

硬X線偏光計用  
多チャンネルシンチレーション検出器の開発

戸泉 貴裕

卒業論文  
東京工業大学 理学部 物理学科

2007年 7月

## 要旨

X線領域では、高エネルギー天体の偏光観測は未だその観測例が少なく、観測結果と理論モデルとの検証ができない状況にある。このようなことから、偏光観測と理論モデルの検証を行うために、硬X線領域での偏光検出に特化した衛星をつくる必要がある。

本研究室では、Cute-I、Cute-1.7 + APD に続く Cute Project の3機目の衛星として、工学部松永研究室と共同で、小型衛星「つばめ」の開発を行っている。特に、理学系では、偏光検出器の開発を行っている。

「つばめ」衛星の偏光計は、偏光光子のコンプトン散乱における散乱異方性を利用した散乱型偏光計であり、コンプトン散乱でのエネルギー損失を読み出す散乱体と、散乱光子の光電吸収で落とされたエネルギーを読み出す吸収体から構成される。この偏光計を用いて、主にガンマ線バーストと、さらには、定常天体における 30 keV~100 keV の硬X線の偏光検出を目標にしている。

本論文では「つばめ」衛星の偏光計の散乱体部分に用いる予定である、マルチアノード光電子増倍管(MAPMT)の基礎特性評価を行った。また、その読み出し回路であるMAPMTヘッドアンプユニットの基礎特性も同時に行った。プラスチックシンチレータを用いたときのMAPMTの最小の信号(1光電子)は、エネルギー換算で2 keV程度に相当することがわかり、この結果から「つばめ」の偏光計において、このMAPMTを散乱体の検出器として用いたとき、測定できる最小のエネルギーが $32 \pm 2$  keV程度であることがわかった。また、MAPMTは信号漏れ(クロストーク)が無視できる程度(2.5%)であること、増幅率の温度依存性がほとんどないことを確認することができた。ヘッドアンプユニットでは、ダイナミックレンジが21 pC程度であること、処理時間が120  $\mu$  sec程度であること、増幅率の温度依存性がほとんどないことを確かめ、MAPMTを用いて4 CH同時読み出しを行った。

# 目次

|       |                                 |    |
|-------|---------------------------------|----|
| 第1章   | はじめに                            | 6  |
| 1.1   | X線観測                            | 6  |
| 1.2   | 小型衛星プロジェクト                      | 7  |
| 1.3   | 本論文の目的                          | 8  |
| 第2章   | X線偏光と検出方法                       | 9  |
| 2.1   | コンプトン散乱                         | 9  |
| 2.2   | 偏光度                             | 13 |
| 2.3   | コンプトン散乱を利用したX線偏光検出              | 14 |
| 第3章   | 偏光観測衛星「つばめ」                     | 17 |
| 3.1   | 目的                              | 17 |
| 3.2   | 「つばめ」の検出器                       | 18 |
| 3.2.1 | 観測方法                            | 18 |
| 3.2.2 | ガンマ線バースト位置検出器                   | 19 |
| 3.2.3 | 散乱型偏光X線検出器                      | 19 |
| 3.3   | 信号読み出し回路                        | 21 |
| 3.4   | 宇宙で使用するための制限                    | 21 |
| 第4章   | 検出器と測定装置                        | 24 |
| 4.1   | MAPMT(マルチアノード光電子増倍管)            | 24 |
| 4.1.1 | 構造                              | 24 |
| 4.1.2 | 基礎特性                            | 28 |
| 4.2   | シンチレータを用いたX線検出                  | 32 |
| 4.2.1 | プラスチックシンチレータ                    | 33 |
| 4.2.2 | CsI(Tl)シンチレータ                   | 33 |
| 4.2.3 | アメリシウム( $^{241}\text{Am}$ )パルサー | 33 |

|              |   |           |
|--------------|---|-----------|
| 4.2.4        | エネルギー分解能 ( FWHM) . . . . .                | 34        |
| 4.3          | 信号読み出し回路 . . . . .                        | 36        |
| <b>第 5 章</b> | <b>MAPMT の基礎特性の評価</b>                     | <b>37</b> |
| 5.1          | スペクトル測定 . . . . .                         | 37        |
| 5.1.1        | 単チャンネル光電子増倍管 ( 1chPMT ) との比較 . . . . .    | 37        |
| 5.1.2        | 各アノード CH のスペクトル . . . . .                 | 39        |
| 5.1.3        | 1 光電子のスペクトル . . . . .                     | 41        |
| 5.2          | 増幅率の印加電圧依存性 . . . . .                     | 43        |
| 5.3          | 各アノード CH における増幅率の違い . . . . .             | 46        |
| 5.4          | クロストーク特性 . . . . .                        | 47        |
| 5.5          | 温度依存性 . . . . .                           | 49        |
| <b>第 6 章</b> | <b>MAPMT ヘッドアンプユニットの基礎特性とシンチレーション光の検出</b> | <b>51</b> |
| 6.1          | 多チャンネル読み出し回路 ( ヘッドアンプユニット ) . . . . .     | 52        |
| 6.2          | 基礎特性 . . . . .                            | 53        |
| 6.2.1        | 各チャンネルの増幅率の違い . . . . .                   | 55        |
| 6.2.2        | ダイナミックレンジ . . . . .                       | 57        |
| 6.2.3        | 入出力の計数率の比較 . . . . .                      | 58        |
| 6.2.4        | 入力チャンネルごとのクロストーク . . . . .                | 63        |
| 6.2.5        | 温度依存性 . . . . .                           | 65        |
| 6.2.6        | 基礎特性評価のまとめ . . . . .                      | 67        |
| 6.3          | 検出器からの読み出し . . . . .                      | 69        |
| 6.3.1        | PMT からの読み出し . . . . .                     | 69        |
| 6.3.2        | MAPMT の各アノード同時読み出し . . . . .              | 70        |
| <b>第 7 章</b> | <b>まとめ</b>                                | <b>73</b> |
| <b>付 録 A</b> |   | <b>75</b> |
| A.1          | エネルギー分解能 [FWHM] のエネルギー依存性 . . . . .       | 75        |

# 目 次

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 2.1 | コンプトン散乱の模式図 . . . . .                                   | 9  |
| 2.2 | 散乱光子のエネルギーと散乱体で落とされるエネルギー . . . . .                     | 10 |
| 2.3 | 偏光した光子の散乱を入射方向から見た模式図 . . . . .                         | 11 |
| 2.4 | 偏光光子の散乱異方性 . . . . .                                    | 12 |
| 2.5 | 偏光した光子の散乱の模式図(3次元) . . . . .                            | 12 |
| 2.6 | 無偏光入射光子の散乱角 $\theta$ に対する散乱光子の偏光度 . . . . .             | 13 |
| 2.7 | 100%偏光した入射光子の散乱角 $\theta$ に対する散乱光子の偏光度 . . . . .        | 14 |
| 2.8 | 散乱型偏光計の原理 . . . . .                                     | 15 |
| 3.1 | 「つばめ」衛星の概観図 . . . . .                                   | 17 |
| 3.2 | 突発天体発見から偏光観測までの流れ . . . . .                             | 18 |
| 3.3 | 「つばめ」の偏光計 . . . . .                                     | 19 |
| 3.4 | 偏光計読み出し回路の概略図 . . . . .                                 | 22 |
| 4.1 | MAPMT(マルチアノード光電子増倍管) R7600-00-M4 の写真 . . . . .          | 24 |
| 4.2 | MAPMT の電圧供給部 . . . . .                                  | 25 |
| 4.3 | MAPMT の各 CH の配置 . . . . .                               | 25 |
| 4.4 | 入射窓から見た光電面 . . . . .                                    | 26 |
| 4.5 | メタルチャンネルダイノードの増幅過程 . . . . .                            | 27 |
| 4.6 | 光電子増倍管における飽和現象 . . . . .                                | 31 |
| 4.7 | シンチレーション光検出の原理 . . . . .                                | 33 |
| 4.8 | Am パルサーの構造図 . . . . .                                   | 34 |
| 4.9 | シンチレータ固有の分解能 . . . . .                                  | 35 |
| 5.1 | スペクトル測定のセットアップ . . . . .                                | 38 |
| 5.2 | 単チャンネルPMTとMAPMTのスペクトルの比較( $^{241}\text{Am}$ ) . . . . . | 38 |
| 5.3 | 各アノードCHにおける $^{241}\text{Am}$ のスペクトル . . . . .          | 40 |
| 5.4 | 1光電子測定の設定アップ . . . . .                                  | 41 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 5.5  | MAPMTでの1光電子のスペクトルと $^{241}\text{Am}$ のスペクトル          | 42 |
| 5.6  | $\text{Am}$ パルサーを用いた実験セットアップ                         | 44 |
| 5.7  | 各アノード CH における印加電圧と増幅率の関係                             | 44 |
| 5.8  | MAPMTの各アノード CH における増幅率の違い                            | 46 |
| 5.9  | クロストーク測定の結果  | 48 |
| 5.10 | 温度依存性測定のセットアップ                                       | 49 |
| 5.11 | MAPMTの温度変化   | 50 |
| 6.1  | MAPMT ヘッドアンプユニット (写真)                                | 51 |
| 6.2  | MAPMT ヘッドアンプユニットの概念図                                 | 52 |
| 6.3  | テストパルサーを使用時のヘッドアンプのセットアップ                            | 55 |
| 6.4  | ヘッドアンプの各入力チャンネルにおける増幅率の違い                            | 55 |
| 6.5  | ヘッドアンプの各出力チャンネルにおける増幅率の違い                            | 56 |
| 6.6  | ヘッドアンプにおける入力電荷の線型性(1チャンネル)                           | 58 |
| 6.7  | ヘッドアンプにおける入力電荷の線型性(4チャンネル)                           | 59 |
| 6.8  | ヘッドアンプの入出力数の測定のセットアップ                                | 60 |
| 6.9  | ヘッドアンプのテストパルサーでの入出力数の関係                              | 61 |
| 6.10 | ヘッドアンプのランダムパルサーでの入力出力数の関係                            | 61 |
| 6.11 | 拡張型と比拡張型のランダムパルサーの挙動                                 | 62 |
| 6.12 | ヘッドアンプでの入出力数の比                                       | 63 |
| 6.13 | ヘッドアンプのチャンネル間のクロストーク                                 | 64 |
| 6.14 | ヘッドアンプの温度試験のセットアップ                                   | 65 |
| 6.15 | ヘッドアンプの増幅率の温度変化                                      | 66 |
| 6.16 | ヘッドアンプへの入力電荷の出力線型性の温度変化                              | 67 |
| 6.17 | ヘッドアンプでのPMT読み出しのセットアップ                               | 69 |
| 6.18 | PMTとヘッドアンプで読み出した $^{137}\text{Cs}$ のスペクトル            | 70 |
| 6.19 | PMTとヘッドアンプで読み出した $^{137}\text{Cs}$ の 662keV のスペクトル位置 | 70 |
| 6.20 | ヘッドアンプでのMAPMT 4 CH 同時読み出しのセットアップ                     | 71 |
| 6.21 | ヘッドアンプを用いて4CH 同時に読み出した $^{241}\text{Am}$ のスペクトル      | 72 |
| A.1  | エネルギーと分解能のグラフ  | 75 |

# 表 目 次

|     |  |    |
|-----|--|----|
| 4.1 | シンチレータの種類 . . . . .  | 32 |
| 5.1 | 1chPMTと MAPMTでの 59.5 keVの分解能 . . . . .                                 | 39 |
| 5.2 | MAPMTの各アノード CHにおける、59.5 keVのピーク位置と分解能 . . .                            | 39 |
| 5.3 | MAPMTの1光電子のピーク位置と $^{241}\text{Am}$ の 59.5 keVのピーク位置との<br>比較 . . . . . | 42 |
| 5.4 | Amパルサー使用時のプリアンプの容量と抵抗値 . . . . .                                       | 43 |
| 5.5 | 印加電圧と増幅率のグラフにおける各チャンネルのべき指数。 . . . . .                                 | 45 |
| 6.1 | 入力チャンネルと出力データ列の対応表(1) . . . . .  | 53 |
| 6.2 | 入力チャンネルと出力データ列の対応表(2) . . . . .  | 54 |
| 6.3 | 入力電荷の線型性における傾きの比と増幅率の比の比較 . . . . .                                    | 58 |
| 6.4 | ヘッドアンプのクロストーク . . . . .  | 65 |
| 6.5 | ヘッドアンプの基礎特性評価 . . . . .  | 68 |
| 6.6 | ヘッドアンプと NIMモジュールの分解能の比較 . . . . .                                      | 71 |

# 第1章 はじめに

## 1.1 X線観測

現代天文学では、天体から放射される電波や赤外線、可視光やX線、 $\gamma$ 線など、様々な波長領域での電磁波の観測が行われている。天体の観測方法は、空間構造を映し出す撮像、エネルギースペクトルを得る分光、天体の放射強度を測定する測光などがある。さらに、天体の観測方法として、放射の電場の偏りを観測する偏光観測という観測方法がある。可視光や電波領域では、この4つの手法で数多くの観測がなされてきた。しかし、X線や $\gamma$ 線領域に関しては、大気吸収によって地上までは届かず、地上の望遠鏡などで観測することができない。そこで観測は、衛星や気球などを用いて行う必要がある。近年、衛星技術や観測技術の発達によって、撮像、分光、測光の領域では、高精度の観測が行われるようになってきた。しかし、偏光観測に関しては高エネルギーの電磁波の波長が非常に短いことから、電波や可視光などと同じ方法では、偏光を観測することができない。このような高エネルギー電磁波の偏光を観測するためには、観測方法が、コンプトン散乱や光電吸収などの、光子と物質との相互作用を利用したものになる。しかしながら、様々な宇宙環境を設定したりする必要があるため、シミュレーションなども難しく、さらに散乱型偏光計では多数の検出器を必要とするため、電力的な問題や大きさの問題、また、衛星で用いるときのその不確実さや、製作コストの問題、技術的な困難さなどから、ほとんど行われてこなかった。

そこで、理学系基礎物理学専攻・河合研究室では、アバランシェフォトダイオード(APD)とマルチアノード光電子増倍管(MAPMT)を用いた、低電力、低コスト、小型の3つの利点をもつ、小型衛星用の散乱型偏光計の開発を行っている。これが、3章で紹介する「つばめ」衛星の散乱型偏光計であり、これを用いて天体の偏光X線を観測し、その情報から、新しい天体の物理を探るということが本研究の大筋の目的である。

X線偏光観測は、撮像、測光、分光とは他の3つの観測方法とは独立した、新しい物理情報を提供してくれる。偏光の観測により天体の磁場構造がわかるため、天体における放射過程を理論モデルと照らし合わせることによって今までの観測では特定することができ



なかった高エネルギー天体の放射過程を決めることができると考えられる。また、撮像では分解できない高エネルギー天体の降着円盤の空間構造を、光子の散乱角による偏光度の違いから求め、ブラックホール近傍で起こっている現象を観測結果から議論することも可能になると期待される。全天で最も大きな爆発現象であるガンマ線バーストについては、偏光観測によって、その放射機構を議論することができるようになる可能性がある。この放射機構は、現在ファイアーボールモデルが最も有力とされ、このモデルでは、太陽質量の数十倍以上の巨大な星が重力崩壊を起こすこと、または中性子星同士の連星の融合によって  $10^{52}$  erg 程度のエネルギーが生成され、そのエネルギーが相対論的ジェットに転換され、放出される。このジェットの方向が我々の視線方向と一致している場合、ジェットによって作られた衝撃波で発生したシンクロトロン放射がガンマ線バーストとして観測されるというものである。シンクロトロン放射では、高い偏光度をもつ光子が放出されるはずなので、ガンマ線バーストの偏光を観測することにより、ガンマ線放射起源に制限をかけることができると考えられる。現在のガンマ線バーストの偏光検出例は、太陽観測衛星 RHESSI による GRB021206 の偏光度  $80 \pm 20$  %、X 線  $\gamma$  線観測衛星 INTEGRAL による GRB041219 の偏光度  $63 \pm 30$  % などがあるが [3]、いずれも精度が高くないこと、データの信頼性が低いこと、また観測例が少ないことが問題である。理論との検証を行うには、さらに精度の高い観測と、多数の観測が必要である。

## 1.2 小型衛星プロジェクト

東京工業大学工学系機械宇宙システム専攻・松永研究室では、2002 年度から Cute Project と呼ばれる小型衛星開発が行われている。このような小型衛星の開発は、近年関心が高まっており、何箇所もの大学で行われている。このような小型衛星開発は、大型衛星と比べて 1 : 短期開発が可能、2 : 経費の著しい軽減、3 : 新技術の積極的採用が可能などの利点を持つ。

2003 年 6 月には 1 号機である Cute-I が打ち上げられ、予定されたミッションを全て成功させた。また、4 年経った現在でも運用されているというすばらしい結果を出している。Cute-I の次の段階の小型衛星である Cute-1.7 からは、我々理学系基礎物理学専攻・河合研究室が加わり、理工学共同で衛星開発が行われてきた。Cute-1.7 の理学目標は、1 : アバランシェフォトダイオード (APD) の宇宙動作実証、2 : 南大西洋磁気異常帯を含む、放射線異常帯の起動荷電粒子探査の 2 つである。現在は Cute-1.7 の開発もほぼ終了し、今年度 (2007 年度) 9 月にインドで打ち上げ予定である。

さらに次の段階として、理工学共同で、Cute-II「つばめ」衛星の開発が現在行われている。「つばめ」衛星は、高エネルギー光子の偏光観測を目的とした衛星であり、理学系では、現在検出器の開発が行われている。「つばめ」衛星に関しては、3章で詳しく述べる。

### 1.3 本論文の目的

本論文では、現在開発を行っている偏光X線観測衛星「つばめ」に搭載予定である、散乱型偏光X線観測器について説明し、さらにその散乱体部分での検出器(マルチアノード光電子増倍管)の基礎特性の評価と考察を行う。さらに検出器の信号読み出し回路である、MAPMTヘッドアンプユニットの基礎特性評価も同時に行い、その結果と考察を行う。

## 第2章 X線偏光と検出方法

X線は波長が非常に短いので、波動性よりも粒子性が顕著に現れる。そのため、可視光などのように、反射や屈折といった波動的性質を用いて、その特性を調べることができない。これは偏光についても同様で、偏光子などを用いて偏光X線と無偏光X線を区別することができない。しかし、偏光X線は、その生成過程や物質との相互作用において、無偏光X線とは違った性質を示すため、このような粒子性の性質を利用することによって、偏光X線と無偏光X線を区別することができる。ここでは、「つばめ」衛星で採用するコンプトン散乱を用いた偏光の検出方法を述べる。なお、以下で使う「偏光」は、全て「直線偏光」のことを意味する。

### 2.1 コンプトン散乱

X線などの光子が物質中の電子に衝突し、光子と電子との間でエネルギーの交換が起こる過程をコンプトン散乱という。

コンプトン散乱で散乱された散乱光子のエネルギー  $E'$  は、入射光子のエネルギーを  $E_0$ 、入射方向に対する散乱角を  $\theta$ 、電子の静止質量を  $m_e$ 、光速を  $c$  とすると、

$$E' = \frac{E_0}{1 + \left(\frac{E_0}{m_e c^2}\right)(1 - \cos\theta)} \quad (2.1)$$

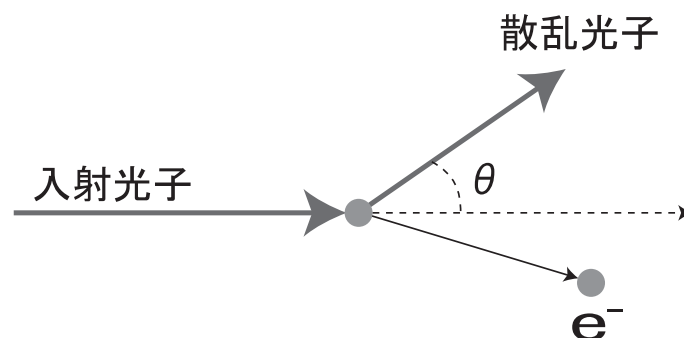


図 2.1: コンプトン散乱の模式図

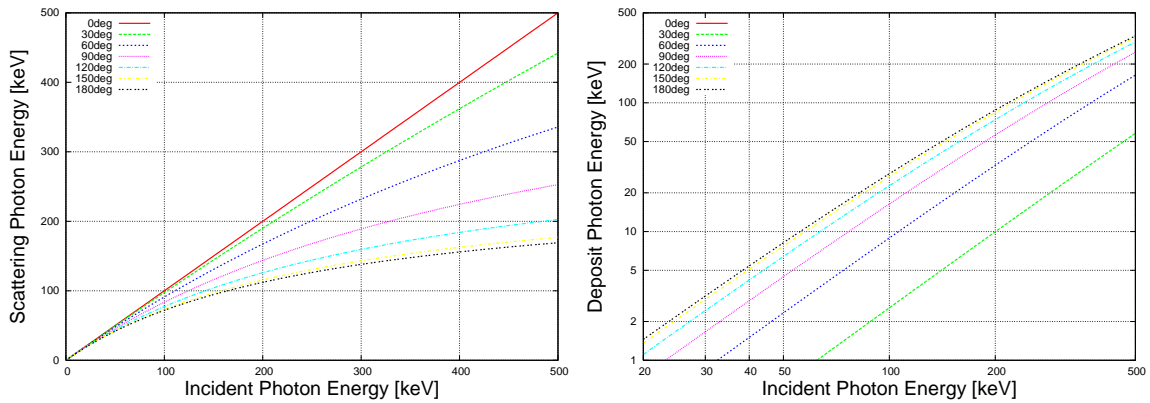


図 2.2: 様々な角度での散乱光子のエネルギー(左図)と散乱体で落とされるエネルギー(右図)。0度は散乱というより、透過を意味するので、散乱エネルギーは入射エネルギーに一致し、落とされるエネルギーは0になる。

とかける。コンプトン散乱で入射光子が電子に与えるエネルギー  $\Delta E$  は、エネルギー保存測より入射光子と散乱光子のエネルギーの差に等しく

$$\Delta E = E_0 - E' = \frac{\frac{E_0^2}{m_e c^2} (1 - \cos\theta)}{1 + \left(\frac{E_0}{m_e c^2}\right) (1 - \cos\theta)} \quad (2.2)$$

となる。図 2.2 にコンプトン散乱におけるいくつかの散乱角での、入射光子のエネルギーに対する、散乱された光子のエネルギー  $E'$  と散乱で電子に与えられたエネルギー  $\Delta E$  を示す。

## 無偏光の光子の散乱

無偏光の入射光子が電子に衝突したとき、散乱された光子の微分散乱断面積は、式(2.3)のように与えられる。(無偏光での Klein-Nishina の式) [1]

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{1}{2} r_0^2 \varepsilon^2 [\varepsilon + \varepsilon^{-1} - \sin^2\theta] \quad (2.3)$$

ここで、 $r_0$  は電子の古典半径、 $\theta$  は入射方向に対する散乱角であり、 $\varepsilon$  は入射光子のエネルギー  $E_0$ 、散乱光子のエネルギー  $E'$  を使って、

$$\varepsilon = \frac{E'}{E_0} = \frac{1}{1 + \left(\frac{E_0}{m_e c^2}\right) (1 - \cos\theta)} \quad (2.4)$$

