.2.1 シリコンストリップ検出器の構造 . . . 7
  - 2.2.2 Leakage Current . . . 7
  - 2.2.3 Capacitance . . . 8
  - 2.2.4 エネルギー分解能 . . . 9
- 2.3 NeXT 衛星 -DSSD のコンプトンカメラへの応用- . . . 11
- 2.4 本研究の目的 . . . 12

第 3 章　VA32TA を用いた多チャンネル同時計測 14
- 3.1 アナログ LSI -VA32TA- . . . 14
  - 3.1.1 VA32TA の特徴 . . . 14
  - 3.1.2 動作原理 . . . 15
  - 3.1.3 VA-DAQ . . . 16
- 3.2 計測セットアップ . . . 17
- 3.3 データ解析の方法 . . . 18

第 4 章　VA32TA・パラメータの最適化 22
- 4.1 VA32TA のパラメータ . . . 22
- 4.2 測定と結果 . . . 23

第 5 章　DSSD の X 線 ガンマ線応答 28
- 5.1 X 線応答の線形性 . . . 28
- 5.2 フラットイメージ . . . 29
- 5.3 スプリットイベント . . . 30
  - 5.3.1 1 ストリップの応答 . . . 31
  - 5.3.2 多チャンネル計測の場合 . . . 36

第 6 章　まとめ 40

表 目 次

3.1 VA32TA の仕様 14
3.2 DSSD の仕様 18

4.1 基準とする設定パラメータの値 24
4.2 新たなパラメータの設定値 27

5.1 1 次元精密ステージ XA16-01 の仕様 33

図 目 次

2.1 半導体検出器を説明する基本の図 6
2.2 両面シリコンストリップ検出器の基本構造 7
2.3 Body Capacitance と Interstrip Capacitance 8
2.4 CSA までの回路図 (DC 結合) 9
2.5 RC チップにより AC 結合された回路図 11
2.6 コンプトンカメラ 12
2.7 吸収係数 13

3.1 VA32TA チップの写真 14
3.2 VA32TA のブロックダイアグラム 15
3.3 読み出しタイミングチャート 16
3.4 VA-DAQ の写真 17
3.5 セットアップ 18
3.6 DC 結合と AC 結合 100 V の電圧から RC チップを守るため VA チップ 1 つにつき 2 枚の RC チップをもちいている。 19
3.7 得られたデータをそのままスペクトルにしたもの。 20
3.8 解析の各段階で得られているスペクトル 21

4.1 Pre_bias v.s. FWHM 24
4.2 Pre_bias ; 250 μ A で測定したときのエネルギースペクトル 25
4.3 Ifss 設定値 15 nA での波形の乱れ。左は 55 nA、右の波形が設定値 15 nA の場合。 25
4.4 Ifss v.s. FWHM 26
4.5 Ifss 設定値 55・255 nA で測定したときのエネルギースペクトル 26
4.6 Ifss の設定値とゲインのちがい。スペクトルのピーク部分 (ADC-channel 表示) 図左側：55 nA、右側：255 nA。 26

5.1 直線の式による値とデータとの差。2 枚の DSSD の p 側ストリップの値。(VAchip 4 つ分)) 28
5.2 フラットイメージおよび X・Y 軸への投影。122 keV と 59.5 keV。線源に近い側の DSSD の分布が下側のヒストグラム、遠い側の DSSD の分布が上側。 29
5.3 フラットイメージおよび X・Y 軸への投影。17.6 keV と 14.4 keV。線源に近い DSSD が下側の分布を持つ。 30
5.4 スプリットイベント 31
5.5 スプリットイベントの測定の概念図 (1 ストリップのみ読み出す場合) 32
5.6 製作したコリメータ。2 枚のコリメータの間隔は 13.5 mm。 33
5.7 組み上げたセットアップ。ステージとコリメータはアクリル板でつなげてある。 . 33

5.8 照射位置を変えたときの 1 ストリップの応答 34
5.9 照射位置ごとのピークのカウント数 35
5.10 照射位置とカウント数の分布予想 35
5.11 Am と Co のスペクトル 36
5.12 選び出したスプリットイベント (^{57}Co の 122.06 keV) 37
5.13 選び出したスプリットイベント (^{241}Am の 59.5 keV) 37
5.14 選び出したスプリットイベント (^{241}Am の 17.6 keV) 37
5.15 ストリップの中心付近で散乱された場合の概念図。90°方向散乱では立体角 dΩ=0.45 内に散乱されている。 38
5.16 コンプトン散乱後に、近隣ピクセルで光電吸収されるまでに動く距離 d_1、d_2 。 . 38
5.17 スプリットイベントの 2 次元分布と X,Y 軸への投影。左から、17.6・59.5・122 keV のスプリットイベント。 39

第1章　序論

これまでの宇宙観測によって、超新星爆発やブラックホールから吹き出すジェット、銀河・銀河団など宇宙のあらゆるところで、相対論的なエネルギーにも到達するほどの、高エネルギー粒子の加速がおきていることが分かってきた。加速された高エネルギー粒子からは、X 線ガンマ線を含んだ非熱的な放射がされている。このような非熱的現象によるエネルギーは宇宙全体のエネルギーのなかで無視できないほどの割合をもっており、加速機構などの解明は X 線ガンマ線領域にまでおよぶ広いエネルギー範囲での観測が必要となってくる。

現在、数 10 MeV 以上のエネルギー領域では電子陽電子対生成の飛跡を追うことによる高感度な観測が行われている。2007 年打ち上げ予定のガンマ線天文衛星 GLAST には、ガンマ線の到来方向を決めるためにシリコンストリップ検出器 (SSD) で構成されたセンサーが搭載され、数 10 MeV 以上のガンマ線に対してさらに高い感度をもつことが期待されている。また 10 keV 程度以下では反射望遠鏡を利用した集光観測などが行われている。

これに対して、数 10 keV の硬 X 線から数 10 MeV の軟ガンマ線の範囲では、他のエネルギー領域と比べて観測衛星の感度が低い。この領域では、光子と物質とが相互作用しにくくなるとともにコンプトン散乱が主な反応となり、光子のもっていたエネルギーとその到来方向を決定するのが困難になることが、感度向上の遅れの一つの要因となっているのだ。こうしたなかでコンプトンカメラという新しい検出器も考え出された。検出器内で起きたコンプトン散乱の過程を再構成することでガンマ線のエネルギーと入射方向を正確に計測しようとするものである。高エネルギー天文学の分野に多くの情報をもたらすために、このような新しい検出器の開発が行われている。

第2章　半導体検出器・シリコンストリップ検出器

2.1　半導体検出器

X 線天文学で用いられる検出器にはいくつか種類がある。その中でも、硬 X 線・ガンマ線の検出はこれまで主に固体結晶のシンチレータによって行われ検出効率の高いものが作られてきたのだが、良いエネルギー分解能が得られてはいなかった。これに対し、良いエネルギー分解能を期待できるのがシリコンやゲルマニウムなどを用いた半導体検出器である。放射線は物質中の束縛電子と、光電効果、コンプトン散乱、電子陽電子対生成の 3 種の相互作用を起こす。エネルギーを受け取った束縛電子は物質中を動き、それに沿って電子・正孔対が作られる。半導体検出器は、この電子と正孔の対を電流として取り出すことにより放射線の検出を行っている。半導体を放射線検出器として使用する場合、n 型半導体と p 型半導体とを結合させてダイオードを形成したものを用いる。接合部付近では、キャリアのほとんど存在しない「空乏層」と呼ばれる領域が広がっており、これが検出器の有感領域となる (図 2.1)。

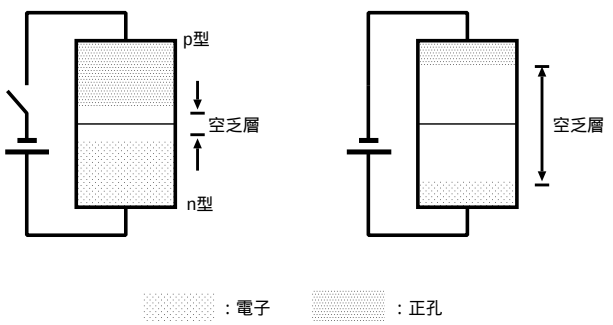


図 2.1: 半導体検出器を説明する基本の図

半導体検出器には極めて純粋な結晶が用いられているが、少なからず不純物を含んでおり熱励起されたキャリアが存在してしまう。このキャリアはダイオードに逆バイアスをかけることで結晶内から消すことができ、空乏層をさらに厚くすることができる。また、内部に電場ができるので放射線の相互作用により生成された電子・正孔対が再結合してしまう前にそれらを効率良く分離・収集することができる。シリコンの半導体検出器として、フォトダイオード、電荷結合素子 (CCD)、そして今回の実験で使用したシリコンストリップ検出器 (SSD) などがある。

2.2 シリコンストリップ検出器

2.2.1 シリコンストリップ検出器の構造

もともとシリコンストリップ検出器 (SSD) は、高エネルギー物理学の分野で短寿命粒子のための検出器として開発されたものである。n 型シリコン半導体ウェーハーの上に p+型のシリコン半導体を細く短冊状にならべることで多数の pn 接合ダイオードが形成され、それぞれのダイオードが独立な検出器のように働いている。この構造によって高い位置分解能を持つことができる。X 線が空乏層に入射し n 型半導体バルク内で相互作用を起こした場合、生成された正孔は最も近くにある p^+ 型半導体ストリップに、電子は反対側の n^+ 半導体へとそれぞれ内部の電場に沿って引き寄せられる。信号を出したストリップは X 線の反応位置を表すことになるのである。p^+ 側だけでなく、n^+ 側にもストリップ構造を持たせたものを両面シリコンストリップ検出器 (Double-sided Silicon Strip Detector: DSSD) と呼んでいる。DSSD の基本構造を 図 2.2 に示す。n^+ 側ストリップは p^+ 側に対して垂直に配置されており、X 線との相互作用により生成された電子は n^+ ストリップに収集される。ストリップ間隔は数 10 ~ 数 100 μm であり、反応位置の 2 次元情報を高い精度で知ることが可能である。

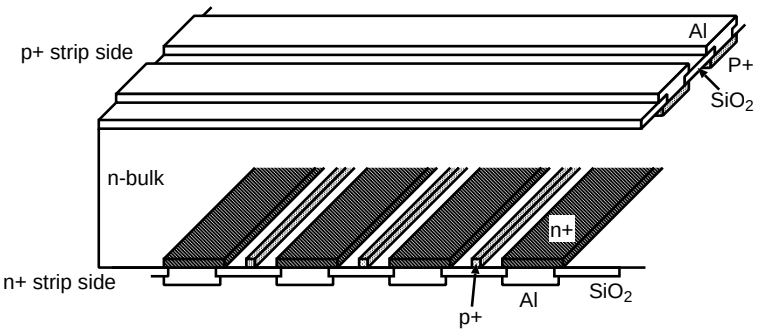


図 2.2: 両面シリコンストリップ検出器の基本構造

DSSD の特徴として、高い位置分解能を持つことの他に素早い応答性がある。deadtime が約 30 nsec 程度でこれはプラスチックシンチレータに近い速さである。また、読み出しチャンネルを少なくできるのも利点のひとつである。例えば、n 側・p 側それぞれ 32 本のストリップがある場合を考える。この DSSD の読み出しは全部で 64 チャンネルだけでよいのだが、検出器を 2 次元に 1024 分割した精度で位置情報が得られる。これに対し CCD の場合は、1024 チャンネル全てを読み出す必要がある。

2.2.2 Leakage Current

半導体などの絶縁物に電圧を加えると、熱的に励起された電子・正孔がエネルギーギャップを越えて伝導帯に遷移し、数 nA 程度のわずかな直流電流が流れる。これをリーク電流という。電気的に扱う信号が弱い半導体検出器では、回路系雑音となってしまう。半導体結晶内に存在する不純物がエネルギーギャップの中間に新たなエネルギー準位を作り電子・正孔の遷移を助けていることが

リーク電流発生の原因のひとつである。DSSD ではこれ以外にも、ダイオード構造や電極などがシリコン中の電場構造を乱すことでリーク電流が生じたり、絶縁体の有限の抵抗から漏れ出す電流がある。また、放射線による検出器の損傷、特にバルク損傷による結晶の乱れもリーク電流の増加につながっている。リーク電流は周囲の温度に影響を受け、一般に、

$$I(T) \propto T^2 exp(\frac{-E}{2k_B T}) \tag{2.1}$$

T : 温度

E : エネルギーギャップ

k_B : ボルツマン定数

で表される。常温付近では、7 度の上昇で約 2 倍のリーク電流の増加になってしまうが、低温下で動作させればリーク電流を十分に減らせられるということである。

2.2.3 Capacitance

一般に半導体検出器は、それ自体が有限な大きさを持つ絶縁体であるので電気容量を持っているが、これは電気的なノイズの要因となる。DSSD で重要となる容量は 2 つある (図 refCapacitance)。ひとつは Body Capacitance で、p 側ストリップと n 側ストリップとの間に形成されている。逆バイアスをかけ空乏層を広げるにつれて容量は減っていき完全に空乏層が広がると一定になる。もうひとつは、Inter-strip Capacitance である。これはあるストリップとその近隣のストリップとの間に形成されるもので、Body Capacitance と同様に空乏層が広がると容量は減っていく。DSSD は、n+ストリップの構造を維持するために、n^+ ストリップの間に細い p^+ ストリップが入れてある。n^+ 側はこの p^+ ストリップとの間にも容量を持つ。Inter-strip Capacitance は両隣からの寄与がそのほとんどである。