と表される。

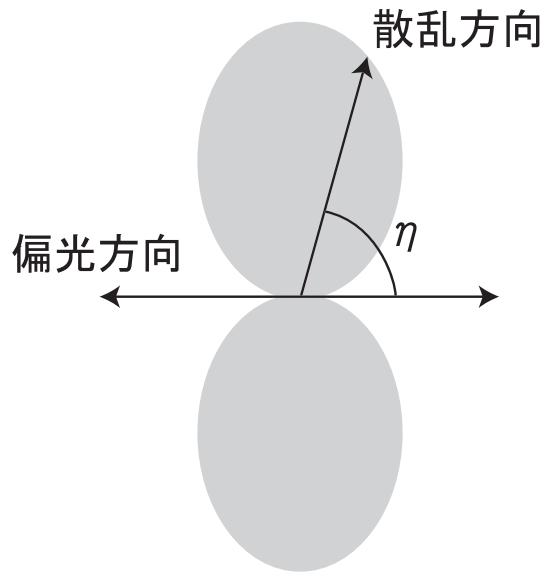


図 2.3: 100 %の偏光度をもつ光子の、 $\theta = 90$  度方向の散乱を、入射方向から見た図。 $\eta$  は偏光方向に対する散乱角。色のついた部分は散乱断面積を極座標で表したものの。

### 偏光した光子の散乱

100 %の偏光度をもつ光子が電子に衝突すると、散乱光子の散乱微分断面積は、式( 2.5) ように与えられる。(Klein-Nishina の式) [1]

$$\frac{d\sigma}{d\Omega} = \frac{1}{2}r_0^2\varepsilon^2[\varepsilon + \varepsilon^{-1} - 2\sin^2\theta\cos^2\eta] \quad (2.5)$$

ここで  $\eta$  は偏光方向に対する散乱角であり、 $\eta = 90$  度のときに、微分散乱断面積は最大となる。また、 $\theta$  に関しても  $\theta = 90$  度のときに、最大となることがわかる。このとき散乱の異方性が最も顕著に現れる。 $\theta = 90$  度( 偏光面)での偏光角  $\eta$  に対する微分散乱断面積を図 2.4 に示す。図 2.4 をみると、エネルギーが大きくなるにつれて、偏光度の異方性が小さくなることがわかる。

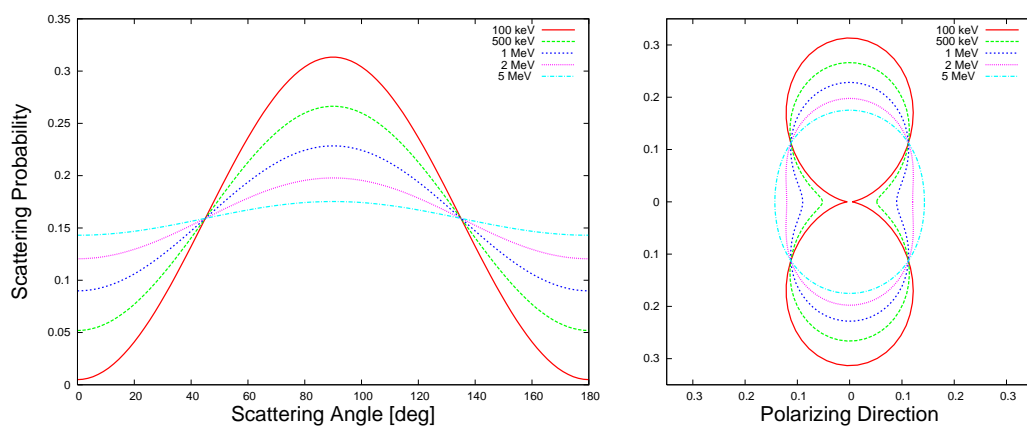


図 2.4: 100 %の偏光度をもつ光子の $\theta = 90$  度方向の散乱の異方性。左図:散乱確率の角度分布。右図:左図の縦横軸を極座標表示したもの。入射光子のエネルギーが大きくなるにつれて異方性が小さくなっていくことがわかる。

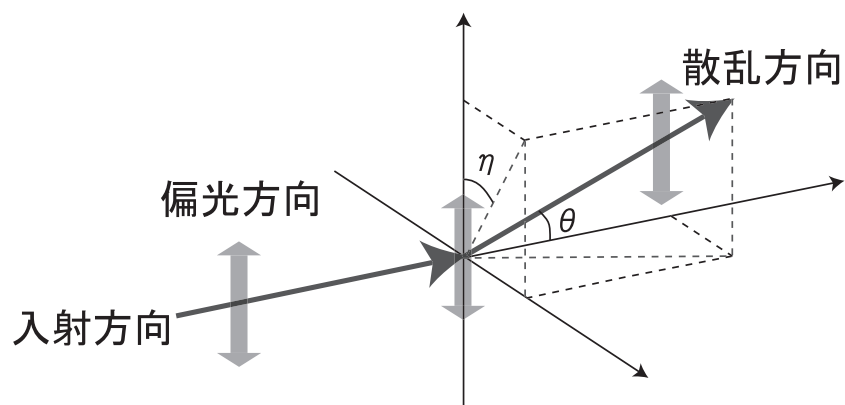


図 2.5: 偏光した光子の散乱の模式図。 $\theta$ は入射方向に対する散乱角。 $\eta$ は偏光方向に対する散乱角。散乱光子の偏光方向は、入射光子の偏光方向と散乱光子の散乱方向とがつくる平面に平行になる。

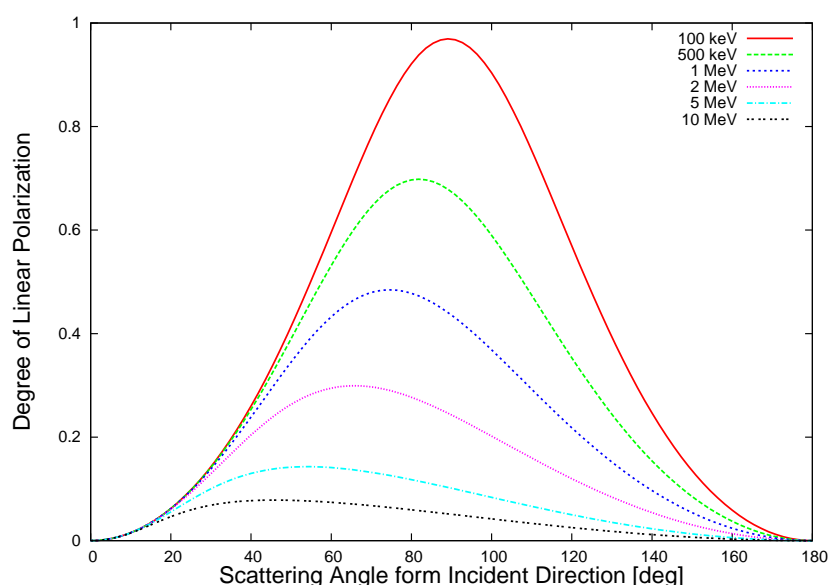


図 2.6: 無偏光入射光子の散乱角  $\theta$  に対する散乱光子の偏光度。無偏光の光子がコンプトン散乱すると、散乱後の光子は偏光度をもつ。

## 2.2 偏光度

X線は、必ずしも無偏光であったり、偏光方向が完全に決まっていたりするわけではなく、ある程度の偏光方向にゆらぎがある状態でやってくる。この偏光方向の偏りは、直線偏光度(以下偏光度)として定義される。偏光度  $\Pi$  は、偏光の生成過程によって、0 から 1 までの様々な値をとる。偏光度が 1 の状態が 100 % の偏光度をもつ偏光であり、偏光度が 0 の状態が無偏光である。ここでは、コンプトン散乱での散乱光子の偏光度  $\Pi$  を調べる。まず、入射光子が無偏光の場合、散乱光子の偏光度は

$$\Pi = \frac{\sin^2\theta}{\varepsilon + \varepsilon^{-1} - \sin^2\theta} \quad (2.6)$$

と表される。[1] この式(2.6)から、無偏光の光子がコンプトン散乱すると、散乱された光子は偏光度をもつことがわかる。これを各エネルギーでグラフに表すと、図 2.6 のようになる。図 2.6 を見るとわかるように、100 keV では、 $\theta = 90$  度付近において、散乱光子の偏光度が 90 % 以上になる。

次に、100 % の偏光度をもつ入射光子の、散乱後における偏光度は、

$$\Pi = 2 \frac{1 - \sin^2\theta \cos^2\eta}{\varepsilon + \varepsilon^{-1} - 2\sin^2\theta \cos^2\eta} \quad (2.7)$$

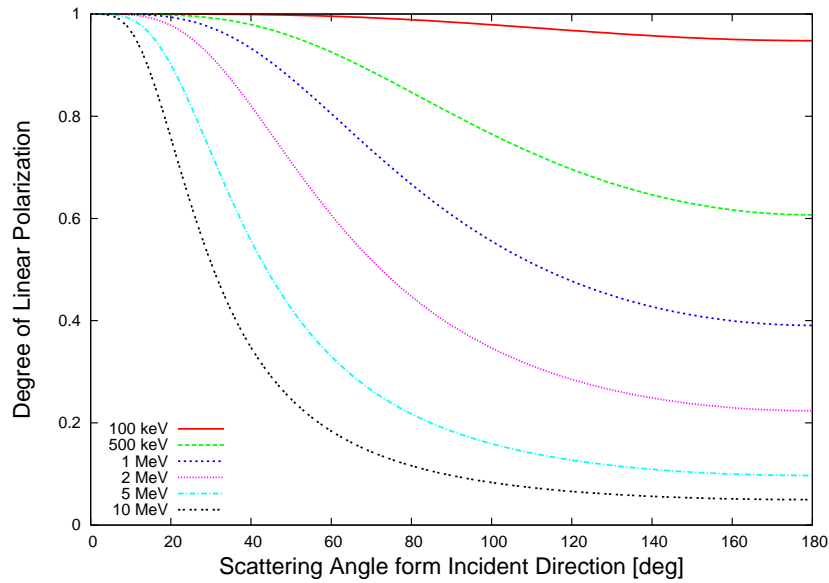


図 2.7: 100 % 偏光した入射光子の散乱角  $\theta$  に対する散乱光子の偏光度。100 % 偏光の光子がコンプトン散乱した場合は、散乱後の光子は偏光度が小さくなる。

と表される [1]。これも同様にグラフに表すと、図 2.7 のようになる。この図 2.7 から、100 % の偏光度をもつ光子が散乱すると、散乱後の偏光度は 100 % にはならないことがわかる。

## 2.3 コンプトン散乱を利用した X 線偏光検出

### 散乱型偏光計

偏光 X 線観測では X 線の偏光度  $\Pi$  を観測する。ここでは、散乱型偏光計の観測結果から、観測した X 線の偏光度を求める方法を述べる。コンプトン散乱を利用した散乱型偏光計は、理想的には図 2.8 のような微小な検出器 A、B で構成される。検出器 A は散乱体、検出器 B は吸収体と呼ばれる。入射光子は、まず検出器 A の散乱体でコンプトン散乱され、次に散乱光子が検出器 B の吸収体で光電吸収される。

先ほどの、偏光した光子のコンプトン散乱の異方性(図 2.4) から、角度  $\eta$  を変化させていくと、散乱断面積が変化するので、カウント数に変調する。カウント数は  $\eta = 90$  度のときに最大値 ( $N_{\perp}$ )、 $\eta = 0$  度または  $180$  度のときに最小値 ( $N_{//}$ ) をとる。ここで、変調の度合いを示す値  $Q$  を次のように定義する。



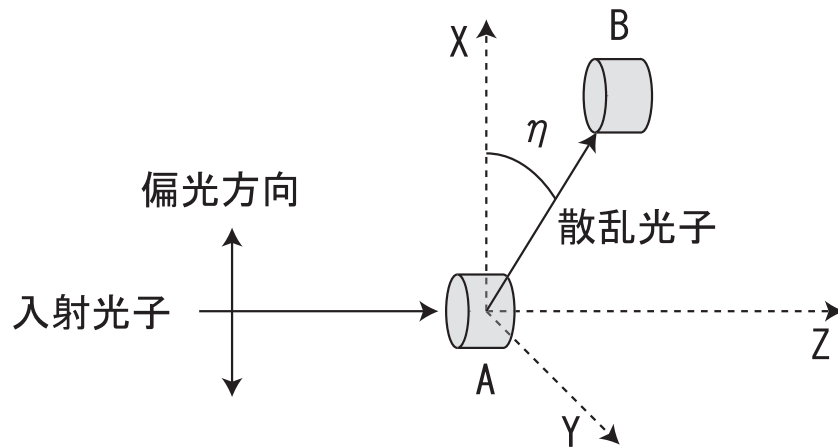


図 2.8: 散乱型偏光計の原理。微小な検出器 A,B を考える。A が散乱体、B が吸収体となり、入射光子が A でコンプトン散乱し、B で光電効果を起こす。このイベント数が角度  $\eta$  に依存して変調する。

$$Q = \frac{N_{\perp} - N_{//}}{N_{\perp} + N_{//}} \quad (2.8)$$

ここで、 $N_{\perp}$  と  $N_{//}$  は微分散乱断面積に比例するので、

$$Q = \frac{\frac{d\sigma}{d\Omega}(\eta = 90^\circ) - \frac{d\sigma}{d\Omega}(\eta = 0^\circ)}{\frac{d\sigma}{d\Omega}(\eta = 90^\circ) + \frac{d\sigma}{d\Omega}(\eta = 0^\circ)} \quad (2.9)$$

となるので、 $Q$  は  $\theta$  を用いて

$$Q = \frac{\sin^2\theta}{\varepsilon + \varepsilon^{-1} - \sin^2\theta} \quad (2.10)$$

と表せる。もちろん、 $Q$  が大きいほど、偏光度は大きくなる。この式は式(2.6)と同じ形をしているので、式(2.6)をグラフにした図 2.6 において、縦軸を  $Q$  に読み替えてみると、 $\theta = 90$  度のときに、異方性を最も顕著にみることができる。したがって、偏光計の吸収体は、入射方向に対して  $\theta = 90$  度の方向に設置するのが最も好ましいといえる。

## 変調因子 (Modulation Factor)

観測から求められた  $Q$  から偏光度  $P$  を求めるには、100 % 偏光を観測したときの変調の度合いである変調因子  $M$  (Modulation Factor) を用いる。この値は、実験やシミュレーションで、検出器に偏光度 100 % の直線偏光を照射した場合、 $Q$  に等しく、さきほどの

吸収体の位置や検出器の大きさなどに関係し、通常はその検出器の性能として書かれる。  
偏光度  $P$  と変調度  $Q$ 、変調因子  $M$  の間には

$$M = \frac{Q}{P} \quad (2.11)$$

の関係が成り立つ。この関係を用いて、 $M$  と  $Q$  の値から偏光度  $P$  が求まる。

## 第3章 偏光観測衛星「つばめ」

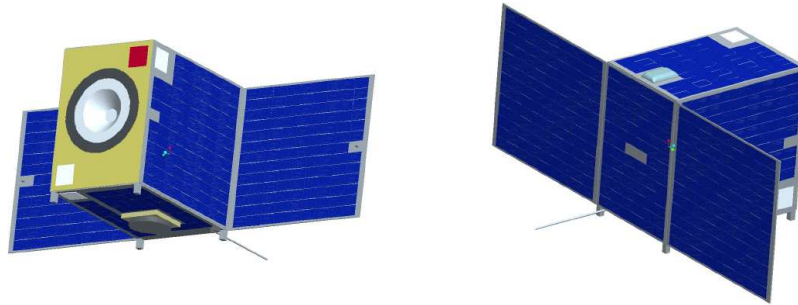


図 3.1: 「つばめ」衛星の概観図。現在は左図中央の検出器部分が四角形の検出器に変更されている。

偏光観測衛星「つばめ」は、2004 年度衛星設計コンテストにおいて設計大賞を受賞した、大学主導で開発が行われている小型衛星である。概念設計は既に終了しており、大きさは  $50 \times 50 \times 40 \text{ cm}^3$ 、重量は約 50 kg 程度となる予定である。2007 年 1 月から正式に開発プロジェクトが発足し、検出器の性能試験や、信号読み出し回路などの細部の設計、開発、試験が行われている。ここでは「つばめ」衛星の検出器に関する内容を述べる。

### 3.1 目的

「つばめ」のミッション意義は、以下の 2 つである。

- 突発天体、定常天体に対する X 線偏光観測
- CMG(コントロールモーメントムジャイロ)を用いた高速姿勢制御

「つばめ」は、ガンマ線バーストの偏光検出を狙う衛星である。ガンマ線バーストは宇宙論的遠方で起こる現象のため、発生位置が全天に一様に分布する。従って、いつ、どの方向で起こるかわからない。また、数十秒の短い時間で明るさが急速に弱まっていくことから、観測は迅速に行わなければならない。「つばめ」は CMG と呼ばれる高速姿勢制御

モジュールを用いて、このような突発天体の迅速な(10秒以内)偏光観測を行う。このような素早い姿勢変更は、大型衛星では実現が難しく、「つばめ」が小型衛星であることを活かした最大の特徴であるといえる。

通常の利用時は、定常天体の偏光観測を行う。偏光X線は、その生成過程や放射源周辺の空間構造に関与していると考えられているが、定常天体についても30 keV以上の硬X線での偏光X線は、その観測例が少ない。「つばめ」の偏光観測から得られる情報から、定常パルサーのX線放射機構やブラックホール近傍の空間情報などの、理論モデルとの検証ができるようになって考えられている。

## 3.2 「つばめ」の検出器

### 3.2.1 観測方法

「つばめ」には2つの検出器が搭載され、自らガンマ線バーストを検出し、約10度の精度で位置決定を行う。その後、小型CMGを用いて高速で偏光X線検出器をガンマ線バーストの方向に向け、検出後10秒以内のガンマ線バーストが十分明るいうちに偏光観測をはじめることができる。(図3.2)

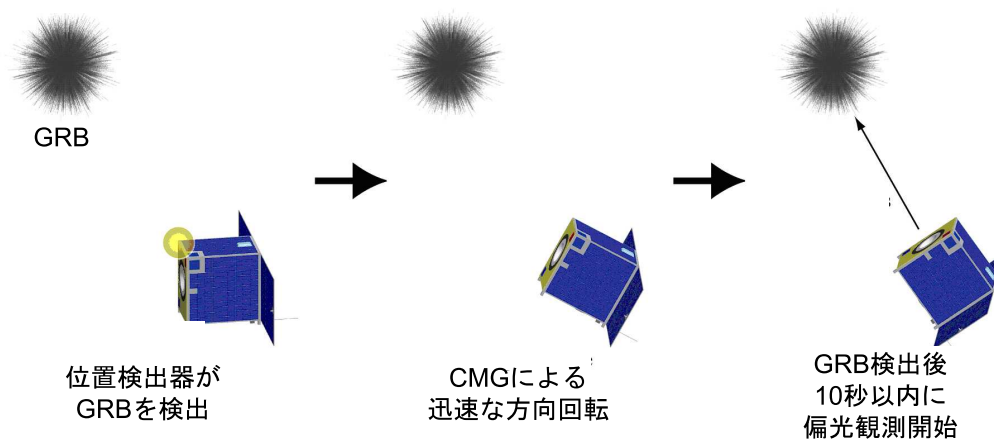


図 3.2: 突発天体発見から 偏光観測までの流れ

### 3.2.2 ガンマ線バースト位置検出器

位置検出器は、ガンマ線バーストなどの突発天体の発生を感知し、その方向を計算するための検出器である。これは「つばめ」の5箇所にとりつけられる予定であり、CsI(Tl)シンチレータとアバランシェフォトダイオード(以下APD)から構成される。ある場所の位置検出器でガンマ線バーストからの強力な $\gamma$ 線が検出されると、すべての検出器が検出されたエネルギーレベルのエネルギー範囲で、 $\gamma$ 線の計数を始める。これが5箇所の位置で同時に行われ、その検出器の位置と観測値の関係から、重心法を用いてベクトル計算を行い、自動で突発天体の位置を約10度の精度で特定する。

現在、位置検出器は、実際に検出を行うための基礎特性評価などの試験は始まっておらず、読み出し回路などの設計も、散乱型偏光計の設計の後に行う予定となっている。

### 3.2.3 散乱型偏光X線検出器

ここでは、実際に偏光X線をとらえるための「つばめ」の散乱型偏光計について詳しく述べる。

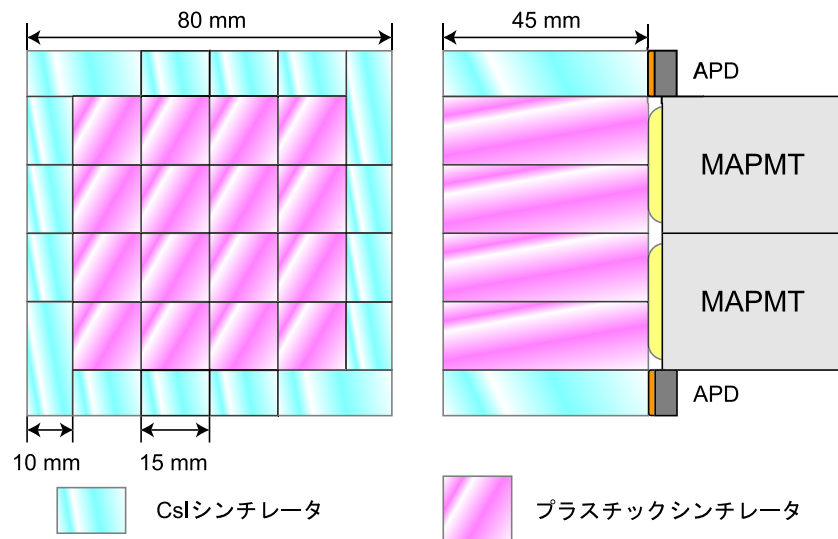


図 3.3: 「つばめ」の偏光計。左図が正面図、右図が正面図を中央で切った断面図。中心部分が散乱体(プラスチック)であり、外側を囲む部分が吸収体(CsI(Tl))である。

## 原理

偏光観測の原理は、2章で述べたような、コンプトン散乱の異方性を用いた検出を行う。まず、プラスチックシンチレータでコンプトン散乱した光子を、CsIシンチレータで光電吸収させ、その2つのイベントを同時に拾った信号だけを計数することにより、光子以外の宇宙線と区別する。さらに同時検出での位置関係を調べることによって、散乱角を見積もり、散乱の角度分布のデータを得ることができる。

理想的な散乱型偏光計と異なる点は、「大きさ」(特にシンチレータの奥行き)が存在することである。これにより、入射方向に対する散乱角 $\theta$ が、90度以外の角度にも分布するため、Modulation Factorが低くなる。このような散乱角 $\theta$ の分布は、単純な計算で求めることは難しい。また、この散乱角の分布を補正するために、奥行き小さな検出器をつくと、今度は、シンチレータを透過してしまう高エネルギー光子が増え、計数率が下がってしまう。計数率が下がると、突発天体を観測するときや、硬X線を観測するときには有意な統計を集めることができなくなってしまう。

このような観点から、シミュレーションを行って、検出器の最適な大きさを見積もる必要がある。現在の「つばめ」の検出器は図3.3で表されるような規格であり、 $4 \times 4$ のプラスチックシンチレータからの信号を、マルチアノード光電子増倍管(MAPMT)で読み出す「散乱体系」と、散乱体を囲む20個のCsI(Tl)シンチレータとその信号を読み出すアバランシェフォトダイオード(APD)からなる「吸収体系」で構成される。

### 散乱体系(MAPMT系)

散乱体系はプラスチックシンチレータとマルチアノード光電子増倍管(MAPMT)から構成される。プラスチックは主成分である炭素の原子番号 $Z$ が6と小さいため、その中ではX線がコンプトン散乱を起こしやすいという性質をもつ。散乱型偏光計では、この性質を利用して、散乱体にはプラスチックシンチレータが使われる。散乱体で電子に与えられたエネルギーは、MAPMTによって検出される。電子に与えられるエネルギーは、入射光子のエネルギーの数%程度という小さなエネルギーとなるので、このようなエネルギーを検出するためには、MAPMTで1光電子を検出できる必要がある。

### 吸収体系(APD系)

吸収体系は、CsI(Tl)シンチレータとアバランシェフォトダイオード(APD)から構成される。CsI(Tl)では、原子番号 $Z$ が54と大きいため、光電吸収が起こりやすい。こ

の性質を利用して、吸収体では、散乱体によってコンプトン散乱された光子の、光電吸収による信号を読み取る。また、散乱光子のエネルギーを測るために、APD系では分光測定も行う予定である。

### 観測エネルギー範囲

「つばめ」衛星で観測予定のエネルギー範囲は、30 keV ~ 100 keV 程度である。

下限は散乱体における検出器の信号の最小単位で決まる。入射光子のエネルギーが30 keV 程度になるとこの光子が散乱体で落とすエネルギーが信号の最小単位(1光電子)となる。このため、下限のエネルギーは30 keV 程度となる。(5.1.3の結果)

上限は、宇宙線などのバックグラウンド(BGD)の量と計数率に依存する。天体からの高エネルギー光子は、エネルギーが高くなると、その放射量がエネルギーのべき乗で減少する。また、エネルギーが高くなると、シンチレータで吸収される確率も減少していくので、結果的に100 keV以上のX線は、計数がBGDに埋もれて有意なデータを取ることができない。このようなことから上限が100 keV程度ということが決まる。

## 3.3 信号読み出し回路

検出器からの信号は、同時トリガをかけたり、位置関係を調べたりと、複雑な信号処理を必要とする。これを行うための回路を現在設計、製作中である。図3.4に回路の概略図を示す。

## 3.4 宇宙で使用するための制限

宇宙空間は、宇宙線や真空、温度変化など、電子機器や検出器にとって過酷な環境である。そのため、衛星に使用する部品には、様々な環境試験に耐えなければならないという制限が課せられる。以下に、検出器や回路に対して課せられる制限を示す。

- 打ち上げ時の振動に耐えること(耐振性)
- 放射線耐性があること
- 温度変化に対する耐性
- 真空でも放電が起きないこと

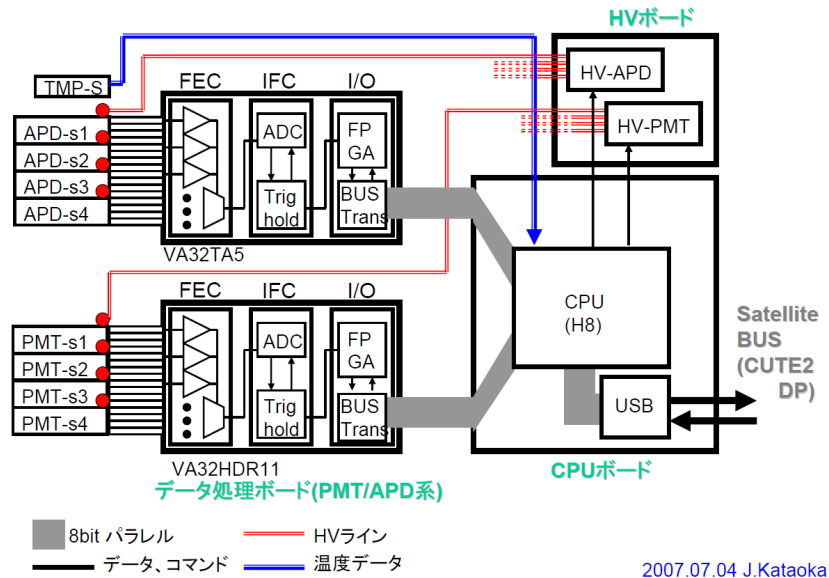


図 3.4: 偏光計読み出し回路の概略図。APD 系と MAPMT 系の2 つの回路でデジタル化された信号を H8S3048F で処理する。HV は現在、各系で1 つずつの予定。

- 電力の制限
- 空間的制限

衛星はロケットを使って打ち上げる。打ち上げの際に生じる振動は、回路や検出器、またそれらをつなぐネジやボルトに大きな影響を与える。したがって衛星で使用するための制限のひとつとして、耐振性があげられる。散乱体部分には4チャンネルのMAPMTを使用するが、MAPMT自体には、アノード出力が多数であったり、収集効率がよいなど、さらに性能のよいものがある。しかし、それらのMAPMTは、耐振化が難しいまたは不可能であるという欠点をもつ。このような理由からMAPMTは耐振化可能なメタルチャンネルダイノードのものが選ばれた。

宇宙では、宇宙線などの荷電粒子が数多く存在し、それらは常に衛星上の機器に影響を与え続ける。したがって、衛星は、その放射線耐性を調べるために宇宙空間での数年分の照射量の放射線を地上の実験で照射して、その機能の低下などを調べる必要がある。

衛星軌道上では、日照や日陰などの影響で温度が $-30^{\circ}\text{C}$ から $50^{\circ}\text{C}$ 程度まで変化する。このような温度変化に耐えられる機器や検出器でないと衛星に乗せることができない。したがって、衛星に乗せる全ての機器において、温度による性能の変化や、耐性を調べなければならない。



宇宙空間は、真空度が高い。このような環境では、液体や気体などの入った機器の破裂や、高電圧機器の放電などが問題となる。したがって、衛星には電解液を用いた電解コンデンサなどは搭載することはできない。また、光電子増倍管は通常、衛星では陽極高電圧（+HV）が使用される。これは、高電圧とGRDとの間の放電を防ぐためであり、GRDに近接した光電面に高電圧を与える陰極高電圧（-HV）は、GRDと高電圧が近接した部分で放電が起こりやすいので適していない。したがって、宇宙では+HVが使用される。

さらに衛星には、消費電力の制限が課せられる。「つばめ」衛星では、検出器ユニットでの消費電力は、10 W程度と予定されている。

最後に空間的制限があげられる。通常、衛星ではミッションが多数の場合が多く、全体の大きさの中から、使用できる範囲が決まってくる。これは、上に挙げた電力についても同様のことが言える。「つばめ」衛星における検出器ユニットの大きさは、 $50 \times 40 \times 20 \text{ cm}^3$ と予定されている。

## 第4章 検出器と測定装置

### 4.1 MAPMT (マルチアノード光電子増倍管)

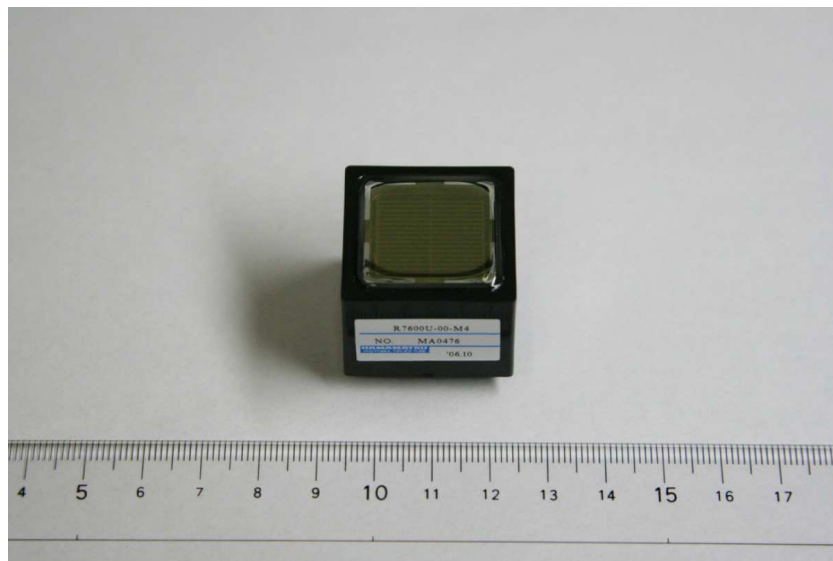


図 4.1: MAPMT R7600U-00-M4 (マルチアノード光電子増倍管)

散乱体のシンチレーション光の検出は、マルチアノード光電子増倍管(以下MAPMT)で行う。MAPMTは、入射光子によって光電面で放出された光電子が、ダイノード部分で直線的に増幅され、増幅された信号を複数のアノードで出力することにより、位置検出器としての機能をもつ光電子増倍管である。「つばめ」衛星では、前章で述べたように、偏光X線の散乱方向の幾何学的位置をとらえることが必要となるが、このMAPMTを使用すれば、散乱体での位置情報を得ることができる。ここではMAPMT(R7600U-00-M4)の特性や性質について詳しく述べる。

#### 4.1.1 構造

MAPMT(R7600U-00-M4)では、図4.2に描かれている全部分が、一辺30mmの立方体の中に含まれており、非常にコンパクトな構造になっている。重さは33gであり、非常

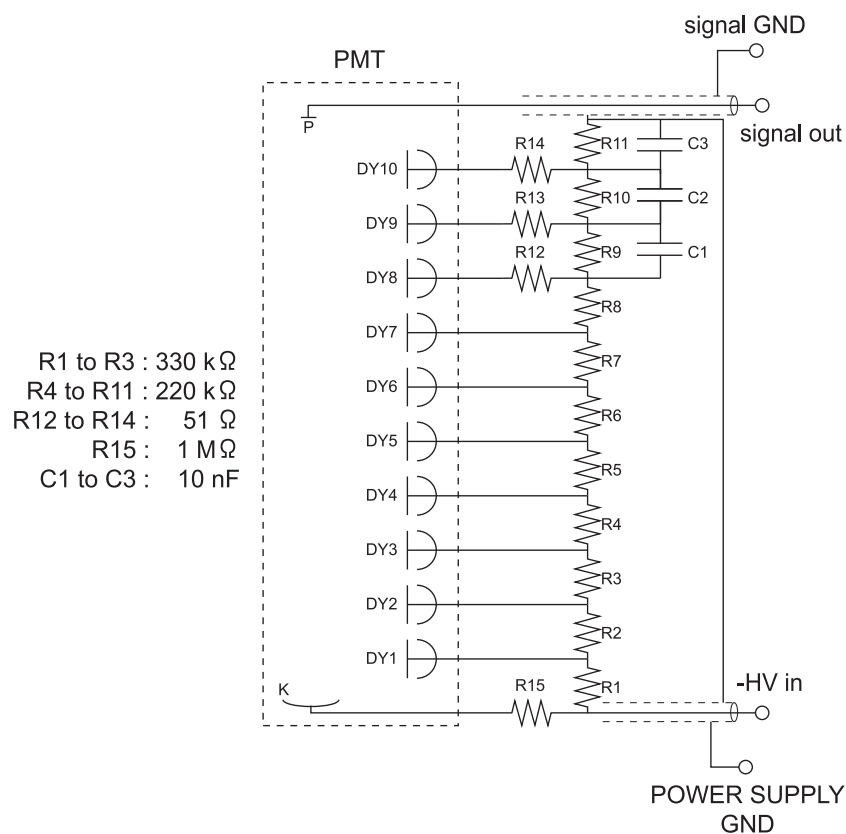


図 4.2: MAPMT の電圧供給部(ブリーダー)。電圧は陰極高電圧(-HV)で与えられる

に軽量である。また、増幅率についても、印加電圧 800 V 程度で  $2.0 \times 10^6$  倍という、高い増幅率を得ることができる。以下では、図 4.3 のように、4つのアノード出力と、それに対応する光電面の部分を 1~4CH と呼ぶことにする。以下では、MAPMT( R7600U-00-M4) の各部分について、述べる。

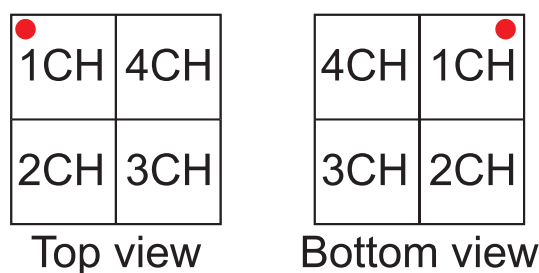


図 4.3: MAPMT の各 CH の配置。左図が入射面側から見た図、右図がアノード側から見た図

## 光電面（陰極）

光電面は、「光電陰極」や、「カソード (Cathode)」などと呼ばれることもある。光電面では、入射光子が光電子に変換される。1個の光子が入射したときに1個の光電子が出力される確率を量子効率といい、入射光子数に対する出力光電子数の比(光電子数/光子数)で表される。通常の光電子増倍管では、量子効率は0.2程度である。MAPMT( R7600U-00-M4)の光電面の大きさは、1つのチャンネルで9 mm × 9 mm であり、全チャンネルでは18 mm × 18 mm である(図 4.4)。光電面は入射窓の大きさよりもさらに内側にあるので、シンチレーション光を無駄なく光電面に入れるためには、シンチレータの入射窓に当てる面で、光電面から離れた部分をテフロンテープ等で遮光して、光漏れを防ぐ必要がある。次章以降での実験結果は、このようにして光漏れを防いで行った結果である。

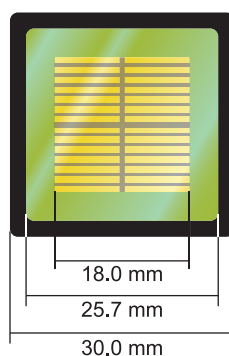


図 4.4: 入射窓から見た光電面。光電面は、中央の18 mm × 18 mmの部分となる。

## ダイノード（電荷増幅部）

ダイノード部分では、光電面から入射した電荷を増幅させる。MAPMTではメタルチャンネルダイノードが使用されている(図 4.5)。

メタルチャンネルダイノードは、電子がダイノード内部で、直線的に増幅されるように、電子軌道シミュレーションを用いて設計されており、光電面での位置情報をダイノード部分で保ちつつ、アノードに出力することができる。小型であるのは、光電子増幅部分の信号の直線性を保つためであり、ダイノード部分の長さが短ければ短いほど、他のチャンネルへの電荷の漏れ(クロストーク)を減らすことができる。さらに、メタルチャンネルダイノードは初段のダイノードが光電面に非常に近いので、光電面から出た光電子は、初段のダイノードに入射しやすい。このため、ある程度の磁場が生じて、光電面からの光電子の軌道が変化しても、その影響は他のPMTよりも遥かに少ない。欠点としては、小

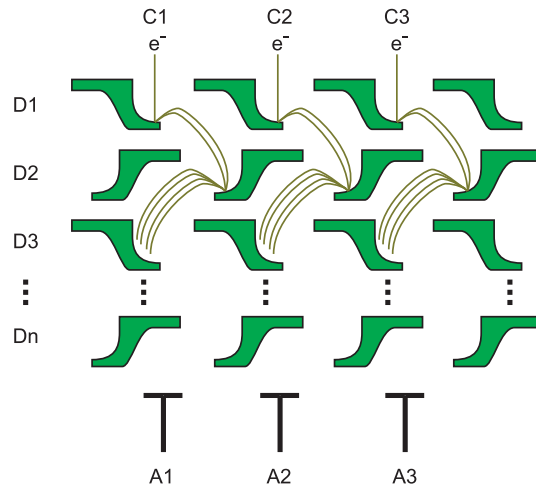


図 4.5: メタルチャンネルダイノードの増幅過程。光電子は光電面からアノードまで位置情報を保って直線的に増幅される。

型であるために、後段のダイノードにおいて、電子密度が大きくなりやすく、電子密度による飽和が起きやすいということがあり、飽和電流値は 30 mA 程度である [8]。しかし低電流では、この飽和は無視してよいことが次の考察からいえる。ここでは、飽和電流 30 mA という値から、プラスチックシンチレータでのシンチレーション光検出における飽和光電子数と、高エネルギー光子の飽和エネルギーを見積もる。プラスチックシンチレータの減衰時定数( 5 nsec) は、MAPMT の減衰時定数( 10 nsec) よりも小さいので、ここでは、MAPMT の減衰時定数を用いて計算する。陽極飽和電荷量は、

$$Q = 30 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^{-9} = 3.0 \times 10^{-10} \text{ [C]} \quad (4.1)$$

MAPMT の増幅率を  $10^6$  程度とすると、このときの陰極電荷量は、 $3.0 \times 10^{-16}$  程度となる。素電荷は  $1.6 \times 10^{-19}$  なので、飽和するときの光電子数は、

$$N = \frac{3.0 \times 10^{-16}}{1.6 \times 10^{-19}} = 1.9 \times 10^3 \text{ [個]} \quad (4.2)$$

となる。プラスチックシンチレータはエネルギーに対して、光電効果で 2 keV あたり 1 個の光電子が出るので、この結果からは、4 MeV 程度の光子が光電効果を起こすと飽和するということになる。実際プラスチックシンチレータは、100 keV 以上では光電効果が起こりにくいため、この飽和による心配をする必要はない。また、「つばめ」の散乱体では、コンプトン散乱によって電子に与えられたエネルギーを観測するので、ここで検出されるエネルギーは大きくても数 10 keV であり、必要な信号の読み出し時における電子密

度による飽和は無視してよいと考えられる。ただし、荷電粒子による信号が入った場合、しばらく飽和する可能性はある。

## アノード（陽極）

アノードでは、ダイノード部分で増幅された信号が出力される。光電子増倍管は、+HV用と -HVの2種類があり、それぞれ、陽極（アノード）に高電圧をかけるか、陰極（カソード）に高電圧をかけるかの違いがある。陽極高電圧の光電子増倍管は、アノード付近に高電圧がかかっているため、信号と印加電圧を分けるために、カップリングコンデンサが使用される。このため、直流信号を直接取り出すことができない（ACカップル）。これに対して、陰極高電圧の光電子増倍管は、アノードの電位が接地電位の近くにあるため、アノードがそのまま出力となっているので、直接信号を取り出すことができる（DCカップル）。

### 4.1.2 基礎特性

#### 増幅率の印加電圧依存性

MAPMTの増幅率は印加電圧の値によって変化する。ここでは、MAPMTの構造から、増幅率 $\mu$ と印加電圧 $V$ の関係式の導出をする。ダイノードに入射する電子を一次電子といい、一次電子がダイノードにあたったときに、ダイノードから放出される電子を二次電子という。一次電子1個につき、放出される二次電子の数を二次電子放出比 $\delta$ として $n$ 段目のダイノード $D_n$ の二次電子放出比を $\delta_n$ とする。まず、二次電子放出比 $\delta_n$ は、ダイノード間電圧 $E_n$ の関数であり、定数 $a$ と電極の構造や材質で決まる定数 $k$ を用いて

$$\delta_n = aE_n^k \quad (4.3)$$

と表される。光電面から放出された光電子流 $I_C$ は、 $D_1$ に入射し、二次電子流 $I_1$ を放出する。このときの二次電子放出比 $\delta_1$ は、

$$\delta_1 = \frac{I_1}{I_C} \quad (4.4)$$

となる。 $D_2$ 以降の $\delta_n$ についても同様に

$$\delta_n = \frac{I_n}{I_{n-1}} \quad (4.5)$$

となる。最終段における電流を  $I_A$  とすると、光電面の電流とアノード電流との比（増幅率  $\mu$ ）は、ダイノードが  $N$  段あるとして、

$$\mu = \frac{I_A}{I_C} = \frac{I_1}{I_C} \times \frac{I_2}{I_1} \times \cdots \times \frac{I_A}{I_N} = \alpha \times \delta_1 \delta_2 \cdots \delta_n \quad (4.6)$$

とかける。 $\alpha$  は、アノードでの増幅率を意味するので、 $\alpha = 1$  とする。ここで MAPMT（R7600U-00-M4）では、ダイノードの数が10個であり、回路の抵抗の値（4.2）から、 $E_1 \sim E_3$  が、 $E_4 \sim E_{10}$  の1.5倍の電圧であることがわかるので、後者の電圧を  $E$  とすると、 $\mu$  は

$$\mu = (1.5aE^k)^3 \times (aE^k)^7 = 3.375 \times a^{10} \left( \frac{V}{11.5} \right)^{10k} = A \times V^{10k} \quad (4.7)$$

となる。まとめると、

$$\mu = A \times V^{10k} \quad (4.8)$$

ただし、定数  $A$  と印加電圧  $V$  は、

$$A = 3.375 \times \left( \frac{a}{11.5^k} \right)^{10} \quad V = \sum_{n=1}^{10} E_n = 11.5E \quad (4.9)$$

である。以上のことから、増幅率  $\mu$  は、印加電圧の  $10k$  乗に比例することがわかる。

### 各アノード出力 CH での増幅率の違い

MAPMT のメタルチャンネルダイノードは構造的に各段のダイノードにおいて、増幅部分は1つではなく、いくつもの増幅部分が連なった形になっている（図 4.5）。増幅部分の物質の均一性には限界があるので、増幅部分ごとに増幅率が微小に異なる。この微小な違いが、最終段において目に見える違いとなって出てくる。このため MAPMT では、各アノード出力 CH において増幅率の違いが出る。

### 飽和現象

検出器では、入力光子数に対する、出力電荷量の線型性が保たれることが求められる。入力光子数が多くなりすぎるなどして、この線型性が保たれなくなることを飽和現象（以下飽和）という。MAPMT は、一度に入射する光量の多さや、入射する信号のカウント

レートが多さによって飽和を起こす。飽和が起こると、それ以上は電流が流れなくなる。MAPMTにおける飽和の原因は次に示すように2つある。

1. 空間電荷密度による出力電荷の飽和
2. シグナル電流によるブリーダ電流の相殺

空間電荷密度による飽和は、パルス信号読み出しにおいて現れる。1度のイベントで大光量の光が入射すると、後段のダイノードまでに増幅される光電子の量が多くなり、最終ダイノード付近で電荷の密度が大きくなりすぎて、電荷が増幅されなくなり、飽和してしまう。これにより、入射光量に対する出力電荷が若干小さくなり、近似式よりも低い値が得られてしまう。これから、MAPMTのダイナミックレンジ(線型性が保たれる範囲)の上限が決まる。ダイノードの説明でも述べたように、プラスチックシンチレータを用いたシンチレーション光検出では、この飽和については考慮する必要はない。しかし、NaI(Tl)シンチレータなど、時定数の長いシンチレータを使用するときは、この飽和について考慮する必要がある。

ブリーダ電流の相殺による飽和は、主に直流読み出しのときに現れる。直流読み出しにおいて、ダイノードに流れる電流が大きくなると、この大きなダイノード電流がブリーダ電流(印加電圧がかかっている線の電流)を相殺してしまうという現象が起こる。ブリーダ電流に影響を与えるような大電流は電荷が増幅された最終ダイノード付近で起こりやすい。ダイノード間のブリーダ電流が小さくなると、オームの法則からダイノード間の電圧が小さくなる。しかし、全体の印加電圧は一定なので、最終ダイノード付近で電圧が降下した分、第一ダイノード付近の電圧は上昇する。増幅率は前段のダイノード間の電圧に影響されやすいので、これによる全体の増幅率は増加すると考えられる。しかし、さらに電圧を上げると最終ダイノード間での収集効率が極端に小さくなるため、増幅率は、ある値で飽和する。この飽和は直流読み出しのときに現れると述べたが、パルス信号の読み出し時も入射信号のレートが高くなるときは、考慮する必要がある。