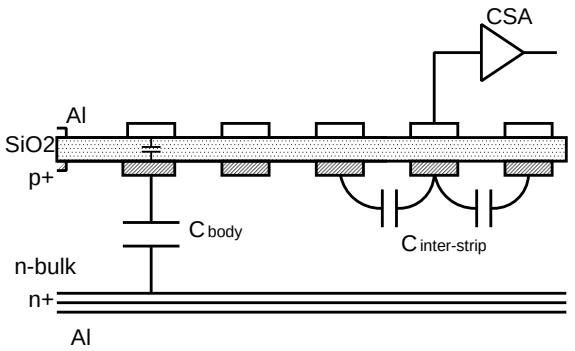


図 2.3: Body Capacitance と Interstrip Capacitance

2 つの容量の和は経験的に、

$$C = (0.8 + 1.6\frac{w}{p})\, l \qquad (\mathrm{pF}) \tag{2.2}$$

w : ストリップの幅 (μm)

l : ストリップの長さ (μm)

p : ストリップの間隔 (cm)

で求めることができる。

2.2.4 エネルギー分解能

検出器のエネルギー分解能は、放射線との相互作用により生成された電子・正孔対の数 n の統計分散と回路ノイズに依存する。放射線が検出器内でエネルギー E を失った場合、電子・正孔対の数は n $(=\frac{E}{\varepsilon})$ となる。ε は電子・正孔対を生成するのに必要な平均のエネルギーで、シリコンでは ε=3.65 eV である。電荷キャリアの生成がポアソン過程であるとすると分散は n になる。実際は統計分散による精度よりもエネルギー分解能は良い値となるが、この統計からのずれを定量化するために、ファノ因子 F が導入されており、

$$F \equiv \frac{\text{統計分散の観測値}}{n} \tag{2.3}$$

で定義されている。シリコン検出器では 約 0.1 である。これより統計ゆらぎに依存したエネルギー分解能 (ΔE_{stat}) を半値幅 (FWHM) で表すと、

$$\Delta E_{stat}(\mathrm{FWHM}) = 2.355\varepsilon\sqrt{F \cdot \frac{E}{\varepsilon}} \tag{2.4}$$

となる。

DSSD の扱う電気信号は小さいため、エネルギー分解能はさまざまな電気回路ノイズの影響を受けやすい。検出器からの信号は電荷量として読み出されているが、そのうちのノイズによる電荷量を雑音等価電荷 (Equivalent Noise Charge: ENC) と言う。

検出器から CSA までの回路図を図 2.4 に示す。図中の記号は次の通りである。

I_{lc}；リーク電流
C_d；DSSD の持つ容量
R_{bias}；バイアス抵抗
R_{im}；DSSD のストリップなど回路内に存在する抵抗値
HV；高圧電圧

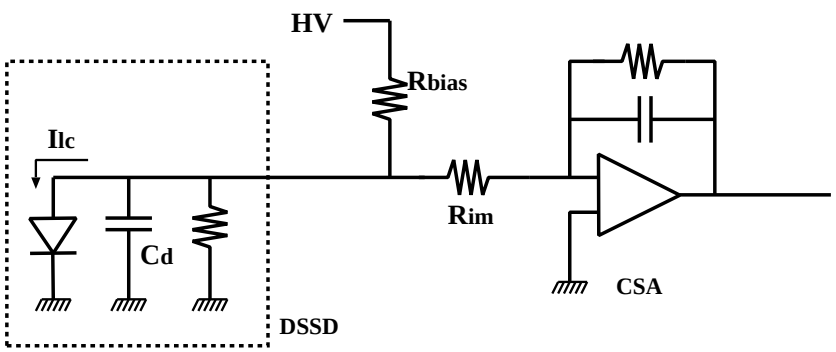


図 2.4: CSA までの回路図 (DC 結合)

図 2.4 のように検出器と回路が DC 結合された場合のノイズには次のようなものがある。

1. ジョンソンノイズ

   電子回路を構成する抵抗や素子などの中でキャリアが不規則な熱運動をしているために、絶えず変動する電圧が発生している。この雑音電圧のことで、熱雑音とも呼ばれる。波形整形回路 (shaping amplifier, 以後 shaper) で波形整形を行った場合、バイアス抵抗で生じるノイズの電荷量 (ENC_{bias}) は、

$$ENC_{bias} = 770\sqrt{\frac{\tau \ \ (\mu\mathrm{sec})}{R_{bias} \ \ (\mathrm{M}\Omega)}} \qquad (\mathrm{e}^-) \tag{2.5}$$

   τ : shaper の時定数

   R_{bias} : バイアス抵抗

   によって計算される。さらに、信号読みだしの際には、DSSD や回路内のコンデンサが持つ電気容量に応じたノイズが CSA で生じており、次のように表される。

$$ENC_{amp} = k_0 + k_1 C_{in} \qquad (\mathrm{e}^-) \tag{2.6}$$

   k_0、k_1 は CSA と shaper によって決まる定数である。C_{in} は CSA にロードされる電気容量で、DC 結合の場合は基本的に DSSD の持っている容量 (§ 2.2.3 参照) と等しい。

2. ショットノイズ

   検出器からのリーク電流 I_{lc} によってキャリアの流れが統計的に揺らぐことで生じており、

$$ENC_{lc} = 107\sqrt{I_{lc}\tau \ \ (\mathrm{nA}\cdot\mu\mathrm{sec})} \qquad (\mathrm{e}^-) \tag{2.7}$$

   となる。

検出器と回路を AC 結合させる場合にはさらにノイズが加わってしまうとともに、信号電荷の一部がカップリングコンデンサで失われてしまうため、相対的にノイズの割合が大きくなる。例えば RC チップを用いて AC 結合させている場合 (図 2.5) を考える。 RC チップとは、リーク電流が

CSA に流れ込むのを防ぐためのカップリングコンデンサ (C_c) と、バイアス抵抗をひとつのシリコンチップ上に作ったものである。非常に大きなバイアス抵抗を作ることができるため、ジョンソンノイズ (ENC_{bias}) を低減することができるなどのメリットがある。

RC チップは、SSD とほぼ同じようなストリップ構造しているので、目的のカップリングコンデンサ以外にも電気容量 (C_{rc}) を持ち、その値は DSSD の場合と同様に式 2.2 で求められる。これにより、CSA へロードされる容量は、

$$C_{in} = C_d + C_{rc} \tag{2.8}$$

となるので、アンプノイズは増加しまう。

AC 結合させる場合、CSA にはカップリングコンデンサに集められた電荷が入力されていて、その収集効率 ρ は他の容量との比できまっており、

$$\rho = \frac{C_c}{C_c + C_d + C_{rc}} \tag{2.9}$$

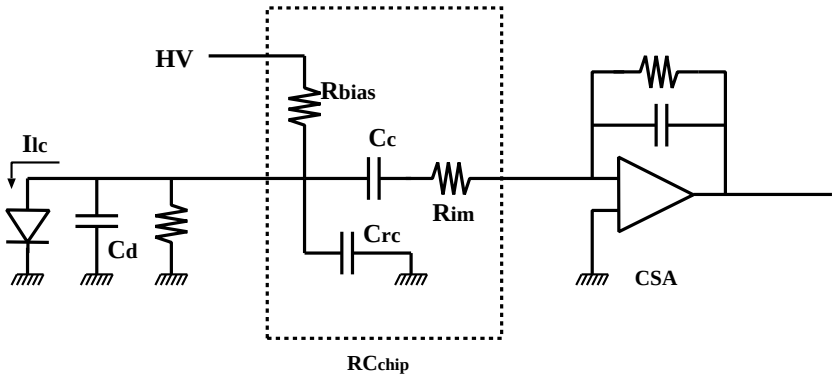


図 2.5: RC チップにより AC 結合された回路図

となる。検出器からの電荷を最大限に収集するために、通常はカップリングコンデンサの容量を数 1000 pF 程度の大きな値に設定する。しかし RC チップに作られているカップリングコンデンサの容量は数 10 pF 程しかないため、収集効率が低くなってしまいノイズ電荷の割合を大きくしている。

また、RC チップなど回路内に存在する抵抗 R_{im} によるジョンソンノイズも発生していて、

$$ENC_{im} = 450\ C_d\sqrt{R_{im}}\ /\ (\rho\sqrt{\tau}) \qquad (\mathrm{e}^-) \tag{2.10}$$

で表される程度の影響がある。

これらのノイズも考慮したエネルギー分解能は、統計ゆらぎと ENC の各成分の二乗平均和となる。ノイズによる成分は合成されて、

$$ENC_{total}^2 = ENC_{bias}^2 + ENC_{lc}^2 + ENC_{amp}^2 + ENC_{im}^2 \tag{2.11}$$

となり、最終的にエネルギー分解能は、半値幅 (FWHM) で、

$$\Delta E(\mathrm{FWHM}) = 2.355\varepsilon\sqrt{\left(F \cdot \frac{E}{\varepsilon}\right) + ENC_{total}^2} \tag{2.12}$$

と表すことができる。

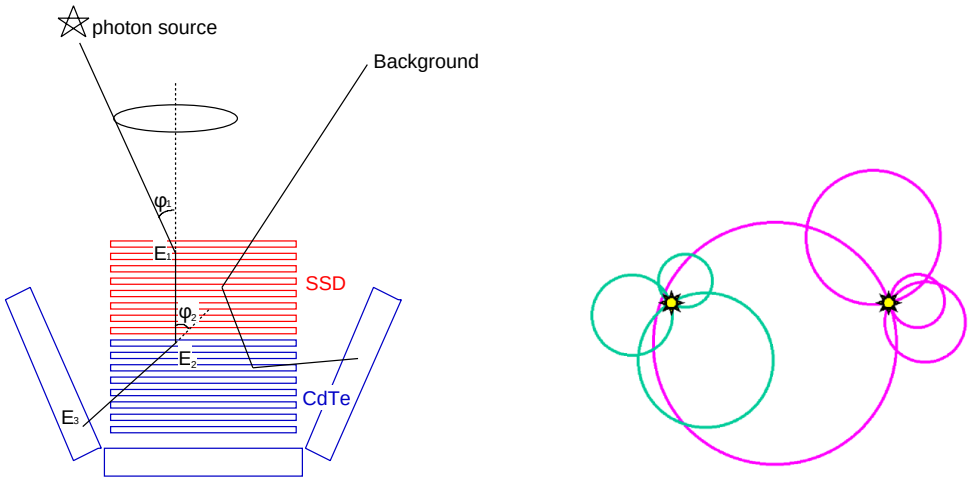
2.3 NeXT 衛星 -DSSD のコンプトンカメラへの応用-

硬 X 線から軟ガンマ線のエネルギー範囲では観測の感度向上が遅れているが、この領域では、光子と物質とが相互作用しにくくなるなどの理由で、エネルギーや到来方向を決定するのが難しくなるためである。

この困難を打ち破るため提案されたのがコンプトンカメラである。これは検出器中でおこるコンプトン散乱を活用することに特徴がある。いままでの場合、ガンマ線は検出器内でコンプトン散乱を起こし、もっていたエネルギーの一部を電子に与えた後、検出器から抜け出ていく。この散乱された 2 次ガンマ線も検出することで、入射ガンマ線のエネルギーだけでなくその到来方向までも決めることができるというものである。この考えに基づいた次世代の検出器として半導体多層コンプ

トンガンマ線カメラが候補に挙がっており、次期 X 線天文衛星 NeXT (New X-ray Telescope) への搭載を目指した開発が行われている。

半導体多層コンプトンガンマ線カメラの基本構造を図 5.3 に示す。シリコンやテルル化カドミウムなどの半導体検出器を数十層にわたり積み重ね、その中で複数回のコンプトン散乱をさせて最後には光電吸収をさせる。



(a) コンプトンカメラの概念図　　(b) 複数イベントの重ね合わせ

図 2.6: コンプトンカメラ

入射ガンマ線光子の散乱による反跳電子のエネルギー E_1、E_2、散乱された角度 ϕ_1、ϕ_2、光電吸収されたエネルギー E_3 とすると、エネルギー保存則と運動量保存則から、次の式が成立する。

$$cos\phi_1 = 1 + \frac{m_e c^2}{E_1 + E_2 + E_3} - \frac{m_e c^2}{E_1 + E_2} \tag{2.13}$$

$$cos\phi_2 = 1 + \frac{m_e c^2}{E_2 + E_3} - \frac{m_e c^2}{E_3} \tag{2.14}$$

これにより、一つの入射光子の到来方向を頂角θ の円錐面に制限することができる。さらに、複数のイベントを重ね合わせることで天体の位置を求め、天体以外からの X 線・ガンマ線などのバックグラウンドを除去することも可能となる (図 5.3(b))。

式 2.3 が示すように、光子の到来方向は、エネルギー E_1、E_2、E_3 を検出器がどれだけ精度よく測定できるかで決まってしまう。反応位置の正確さも、もちろん重要である。また、コンプトンカメラとして効率良く動作させるには、コンプトン散乱が光電吸収よりも多く起きることも必要となる。吸収係数を比較してみると分かるが、DSSD はこのようなガンマ線の散乱体としての条件を十分に満たしているのである。

2.4 本研究の目的

これまで DSSD などような、電気回路によるノイズの影響を受けやすい検出器のための読み出しシステムの改良が行われ続けて来た。開発された LSI・VA32TA チップは多チャンネル検出器のために複数の CSA、Shaping Amplifier、Sample Hold、Discriminator などが組み込まれており、

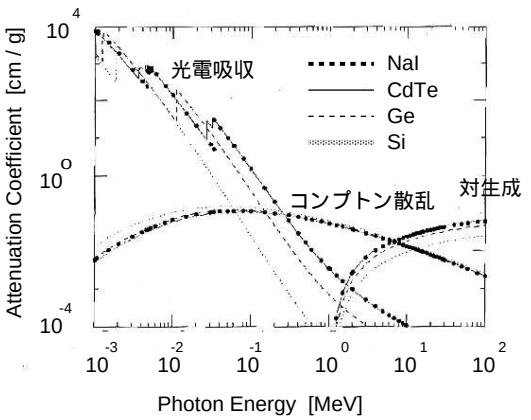


図 2.7: 吸収係数

しかも低ノイズ化とコンパクト化が施されている。しかし、これまでプリアンプや shaper といったチップ内の各部分を作動させるための電圧値など回路パラメータについての系統的な性能評価がなされていない。分解能にも影響するパラメータがいくつかある。そこで本研究では、チップの性能をできる限り活用するため、これらパラメータの最適値を決めることを目的の一つとする。

もう一つの目的は、シリコンストリップにおける X 線応答を調べることである。まず、エネルギーに対する応答のリニアリティーと、X 線検出感度が場所に依らず一様であるかをの二つを調べた。次にスプリットイベントについて調べた。スプリットイベントとは、X 線がストリップ間の境界付近で反応した場合、生成された電荷が両側のストリップに分割されて読み出されてしまうことであり、エネルギー計測に影響を及ぼしている。

第3章　VA32TAを用いた多チャンネル同時計測

3.1　アナログLSI -VA32TA-

DSSDから信号を読み出す際、最も問題となるのがそのチャンネル数の多さである。チャンネルひとつずつに対して単体のCSA、shaping amplifierなどを用意していくには限界がある。チャンネル数の増加に伴い、読み出しシステムはよりコンパクトであることが求められる。VA32TAはこの要望に対応した読み出しシステムで、多チャンネル信号読み出しのためにCSA、Shaping Amplifier、Sample Hold回路、Discriminatorが複数組と、マルチプレキサ、トリガー回路、これらすべてが一つのアナログLSIに搭載されたものである(図3.1)。本研究で用いるものは、SSDと同様に、もともとは加速器実験で使われていたものを低容量検出器に対してのノイズ特性を最適化させたもので、IDE社・SLAC・宇宙研が共同で開発したものである。

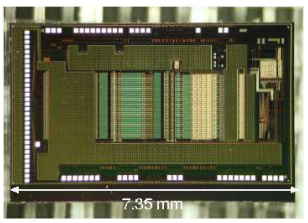


図 3.1: VA32TAチップの写真

表 3.1: VA32TAの仕様

サイズ	7.035×3.385×0.725 mm
チャンネル数	32
消費電力	6.3 mW/channel
Max Readout	10 MHz

3.1.1　VA32TAの特徴

VA32TAは大きく分けて2つの部分で構成されている。VAと呼ばれる部分ではCSA、shaping amplifier、hold回路によって信号の波形成形が行なわれ、もうひとつのTA部にはDiscriminatorが置かれていてトリガー信号を作る役割をしている。これら1セットが1チャンネル分の読み出し回路であり、全部で32チャンネル分が組み込まれている(3.2)。

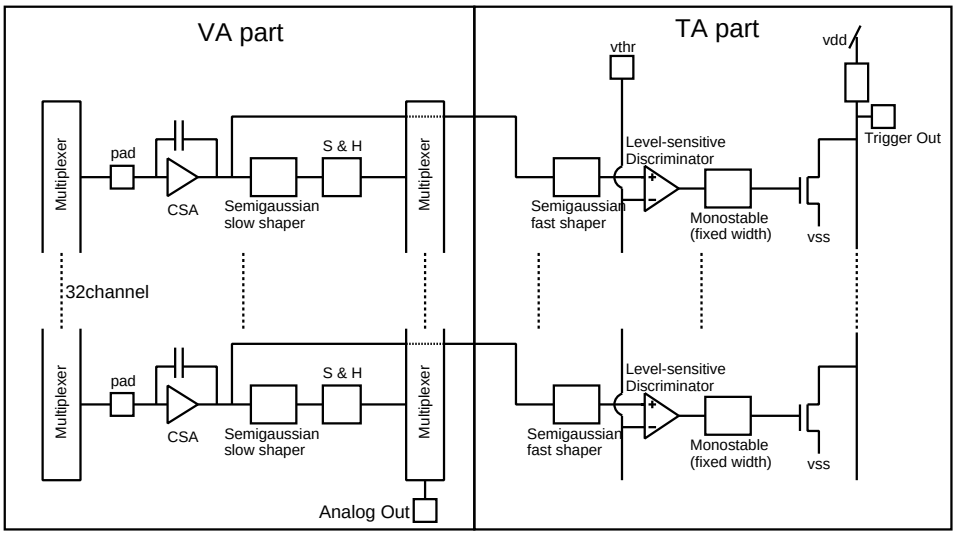


図 3.2: VA32TA のブロックダイアグラム

DSSD の信号が電気回路ノイズの影響を受けやすいことは (§ ***) で述べたが、VA32TA は非常に低ノイズな設計になっている。アンプノイズは、

$$ENC_{amp}\ \ (\mathrm{e}^-)\ \ =\ \ (45 + 19 \times C_{(\mathrm{pF})})\ /\ \rho\sqrt{\tau\ \ (\mu\mathrm{sec})} \tag{3.1}$$

で表される。C は CSA にロードされる電気容量、ρ は電荷収集効率で DC 結合の場合は 1 である。

DC 結合させた場合、DSSD からのリーク電流が CSA に流れ込んでしまい正常に動かなくなってしまうことが問題となる。VA32TA には、リーク電流と同じ大きさで逆向きの電流を CSA のフィードバック抵抗に流すことでこれを打ち消すという電流補償機能がある。本研究での測定はすべて 0 度以下の低温で行っておりリーク電流が少ないため、この機能は使用していない。

VA32TA チップ内の各部分の動作に必要なバイアスは、外部から供給された一つのバイアス電流 (mbias) を用いて、チップ内部ですべてが作られている。各バイアスは、チップ内の DAC(Digital to Analog Convertor) の設定を変えることによって調節可能であるが、外部から個別に直接バイアスをかけることもできる。全部で 199 bit あるうちの数 bit がひとつの DAC に割り当てられていて、199 bit の信号をチップに入力して DAC を調整する。電流補償機能の on/off や入力電荷の極性 (正 / 負) の切替え、不良チャンネルなどからの信号に対してトリガーを出すかどうかと言った設定もこの DAC で行うことができる。

3.1.2 動作原理

検出器のどこかのチャンネルから出た信号は、入力用のパッドを通じてまず VA 部の CSA(preamp) に入る。ここからの出力は、TA 部の fast-shaper と VA 部の slow-shaper の両方に入力される。

TA 部へ入力された信号は、短い時定数を持った fast-shaper で波形整形される。その後、discriminator のスレショルド電圧 (vthr) との比較が行われ、vthr を越えた場合にのみトリガー信号が出される。これによりもとの信号がイベントとして認識されたことになる。さらにこのトリガーは全 32 チャンネルで OR されているので、どこかひとつのチャンネルで出力されると全体として 1 つのトリガー信号が TA 部から出される。このトリガーによって作られた Hold 信号が少し遅れ

て VA 部へ出される。

一方 VA 部では、preamp からの出力が slow-shaper で波形整形され始めている。Hold 信号は、波高がちょうど最大になる時にサンプルホールド回路に入力されるようにタイミングが設定してある。この信号によって、トリガーを生んだチャンネルだけでなく全 32 チャンネルで同時に shaper の波高が保持される。

続いて、出力用マルチプレキサにクロック信号が送られる。各チャンネルにクロックカウンターが設けてあり、カウントに応じて各チャンネルと外部とが順につながって信号の出力が行われる。最後に shift_in という信号がチップに入力されて一連の読み出しが終わりになる。光子と相互作用を起こさなかったストリップに対しては、ただのノイズだけを読み出していることになり一見無駄なように思われるが、後の解析の際に役立っている。

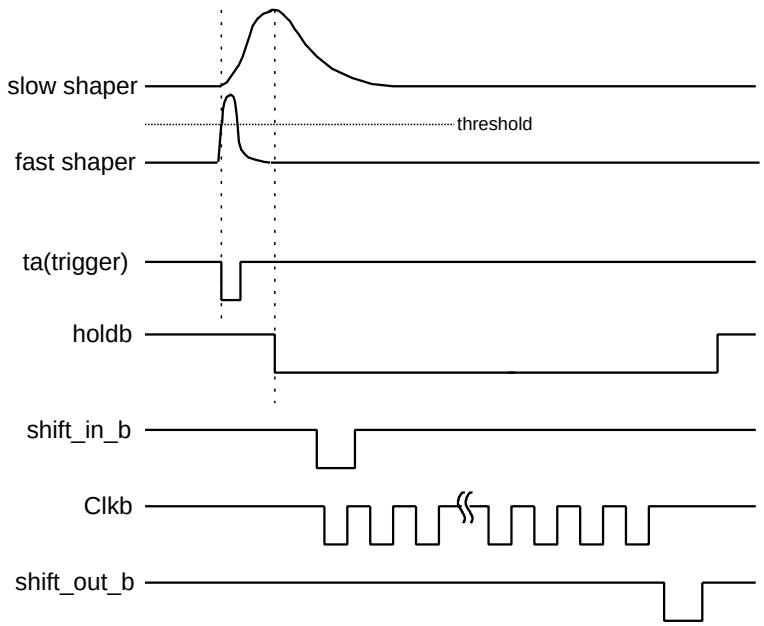


図 3.3: 読み出しタイミングチャート

32 チャンネルよりもさらに多くのチャンネル、例えば 64 チャンネルを同時に読み出す場合もほとんど同じ流れで行える。まず、TA 部のトリガーを 2 つのチップ (64 チャンネル) で OR をとる。そして、1 つ目のチップを通ってきたクロック信号と shift_in をさらに 2 つ目のチップにも入れてやることで可能になっている。

3.1.3 VA-DAQ

VA-DAQ とは、VA32TA チップの制御・読み出しを行うために作られたデータ取得用システムのことで、IDE 社が提供している。大きさは、約 25 cm×25 cm、高さ 10 cm にもなる。VA-DAQ の写真を図 3.4 に示す。

中に 2 枚の回路基板があり、PARIO、BIAS、SUPPLY、ADC、PULSE という全体で大きく 5 つのパート分けになっている。PARIO は、PC と VA-DAQ をつなぐためのインターフェースで、BIAS は VA チップに必要なバイアスをつくり出している。SUPPLY は VA チップ自体への電源供

給を担う部分である。VA チップからの出力信号は、VA-DAQ 内の ADC パートで AD 変換が行われている。ADC はこれ一つのみであるが、§ 3.1.2 で述べたような読み出し動作を行うことで多チャンネルであっても処理ができている。PULSE と呼ぶ部分は、テストパルスや DAC(§ 3.1.1 参照) を調節するための bit 信号など各種デジタル信号を発生させるのに使われている。

VA-DAQ は PC とパラレルボードで接続し、LabView プログラムを用いて制御およびデータ収集をすることができる。これによって、バイアス値の設定や VA チップ内の読み出し回路の調整なども容易に行うことができる。

今のところ VA-DAQ で VA チップを制御することに問題はないのだが、衛星搭載用コンプトンカメラの開発を目指す上では VA-DAQ にも限界がある。スペースの問題、消費電力、放射線耐性などが考えられる。また、何倍も多くなるチャンネルに対して、現在のような高速読み出しも行えなくなってしまう。これについては、現在新たな読み出しシステムの構築が進められている。

図 3.4: VA-DAQ の写真

3.2 計測セットアップ

VA32TA 及び VA-DAQ を用いた多チャンネル計測であっても、セットアップの基本の部分は 1 チャンネル半導体検出器の場合と同じで、検出器・CSA・波形整形・ADC の順に接続されている。計測にはストリップ間隔が 400 μm の DSSD を用いた (表 3.2)。全体のセットアップを図 3.5 に示す。

DSSD が片面で 64 チャンネルを持つため、VA32TA は全部で 4 枚使うことになる。2 枚のチップがマウントされた基板 (FEC) と DSSD は、直径 25 μm のアルミワイヤでつながれている (図 3.5)。DSSD の読み出しにおいて良いエネルギー分解能を得るため、p 側のストリップは DC 結合させる (宇野さん修論より)。一方 n 側のストリップでは AC 結合がされている。これは、n 側からバイアス電圧+100 V をかけるために、大きなバイアス抵抗をもつ RC チップを用いているからである。RC チップのカップリングコンデンサは 100 V の電圧に耐えられず壊れてしまうが、2 枚の RC チップを用いることで 50 V ずつの負担に抑えることができる。しかし、RC チップのもつカップリングコンデンサの容量が 34.5 pF 又は 22.2 pF と小さいために n 側からの信号は電荷損失が大きくなってしまい、結果としてエネルギー分解能が悪化している (図 3.6)。§ 3.1.2 で述べた読

表 3.2: DSSD の仕様

ストリップ数	128 本 (片面 64 本)
ストリップ幅	300 μ m
ストリップ間隔	400 μ m
ストリップギャップ	100 μ m
ストリップの長さ	2.56 cm
厚さ	300 μ m
リーク電流	0.4 pA/strip (20 ℃、100 V をかけて測定)
容量	6.3 pF/strip