## クロストーク特性

位置検出器であるMAPMTの特性として、クロストーク特性というものがある。クロストーク特性とは、ある位置に来た光が、どの程度その位置情報を保てるかという特性であり、ある位置に光をあてたときに、まわりの他のチャンネルにどの程度信号が漏れ出すかという値で表される。MAPMTでは、隣のチャンネルに信号が漏れる原因として、次の2つが考えられる。



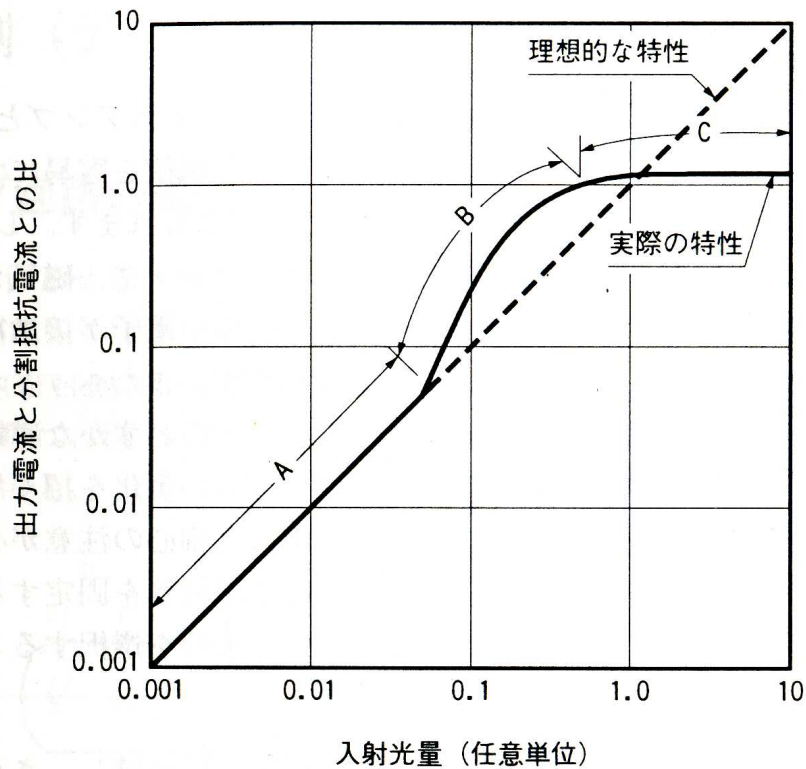


図 4.6: プリ ーダー電流の相殺による飽和現象。A の部分では線型性が保たれ、B の部分では、第一ダイノードに大きめの電圧がかかるために出力が増える。C の部分では、最終ダイノードが低電圧となるのために出力が一定になる。

1. 入射窓と光電面の間での光子の広がり
2. ダイノード部分での増幅電荷の広がり

入射窓に入った光子は、光電面にたどり着くまでに放射上に広がる。したがって、隣の CH や斜めの CH に対して、ほぼ均等に光子が漏れる。この広がりでは、漏れた光子によって光電子が放出される。信号が漏れる確率は、光子が漏れる確率に量子効率をかけた積で表される。次に 2 の原因について述べる。メタルチャンネルダイノードは信号の直線性を保つが、完全な直線とはならず、増幅部での CH 同士の境界付近で、電荷の漏れが生じる。このようなダイノード部分での増幅電荷の広がり、MAPMT のクロストーク特性の主な原因とされている [8]。このクロストークは、隣には信号が漏れやすいが、斜めには漏れにくいという傾向がある。

## 温度依存性

MAPMTは、光電面に温度依存性をもつ。温度が上がると、光電面は熱励起によって多くの熱電子を放出するようになり、1光電子相当の波高をもつ信号の計数率が上昇する。これは、陽極暗電流と呼ばれ、温度に対して指数関数で上昇する [8]。逆に温度が下がると、飽和電流値が下がり、入射光量に対する直線また、ダイノード部分は、温度が変化してもダイノードでの二次電子放出に変化は見られないので、増幅率に変化はない。

## 4.2 シンチレータを用いた X 線検出

シンチレータには様々な種類があり、種類によって、減衰時定数、出力光子数などの特性が異なる (表 4.1)。そのため、用途に応じたシンチレータを選ぶ必要がある。偏光 X 線検出で重要となるのは、シンチレータを構成する結晶の原子番号  $Z$  であり、この原子番号  $Z$  により、光子との相互作用であるコンプトン散乱が起りやすいか、光電吸収が起りやすいかが決まる。光子とシンチレータの相互作用において、コンプトン散乱の発生確率は、 $\sim Z$  に比例し、光電吸収の発生確率は、 $\sim Z^5$  に比例することがわかっている [9]。したがって、原子番号が小さいと、コンプトン散乱が優位になり、原子番号が大きいと、光電吸収が優位になる。ここでは、プラスチックシンチレータと CsI(Tl) シンチレータについて述べる。また、MAPMT の基礎特性を評価する際に使用した、アメリカウムパルサーの原理と性質についても述べる。

| シンチレータ        | Plastic | CsI(Tl) | NaI(Tl) | LaBr <sub>3</sub> (Ce) |
|---------------|---------|---------|---------|------------------------|
| 比重            | 1.0     | 4.5     | 3.7     | 5.3                    |
| 屈折率           | 1.6     | 1.8     | 1.9     | 1.8                    |
| 有効原子番号        | 6       | 54      | 51      | 43                     |
| 温度依存性 [%/°C]  | —       | 0.01    | —       | —                      |
| 出力波長 [nm]     | 420     | 540     | 410     | 370                    |
| 減衰時定数 [nsec]  | 2~10    | 1000    | 230     | 25                     |
| 出力光子数 [個/keV] | 3       | 52      | 38      | 63                     |
| 潮解性           | なし      | 若干あり    | あり      | あり                     |

表 4.1: シンチレータの種類 [5] [8]

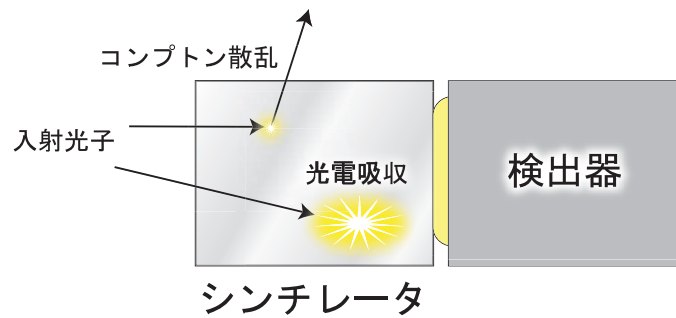


図 4.7: シンチレーション光検出の原理。シンチレータ内に入射した光子は、コンプトン散乱や光電吸収などの相互作用を起こし、エネルギーを落とす。シンチレータ内では、落としたエネルギーに比例した量の光子が放出される。この光子の光量を検出器で検出する。

#### 4.2.1 プラスチックシンチレータ

プラスチックシンチレータは、炭素を主成分とするので、原子番号が6と小さいため、コンプトン散乱が起こりやすい。また、比較的安価で手に入れることができ、加工が容易であり、潮解性がなく、減衰時定数が非常に早いという利点をもつ(表 4.1)。ただし、発光量が少なく、光電吸収を起こしにくいという点から、光子のシンチレーション検出に使用されることは少ない。散乱型偏光計に関しては、コンプトン散乱が起こりやすいという点から、散乱体として、最適なシンチレータであるといえる。

#### 4.2.2 CsI (Tl) シンチレータ

CsI (Tl) シンチレータは原子番号が54と非常に大きいため、光電吸収が起こりやすいシンチレータである。NaI (Tl) シンチレータと比較すると、潮解性が低いので、密封する必要はない。しかし、潮解性がないわけではないので、乾燥剤を入れたケースに入れて保管する必要がある。その他に、減衰時定数が非常に遅いという性質をもつため、高計数の測定には向いていない。散乱型偏光計では、光電吸収が起こりやすく、潮解性が少ないという点から、吸収体での使用が考えられる。

#### 4.2.3 アメリシウム ( $^{241}\text{Am}$ ) パルサー

アメリシウムパルサー(以下 Am パルサー)は、 $^{241}\text{Am}$  線源と、NaI (Tl) シンチレータを同時密封したシンチレーション光(発光波長 410 nm)のパルサーである(図 4.8)。

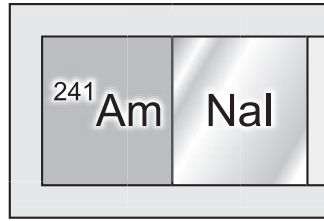


図 4.8: Am パルサーの構造図。NaI( TI) シンチレータが  $^{241}\text{Am}$  に接触しているため、 $\alpha$  線がシンチレータ内を走り、シンチレーション光を放出する。 $\alpha$  線は飛跡が非常に短いので、結晶内で全エネルギーを落とし、一定の光量が出る。

$^{241}\text{Am}$  は、 $\alpha$  線源であり、これが NaI( TI) シンチレータと密着していることから、Am パルサーは、 $\alpha$  線による発光をする。この発光での光量は、NaI( TI) シンチレータ内で 3 MeV 程度の  $\gamma$  線が光電効果を起こしたときの光量と同程度であり、 $1.1 \times 10^5$  個程度と非常に大きな光量が発光される。測定における利点としては、光量が非常に大きいことから、( 1) 光量によるゆらぎが減り、( 2) 分解能が非常によく、( 3) テストパルスのようなスペクトルが得られることである。また、光量が大きいことから、MAPMTとの接着が良いときと悪いときとで、スペクトルの違いが顕著に現れるので、測定ミスも減らすことができる。以上のような利点から、Am パルサーを測定に使用した。

#### 4.2.4 エネルギー分解能 (FWHM)

シンチレータと MAPMT を用いて、あるエネルギーの光子のスペクトルを得ると、スペクトルには光電吸収によるピーク ( 光電ピーク ) が現れる。( シンチレータの種類と光子のエネルギーによっては、現れないこともある ) この光電ピークは、1 光電子に比べて、数十倍程度のエネルギーを持っていれば、式 ( 4.10 ) のような正規分布で近似できる。

$$P_G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(x - \bar{x})^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.10)$$

ここで、 $\sigma$  は分散、 $\bar{x}$  は光電ピークの平均値である。 $\sigma = \sigma_P$ 、 $\bar{x} = P$  と置くと、エネルギー分解能  $F$  ( FWHM ) は、半値幅 ( FWHM =  $2.354 \times \sigma_P$  ) と  $P$  の比で定義され、

$$F = 2.354 \times \frac{\sigma_P}{P} \quad (4.11)$$

と表される。PMT によるシンチレーション光検出では、この  $\sigma_P/P$  は、シンチレータによる成分  $\sigma_s/s$  と PMT による成分  $\sigma_p/p$  を使って

$$\left(\frac{\sigma_P}{P}\right)^2 = \left(\frac{\sigma_s}{s}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_p}{p}\right)^2 \quad (4.12)$$

とかける。ここで、光電子増倍管による成分のゆらぎの比  $\sigma_p/p$  は、光電子数  $N$ 、ダイノード 1 個あたりの増幅率  $\delta$  を用いて、

$$\left(\frac{\sigma_p}{p}\right)^2 = \frac{1}{N} \times \frac{\delta}{\delta - 1} \quad (4.13)$$

とかける [8]。シンチレータによる成分は、結晶固有の分解能と呼ばれるものである。これは、結晶の不均一性や自己吸収によって、シンチレーション効率が変動することが原因となる。この値は光電子増倍管では、エネルギー分解能の測定結果から、光電子増倍管によるエネルギー分解能の計算結果を差し引くことで求められる。この結晶固有の分解能の値は、入射光子のエネルギーによって変化する。入射光子が低エネルギーの場合、入射光子のエネルギーに対する、シンチレーション光量の線型性が悪くなるため、結晶固有のエネルギー分解能は大きくなってしまう (図 4.9)。

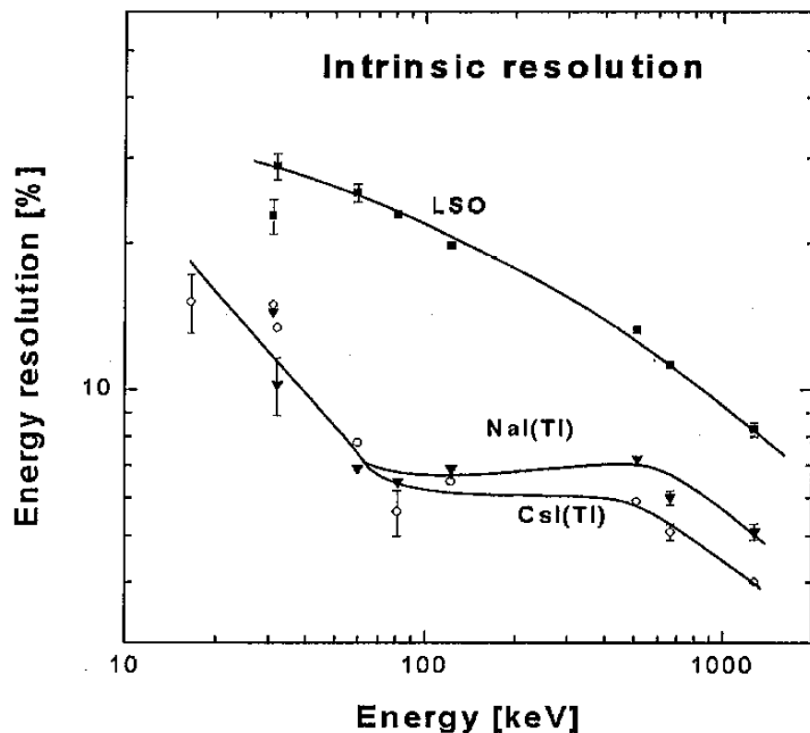


図 4.9: 各エネルギーにおけるシンチレータ固有の分解能 [2]。低エネルギー側では、分解能が高くなってしまふのがわかる。

### 4.3 信号読み出し回路

実験室での検出器の信号の読み出しは、積分型前置増幅器(以下プリアンプ)と整形アンプを介して、ADC(Analog Digital Converter)に入力し、ADC出力は、Windows PC上のソフトであるPHA(Pulse Height Analyzer)でスペクトルを得るという方法で行う。実験では、プリアンプは、クリアパルス製8CH前置増幅器557型と、クリアパルス製MODEL 595H型の2種類を、前者はスペクトル測定や、1光電子の測定など、後者は、Amパルサーを用いた実験で使用した。プリアンプは、時定数を考慮すると、読み出し回路において、計数率が10 kHz程度であるときに信号が重なり、読み落としが出るため、正しい読み出しができなくなってしまう可能性があるため、計数率は、1 kHz程度にして測定を行った。整形アンプは各実験において、ORTEC社製のものを使用した。次章以降の各実験におけるセットアップでは、ADCまでを描くことにする。

## 第5章 MAPMTの基礎特性の評価

検出器の性能は、その種類によって様々であるが、同じ種類の検出器でも、ひとつひとつが異なる性能を示す。したがって、実際に使用するときは、そのひとつひとつの性能を知り、それに合った解析方法や、検出方法を考える必要がある。MAPMTは、1つの検出器に多数のアノード出力があり、それらの性質もひとつひとつ異なることが知られている。ここでは、MAPMT( R7600U-00-M4-MA0081) の基礎特性評価について、その結果を示し、結果に対する考察を行う。

### 5.1 スペクトル測定

#### 5.1.1 単チャンネル光電子増倍管(1chPMT)との比較

MAPMTは、アノード出力が1つである光電子増倍管(1chPMT)よりコンパクトな分、光電面の大きさやダイノードの種類など、1chPMTとは異なる性能を示す。まずは、1chPMTとMAPMTとのスペクトルの比較を行い、その結果について考察する。

#### セットアップ

ここでは、H7195型光電子増倍管とのスペクトル比較を行った。線源は $^{241}\text{Am}$ を使用し、シンチレータは「つばめ」衛星搭載予定のELJEN製プラスチックシンチレータ(15×15×45 mm)を用いた。シンチレータの接着には、両者ともシリコングリスを使用し、前置増幅器(以下プリアンプ)は、多チャンネル電荷積分アンプ(クリアパルス社製8CH前置増幅器557型)を用いた。整形アンプはORTEC社製のものを使用した。MAPMTに関しては、光電面がシンチレータよりも小さいので、光漏れを防ぐために、シンチレーション光の読み出し口以外は、反射材のテフロンテープを巻いて測定した。

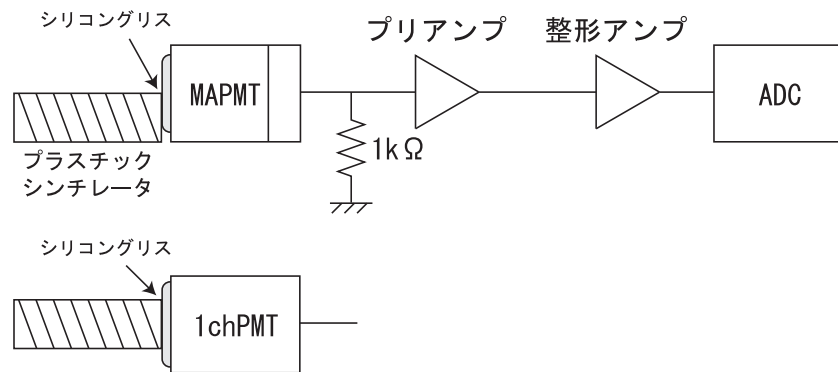


図 5.1: スペクトル測定のセットアップ。プリアンプはクリアパルス製の8CHプリアンプ、整形アンプはORTEC製のもの。1chPMTの後段回路は、MAPMTと同様の回路を用いた。

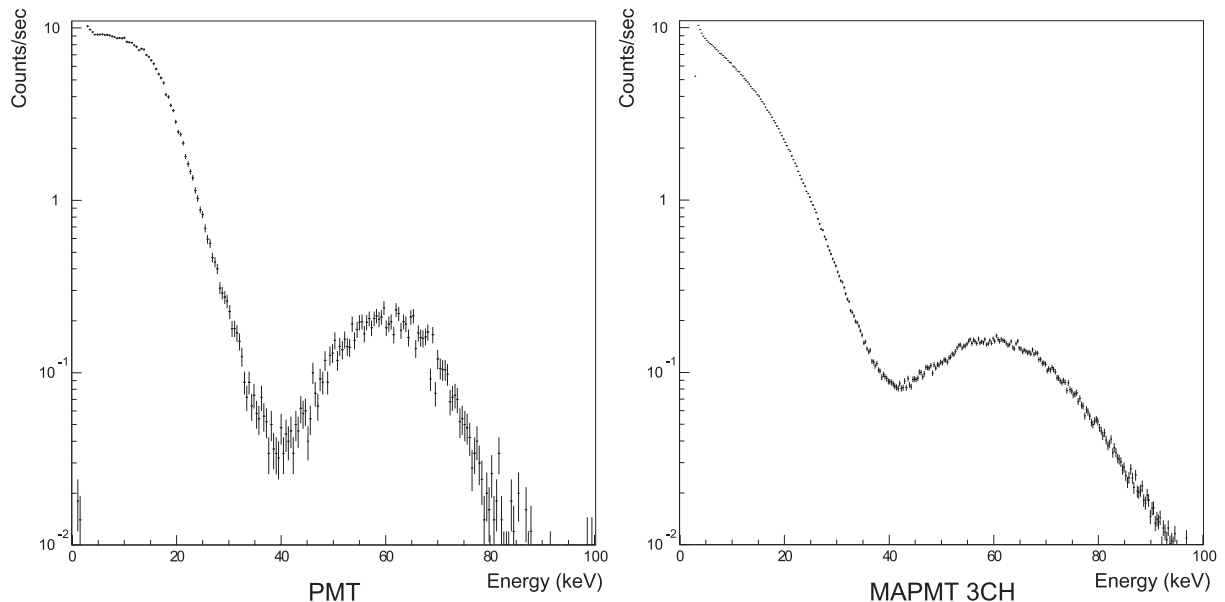


図 5.2: 1chPMT(左図)とMAPMT(右図)の $^{241}\text{Am}$ のスペクトルの比較。

### 測定結果と考察

スペクトルは、図 5.2 のようになった。図 5.2 と表 5.1 をみるとわかるように、MAPMT は 1chPMT よりも分解能が悪い。分解能は、光電子の光量に依存する(4.2.4)ここでは同じシンチレータを使用していることから、シンチレータからの発光量は変わらないので、分解能の違いの原因として考えられるのは、光電面への光子の入射光量と量子効率の2つがあるが、ここで差が見られる主な原因としては、入射光量があげられる。MAPMT が 1chPMT よりも光量が小さくなってしまふのは、MAPMT ではシンチレータの接触面



| 検出器    | 分解能 [%]        |
|--------|----------------|
| 1chPMT | $35.1 \pm 0.6$ |
| MAPMT  | $54.7 \pm 1.2$ |

表 5.1: 1chPMTと MAPMTでの 59.5 keV の分解能 [FWHM]。誤差は正規分布で近似したときの誤差を使った。

よりも光電面の面積が小さいからであり、このために光漏れが生じ、光電面に入射できる光量が減ってしまうためと考られる。

### 5.1.2 各アノード CH のスペクトル

次に MAPMT の各アノード CH で、スペクトルの比較を行う。同じ印加電圧でも、各アノード出力のピーク位置や、エネルギー分解能に違いがあれば、MAPMT のどの部分が各チャンネルの違いに影響を及ぼすのかを知ることができる。

#### セットアップ

セットアップは前の実験と同様(図 5.1)にして行った。シンチレータは、測定の度に測定したい CH のの上に乗せ変え、各アノード CH に対して同じセットアップでスペクトルをとった。

|      | Peak 位置 [ch]    | 分解能 (FWHM) [%] |
|------|-----------------|----------------|
| 1 CH | $440.5 \pm 1.2$ | $49.8 \pm 0.6$ |
| 2 CH | $581.8 \pm 1.8$ | $53.0 \pm 0.9$ |
| 3 CH | $664.3 \pm 1.9$ | $51.3 \pm 0.9$ |
| 4 CH | $454.4 \pm 1.6$ | $54.6 \pm 0.8$ |