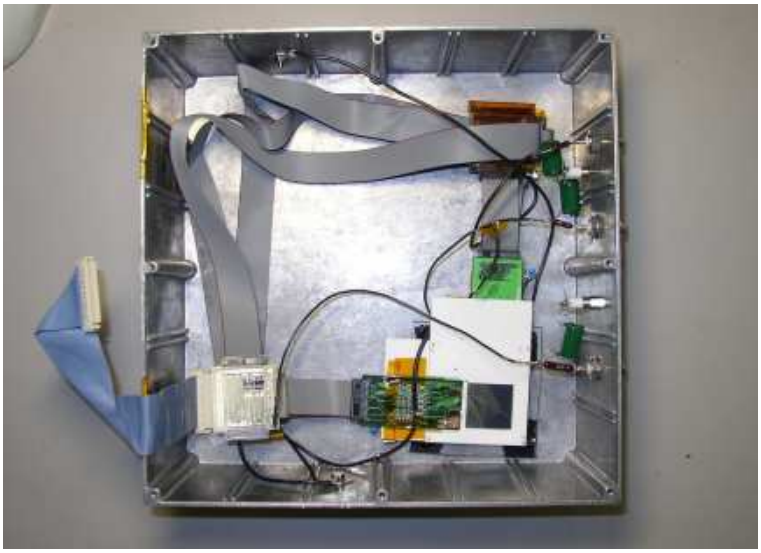


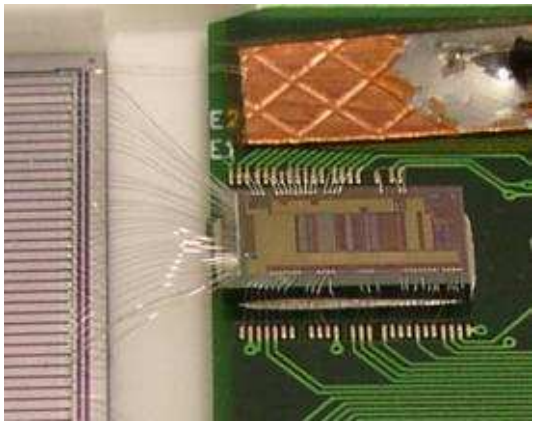
図 3.5: セットアップ

み出しを行うため、p 側の FEC からの信号はケーブルをつかって n 側の FEC へ入力させ、4 枚の VA32TA チップを同期させている。

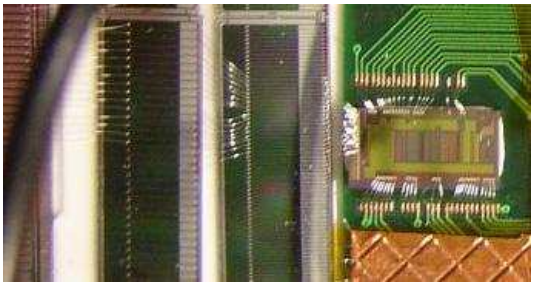
これらの装置全体を恒温槽にいれて測定温度を 0 度にした。DSSD にかける逆バイアス+100 V は、完全に空乏層化できる電圧である。

3.3 データ解析の方法

得られたデータは、そのままでは役に立つ情報を得ることはできない (図 3.7)。VA32TA 内のトランジスタは個々に微妙な違いがあるため、チャンネルごとの gain の違いなどとしてその差がデータに反映されてしまっている。gain やゼロ点のずれなどの補正を行うことで意味のある情報を引き出すことができる。また、データに含まれているノイズの処理を行うことも解析の目的である。解析処理は、データ量が多すぎるため、gain の補正以外は、数 1000 イベントを 1 サイクルとして区切って行っている。ここでは ^{57}Co を測定した場合の解析方法について順に説明して行く。解析の各段階でのスペクトルを図 3.8 に示した。



(a)DC 結合。



(b) AC 結合。

図 3.6: DC 結合と AC 結合 100 V の電圧から RC チップを守るため VA チップ 1 つにつき 2 枚の RC チップをもちいている。

1. 各チャンネルのゼロ点のずれを補正する。

   チャンネルごとに (ストリップごとに)、他のチャンネルからトリガーが出されたときの全データの平均値を求める。このようなデータの平均値はノイズの平均値であると考えられ、これが各チャンネルのオフセット (ペデスタル) になっている (図 3.8 a)。全てのデータからペデスタルを引くことで各チャンネルのゼロ点補正を行っている。(図 3.8 b,c)

2. コモンモードノイズを差し引く。

   どこかのチャンネルでイベントが起きると、全チャンネルが一斉に揺らいでしまう。ゆらぎ具合はイベントごとに異なるが、同一イベントであれば全チャンネルに共通だと考えられる。そこで、イベント 1 回ごとに、波高が最も大きいものと小さいもの各 2 チャンネル (計 4 チャンネル) を除き、残りのチャンネルでデータの平均値をとる。この値をコモンモードノイズとして、1 イベントごとに全チャンネルのデータから差し引いてやる。(図 3.8 d)

3. チャンネルごとにゲインの補正をおこなう。

   これまでの解析処理によって得られた ADC-channel 表示のスペクトルから、放射線源の出す X 線ガンマ線のエネルギーに相当するピークのチャンネルを求める。同一のエネルギーであっても DSSD のチャンネルごとにピークチャンネルの値は異なっている。これはチャンネルごとにゲインがちがうからである。ピークチャンネルの値を用いて、ADC-channel をエネルギーに変換しゲインの補正を行っている。

これらの補正を行った後、p 側又は n 側での複数チャンネルによる加算スペクトルを作る (図 3.8 e,f)。VA チップとの接続が適切に行われていなかったなどの理由でノイズの多いチャンネルなどは、この時除外しておく。なお、このようなチャンネルは次回からの測定でトリガーを出させないように設定する。

エネルギー分解能は、加算スペクトルのピーク部分をガウス関数でフィッティングしたときの半値幅で求めている。

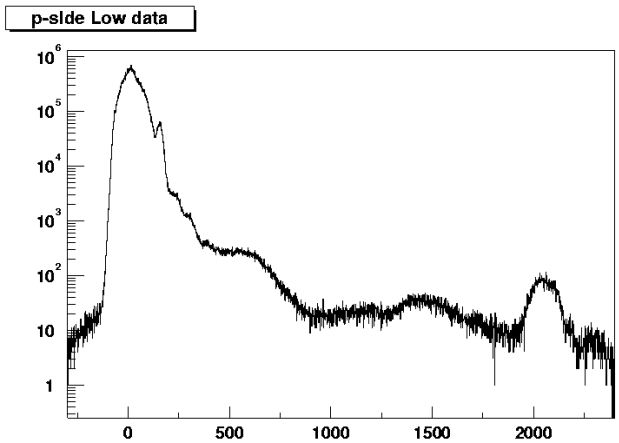
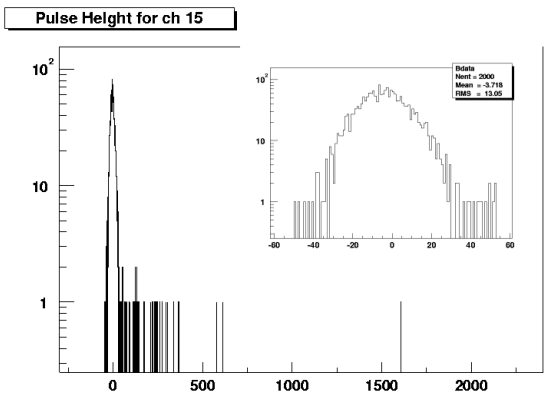
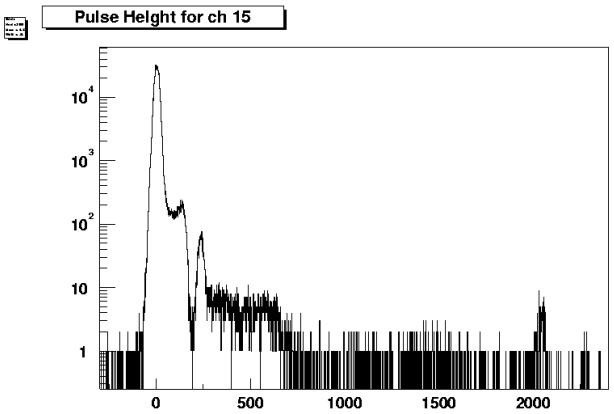


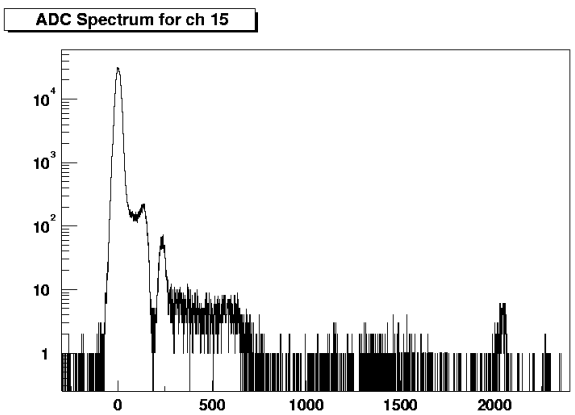
図 3.7: 得られたデータをそのままスペクトルにしたもの。



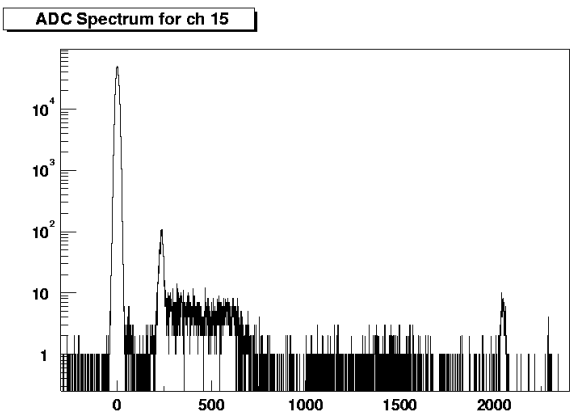
(a) あるストリップ A のペデスタル



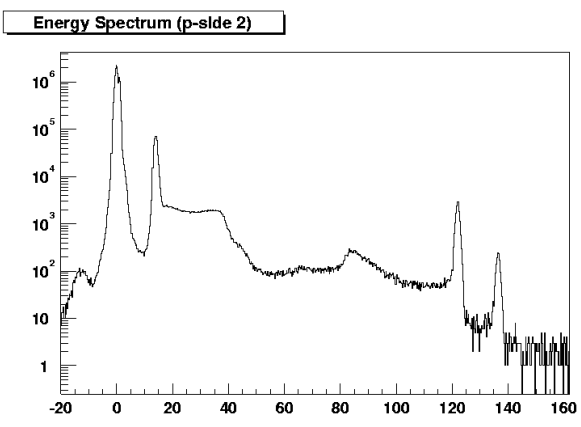
(b) ストリップ A の未解析のスペクトル



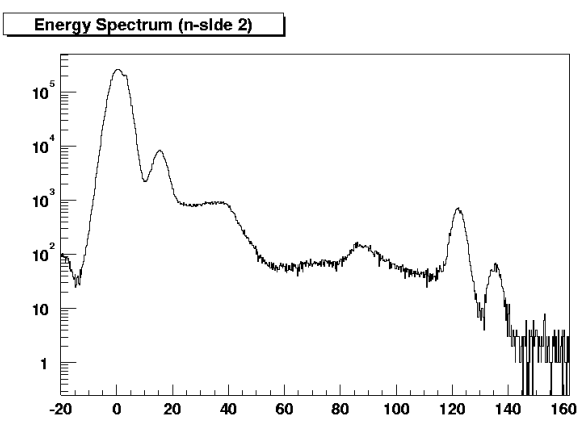
(c) ペデスタルを差し引いたスペクトル



(d) コモンモードノイズも差し引いたスペクトル



(e) ゲインの補正後、p 側で加算スペクトルを作ったもの



(f) n 側で加算スペクトルを作ったもの

図 3.8: 解析の各段階で得られているスペクトル

第4章　VA32TA・パラメータの最適化

多チャンネル計測用の LSI・VA32TA が開発されたことにより、シリコンストリップ検出器 (DSSD) を読み出す能力が向上した。しかし、チップ内部の各部分の動作に必要なバイアス電流といった回路パラメータは、未だに最適化がされないままになっている。通常、単体の preamp でもバイアスの最適値を決めてから使用される。これまでは経験的に決めたパラメータが使われて来たが、それらの中にはエネルギー分解能へ影響をあたえるものもあるため、系統的な性能評価を行う必要がある。

4.1　VA32TA のパラメータ

設定を変えられる回路パラメータは、主に CSA や shaper などにかけるバイアスであり、VA32TA 内の DAC(§ 3.1.1 参照) で調節できるものに限られている。回路パラメータは次のようなものがある。

1. Pre_bias

   プリアンプ (CSA) 自体を動かすために必要なバイアス電流。DAC の調節により、VA32RA チップ内部で 150 ~ 450 μA の範囲で 7 段階のバイアス値を設定できる。

2. Ifp

   プリアンプの帰還抵抗を制御するためのバイアス電流。

3. Sha_bias

   slow-shaper(VA 部) 自体に必要なバイアス電流。Ifss と共に Peaking Time(時定数) を決定しているバイアスである。13 ~ 31 μA が設定できる。

4. Ifss DAC

   slow-shaper 帰還抵抗の値を変えるための電流値。15 ~ 255 nA のあいだで設定可能。

5. Threshold DACs (Vthr , channel trim DACs)

   Discriminator(TA 部) のスレショルド電圧を設定するために 2 種類の DAC がある。Vthr は , 全チャンネルに共通の値を設定するためのもの。Channel trim DAC はチャンネルごとに用意されており、微調整を行うことができる。

6. obi

   Disciriminator の動作に必要なバイアス電流。90 ~ 120 μA を設定できる。

7. sbi

fast-shaper(TA 部) に必要なバイアス電流。Ifsf と共に peaking time を変化させる。fast-shaper の時定数は、大まかには Tp300 と言う機能によって 75 nsec 又は 300 nsec を選ぶことができる。

8. Ifsf DAC

   fast-shaper にある帰還抵抗の値を変えるための電流値。peaking time が 75 nsec の場合は 3.9 μA、300 nsec のときには 45 nA 程度のバイアス値を設定できる。

9. trgWbias

   トリガーやデータなどの出力パルスの幅 (持続時間) を設定するためのバイアス電流。基準値は 3.25 μA でパルス幅が 105 nsec となっている。70 ~ 200 nsec に設定変更ができる。

10. vrc

    Discriminator の前に設置された high-pass filter にかけるバイアス電流。

11. ibuf

    出力用バッファにかけるバイアス電流。推奨値は 220 μA となっている。

VA32TA を用いた低温下での測定では、CSA で発生しているノイズ (ENC_{amp}) とショットノイズ (ENC_{lc}) がノイズの多くを占めているため、CSA と slow-shaper は検出器からの信号読み出しの際に信号に与える影響が大きいと考えられる。また、同じセットアップで測定を行うとした場合、ノイズの式 (§ 2.2.4) を考えると、数値を変えられるのは shaper の時定数 (τ) だけであり、時定数を変えることで ENC_{amp} を減らすことができると考えられる。このようなことから、今回のパラメータの最適化は CSA と slow-shaper に関わる Pre_bias、Ifp、Sha_bias、Ifss に限定して行うことにした。

4.2 測定と結果

最適値を探す際、一度に複数のパラメータを変えてしまうと傾向がつかめないため、基準のパラメータを用意して、そこから 1 つのパラメータごとに設定値を変えていく。^{57}Co を照射して、DSSD からの信号を読み出したときのエネルギー分解能を比較し、良いエネルギー分解能を得られるパラメータを最適値の候補にするという方法をとった。今まで実際に設定されていた値を基準のパラメータとした。基準のパラメータを表 4.1 に示す。

まず設定を変えたのは、Ifp および Vfp(帰還抵抗にかかるバイアス電圧) の値である。CSA の帰還抵抗は大きいほど内部利得 (gain) が高くなる。帰還抵抗は N 型 MOS で作られておりオームの法則を満たしているため、Vfp を大きくするべきである。しかし、大きすぎると saturation を起こしてしまう。設定値の-800 mV は限界に近いということなので Vfp を下げた。変更後は、

$$\mathrm{Vfp}\ ;\ -700\ \mathrm{mV}$$

である。この設定では帰還抵抗が小さくなってしまうので、Ifp を下げて抵抗値を大きくしてやりたいところだが、すでに DAC で設定できる最小値なのでこれ以下には設定ができない。ここでは

表 4.1: 基準とする設定パラメータの値

Obi	;	90 μA	Ifp	;	0.1 nA
Ibuf	;	240 μA	Ifsf	;	35 nA
Pre_bias	;	300 μA	Ifss	;	75 nA
Sbi	;	70 μA	Sha_bias	;	13 μA
Vrc	;	1.1 μA	Twbi	;	105 nsec
thr	;	3000 e^- (約 32 mV)			
Vfp	;	-800 mV			
Mbias	;	-1200 mV			

Ifp を大きくしてその影響を見ることにした。変更後の Ifp の値は、

$$\text{Ifp ; } 9.7 \text{ nA}$$

である。以前の 100 倍近くも大きな設定値であるため、かなりの gain の低下が予想される。しかし実際の測定結果によると、Ifp の変更前後では何の変化も見られていない。原因がわからないが、変更後のほうが n ストリップ側でエネルギー分解能が比較的良いため、現時点からこの設定値を採用することにした。

つぎに、Pre_bias の調節をおこなった。プリアンプには大きな電流を流した方が雑音特性は良くなるはずである。チップ内の DAC で設定できる値は 7 つあり、そのなかで一番大きなバイアス電流は 450 μA である。400 μA 以上の設定では、VA チップ全体に流れる電流値が限界を越えてしまうためか、リミッターが働いて測定ができなかった。したがって、150・200・250・350 μA の 4 つの設定値で測定を行った。測定温度は 0 ℃、^{57}Co を照射して得られたエネルギー分解能と、Pre_bias との関係を図 4.1 に示す。

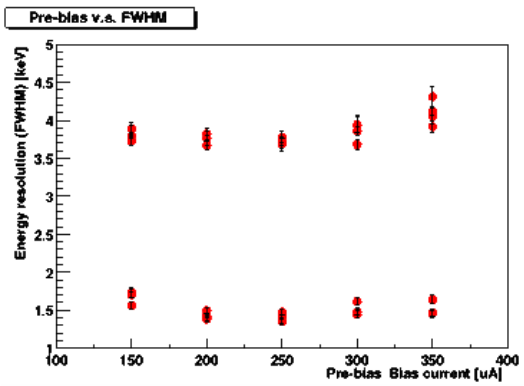


図 4.1: Pre_bias v.s. FWHM

バイアスの設定ごとにあまり大きな変化は見られないが、250 μA でエネルギー分解能が極小値をとるようである。このときのエネルギースペクトルは図 4.2 にしめした。p 側ストリップではエネルギー分解能が 1.34 keV、n 側では 3.67 keV と大きな向上が見られるため Pre_bias の値を新たに

設定した。設定後は

$$\text{Pre_bias} \ ; \ 250 \ \mu\text{A}$$

である。

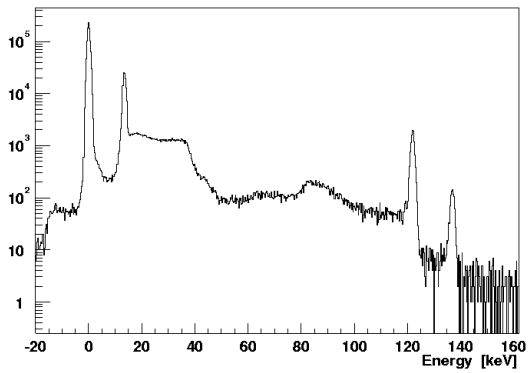


図 4.2: Pre_bias ; 250 μ A で測定したときのエネルギースペクトル

つづいて、slow-shaper のパラメータを変化させた。これは時定数を変化させているのと同じである。Ifss の値を変えて、15・35・55・135・255 nA の 5 点で測定を行った。チップ内部でつくり出せる最小のバイアス値は 15 nA であるが、この値を用いてテストパルスを波形整形させると、出力波形おかしくなる (図 4.3)。測定温度は 0 ℃、^{57}Co を照射した。この測定から、Ifss の値と 122 keV でのエネルギー分解能に相関があることがわかる (図 4.4)。エネルギー分解能を向上させるには Ifss の値を小さくさせて peaking time を長くすることが良いようである。また、Ifss が大きいと gain が下がることも確認できた (相原研井上さん実験参照)。Ifss の設定値が 55・255 nA で測定したエネルギースペクトル及び ADC-chanel でのスペクトルを図 4.5・図 4.6 に示す。

もう一つのパラメータである Sha_bias は、今回は変更しなかった。

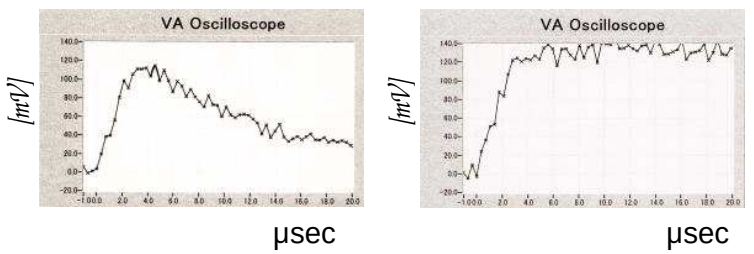


図 4.3: Ifss 設定値 15 nA での波形の乱れ。左は 55 nA、右の波形が設定値 15 nA の場合。

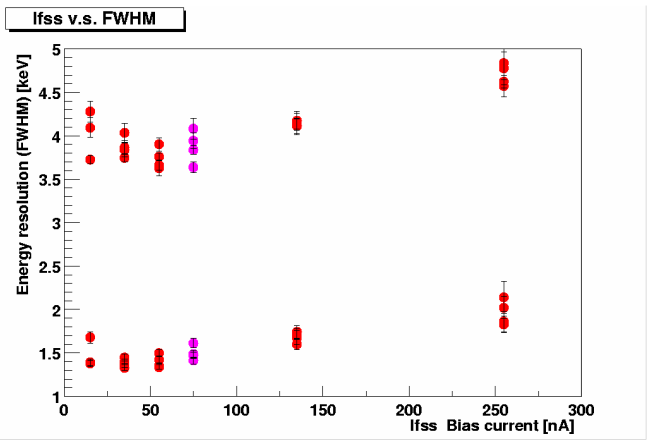


図 4.4: Ifss v.s. FWHM

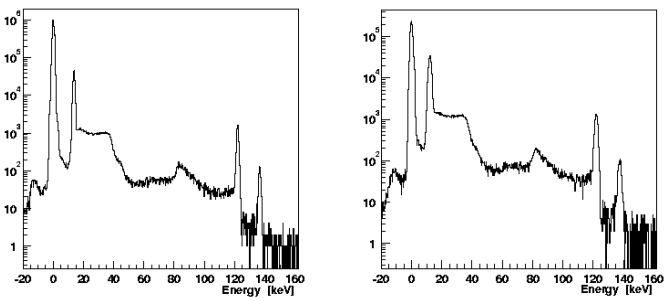


図 4.5: Ifss 設定値 55・255 nA で測定したときのエネルギースペクトル

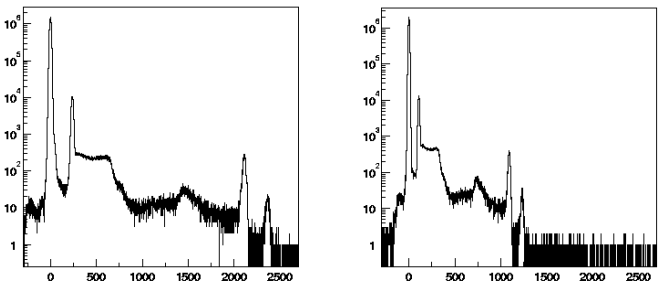


図 4.6: Ifss の設定値とゲインのちがい。スペクトルのピーク部分 (ADC-channel 表示) 図左側：55 nA、右側：255 nA。

以上のような測定結果で、最も良いエネルギー分解能を得られたパラメータの設定は次の表のようになっている。

表 4.2: 新たなパラメータの設定値

Obi	;	90 μA	Ifp	;	9.7 nA	thr	; 3000 e^- (約 32 mV)
Ibuf	;	240 μA	Ifsf	;	35 nA	Vfp	; -700 mV
Pre_bias	;	200 μA	Ifss	;	55 nA	Mbias	; -1200 mV
Sbi	;	70 μA	Sha_bias	;	13 μA		
Vrc	;	1.1 μA	Twbi	;	105 nsec		

このパラメータ設定により、^{57}Co の 122keV に対するエネルギー分解能 (FWHM) は、X 線源に近い側の DSSD で p 側;1.34 keV、n 側;3.74 keV、遠い側の DSSDp 側;1.37 keV、n 側; 3.63 keV を得ることができた。DSSD の両面に対して、特に n 側では 1 keV 以上のエネルギー分解能の向上があり、読み出し回路のパラメータ設定の重要性を確認させる結果となった。

しかしながら、今回の最適化は一部のパラメータについてのみ行ったことであり、必ずしも真の最適値であるとはいえないものである。パラメータ同士で影響を及ぼしているとも考えられるうえ、信号読み出しの際に与える影響が良くわからないままのパラメータも残っている。他のパラメータについても今回と同様の評価を行い、今後も VA32TA を用いた多チャンネル読み出しシステムの性能をさらに上げていく必要がある。

第5章　DSSDのX線 ガンマ線応答

DSSD は、大きな検出面を持っていることに加えて内部構造が複雑であるため、光子に対する応答は必ずしも一様ではなく、場所によって差が生じる可能性がある。

そこで、ストリップごとに見た光子のエネルギーに対する応答や、DSSD の撮像感度の一様性を調べ、さらにスプリットイベントが X 線計測に与える影響を調べるための実験を行った。

5.1　X 線応答の線形性

X 線のエネルギー計測を行うためには、検出器の応答が光子エネルギーに対して線形でなければならない。14 keV ~ 122 keV までのいろいろなエネルギーをもつ硬 X 線を当てて DSSD のストリップ 1 本ずつに対して線形性 (リニアリティー) を調べた。エネルギーと ADC-channel の関係を直線で fit し、直線の式による値とデータとの差を図 5.1 に示す。2 枚目の DSSD のうち 128 ~ 161 チャンネルで値の差が大きいが、これらのチャンネルに使っている VA チップはチャンネルごとの動作に差があることが以前からわかっているため、そのの影響と思われる。それ以外のチャンネルでは差はそれほど大きくなく、どのストリップも線形性が良い。