表 5.2: 各アノード CH における、59.5 keV のピーク位置と分解能 [FWHM]。誤差は正規分布で近似したときの各値の誤差を使った。

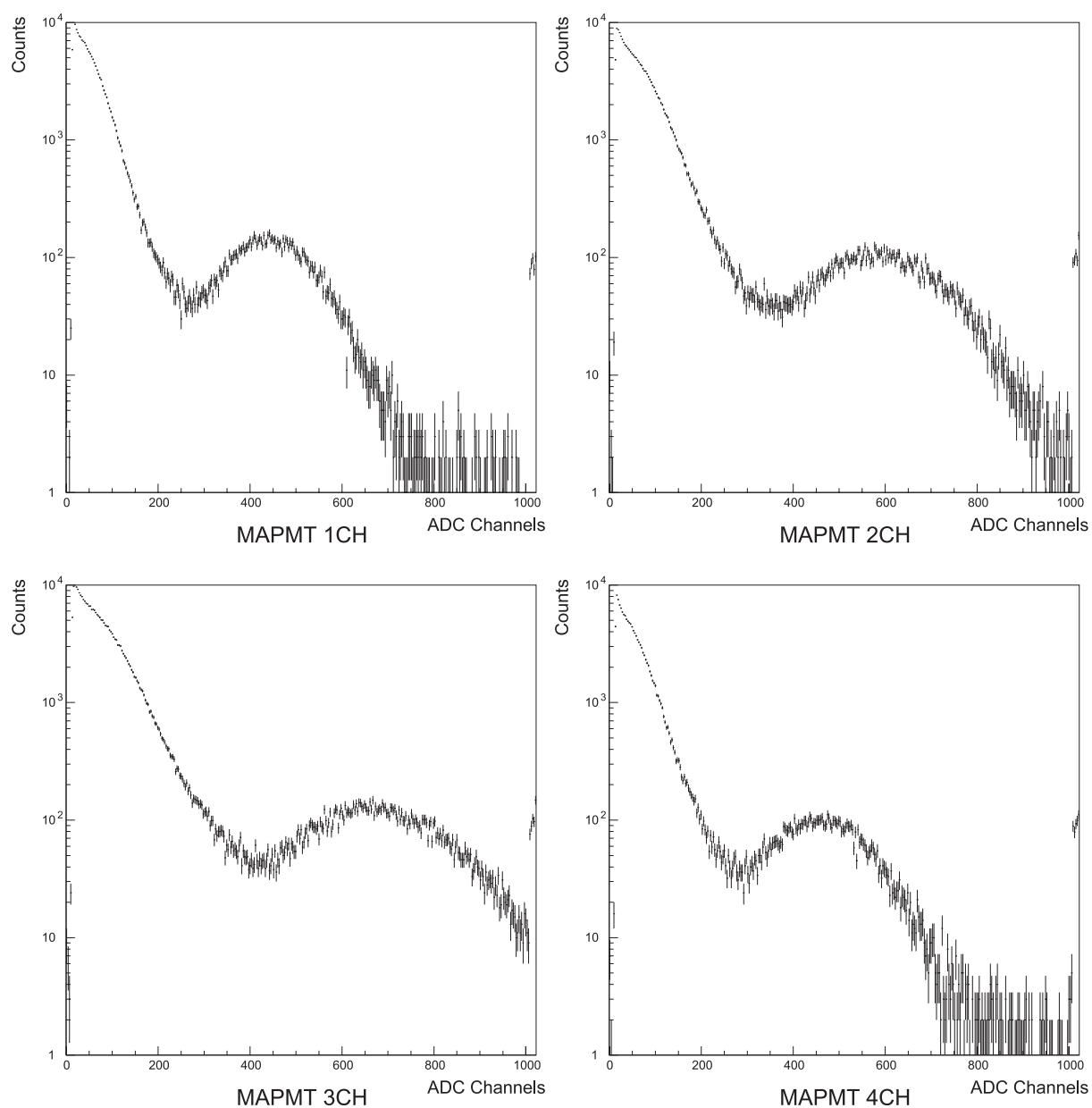


図 5.3: 各アノード CH における  $^{241}\text{Am}$  のスペクトル。横軸は ADC Channel、縦軸は Count。左上が 1 CH、右上が 2 CH、左下が 3 CH、右下が 4 CH。

### 測定結果と考察

図 5.3 と表 5.2 を見ると、各アノード CH において、ピーク的位置に大きな違いがみられる。実験では、プリアンプ後段の回路は全て同じ設定にしたので、ピーク位置の違いは、ダイノードの増幅率に依存していると考えられる。また、分解能をみると各アノード CH でほとんど差が見られないことがわかる。このことから、各アノード CH の量子効率のゆらぎと、線型性のゆらぎの固体差は小さいと考えられる。

以上のことから、各アノード CH において違いが顕著にみられるのは、ダイノード部分の増幅率であると結論づけることができる。

### 5.1.3 1 光電子のスペクトル

「つばめ」衛星の偏光観測では、MAPMT を用いてコンプトン散乱によって電子に渡されたエネルギーを検出する。ここで検出するエネルギーは数 keV 程度のエネルギーであり、シンチレータにプラスチックを用いた場合、MAPMT では 1 光電子程度の信号が得られる。光電子増倍管における 1 光電子は、信号の最小単位であるので、この 1 光電子がどの程度のエネルギーに相当するかを調べることにより、「つばめ」衛星におけるエネルギーの測定範囲の下限値を決定することができる。ここでは 1 光電子のスペクトルと  $^{241}\text{Am}$  のスペクトルを比較することにより、その下限値を計算する。

#### セットアップ

1 光電子は、シンチレータのみでは統計が足りず、雑音に埋もれて見ることができなかつたため、前の実験でも用いた ELJEN 製のプラスチックシンチレータにシリコンラバーをつけ、 $^{55}\text{Fe}$  線源を用いて 1 光電子の統計を増やして測定を行った。

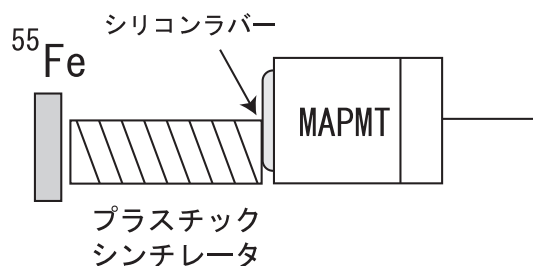


図 5.4: 1 光電子測定のセットアップ。シリコンラバーで光量を落とし、 $^{55}\text{Fe}$  の 5.9 keV による発光量が、1 光電子程度となるようにした。後段回路は図 5.1 と同様である。

#### 結果と考察

この結果(図 5.5、表 5.3) から 1 keV あたりの光電子数を求める。図 5.5 において、1 光電子のピーク位置  $p(1\text{p.e.})$  と  $^{241}\text{Am}$  の 59.5 keV のピーク位置  $p(59.5\text{ keV})$  を正規分布で近似して求め、それらの値の比をとる。整形アンプの増幅率も考慮すると、

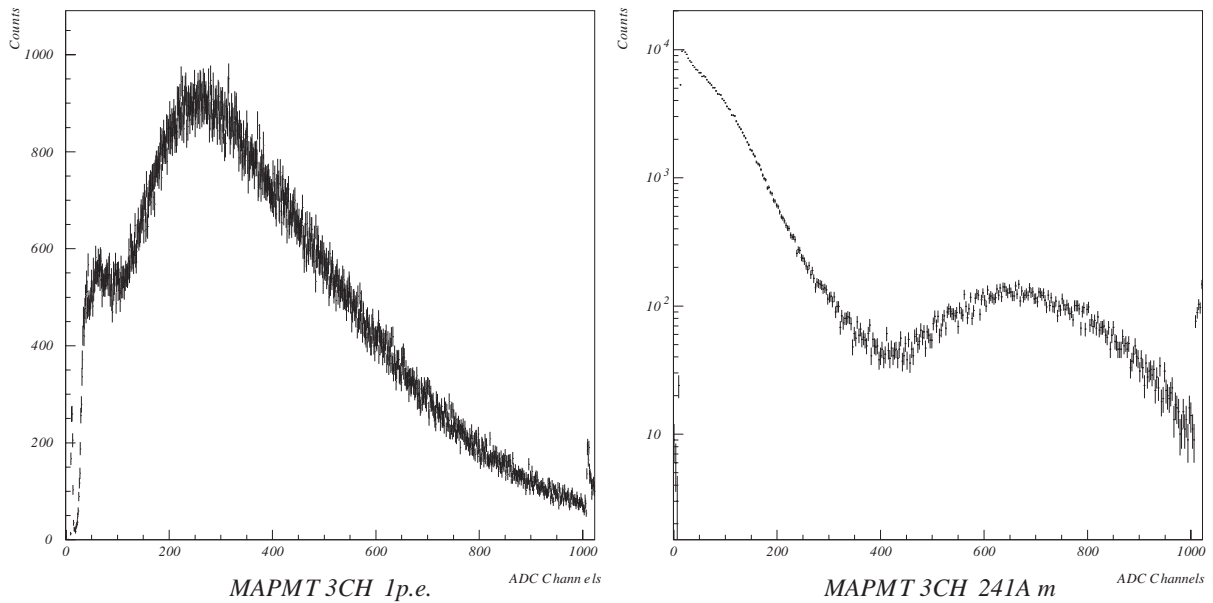


図 5.5: 830 V における 1 光電子と  $^{241}\text{Am}$  のスペクトル。整形アンプの増幅率は左図が 200、右図が 15

|                               | Peak Channel | 整形アンプの増幅率 |
|-------------------------------|--------------|-----------|
| 1 光電子                         | 275.73       | 200       |
| $^{241}\text{Am}$ ( 59.5 keV) | 665.08       | 15        |

表 5.3: MAPMT の 1 光電子と  $^{241}\text{Am}$  の 59.5 keV とのピーク位置の比較。

$$N = \frac{p(59.5\text{keV})}{p(1\text{p.e.})} = \frac{665.08/15}{275.73/200} = 31.9 \text{ (個)} \quad (5.1)$$

これが 59.5 keV における光電子数の平均となる。ここで、2 つのスペクトルのピーク位置  $p$  は、正規分布の近似の精度や、整形アンプの増幅率のずれ、そして雑音を考慮し、10 % 程度の誤差があると見積もると、光電子数  $N$  の誤差  $\sigma_N$  は、

$$\sigma_N = N \times \sqrt{\left(\frac{\sigma_{p(59.5\text{keV})}}{p(59.5\text{keV})}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{p(1\text{p.e.})}}{p(1\text{p.e.})}\right)^2} = 31.9\sqrt{0.1^2 + 0.1^2} = 4.5 \text{ (個)} \quad (5.2)$$

この値から、1 keV あたりの光電子数を求めると、

$$\frac{31.9 \pm 4.51}{59.5} = 0.536 \pm 0.076 \text{ (個/keV)} \quad (5.3)$$

となる。また、1光電子のエネルギーは、この値の逆数をとって、 $1.87 \pm 0.26$  keVとなる。偏光計において、さらにこの値が、散乱体でのコンプトン散乱によって落とされるエネルギーであるとしたときの、入射光子のエネルギーを求めてみる。微分散乱断面積の式(2.3)(2.5)を見ると、最も散乱されやすい散乱角は $\theta = 90$ 度方向の散乱である。このとき、コンプトン散乱の式(2.2)に $\theta = 90$ 度を代入して計算すると、1光電子のエネルギーが散乱体で落とされる時の入射光子のエネルギーは、 $31.9 \pm 2.3$  keVと見積もれる。5.1.2で述べたように、各アノード CHにおいて、量子効率や、線型性などの光量に依存する個体差は小さい。したがって、1光電子と59.5 keVの光電ピークとの比は、各アノード CHで、ほとんど差はないと言ってよい。MAPMTの全てのアノード CHで、1光電子まで見えるとすれば、この値が「つばめ」衛星における偏光計の下端のエネルギー閾値となる。実際に今回の実験のセットアップを用いると、印加電圧が850 Vのときに、全てのアノード CHにおいて、1光電子を確認することができた。

## 5.2 増幅率の印加電圧依存性

4.1.2で導いたように、MAPMTの増幅率は印加電圧の値に依存する。ここでは、測定結果を、 $G(V) = e^b \times V^a$ で近似して各アノード CHについて a の値を求める。

### セットアップ

測定には Am パルサーを使用した。Am パルサーから出る  $\alpha$  線によるシンチレーション光は  $\gamma$  線当量で 3 MeV 程度の大光量であるので、この光を飽和させずに検出できるようにするため、プリアンプの帰還コンデンサの容量を小さくし、プリアンプ出力電圧を下げる必要がある。本実験では、プリアンプ(クリアパルス社製 MODEL 595H)の時定数の値を表 5.4 のように変更して使用した。図 5.6 に実験のセットアップを示す。

|     | コンデンサ容量 [pF] | 抵抗値 k $\Omega$ | 時定数 [ $\mu$ sec] |
|-----|--------------|----------------|------------------|
| 変更前 | 330          | 150            | 49.5             |
| 変更後 | 2000         | 51             | 102              |

表 5.4: プリアンプの値の変更

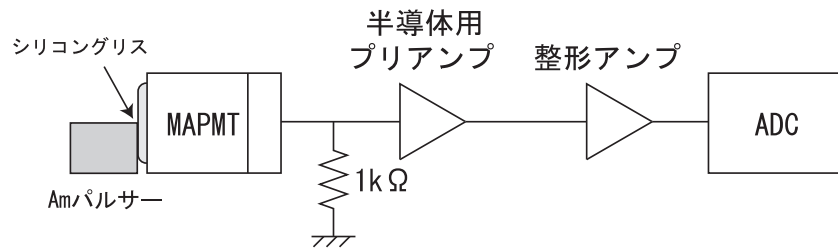


図 5.6: Am パルサーを用いた実験のセットアップ。Am パルサーはシリコングリスで検出器と接着した。プリアンプは半導体用のものを時定数を変更して使用した。

測定は各アノード CH に対して、850 V から 25 V きざみで 350 V まで行った。測定時には必要に応じて、整形アンプの増幅率を調節した。Am パルサーのスペクトルは正規分布で近似し、各印加電圧における波高を求め、図 5.7 にプロットした。

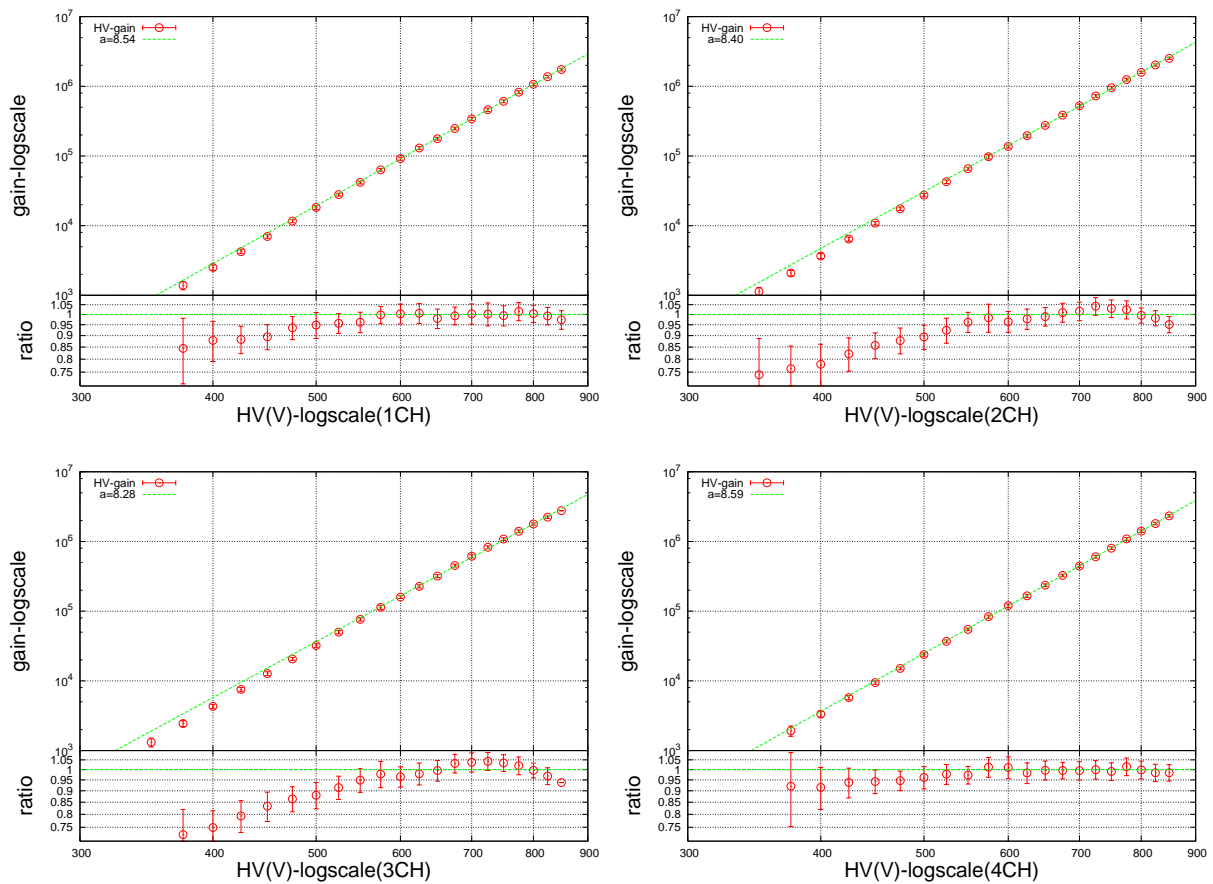


図 5.7: 各アノード CH における印加電圧と増幅率の関係。左上が1 CH、右上が2 CH、左下が3 CH、右下が4 CH。

## 結果と考察

図 5.7 における近似直線は、350 V から 850 V までではなく、600 V から 850V までで近似した。これは、初段ダイノード  $D_1$  (以下  $D_1$ ) の、低電圧における収集効率の低下を考慮する必要があるからである。以下では  $D_1$  の収集効率を考えていくことにする。

光電面と  $D_1$  の間の電圧  $V_{C-D_1}$  が小さすぎると、光電子が  $D_1$  の有効部分に入射しにくくなり、収集効率が減る。使用している MAPMT 用 -HV ブリーダーでは  $R_1 \sim R_3 = 330$  [k $\Omega$ ]、 $R_4 \sim R_{11} = 220$  [k $\Omega$ ] ( $R_n : D_{n-1}$  と  $D_n$  間の抵抗値) なので、印加電圧を  $HV$  とすると、光電面と  $D_1$  間にかかる電圧は、

$$V_{C-D_1} = HV \times \frac{330}{330 \times 3 + 220 \times 8} = HV \times \frac{12}{100} \quad (5.4)$$

となる。なお、添字の  $C$  は光電面 (Cathode) を表す。収集効率は  $V_{C-D_1} = 70$  [V] 以上でほぼ一定となるので、 $HV = 583$  [V] 以上で線型性を示すと考えられる。以上のことから、図 5.7 での近似曲線は、600 V 以上の値で近似した。

|      | $x$ のべき乗の値 ( a ) |
|------|------------------|
| 1 CH | $8.54 \pm 0.04$  |
| 2 CH | $8.40 \pm 0.08$  |
| 3 CH | $8.28 \pm 0.10$  |
| 4 CH | $8.59 \pm 0.03$  |

表 5.5: 印加電圧と増幅率のグラフにおける各チャンネルのべき指数。

次に高電圧部分でのふるまいについて考察する。結果(図 5.7) をみると、2、3 CH では、高電圧において、飽和が起こっている様子が伺える。高電圧になると、最終ダイノード付近での、ダイノード電流の値が大きくなるため、近似式からのずれが生じる。主な原因として次の 2 つが挙げられる。

1. 空間電荷密度による出力電荷の飽和
2. シグナル電流によるブリーダー電流の相殺

これらの飽和については、4.1.2 で詳しく述べてある。1 はパルス信号検出での飽和の原因であり、2 は直流電流の読み出しでの飽和の原因となる。ここでは、パルス信号検出を行っているため、原因は空間電荷密度による飽和となる。

「つばめ」衛星での観測に関しては、MAPMTでは、1光電子から数10光電子程度の信号をとらえるために使用する予定である。飽和は、Amパルサーで数万光電子を出したときに起こる。また、4.1.1でも示したように、シンチレーション光検出において、プラスチックシンチレータを使用するときは、空間電荷密度による飽和は起こらないと考えてよいので、「つばめ」衛星で使用するときに関しては、心配はないと考えられる。

### 5.3 各アノードCHにおける増幅率の違い

5.1.2において、各アノードCHについて増幅率が異なることがわかった。ここでは、図5.6と同様のセットアップで各CHにおける増幅率の違いを測定した。

#### セットアップ

セットアップは図5.6と同様である。測定は、各CHにAmパルサーを照射し、スペクトルにおけるピーク位置の波高を各CHごとに記録し、最も大きな増幅率をもつCHとの比をとることによって、増幅率の違いを求めた。

|     |     |        |     |        |     |
|-----|-----|--------|-----|--------|-----|
| 1CH | 2CH | 60     | 89  | 82     | 96  |
| 4CH | 3CH | 79     | 100 | 76     | 100 |
|     |     | MA0081 |     | MA0076 |     |
|     |     | 98     | 100 | 82     | 90  |
|     |     | 79     | 85  | 81     | 100 |
|     |     | MA0079 |     | MA0077 |     |

図 5.8: MAPMT の各アノード CH における増幅率の違い。4 体の MAPMT に対して行った。主に基礎特性評価に用いている MAPMT は MA0081 である。



## 測定結果

図 5.8 に増幅率の違いの測定結果を示す。これをみると、最大で 40 % 程度のちがいがあることがわかる。「つばめ」衛星では、エネルギーの下限値は MAPMT における 1 光電子のエネルギーで決まり、上限値は宇宙線の BGD に対して有効な計数率をもつエネルギーで決まる。したがって、下限に関しては全アノード CH で 1 光電子が見える印加電圧を与えればよく、上限に関しては、後段回路において、増幅率が最も小さいアノード CH に対応したスレッシュホールド電圧を決めれば、各 CH における X 線の計数率の違いを避けることができる。したがって、MAPMT の増幅率にこのような違いがみられても、「つばめ」における観測に関しては、問題にはならない。

## 5.4 クロストーク特性

4.1.2 のクロストークの項で述べたように、MAPMT での重要な性質のひとつとして、「クロストーク特性」というものがある。これは光電面上に入射した光が、いかにその位置情報を保って検出されるかを示すものである。逆に言うと、他の CH に信号がどの程度漏れてしまうかを表すものであり、光を入射させた CH と他の CH との出力比で表される。各 CH におけるクロストークを以下のように測定した。

### セットアップ

セットアップは増幅率の測定と同様(図 5.6)にした。まず、Am パルサーを 1CH の真上に乗せ、各 CH のスペクトルの  $\alpha$  線のピークの ch を読む。Am パルサーを 1、2、3、4 CH の順に乗せていって同じように測定していった。スペクトルの横軸の値は、 $\alpha$  線のピークを正規分布で近似することにより得られた値を使う。得られた値を用いて、Am パルサーを乗せた CH を 100 % としたときの、他の CH を比率を求めた。

### 結果と考察

各 CH における結果を図 5.9 に示す。クロストークが起こる原因として、以下の 2 つが考えられる。

1. 入射窓と光電面の間での光子の広がり
2. ダイノード部分での増幅電荷の広がり

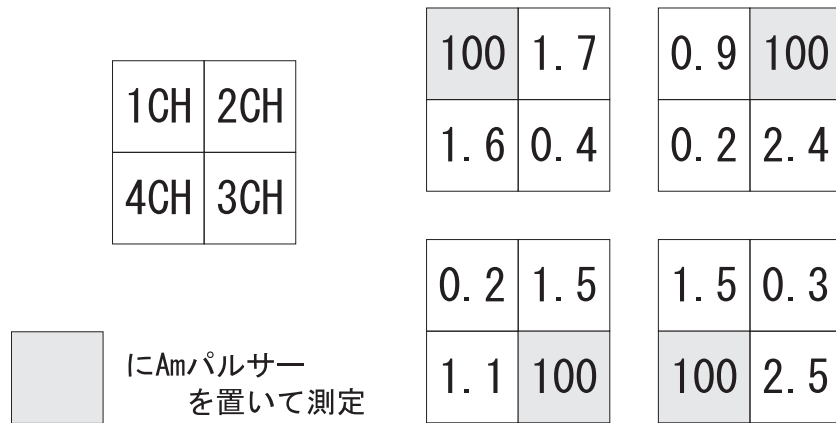


図 5.9: 各チャンネルでのクロストーク。光を入射させた CH を 100 としたときの、各 CH への信号の漏れの値

受光面における光子の漏れは、Am パルサーをあてている CH から放射状に広がる。その結果、隣と斜めとは、ほぼ等しい値のクロストークが起こるはずである。ダイノード部分での増幅電荷の広がり、ダイノードの構造からわかるように、隣の CH に漏れやすく、斜めの CH には漏れにくい。結果をみると、隣の CH には漏れが多く、斜めの CH には漏れがほとんどないことから、クロストークの原因としては 2 のダイノードでの増幅電荷の漏れが優位であるということがいえる。