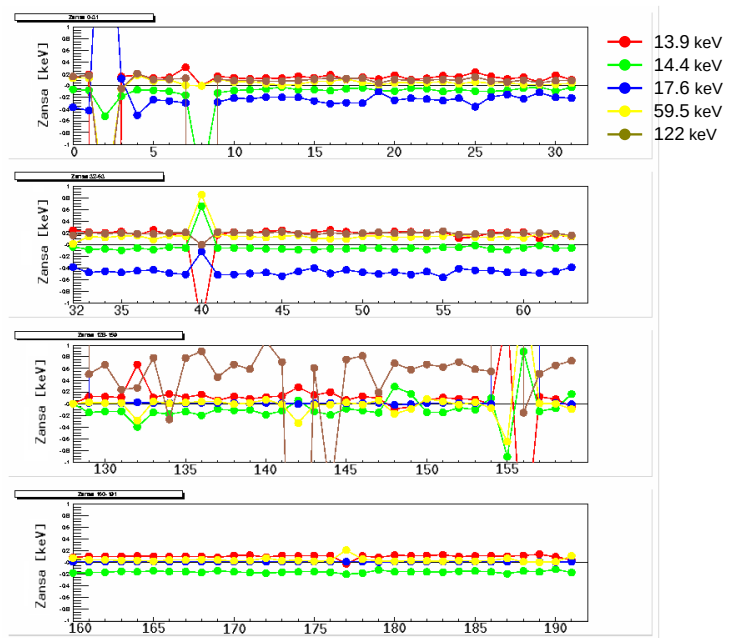
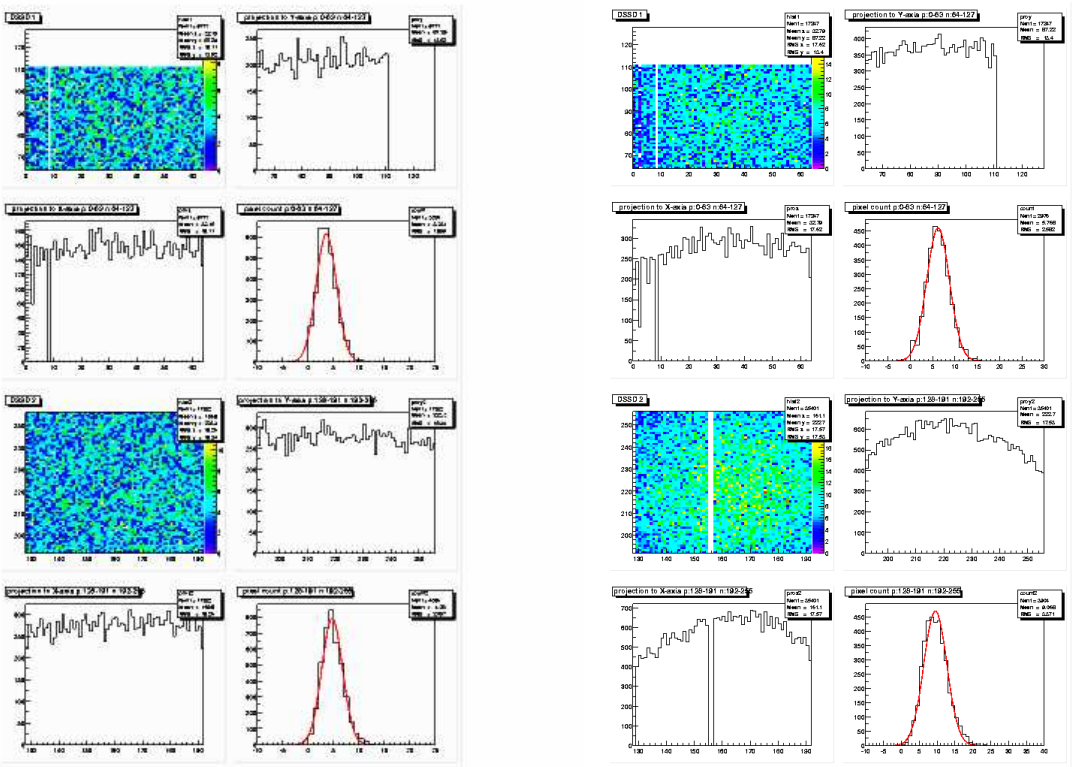


図 5.1: 直線の式による値とデータとの差。2 枚の DSSD の p 側ストリップの値。(VAchip 4 つ分))

5.2　フラットイメージ

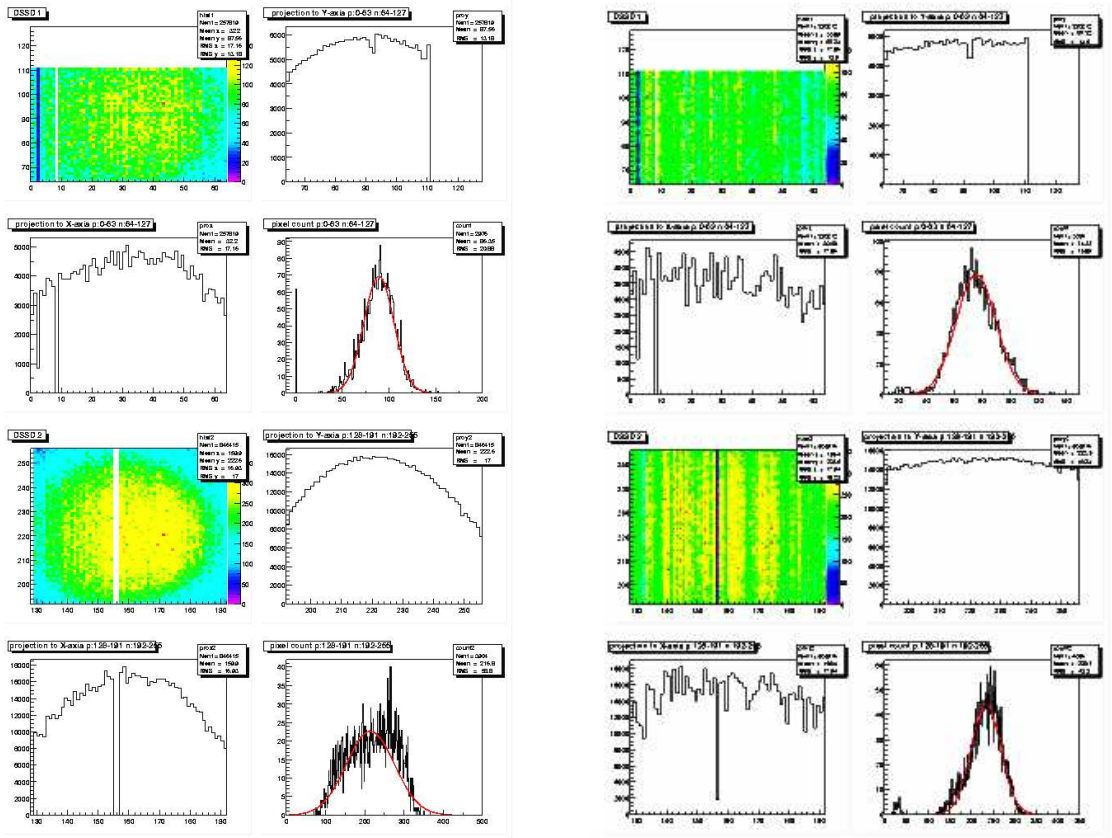
DSSD は数 1000 ピクセル相当の撮像装置であり、すべてのピクセルが場所に依らず一様な撮像感度をもっていることが望ましい。DSSD の検出面に対してできる限り均一に X 線を照射し、各ピクセルの反応回数を 2 次元分布にすることで感度の一様性を調べた。^{241}Am の 59.5・17.6、^{57}Co の 122.06・14.4 keV に対する DSSD の感度の一様性 (フラットイメージ) を図 5.2・5.3 に示す。Am は DSSD との距離が近すぎたため多少わかりにくいが、122 keV・59.5 keV の場合を見ると一様であることがわかる。カウント数の多い 14.4 keV と 17.6 keV については、ピクセルごとのカウントの頻度分布がカウントの平方根の 2.355 倍の幅 (FWHM) をもっており、122 keV の場合は、ほぼポアソン分布に従った頻度分布をしていることからも一様に X 線が検出されていることが示されている。

また、14.4 keV のフラットイメージでは p ストリップにそった方向に縦縞が見えている。これは、14 keV 程度の X 線を検出できているストリップとできていないストリップのちがいである。§ 4.1 で DAC について述べたが、現在設定されているスレショルド電圧は Vthr だけであり、channel trim DACs によるストリップごとの調整は行われていない。そのことによる差が、ストリップごとに、低エネルギーの X 線に対する感度の違いとして現れているのではないだろうか。DAC の設定次第では、低エネルギーの X 線に対しても一様な感度を持たせることができると期待できる。



(a) 122 keV　　(b) 59.5 keV

図 5.2: フラットイメージおよび X・Y 軸への投影。122 keV と 59.5 keV。線源に近い側の DSSD の分布が下側のヒストグラム、遠い側の DSSD の分布が上側。



(a)17.6 keV　　(b)14.4 keV

図 5.3: フラットイメージおよび X・Y 軸への投影。17.6 keV と 14.4 keV。線源に近い DSSD が下側の分布を持つ。

5.3　スプリットイベント

一般に、検出器内で光子が相互作用した際に生じる反跳電子は、半導体バルク内で電子・正孔対をつくりながら移動してやがて全て吸収される。移動の距離と時間はごくわずかなものではあるが、DSSD ではエネルギー計測に影響をおよぼしてしまうことがある。ストリップとストリップの境目付近で光子が相互作用を起こし、1 本のストリップで電荷を収集できなかった場合である。DSSD は p^+ 側 n^+ 側の全ストリップが共通の n バルクに接合されているため、反跳電子がストリップの持つ感度領域を 2 本分にまたがって移動してしまうと、もともと検出するはずだった全エネルギーが 2 本のストリップに分割されて 2 つのイベントとして読み出されてしまう。これがスプリットイベントである (図 5.4)。エネルギーを正確に計測できないばかりか、反応位置も正確に決まらないため邪魔になるイベントである。

また、境界付近でなくても、p・n 1 対のストリップがキャリアを集め切れず、隣のストリップへ漏れ出している可能性があり、これはスプリットイベントの原因の一つと考えられている。コン

プトン散乱された光子がすぐ隣のストリップで相互作用をした場合も、見分けが付かないためスプリットイベントに含まれる。

このようなスプリットイベントがエネルギー計測にどれほどの影響を与えているかを調べるため、1 次元精密ステージを使った実験および VA32TA を用いた実験を行った。

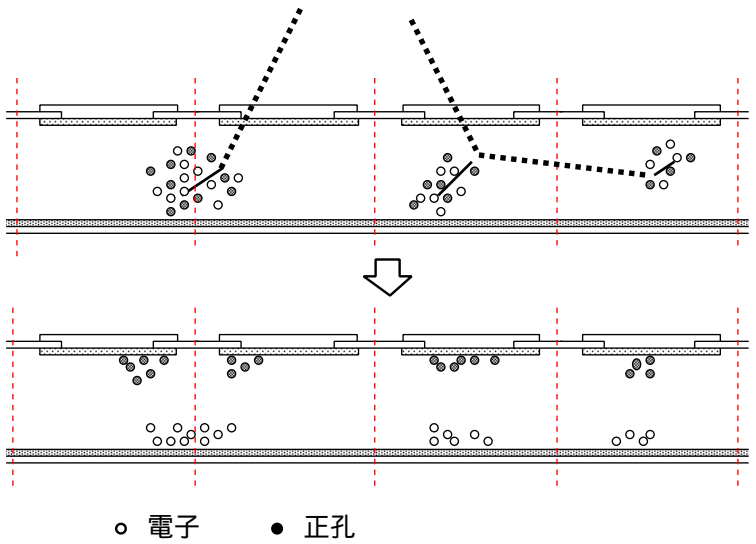


図 5.4: スプリットイベント

5.3.1 1 ストリップの応答

まずはじめに、1 本のストリップ周辺で、スプリットイベントと電荷の漏れ出しがどの程度あるかを調べるための実験を行った。ある 1 本のストリップ A の周辺に X 線を照射したときに、スプリット現象によって、ストリップ A の得る X 線スペクトルに影響が出るかどうかを調べて行くというものである。また同時に、ストリップの境界部に不感領域があるかどうかも調べた。

X 線応答計測用のセットアップ

DSSD のストリップはその間隔が数 100 μm という非常に細かな構造をしている。このため応答の位置依存性を調べるには、X 線の照射範囲をできる限り小さくし、照射位置をストリップに対して垂直な方向に少しずつ移動させて測定を行うことが必要となる。測定の概念図を (図 5.5) に示す。

使用した DSSD と、この測定を行うにあたって重要となる X 線のコリメート方法と照射位置の移動方法について以下にまとめた。

1. DSSD p800×32

   測定に使用したのは、ストリップの幅 700 μm、ギャップ 100 μm、間隔 800 μm、ストリップ数が片面 32 本、厚さ 0.3 mm の DSSD である。ストリップの幅が比較的広いので、X 線

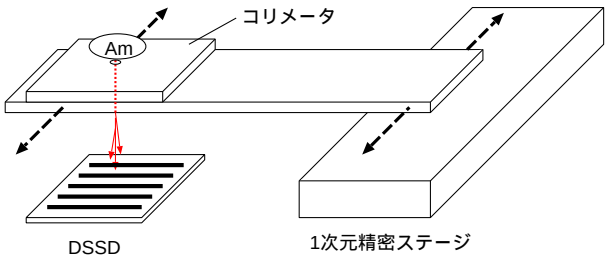


図 5.5: スプリットイベントの測定の概念図 (1 ストリップのみ読み出す場合)

をある程度まで絞ればほぼ目的のストリップにのみ照射することができるため、応答の位置依存性を測定しやすい。

なお測定時は、n 側からバイアス電圧+80 V をかけて空乏化させ、p 側の 1 ストリップのみを読み出し、残りの全 p ストリップは GND につないでいる。アルミケースに入れて遮蔽を行い、CSA、shaper は 1 チャンネル読み出し用のものを使用した。

2. X 線のコリメート

図 5.6 に示すようなコリメータを作成して X 線のコリメートを行った。1 枚目 (下側) に使用したコリメータは、東レ・プレシジョン株式会社製で、素材はタングステン (^{74}W、密度 19.3 g/cm^3) で厚さ 2 mm、直径 0.5 mm の穴が 5 つあけられたものを使用している。さらにもう 1 枚、鉛板 (Pb、密度 11.4 g/cm^3、厚さ 2 mm) に直径 1.5 mm の穴をあけたコリメータ (上側) を組み合わせている。これにより、コリメータから 4 mm 下方での X 線照射範囲を、直径 1.0 mm にまで絞ることができる。

X 線の透過度は、

$$\frac{I}{I_0} = e^{-\kappa_i \rho t} \tag{5.1}$$

I_0 : 透過前の X 線強度
I : 透過後の X 線強度
κ_i : 質量吸収係数
ρ : 密度
t : 厚さ

で表される。100 keV の X 線に対する透過度は、タングステン製コリメータだけで 7.2×10^{-8}、鉛製コリメータだけで 3.6×10^{-6} と計算され、十分にコリメートされる設計となっている。

3. X 線照射位置の移動

この測定では、位置決め精度が高く、しかも測定位置を再現できることや細かいステップで移動できることが必要となる。使用した 1 次元精密ステージとそのドライバは、XA16-01 及び MD-501A(各、神津精機株式会社製) である。最小で 1 μm 間隔での移動が可能で、LabVIEW プログラムによる自動制御もできる。精密ステージを用いたセットアップは右田さん卒論によりその立ち上げが行われたものである。ステージの主な仕様を (表 5.1) に示す。

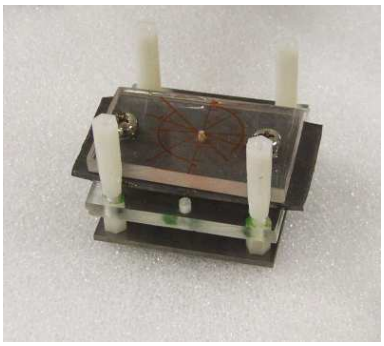


図 5.6: 製作したコリメータ。2 枚のコリメータの間隔は 13.5 mm。

表 5.1: 1 次元精密ステージ XA16-01 の仕様

テーブル面	160 mm × 124 mm
移動範囲	± 25 mm
送り法式	研削ネジ リード 1.0 mm
繰り返し位置決め精度	± 0.5 μm 以内
水平耐荷重	30 kg
材質	アルミ合金
自重	3.6 kg
最高速度	10 mm/sec

この精密ステージにコリメータを取り付けた。DSSD の位置は固定したままで、コリメータ (ステージ) を動かすことで X 線の照射位置を移動させることができる。

これらを使い、実際に組み上げたセットアップを (図 5.7) に示した。

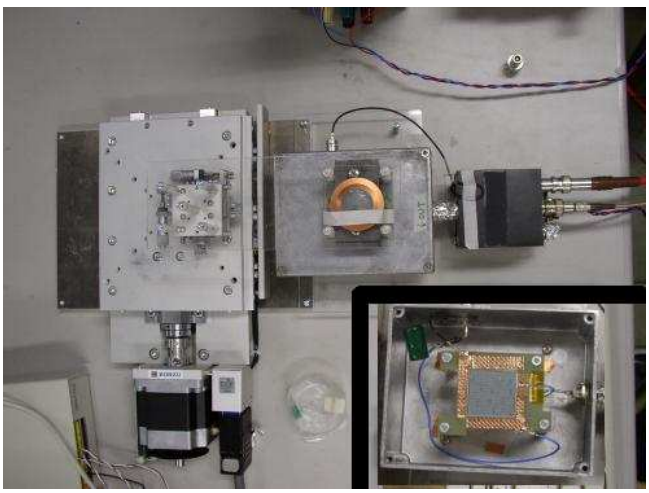


図 5.7: 組み上げたセットアップ。ステージとコリメータはアクリル板でつなげてある。

1 ストリップの応答-測定結果-

前述のセットアップを用いてストリップ周辺のスキャンを行った。照射位置は 200 μm ずつ変えている。コリメータを用いていることなどを考慮して、各位置で 12 時間の測定を行った。照射する X 線源は ^{241}Am(90 Bq) で、13.9、17.6、21.0、26.3、59.5 keV の X 線を出すことが知られている。ひととおりスキャンをした後、200・400 μm の位置での再測定と、各点の間を埋める位置での測定を行った。

各測定で得られたスペクトルは図 5.8 のようになった。図 5.9 は、スペクトルのピークにおけるカウント数をプロットしたものである。

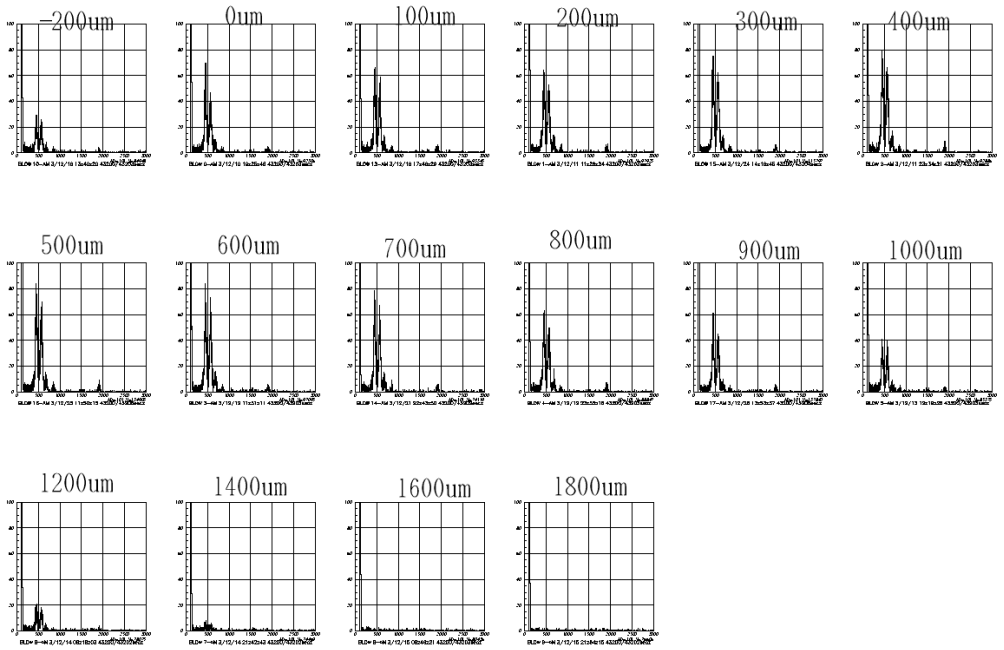


図 5.8: 照射位置を変えたときの 1 ストリップの応答

図 5.9 よると、ストリップの中心は 450 μm の位置にあると考えられ、ここから左右に 400 μm の位置がストリップとストリップの中間点になる。ストリップの中間点付近に X 線を照射した場合、スプリットイベントが生じる割合が増える、つまりピークのカウント数は減るはずである。スプリットイベントが起きないと仮定して X 線の照射位置とカウント数の分布をおおまかに予想したのが図 5.10 である。これは、X 線の当たっている領域が直径 1 mm の円だと仮定し、この円をストリップが覆っている面積の割合から求めたものである。

測定結果はほぼ予想と同じになっていることがわかる。低エネルギー側のピークカウント数の分布において、ストリップの境界部付近にあたる 0 ~ 100 μm の位置ではカウント数が多い。これは、スプリットイベントによるものだと考えることができる。26.3 keV や 59.5 keV がスプリットされると、^{241}Am の低エネルギー側の X 線：13.9 keV や 21.0 keV に近いエネルギー値が計測される。

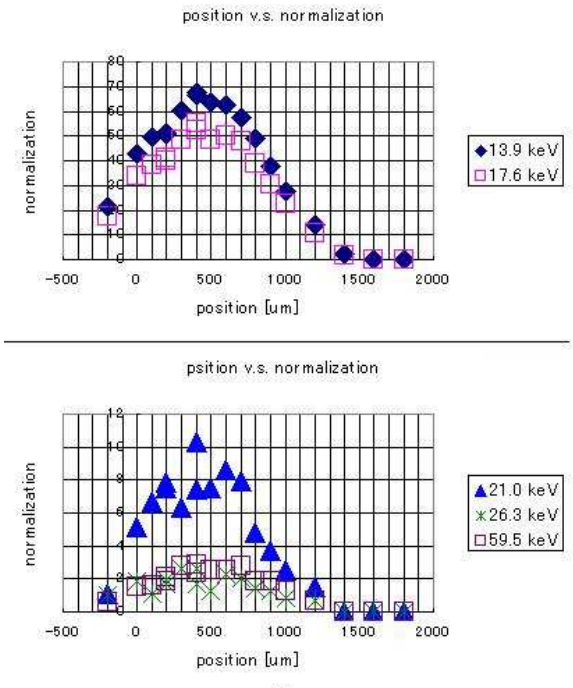


図 5.9: 照射位置ごとのピークのカウント数

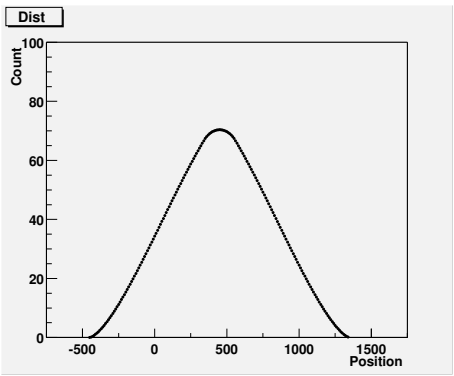


図 5.10: 照射位置とカウント数の分布予想

反応位置が境界付近であるためスプリットイベントが生じやすく、これがカウント数の増加につながっていると考えられる。59.5 keV のピークに対しては、X 線のエネルギーが高いほど DSSD で検出されにくいうえコリメートしていることで極端に統計数が少ないため、適切な評価を行えていないのだが、カウント数の減少つまりスプリットが確認できれば低エネルギー側でのカウント数の増加を説明できるだろう。

確実にスプリットイベントだけの影響であるとは言いきれないのだが、ストリップの境界部では正確なエネルギー計測が行えていないことが示唆される結果となった。右側の境界部ではスプリットイベントが確認できていないことが問題として残っているが、この実験では明らかにはならなかった。

5.3.2 多チャンネル計測の場合

§ 5.3.1 での実験では、特に大きな問題となるようなスプリット現象は見られなかった。そこで次に DSSD 全体に X 線を当て、全てのストリップを読み出すことでスプリットイベントの影響を探ってみた。1 ストリップだけを読み出す場合とはスプリットイベントの見え方に違いがあるかも知れない。解析の方法を変えることで違いをみることにした。測定には、厚さ 0.3 mm の DSSD-p400 (表 3.2 参照) とその読み出しに VA32TA、VA-DAQ を使用した。セットアップは§ 3.2 と同様である。なお、コリメートは行わず、できるだけ全体に均等に X 線が照射されるように DSSD と線源との間隔は広めにとってある。

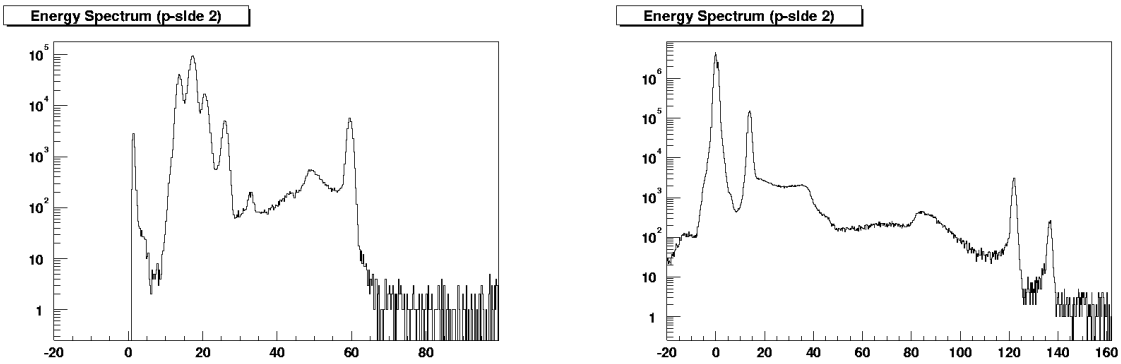


図 5.11: Am と Co のスペクトル

図 5.11 は、^{241}Am と ^{57}Co をそれぞれ照射し、§ 3.3 の解析によって得られたエネルギースペクトルである。コンプトン散乱や光電吸収、スプリットイベントなど全てを含んでいるため、この中からスプリットイベントを選び出すことを行った。解析方法 (イベントの選別方法) は以下のとおりである。