次にクロストークによる影響について考察する。例えば、ある CH から他の CH に合計 20% 程度信号が漏れているとすると、信号の大きさは本来の 80% となり、ポアソン分布を仮定すると、分解能は  $1/\sqrt{0.8} = 1.12$  倍大きくなってしまふ。結果をみると、漏れの合計は大きくても 4% 程度なので、分解能は  $1/\sqrt{0.96} = 1.02$  倍程度にしかならないので、問題はないといえる。

また、プラスチックシンチレータを用いたシンチレーション光の検出を考えると、1 光電子のエネルギーは、5.1.3 で述べたように 2 keV 程度である。したがって、2% 程度のクロストークが 1 光電子程度となって効いてくるのは、100 keV 以上のエネルギーを検出するときになる。このような場合、散乱体の 2 箇所同時にシグナルが出てしまい、散乱体での位置情報がわからなくなってしまう可能性があるが、これは、散乱体での信号の上端と下端のエネルギー閾値を、上下比が 50 倍よりも小さくなるように設定することで回避できる。「つばめ」衛星で行う検出に関しては、散乱体では、2 keV から 30 keV 程度の範囲の X 線の信号が読めればよいので、問題にはならない。

## 5.5 温度依存性

光電子増倍管は、その増幅率などのパラメータが半導体検出器などと比べて、温度に依存しにくいという特性をもつ。ここでは、MAPMT の温度依存性の測定を図 5.10 のようなセットアップで行った。

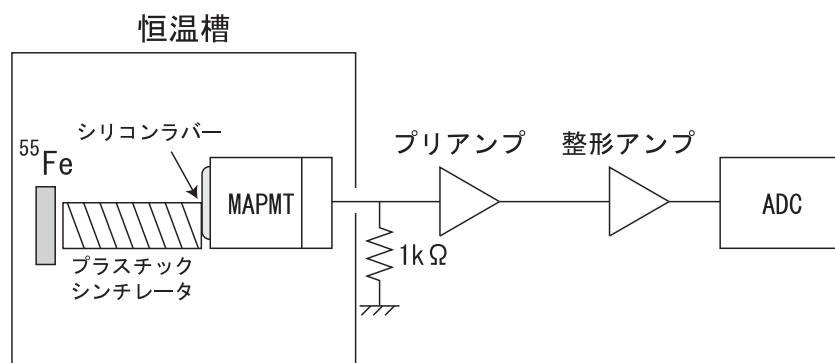


図 5.10: 温度依存性測定のためのセットアップ。1 光電子は図 5.4 と同様に  $^{55}\text{Fe}$  を用いて計数率を上げた。

### セットアップ

測定は、各温度で 1 光電子のスペクトルをとり、そのピーク位置と計数率を調べた。温度は 30 分で  $10^\circ\text{C}$  変化させ、その後、1 時間程度、一定温度を保ち、MAPMT 全体に恒温槽内の温度が伝わるのを待ってから測定を行った。1 光電子は (5.1.3) のときと同様に  $^{55}\text{Fe}$  線源を用いて計数率を増やし、各温度で 1000 秒測定した。

### 結果と考察

図 5.11 に測定結果を示す。まず、図 5.11 の左図のピーク位置の温度依存性について考察する。左図のデータを  $f(T) = aT + b$  で近似すると、 $a = 0.11 \pm 0.08$ 、 $b = 263.9 \pm 1.4$  という結果が得られた。この式における変化率(傾き)を  $T = 0^\circ\text{C}$  の値で割ると、ピーク位置の変化率は、

$$\frac{1}{P(0^\circ\text{C})} \frac{dP}{dT} = 0.04 [\%/^\circ\text{C}] \quad (5.5)$$

この結果から、ピーク位置の温度依存性はほとんどないと考えられる。これは、 $50^\circ\text{C}$  の変化で 2 % 程度であり、これは、光電ピークを正規分布で近似するときの誤差 (2 %) 程度

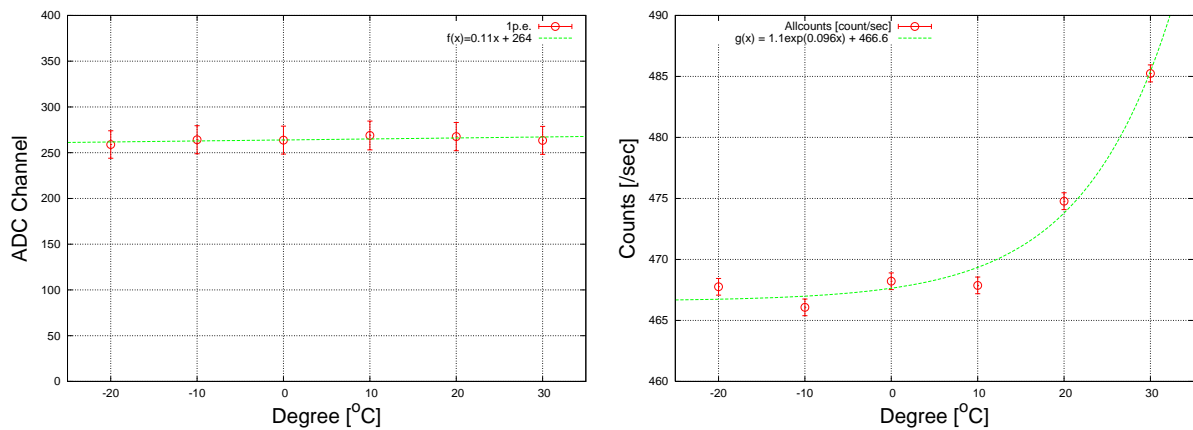


図 5.11: MAPMT の温度変化。左図は 1 光電子ピーク的位置、右図は各温度における計数率。20 °C 以上の計数率に温度変化が見られる。

なので、ピーク位置の温度変化は無視してよいと考えられる。実際、光電子増倍管では、ダイノード部分の温度変化はないとされているので、妥当な結果が得られたといえる。

次に計数率の結果について考察する。計数率については、図 5.11 の右図を見ると、20 °C 以上で温度変化が見られる。計数率の温度変化は、光電面における熱励起電子の影響によると考えられる。熱励起電子の個数は、温度に対して近似的に指数関数で変化することがわかっている [8]。また、この実験結果での計数率は、プラスチックシンチレータからの光による光電子放出があるので、シンチレータの発光量が温度変化しないとしてその値を定数とすると、このグラフのデータ点は  $g(T) = a \times \exp(bT) + c$  という関数で近似できるはずである。実際にこの関数で近似すると、 $a = 1.1 \pm 0.7$ 、 $b = 9.6 \times 10^{-2} \pm 2.2 \times 10^{-2}$ 、 $c = 466.6 \pm 1.0$  という値が得られる。20 °C 以降の計数率の変化は変化率として、

$$\frac{1}{N} \frac{dN}{dT} = 2.2 \text{ [%/°C]} \quad (5.6)$$

となる。熱励起電子が多くなると、光電子による信号と熱励起による信号が区別できなくなる恐れがあるが、この結果から、30 °C 以下では、計数率がある程度高ければ(1 秒あたり数百個程度であれば)、熱雑音と信号は十分に分離できるといえる。

## 第6章 MAPMTヘッドアンプユニット の基礎特性とシンチレーション光 の検出

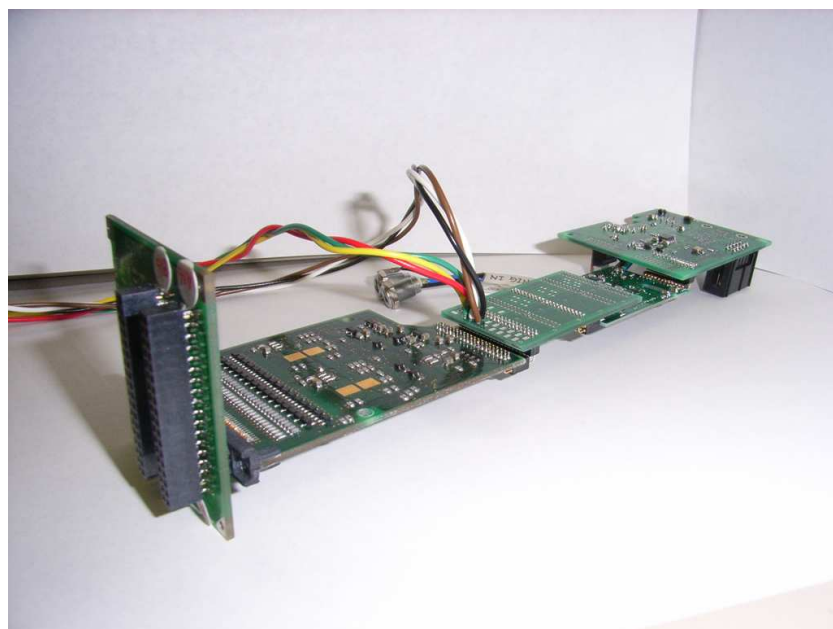


図 6.1: MAPMT ヘッドアンプユニット 基板

「つばめ」に搭載予定の検出器 MAPMT のアノード出力は 4 CH であり、現在の検出器デザインでは、この MAPMT を 4 つ、計 16 CH を読み出すことを考えている。「つばめ」衛星におけるこれらの信号の読み出し回路は、クリアパルス社製 80068 型 MAPMT ヘッドアンプユニット（以下ヘッドアンプ）をもとに設計する予定である。ヘッドアンプは、もともと MAPMT の各チャンネルについてのデータの読み出しをするものである。今回、基礎特性評価を行ったヘッドアンプは、64 チャンネルの MAPMT に対応しており実際に使用できる入力端子数は 32 チャンネルとなっている。この章ではヘッドアンプの特性の測定方法と測定結果を、考察を含めて述べる。

## 6.1 多チャンネル読み出し回路（ヘッドアンプユニット）

ヘッドアンプは入力端子に MAPMT のアノード 出力信号を入力すると、そのデータを VME 規格モジュールのクリ アパルス社製 PMT Data Processor( 以下 DP) を通して Linux 上のファイルに落とすことができる。ヘッドアンプは、電荷積分アンプ、整形アンプ、ADC 等の信号読み出し回路が、32 チャンネル分全て入っているアナログ信号処理部、アナログ信号をデジタル信号に変換する AD 変換部、デジタル信号を処理するデジタル信号処理部の3 つの部分から構成されている( 図 6.2)。この3 つの部分それぞれ、DP によって制御されている。具体的な信号処理としては、アナログ信号処理部が信号を感知すると、A/D 変換部に信号を読むタイミングを送り、そのタイミングで ADC の Gate が開き、各チャンネルを順番に A/D 変換していく。そこでデジタル変換された信号を、ファイルとして VME バスを経由して PC に送信するしくみになっている。将来、「つばめ」に搭載するときには、この処理制御を DP ではなく、マイコン等で行う 予定であるが、今回行った基礎特性評価は、すべて DP を使用して測定を行った。

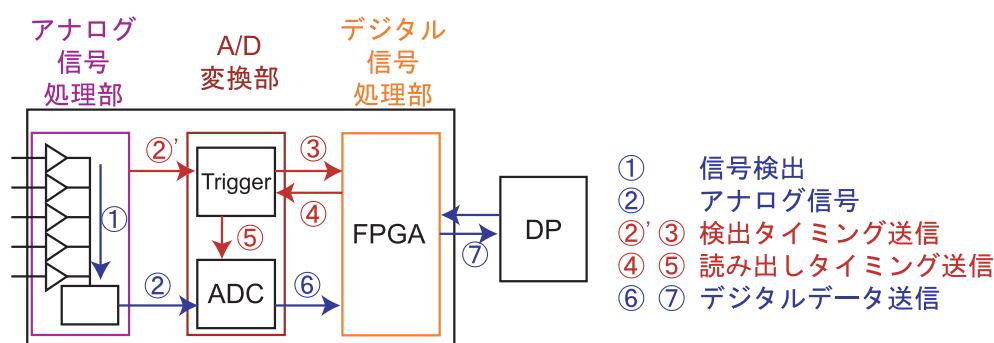


図 6.2: MAPMT ヘッドアンプユニットの概念図

測定データは DP を通して、1 つの信号につき 1 行 34 列のデータ( 1 列目: #、2 列目: 信号数、3~34 列目: 各チャンネルの信号電荷量のデジタルデータ、35 列目: 100) としてファイルに書き込まれる( 表 6.2)。信号を感知してから、それを処理するまでの時間を処理時間( 6.2.3 で求める) という。この処理時間内に、2 つ以上の入力チャンネルに信号が入力された場合は、ファイルの 1 行に複数のチャンネルのデータが書き込まれる。信号が入力しなかったチャンネルも オフセットとして、ある一定の数値が書き込まれる( 250Hz で平均 101 程度)

ファイルに落とされたデータは、awk スクリプト等を使って必要な部分だけ取り出し、ヒストグラム化することによって、スペクトルを得ることができる。以下の特性評価は、

すべてこの手順を経て得られたデータである。したがって、ヘッドアンプだけでなく、DPの特性も少なからず含まれる可能性があることに注意する。

| 入力 (ch) | 出力 (列) | 入力 (ch) | 出力 (列) |
|---------|--------|---------|--------|
| a01     | 14     | b01     | 22     |
| a02     | 12     | b02     | 20     |
| a03     | 16     | b03     | 28     |
| a04     | 18     | b04     | 30     |
| a05     | 8      | b05     | 32     |
| a06     | 10     | b06     | 34     |
| a07     | 6      | b07     | 24     |
| a08     | —      | b08     | 26     |
| a09     | —      | b09     | 19     |
| a10     | 5      | b10     | 21     |
| a11     | 7      | b11     | 23     |
| a12     | 9      | b12     | 25     |
| a13     | 11     | b13     | 27     |
| a14     | 13     | b14     | 29     |
| a15     | 15     | b15     | 31     |
| a16     | 17     | b16     | 33     |

表 6.1: ヘッドアンプの入力チャンネルと出力データ列の対応表 1。a08と a09 の2つのチャンネルは、壊れているので使用不可。

## 6.2 基礎特性

ヘッドアンプの基礎特性として次の4つを調べる必要がある。

1. 各チャンネルにおける増幅率の違い
2. ダイナミックレンジ
3. 入力信号の処理時間

|      |     |     |     |     |     |     |     |     |     |
|------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| データ列 | 1   | 2   | 3   | 4   | 5   | 6   | 7   | 8   | 9   |
| データ  | #   | 行   | -   | -   | a10 | a07 | a11 | a05 | a12 |
| データ列 | 10  | 11  | 12  | 13  | 14  | 15  | 16  | 17  | 18  |
| データ  | a06 | a13 | a02 | a14 | a01 | a15 | a03 | a16 | a04 |
| データ列 | 19  | 20  | 21  | 22  | 23  | 24  | 25  | 26  | 27  |
| データ  | b09 | b02 | b10 | b01 | b11 | b07 | b12 | b08 | b13 |
| データ列 | 28  | 29  | 30  | 31  | 32  | 33  | 34  | 35  |     |
| データ  | b03 | b14 | b04 | b15 | b05 | b16 | b06 | 100 |     |

表 6.2: ヘッドアンプの入力チャンネルと出力データ列の対応表 2。

#### 4. 温度依存性

入力電荷に対する ADC 出力 ch を、ヘッドアンプの増幅率と定義する。この増幅率は各チャンネルで異なるため、基礎特性を行う必要がある。

ダイナミックレンジとは「ADC 出力 ch が、線形性を示す入力電荷の上限」と定義できる。ダイナミックレンジは、入力電荷に対する ADC 出力 ch を測定し、線型性を保つ範囲を調べることで求めることができる。このダイナミックレンジの情報は、後で MAPMT アノード出力との比較から、測定可能なエネルギーの上限を決める上で、大切な情報となる。

処理時間は、どの程度の速さまでの信号がきちんと処理できるかを示すもので、入力信号数に対する出力信号数を調べることによって求められる。現在ヘッドアンプはアナログ部分から A/D 変換部を通した後の信号処理に 8 bit のシリアル転送(直列転送)を使用しているため、処理速度は 10 kHz 程度が上限となる。将来はデータの送信に平行転送(並列転送)を使用し、さらなる高速化を測る予定である。

最後の温度依存性は、温度によって ADC 出力 ch がどの程度ずれるか、また、そのずれが何に起因するのかを調べる。

これらの基礎特性を調べるためにテストパルサー(BNC社製 Pulse Generator model PB-4)を用いて以下の実験を行った。



## 6.2.1 各チャンネルの増幅率の違い

入力チャンネル計 32 チャンネルに関して、同じ波高のテストパルスを、図 6.3 に示したセットアップで同じ電荷量に変換して入力し、各チャンネルにおける ADC 出力 ch を測定し、比較を行った。

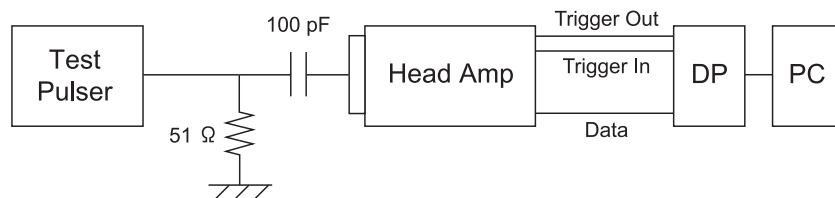


図 6.3: ヘッドアンプのセットアップの略図。

### セットアップ

測定はテストパルサーを使用し、出力周波数を 250 Hz と一定値にしてヘッドアンプに入力した。テストパルスの電圧を電荷に変換するカップリングコンデンサは、100 pC のものを使用し、b09 チャンネルの ADC 出力 ch が 1500 ch 程度となるようにテストパルサーの波高を調節した。

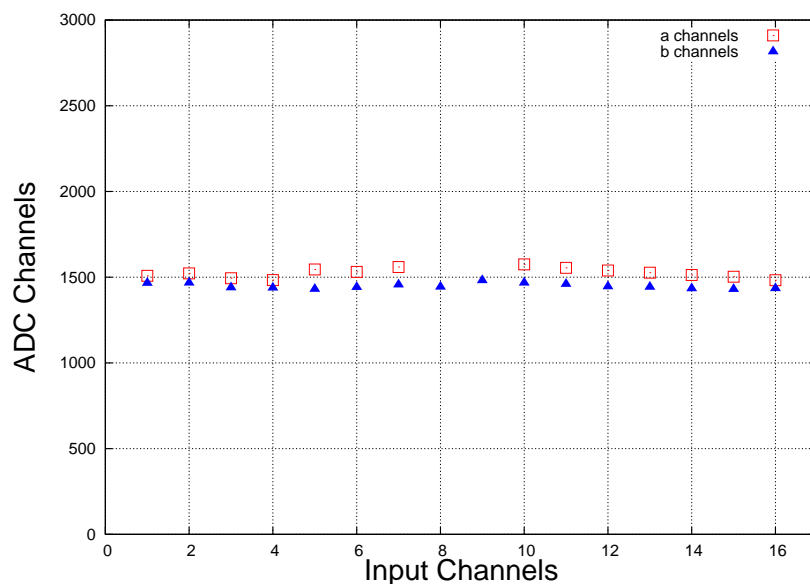


図 6.4: 各入力チャンネルにおける増幅率の違い。横軸は a 列、b 列における入力チャンネル、縦軸は ADC 出力 ch。

## 測定結果

図 6.4 に測定結果を示す。結果を見ると、a 列、b 列ともにばらつきはほとんど見られないことがわかる。最大値と最小値の比をとってみると、a 列で 6 %、b 列で 4 %、全体で 10 %程度のずれがある。この値は、MAPMT の各アノード 出力チャンネルの出力電荷の比が、最大で 40 %程度あることを考えると、大きな影響が出るほどの値ではない。ここで、今度は表 6.1 を用いて、出力ファイルにおけるデータの順番に、入力チャンネルを並び変えて、図 6.5 のようなグラフにした。以下ではこのデータの順番を「出力チャンネル」と呼ぶことにする。この図 6.5 を見るとわかるように、ヘッドアンプの各チャンネルの増幅率は、出力チャンネルに依存していることがわかる。出力チャンネルは信号を読み出すチャンネルの順番を反映しているので、信号が入力されてから、最初のチャンネルを読み出す時間があり、そこから他のチャンネルが遅れて順番に信号が読み出されていく。その様子がこの図 6.5 から読み取れる。これはシリアル転送を用いているからであり、パラレル転送を用いると、信号の処理が並列になるぶん、信号が入力されたチャンネルの処理が早くなるので、全チャンネルで増幅率は、ほぼ一定値になると考えられる。

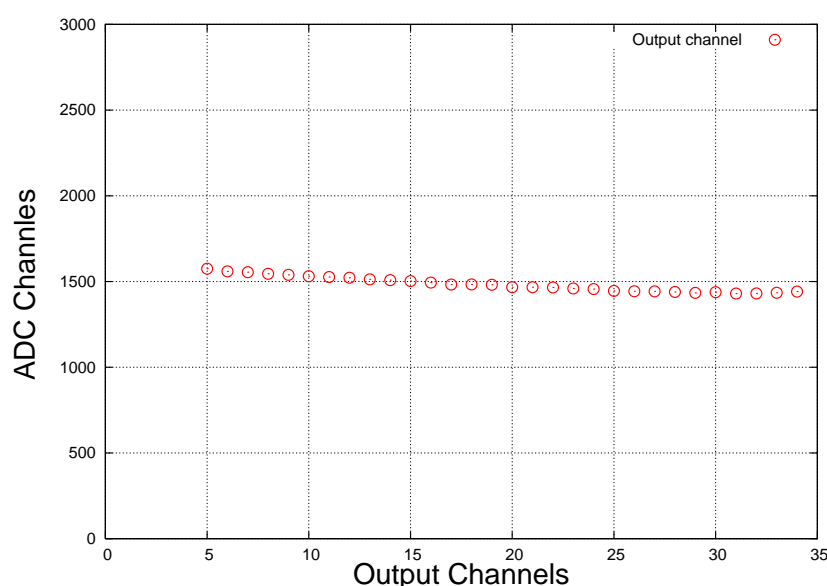


図 6.5: 各出力チャンネルにおける増幅率の違い。図 6.4 と同様のデータを出力チャンネル順に並び替えたもの。横軸は出力ファイルでのデータの列、縦軸は ADC 出力 ch。増幅率には大きな差は見られないが、出力チャンネルに依存していることがわかる。

## 6.2.2 ダイナミックレンジ

入力電荷に対する ADC 出力 ch が線形性を保つ電荷の上限値を、ダイナミックレンジと呼ぶ。ダイナミックレンジの測定は、入力電荷を変化させて、ADC 出力を測定し、それらのグラフを調べることで、線型性を保つ範囲を求める。