1. データからペデスタル、コモンモードノイズを引く。ここまでは§ 3.3 と同じ。
2. トリガーを生んだストリップのデータ、つまり最も大きな波高値 (Max) と、2 番目に大きな波高値 (Max2) を、それぞれ 1 イベント内、p 側・n 側で探す。
3. Max と Max2 の合計が、122 keV(または 59.5 keV、17.6 keV) 程度であるイベントをえらぶ。正確には、和が 4σ(ノイズの幅) に相当するエネルギーの範囲に含まれるイベントを選んでいる。但し、Max2 はノイズよりも大きなものに限る (4σ 以上)。
4. p 側において、Max と Max2 のストリップが隣同士であるイベントを選ぶ。
5. n 側において、Max と Max2 が同一ストリップまたは隣同士のイベントを選ぶ。

このような選別を行うことで、p 側で確実にスプリットが起きたイベントのみを取り出すことができる。図 5.13 は、選び出したスプリットイベントをプロットしたものである。

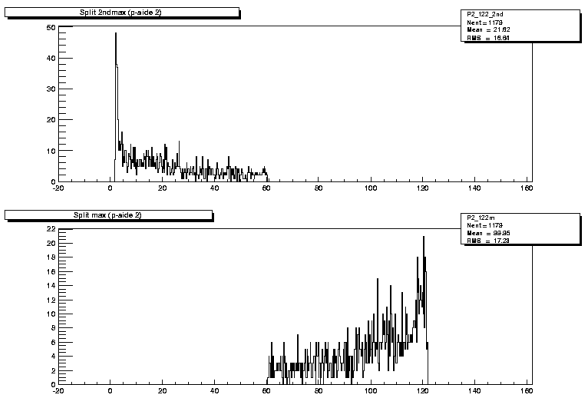


図 5.12: 選び出したスプリットイベント (^{57}Co の 122.06 keV)

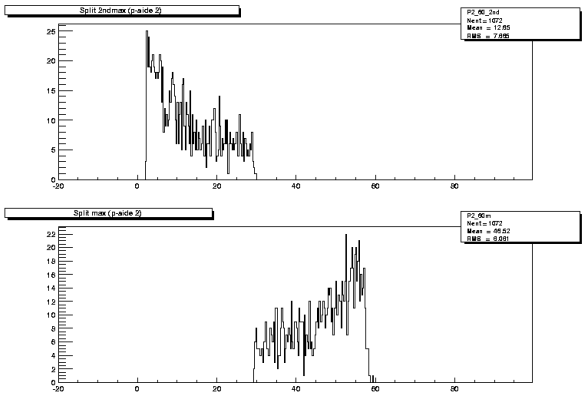


図 5.13: 選び出したスプリットイベント (^{241}Am の 59.5 keV)

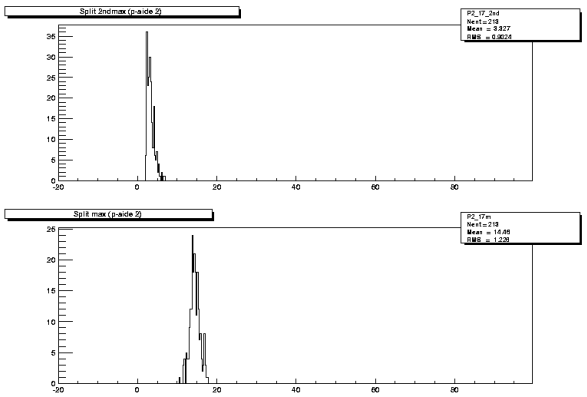


図 5.14: 選び出したスプリットイベント (^{241}Am の 17.6 keV)

解析の結果、光電吸収に対するスプリットイベントの割合は 122 keV・59.5 keV の X 線それぞれの場合、線源に近い DSSD・遠い DSSD でそれぞれ、7.6 ± 0.2 %・4.8 ± 0.2 %、3.4 ± 0.1 %・2.0 ± 0.1 %であった。17.6 keV については、0.026 ± 0.003 %・0.030 ± 0.002 % となった。ここで、122 keV の硬 X 線があるストリップでコンプトン散乱して 90° 方向に散乱し、0.8cm 離れた隣のストリップで光電吸収される確率は、大まかには次のように求められる。

まず、コンプトン散乱した光子がもつエネルギー E は、

$$E = \frac{E_0}{1 + \frac{E_0}{mc^2}(1 - cos\theta)} \tag{5.2}$$

E_0 : 散乱前の光子のエネルギー

mc^2 : 電子の静止エネルギー

θ : 光子の入射方向と散乱方向のなす角

で求められる。E_0=122 keV、θ=90° なので、散乱後の光子の持つエネルギーは E=82.6 keV となる。そしてこの光子が図 5.16 のように距離 d_1 動き、その後 d_2 動く間に光電吸収される割合 I は、

$$I = \frac{(1 - e^{-\sigma\rho t}) \times d\Omega \times (e^{-\kappa\rho d_1}) \times (1 - e^{-\tau\rho d_2})}{(1 - e^{-\tau\rho t})} \tag{5.3}$$

κ	: 全質量吸収係数 (82.6 keV)	ρ	: 密度
σ	: コンプトン散乱	d	: 光子の移動距離
τ	: 光電吸収	t	: DSSD の厚さ
τ_{90°	: 光電吸収 (82.6 keV)	$d\Omega$	: 立体角

とできる。DSSD の場合は ρ=2.348 g/cm^2、τ=0.0132 cm^2/g、σ=0.0138 cm^2/g、κ=0.194 cm^2/g、τ_{90°=0.0462 cm^2/g、d_1=0.025 cm、d_2=0.04 cm、t=0.03 cm、$d\Omega$ は 0.45 程度であることから、確率 I=0.002 % となる。

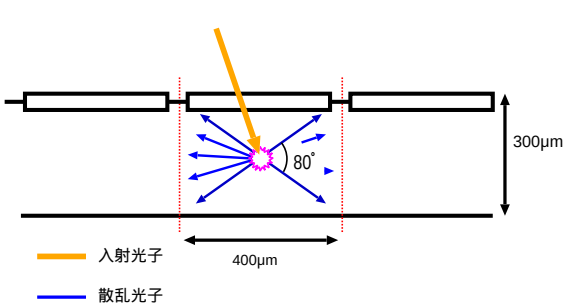


図 5.15: ストリップの中心付近で散乱された場合の概念図。90° 方向散乱では立体角 $d\Omega$=0.45 内に散乱されている。

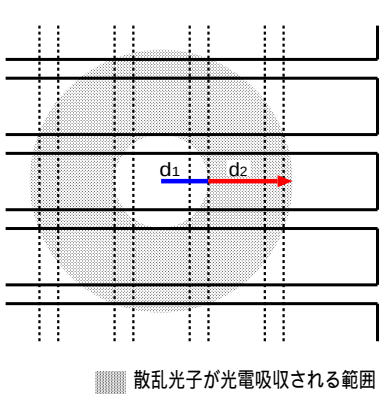


図 5.16: コンプトン散乱後に、近隣ピクセルで光電吸収されるまでに動く距離 d_1、d_2 。

この値は、実験によって得たスプリットイベントの起きる確率よりもはるかに小さい。また 122 keV の硬 X 線に対して、39.5 ~ 82.6 keV のエネルギーはコンプトン散乱した後の光子のエネルギーとはなり得ないため、選び出したイベントは確かにスプリットイベントであると考えられる。

X 線のピークエネルギーまたは 0 keV 程度のイベント数が多いことが見てとれる。1 本のストリップでほぼ完全に光電吸収した場合でも、そのとなりで発生しているノイズをスプリットされたエネルギーだと判別して読み出していることが多いからである。また、17.6 keV のような低エネルギーの X 線がスプリットした場合は、読み出されるエネルギーはどうしても小さな値になってしまう。そのためノイズとの区別が付きにくいことも 0 keV 付近のカウント数が多い理由の一つである。なお、17.6 keV 程度の X 線は、ほとんど DSSD の表面近くで相互作用を起こし電荷がほぼ完全に収集されているため、スプリットイベント自体が少ないという理由もある。

Co の場合のように X 線のエネルギーが大きいほど、分割されたときにいろいろなエネルギー値を取り得るため、エネルギースペクトルに対して広く影響を及ぼすと考えられる。

スプリットを起こした場所をプロットしたところ、DSSD の検出面でほぼ一様に分布している。どのストリップの境界部でもスプリットイベントが生じていることがわかる。

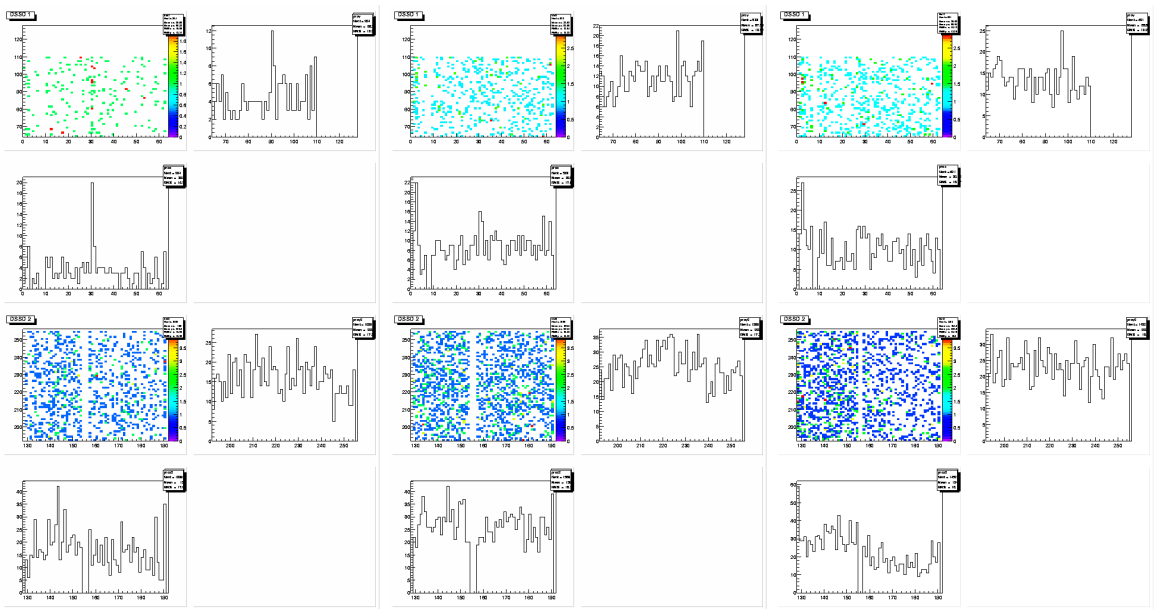


図 5.17: スプリットイベントの 2 次元分布と X,Y 軸への投影。左から、17.6・59.5・122 keV のスプリットイベント。

第6章　まとめ

本研究では、シリコンストリップ検出器読み出し用 LSI・VA32TA のバイアス値の設定変更を行い、読み出し回路系の最適化を図った。VA32TA チップの回路パラメータである Pre_bias、Ifp、Vfp、Sha_bias、Ifss に対して変更を行った。これにより、多層コンプトンカメラを想定した 2 枚重ねのシリコンストリップ検出器の信号読み出しで、122 keV の硬 X 線に対して 1.34 keV のエネルギー分解能を達成するほどの向上があった。

撮像感度の一様性を、X 線のエネルギー 122・59.6・17.6・14.4 keV について調べたところ、17 keV 以上のエネルギーに対してはほぼ一様な感度を持つことを確認した。15 keV 程度になると、ストリップ個々の微妙な差や、VA32TA の読み出し回路もチャンネルごとに差があること、スレショルドが均一でないといったことに大きな影響を受けやすくなるため一様な感度を得られないと考えられる。

エネルギーに対するパルスハイトのリニアリティーは、P 側のほとんどチャンネルでほぼ直線となった。

スプリットイベントについて調べたところ、スプリットイベントは 122 keV の X 線に対して 7 %程度起きることが分かり、DSSD の全域で起こっていた。この程度の割合であれば、大きな問題とはならないが今後も、もうすこし調査していく必要がある。

今後は、VA32TA チップのバイアスパラメータの最適化をすすめ、さらにエネルギー分解能の向上をめざす必要がある。スプリットイベントについては、このイベントを有効なイベントとして扱うべきかなど考える余地がありそうである。また、10 keV 程度の X 線に対してもシリコンストリップ検出器が正確な計測を行えるかどうかなどを、読み出し回路の設定変更も含めて検証していくべきである。

謝辞

本研究を行うにあたり、最後まで御指導いただいた深沢助教授に心から感謝いたします。また、シリコンストリップ検出器について直接指導をしてくださった M2 の中本さんには本当にお世話になりました。実験のことについて大変多くのことを得ることができました。研究室のみなさまには毎日お世話になり支えになっていただき感謝しています。皆様にこの場を借りてお礼申し上げます。

関連図書

[1] 宇野進吾. 修士論文, 広島大学,2003.

[2] 中本達也. 卒業論文, 広島大学,2002.

[3] ideas VA32TA specification Version 0.92

[4] 三谷烈史. 修士論文, 東京大学,2003.

[5] 右田雄二. 卒業論文, 広島大学,2003.

[6] 井上浩二. 平成 10 年度特別実験 II,1999.

[7] GLENN F. KNOLL . 木村逸郎 坂井英次訳. 放射線計測ハンドブック 第 2 版. 日刊工業新聞社, 1991.