### セットアップ

ダイナミックレンジの測定は、周波数一定のパルスを生じることができるテストパルサーを用いて、100 Hz、250 Hz の波形(減衰時定数  $10 \mu\text{sec}$ )を入力し、増幅率と同様なセットアップ(図 6.3)で行った。テストパルサーはダイヤルを1目盛りずつ調整することにより、波高を変えていきながら測定を行った。

まず、テストパルサーの出力を、直接オシロスコープに入れて、 $50 \Omega$  受けでの波高をみたところ、テストパルサーのダイヤルは、上から2番目のレンジのダイヤルを回すと、1目盛りあたり  $6.125 \text{ mV}$  変化することがわかった。そこからさらに  $100 \text{ pF}$  のカップリングコンデンサを直列につないでいるので、

$$Q = C [\text{pF}] \times V [\text{mV}] = 0.10V [\text{pC}] \quad (6.1)$$

という式(6.1)で電圧を入力電荷に変換した。

### 測定結果

測定結果を図 6.6 に示す。ADC 出力 ch は、正規分布で近似することにより、ひとつひとつピークの位置を求めた。縦軸の誤差は、正規分布の標準偏差とした。横軸は、式(6.1)で変換した。

次に、テストパルス 250 Hz で各チャンネルで測定を行った結果を図 6.7 に示す。結果を直線  $f(x) = ax + 101$  で近似した。101 という値は、ある入力チャンネルに 250 Hz のテストパルスを入れたときの、他の入力チャンネルにおける offset の値の平均をとった値である。さらに結果から傾きを比較すると表 6.3 のようになった。表 6.3 を見ると、傾きの比は各チャンネルの増幅率の比と一致することがわかる。

また、図 6.7 を見るとわかるように、ダイナミックレンジ自体は各チャンネルで大きな違いはない。図の直線の傾きが増幅率に関わっていることを考慮すると、ダイナミックレンジは最も増幅率の大きい a10 チャンネルで最小となる。このことから、図 6.7 の a10

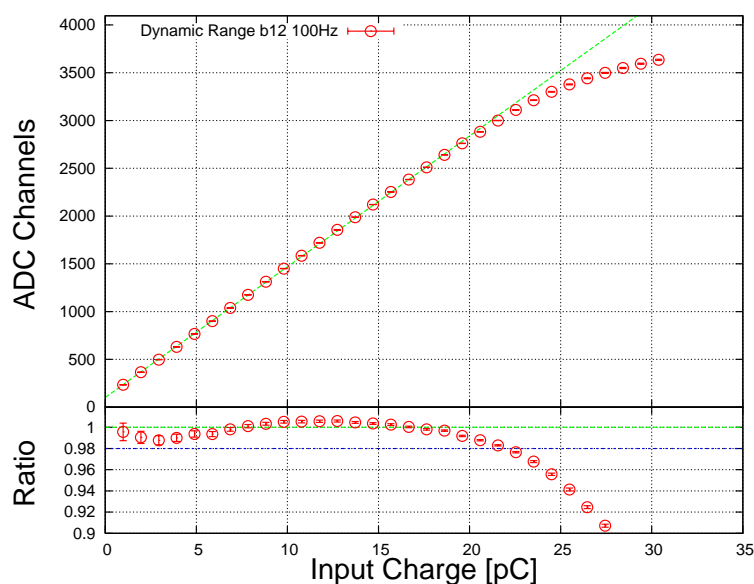


図 6.6: b12 入力チャンネルでの入力電荷の線型性。横軸が入力電荷、縦軸が ADC の出力 ch。入力周波数は 100 Hz

| 入力 ch | 傾き    | 傾きの比 (/a10) | 増幅率の比 (/a10) |
|-------|-------|-------------|--------------|
| a10   | 150.2 | 1           | 1            |
| a16   | 141.2 | 0.94        | 0.94         |
| b09   | 141.1 | 0.94        | 0.94         |
| b12   | 136.8 | 0.92        | 0.91         |
| b13   | 136.7 | 0.92        | 0.91         |

表 6.3: 入力電荷の線型性における傾きの比と増幅率の比の比較。各チャンネルの増幅率の比は図 6.4 の値を使用した。

チャンネルのグラフを見て、直線からのずれの許容範囲を 2 % 以内の点であると決めると、ダイナミックレンジは、21 pC 程度とすればよいことがわかる。

### 6.2.3 入出力の計数率の比較

入力に対する出力の計数率の比較を、周波数が一定のテストパルサーと周波数がランダムなランダムパルサー( BNC 社製 Random Pulse Generator model DB-2) の2つを使って測定した。

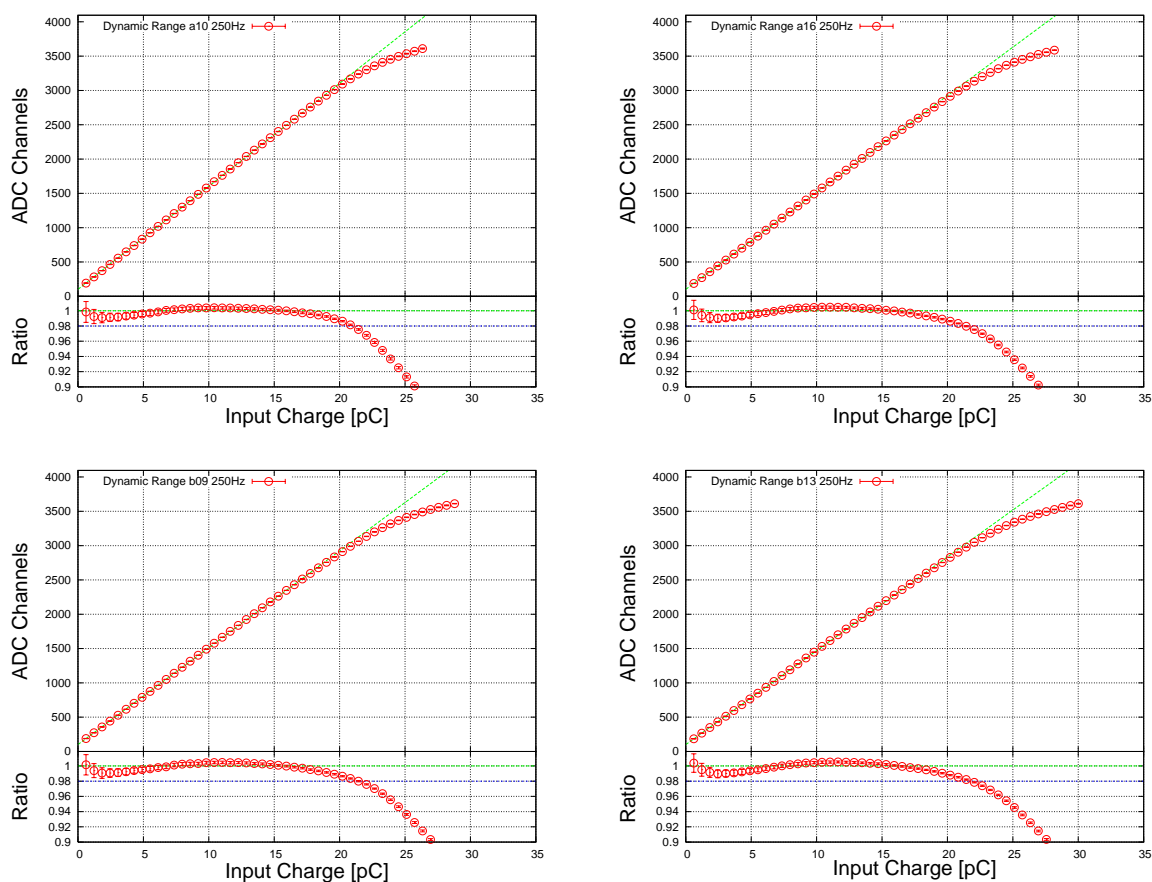


図 6.7: 各入力チャンネルでの線型性。入力周波数は 250 Hz。測定した入力チャンネルは左上が a10、右上が a16、左下が b09、右下が b13。各チャンネルにおいて、ダイナミックレンジにほとんど差がないことが読み取れる。

### テストパルサーを用いた測定

テストパルサーでの測定は次のように行った。まず、入力信号数を測るためにテストパルサーの出力から Discriminator (テクノランド社製) に通して、Gate Generator (テクノランド社製) に入れ、幅を  $10 \mu\text{sec}$  に設定した。(ヘッドアンプの不感時間  $\sim 120 \mu\text{sec}$  よりも十分に短く設定した) テストパルサーの立下りも  $10 \mu\text{sec}$  に設定してあるので、Discriminator が立下りをトリガしないようにオシロスコープで波高を見て、スレッショルド電圧を調節した。また、Visual Scaler (テクノランド社製) に入れたときも、オシロスコープで見える周波数と同じ周波数であることを確認した。セットアップは図 6.8 に示す。

Clock Generator (海津製作所製) の周波数は 1 kHz に合わせた。測定時間は各 10 sec として、Visual Scaler に表示されたパルサー出力のカウントの値を、Clock Generator 出

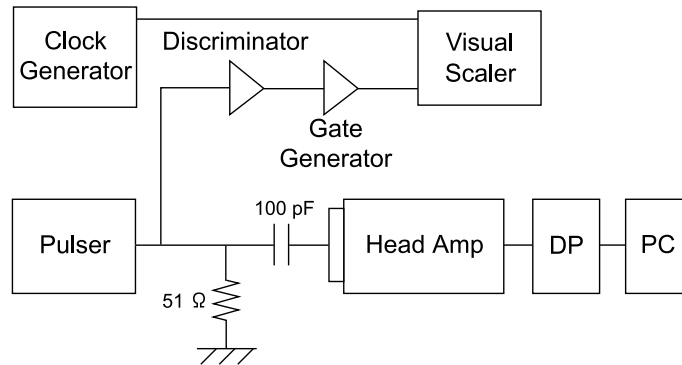


図 6.8: セットアップの略図。入力数はスケラーで測定する。

力(1 kHz)のカウンタ数で割って計数率とした。出力数は Visual Scaler のスイッチを押すタイミングだけ誤差が出るので、その誤差を 0.05 sec として、この値に出力数をかけて縦軸の誤差とした。

#### ランダムパルサーを用いた測定

テストパルサーでの測定と同様のセットアップで測定を行った。こちらも入力数はスケラーで測定した。

#### 測定結果

テストパルサーの結果を図 6.9 に、ランダムパルサーの結果を図 6.10 に示す。

#### 考察

以上の結果から、ヘッドアンプが持つ処理速度(不感時間)について考察する。不感時間とは、検出器または増幅器(以下では、まとめて検出器とする)がシグナルを処理するのに必要な時間であり、検出器の応答速度の限界はこの不感時間  $\tau$  によって決まる。検出器には不感時間内に応答する拡張型と、応答しない非拡張型との2種類がある。計数率が低いときは、これらの違いは見られないが、計数率が高いときは、この2種類で振る舞いが異なってくる。

まず、テストパルスの結果からヘッドアンプは非拡張型であることがわかる。テストパルスのパルス同士の幅は一定なので、このパルス幅が不感時間より短いと、2つのパルスを1つとして見なしてしまう。つまり、パルス間の間隔が  $\tau/2 \sim \tau$  となるパルスは、応

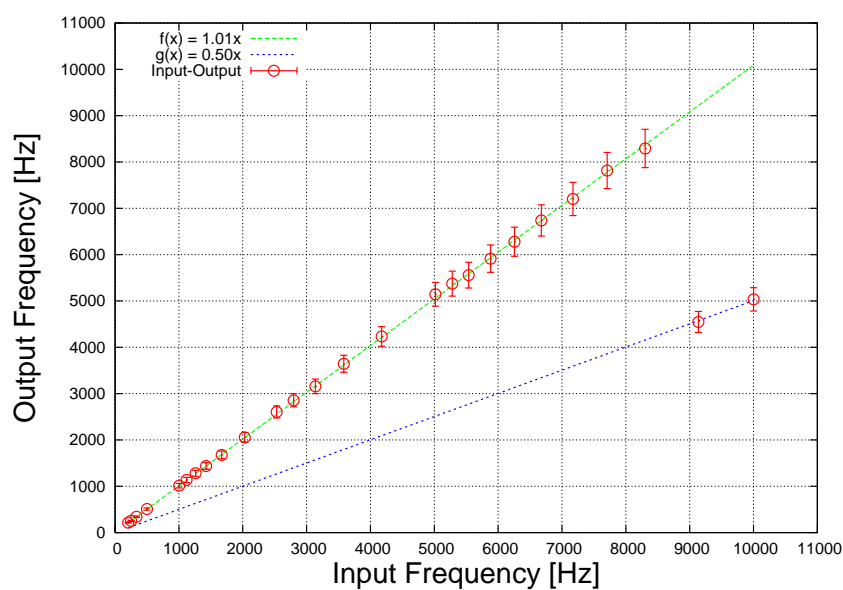


図 6.9: テストパルサーを用いて入力信号数に対する出力計数率を測定した結果。入力信号数と出力計数率を直線で近似すると  $y = 1.01x$  となった。ある信号数 ( $\sim 8500$  Hz) を超えた 2 点は直線で近似すると、 $y = 0.50x$  となった。

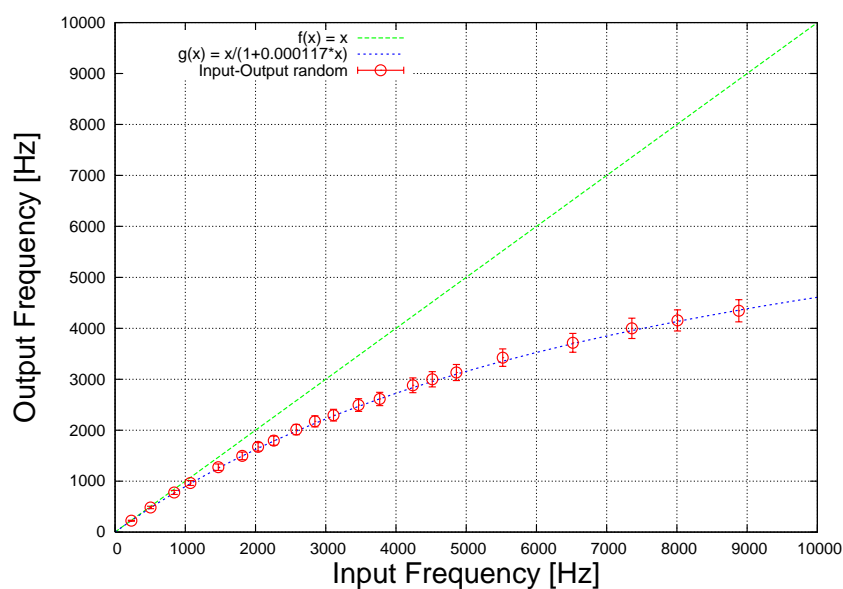


図 6.10: ランダムパルサーを用いて、入力信号数に対する出力計数率を測定した結果。テストパルサーの結果と比較しやすいように  $y = x$  の直線を引いた。近似した関数は後述の考察で得られた関数を用いた。

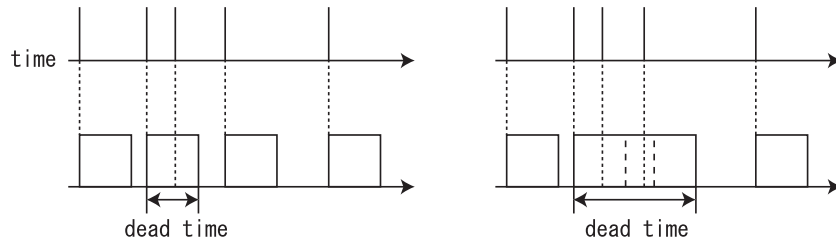


図 6.11: 左が非拡張型、右が拡張型でのランダムパルサーの挙動。

答したパルスの次のパルスが検出されず、さらに次のパルスが不感時間より後に検出されるので、出力数として、入力数のちょうど半分が検出されることになる。テストパルスの結果から、計数率の高い2点はちょうど  $y = 0.50x$  の直線上に乗ることからこの結果が非拡張型の結果であることがわかる。また、もし拡張型ならば波の幅が一定のテストパルスを不感時間よりも幅を狭くして入力すると、常に不感時間という状態になり、出力数は0か1になるはずである。したがって、テストパルスでの結果から、拡張型ではないことがわかる。

次にランダムパルサーの結果を考察する。ここでランダムパルスが非拡張型の検出器に入ってきたときの入力数  $n$  [個/sec] に対する出力数  $m$  [個/sec] を求めてみる。入力数は1 sec にくる個数の平均なので、ポアソン分布を仮定すると、 $\tau$  sec にくる波の個数の平均は  $n\tau$  個となる。検出された数が  $m$  [個/sec] なので、読み落としの総数の平均は  $mn\tau$  個となる。これらのことから、

$$n = m + mn\tau \quad (6.2)$$

という式が得られる。この式を  $m$  について解けば、

$$m = \frac{n}{1 + n\tau} \quad (6.3)$$

という結果が得られる。この結果から  $n$  と  $m$  の比は

$$\frac{n}{m} = 1 + n\tau \quad (6.4)$$

となる。図 6.10 で、入力信号数と出力計数率の比をとれば、図 6.12 のような結果が得られる。このグラフを  $f(n) = \tau n + 1$  で近似すると  $\tau = 116.9 \pm 1.0$  [ $\mu\text{sec}$ ] と不感時間が求まる。計数率に直すと、 $8.56 \pm 0.07$  [kHz] である。これはテストパルスの結果とほぼ一致する。



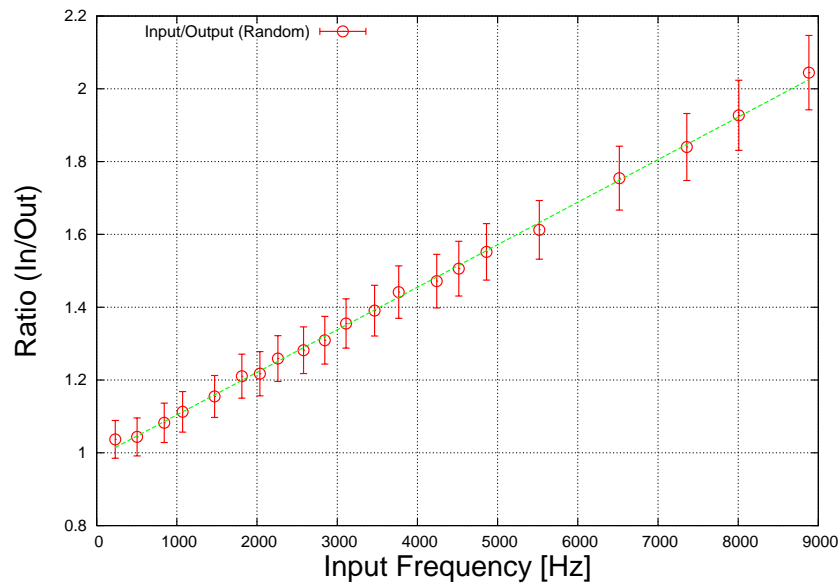


図 6.12: 縦軸にランダム信号の入力信号数と出力計数率の比、横軸に入力信号数をとったグラフ。直線は  $y = \tau x + 1$  で近似したもの

#### 6.2.4 入力チャンネルごとのクロストーク

ヘッドアンプは、基板が小さいために、各入力チャンネルの配線が密になっている。このため、ある入力チャンネルに信号電流が流れると、誘導起電力によって、隣のチャンネルに電流が流れてしまう可能性がある。これを各入力チャンネルごとのクロストークと定義し、あるチャンネルに電荷を入力したときに、他の電荷を入力していないチャンネルに、どの程度電荷が流れたかという情報を、入力チャンネルに入れた電荷に対する比であらわす。

##### 測定方法

クロストークの測定は、ある入力チャンネル(ここでは出力チャンネル(図 6.5)で中間の増幅率をもつ b09 チャンネル)に信号を入れ、他のチャンネルのデータを調べることによって、どのような場所にどの程度電荷が漏れるかを測定した。セットアップは図 6.3 と同様にして行った。入力する信号電荷は、10 pC から 40 pC まで、10 pC きざみで入力した。得られたデータについて、各チャンネルで平均をとり、その平均値をグラフで表す。(図 6.13)

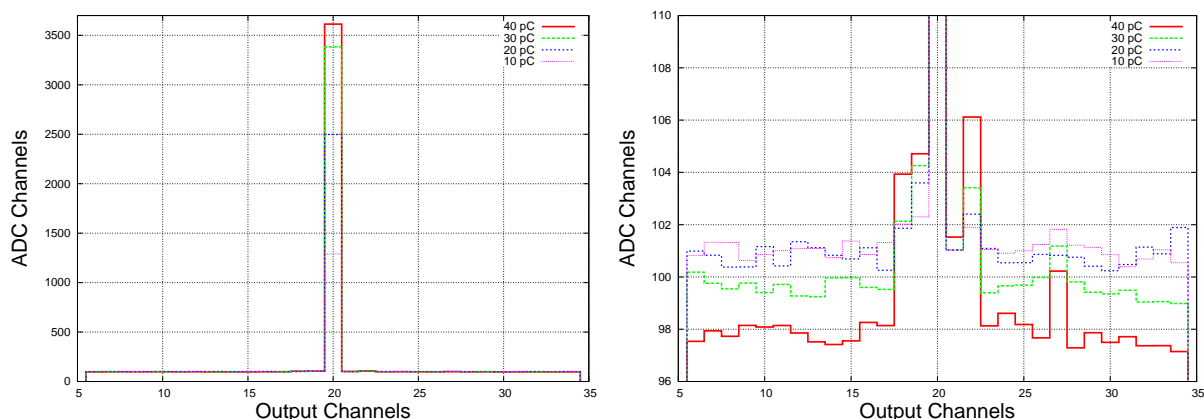


図 6.13: ヘッドアンプのチャンネル間のクロストーク。左図をみると、入力電荷に対するクロストークは、ほとんどないことがわかる。右図は左図における 100 ch 付近を拡大したものの。クロストークが起こりやすいのは、入力チャンネルや、出力チャンネルの近い場所であることがわかる。

## 測定結果

図 6.13 に測定結果を示す。結果の左図をみると、入力電荷による他のチャンネルへのクロストークはほぼ完全に無視することができるといえる。100 ch 付近を拡大した右図をみると、クロストークは、入力チャンネルの位置と、出力データの位置の両方に依存することがわかる。右図における右側のピーク部分は、b08 チャンネルであり、入力部分で b09 チャンネルと隣という位置関係にある。出力データの位置は、ヘッドアンプ内で、ADC に入力される以前の、アナログ回路における位置関係であると考えられ、クロストークが起こっているのは、ADC に入力される付近の電荷が増幅された場所であると考えることができる。結果から、入力チャンネルとクロストークしたチャンネルとの比を見積もる。クロストークの少ないチャンネルの平均を offset とすると、最もクロストークが大きいチャンネルの電荷漏れは、10 pC で 1.2 ch、20 pC で 2.5 ch、30 pC で 5.0 ch、40 pC で 8.5 ch 程度であると見積もれる。さらに、入力電荷が ch に線型に変換されると仮定すると、b09 チャンネルのダイナミックレンジの測定結果より、入力電荷は、10 pC で 1512 ch、20 pC で 2923 ch、30 pC で 4333ch、40 pC で 5742 ch となる。漏れ電荷の最大値と入力電荷との比をとると、10 pC で 0.08 %、20 pC で 0.09 %、30 pC で 0.12 %、40 pC で 0.15 % という結果となった。結果を表 6.4 に示す以上の結果からダイナミックレンジ内での測定では、クロストークは無視してよいことがいえる。

| 入力電荷 [pC] | 漏れ出力 ch [ch] | b09 の出力 ch [ch] | クロストーク [%] |
|-----------|--------------|-----------------|------------|
| 10        | 1.2          | 1512            | 0.08       |
| 20        | 2.5          | 2923            | 0.09       |
| 30        | 5.0          | 4333            | 0.12       |
| 40        | 8.5          | 5742            | 0.15       |

表 6.4: ヘッドアンプのクロストーク (信号漏れ) 測定の結果。b09 チャンネルの出力の値は、入力信号が線型に出力されることを仮定した値。ダイナミックレンジ以下では、クロストークは 0.1 % 以下なので、無視できるといえる。

### 6.2.5 温度依存性

ヘッドアンプの温度依存性を調べるために、ヘッドアンプ単体での温度試験を行った。

#### セットアップ

試験のセットアップは図 6.14 に示す。ヘッドアンプ単体を恒温槽に入れ、電源、テストパルサー出力、Trigger in、Trigger out、データ出力を、恒温槽の外から中のヘッドアンプに接続した。

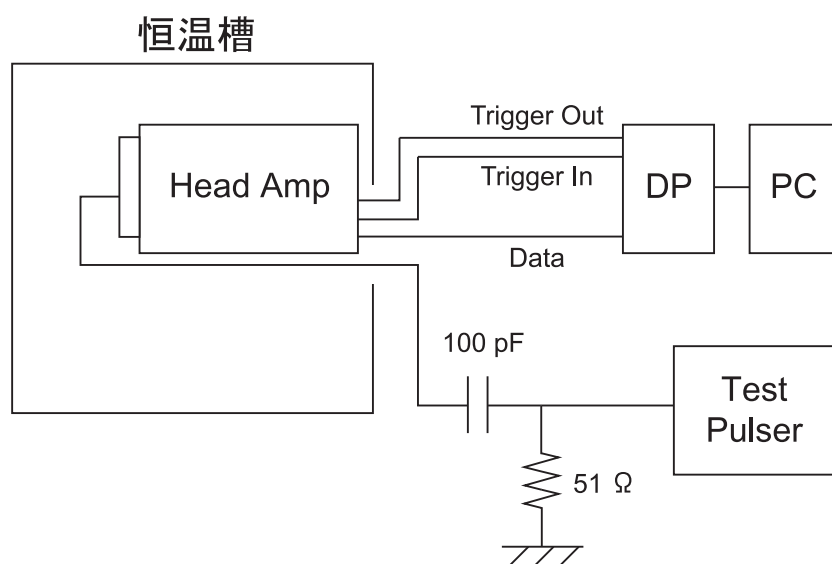


図 6.14: ヘッドアンプの温度試験のセットアップ

恒温槽内の温度を、 $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ から  $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ まで  $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ きざみで変化させ、各温度でテストパルサーの ADC 出力での位置を測定した。テストパルサーは  $250\text{ Hz}$  で  $10\text{ pC}$  程度の電荷を入力した。また、 $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ と  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ については、ダイナミックレンジを 6.2 節と同様の方法で測定した。

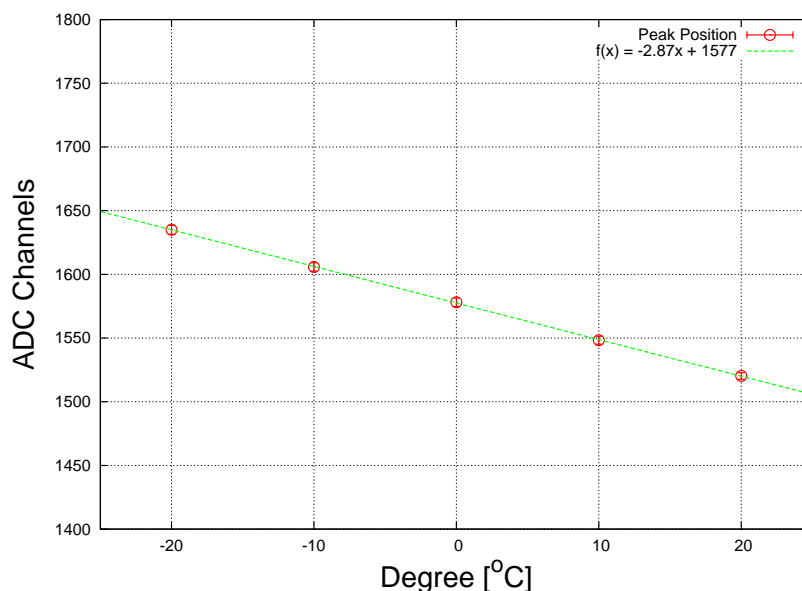


図 6.15: ヘッドアンプの増幅率の温度変化。温度が下がるほど、増幅率が高くなるのがわかる。

## 測定結果

まず、各温度におけるテストパルスの ADC 出力でのピーク位置を図 6.15 に示す。これを見ると、ヘッドアンプでの ADC 出力の温度変化は、ほぼ直線になることがわかる。 $P(T) = aT + b$  で近似すると、 $a = -2.87 \pm 0.02$ 、 $b = 1557.5 \pm 0.2$  という結果が得られる。したがって、 $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ での ADC 出力  $P$  の温度変化は、

$$\frac{1}{P} \frac{dP}{dT} = -0.18 \text{ [%/}^{\circ}\text{C]} \quad (6.5)$$

この式から、温度が  $50\text{ }^{\circ}\text{C}$  変化したときの  $P$  の変化を見積もると、 $9.0\%$  程度の変化となることがわかる。しかし、これだけの情報では、入力値や、ダイナミックレンジの温度変化を述べることはできない。そこで、セットアップを変えずに、 $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ と  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ でのダイナミックレンジの測定を行った。結果を図 6.16 に示す。

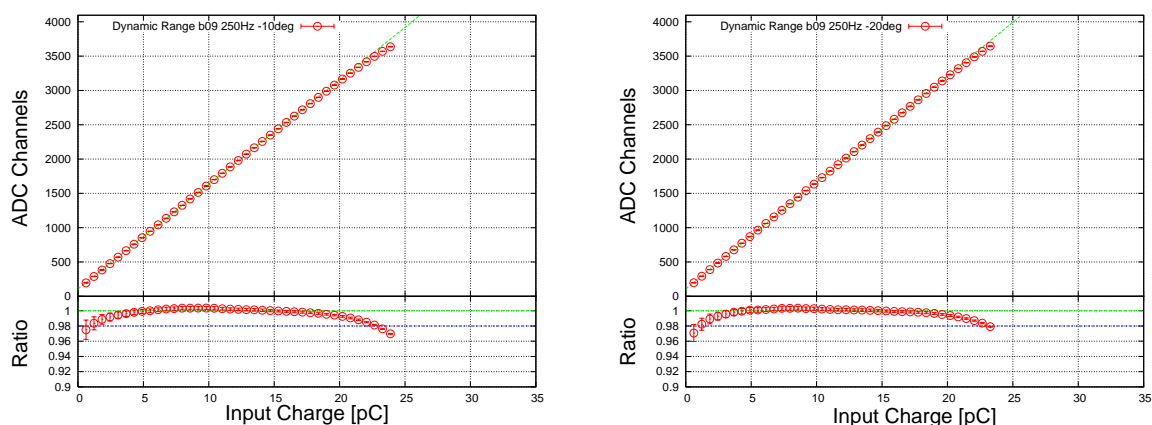


図 6.16: ヘッドアンプへの入力電荷の出力線型性の温度変化。左図は  $-10^{\circ}\text{C}$  での結果。右図は  $-20^{\circ}\text{C}$  での結果。温度が下がると傾きが急になることがわかる。また横軸を見ると、入力電荷のダイナミックレンジは、低温では  $21\text{ pC}$  以下にはならないこともわかる。

図 6.16 を見るとわかるように、ダイナミックレンジは、温度が下がるにつれて、大きくなることが読み取れる。また、温度変化しているのは、図 6.16 における傾きであり、これから、増幅率が温度変化していることがわかる。しかし、温度変化といっても  $50^{\circ}\text{C}$  で  $9.0\%$  程度の温度変化であるので、ここでは観測中に  $50^{\circ}\text{C}$  の温度変化があったとして、スペクトルの分解能にどの程度変化があるかを見積もる。分解能  $F$  (FWHM) は、スペクトルでの ADC 出力  $ch$  のピーク位置  $P$  と、その分散  $\sigma_P$  を用いて次の式でかける。

$$F(\text{FWHM}) = 2.354 \times \frac{\sigma_P}{P} \propto \frac{1}{\sqrt{P}} \quad (6.6)$$

ここで、ADC 出力  $P$  に  $\sigma_P$  とは別に、 $9\%$  の誤差があるとすると、 $F$  は、 $P$  の  $1/2$  乗に比例するので、 $F$  の誤差は、 $4.5\%$  程度となる。 $50^{\circ}\text{C}$  の変化で、この程度の誤差なら、大きな影響はないと考えられる。また、「つばめ」衛星における偏光観測において、散乱体の MAPMT 系は、吸収体に対する、トリガー系として用いる予定である。したがって、この程度の変化ならば、単位時間あたりの計数率には、ほとんど変化は見られないと考えられるので、偏光観測では、問題にはならない。

## 6.2.6 基礎特性評価のまとめ

以上の実験と考察から、得られた各値についてまとめる。

増幅率の比は、最大最小で、 $10\%$  の比であることがわかったので、ひとつの検出器に

において、増幅率の近い値の入力チャンネル同士を使用すれば、この違いはほとんど無視できることがわかる。

表 6.3 から、各チャンネルにおける線型性の図の傾きと、増幅率が関係をもつことがわかったので、全チャンネルのダイナミックレンジを知るには、最も傾きの大きい入力チャンネル a10 での図 (図 6.7 の左上図) を見ればよく、これから、ダイナミックレンジは、21 pC 程度と求まった。

不感時間の結果では、入力数から、読み落としの数を計算することができる。また、非拡張型であることもわかったので、入力数が多くなっても読み落としが出るだけで、出力数が 0 になったりするわけではないことがわかった。また、入出力の式 (6.4) から、ランダムパルサーで入力数をどんどん上げていくと、出力数は 8.56 kHz に近づいていくことがわかる。なお、不感時間の結果に対しては、DP 側の処理速度である可能性があることを注意しておく。将来、DP なしで読み出しをするときは、必ずしもこの値を参照せずに、もう一度同じ実験を行って調べる必要がある。

温度依存性に関しては、図 6.15 の結果から、ピーク位置に温度変化があることがわかったが、それは無視できるレベルであることもわかった。

クロストーク特性に関しては、信号の漏れはほとんど問題にならないという結果が得られた。表 6.5 にヘッドアンプの基礎特性評価の結果をまとめる。

| 基礎特性      | 結果                   | 備考        |
|-----------|----------------------|-----------|
| 増幅率の最大最小比 | 10 %程度               | b15/a10-1 |
| ダイナミックレンジ | 21 pC                | a10 で測定   |
| 処理時間      | 117 $\mu$ sec        | 8.56 kHz  |
| クロストーク    | 0.1 %程度              | 信号値と漏れ値の比 |
| 出力の温度依存性  | 0.18 %/ $^{\circ}$ C |           |

表 6.5: ヘッドアンプの基礎特性評価の結果。

## 6.3 検出器からの読み出し

基礎特性の評価はすべてテストパルスを用いて行ってきた。ここからは、実際に検出器の信号を入力して測定を行っていく。

### 6.3.1 PMTからの読み出し

MAPMTの読み出しをする前に、R6231-04型の1chPMTを用いて $^{137}\text{Cs}$ のスペクトルがきちんと得られることの確認を行った。

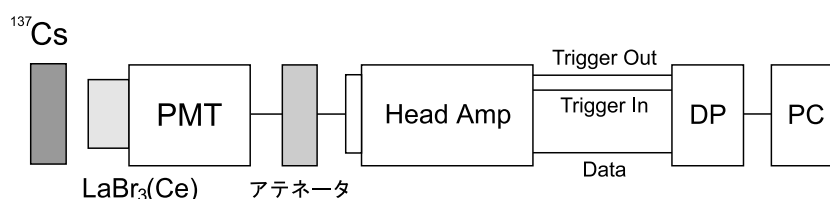


図 6.17: ヘッドアンプでのPMT読み出しのセットアップ。シンチレータは $\text{LaBr}_3(\text{Ce})$ を使用。アテネータで、信号の電荷量を 21 pC 以下に調節して入力した。

#### セットアップ

図 6.17 に実験のセットアップを示す。シンチレータは、 $\text{LaBr}_3(\text{Ce})$ を使用した。 $\text{LaBr}_3(\text{Ce})$ は、出力光子数が 63 個/keV と非常に多く、エネルギー分解能が非常に優れているシンチレータである。信号は、21 pC 以下になるように、アテネータを通して電荷量を下げ、ヘッドアンプに入力した。このセットアップで、ヘッドアンプを用いて得たスペクトルを図 6.18 に示す。

#### 測定結果

この図 6.18 のスペクトルでは、662 keV の光電ピークに関して、分解能  $2.9\% \pm 0.1\%$  という結果が得られた。また、この信号と同じ信号を、ヘッドアンプの各入力チャンネルに入力し、テストパルスのおきと同様に各チャンネルにおける増幅率を求めた。

結果は図 6.19 に示す。テストパルスの結果 (図 6.4) とは違った結果になった。

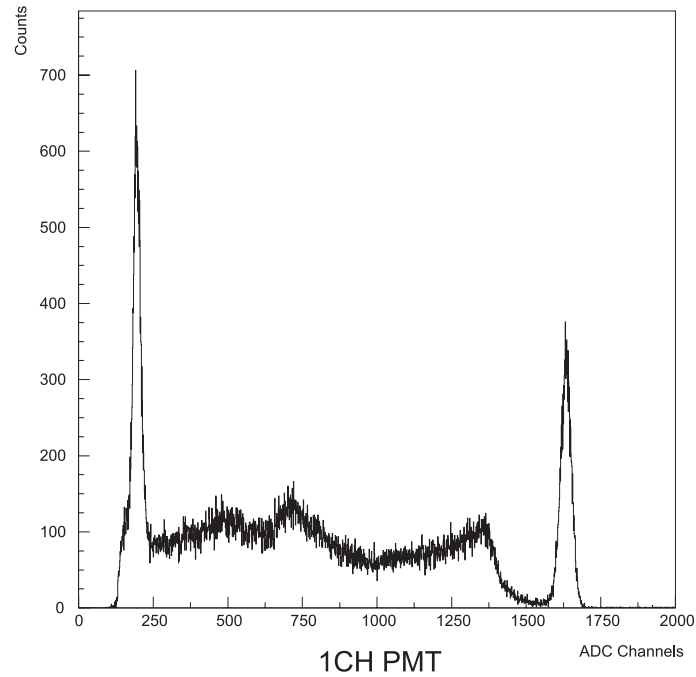


図 6.18: 1chPMTとヘッドアンプで読み出した $^{137}\text{Cs}$ のスペクトル。NIMモジュールを用いたときと同様に、スペクトルが得られていることがわかる。

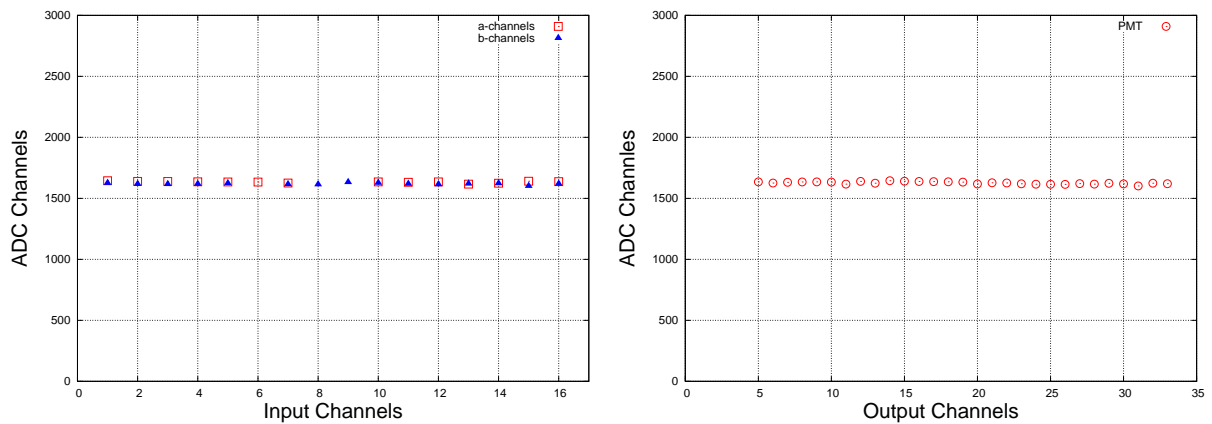


図 6.19: PMTとヘッドアンプで読み出した、 $^{137}\text{Cs}$ の662keVのスペクトル位置の分布。縦軸はADC出力ch、左図の横軸は入力チャンネル、右図の横軸は出力チャンネル。テストパルスのとおり同様にばらつきが少ないことが読みとれる。

### 6.3.2 MAPMTの各アノード同時読み出し

1chPMTでスペクトルがきちんととれることを確認したので、次にMAPMTの4CH同時読み出しを行った。



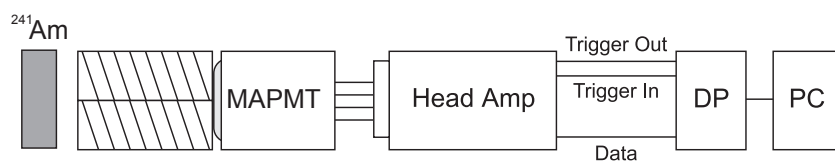


図 6.20: ヘッドアンプでの MAPMT 4 CH 同時読み出しのセットアップ。シンチレータはプラスチックを 4 本まとめて使用した。

## セットアップ

セットアップは図 6.20 のようにした。ここでは、MAPMT の各アノードからヘッドアンプにつなげる間に、 $1\text{ k}\Omega$  の抵抗は入れていない。線源は  $^{241}\text{Am}$ 、シンチレータは MAPMT での実験と同様のプラスチックシンチレータを使用した。

## 測定結果

4CH を同時に読み出したスペクトルを図 6.21 に示す。スペクトルを見ると、ヘッドアンプを使わずにとったとき ( 図 5.3 ) と同様なスペクトルが得られていることがわかる。ヘッドアンプを用いて同時読み出しで得られたスペクトルと、ヘッドアンプを用いずに、実験室の NIM モジュールを用いて得たスペクトルとの分解能の比較をしてみると、表 6.6 のようになる。表 6.6 を見てもわかるように、分解能に関してもヘッドアンプは、NIM モジュールを用いたときとほとんど変わらない結果が得られるということがわかった。

|      | ヘッドアンプ [%] | NIM モジュール [%] |
|------|------------|---------------|
| 1 CH | 54.4       | 49.8          |
| 2 CH | 51.3       | 53.0          |
| 3 CH | 52.2       | 51.3          |
| 4 CH | 55.0       | 54.6          |
| 平均   | 53.2       | 53.0          |

表 6.6: 各アノード CH における、 $59.5\text{ keV}$  の分解能 [FWHM]。左がヘッドアンプ、右が NIM モジュールの値。

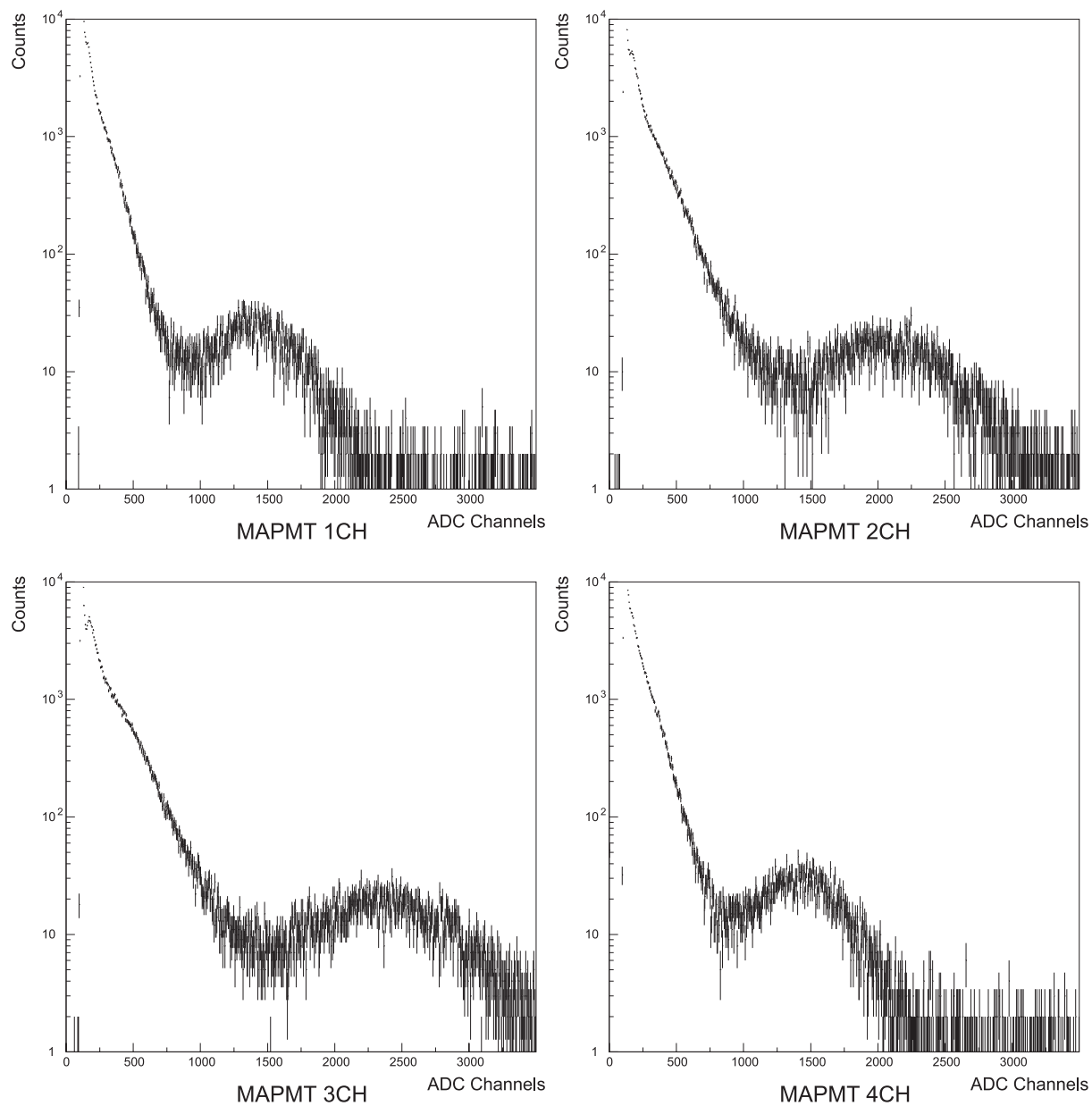


図 6.21: ヘッドアンプを用いて4CH同時に読み出した $^{241}\text{Am}$ のスペクトル。横軸はADC Channel、縦軸はCount。左上が1CH、右上が2CH、左下が3CH、右下が4CH。

## 第7章 まとめ

### MAPMTの基礎特性評価

「つばめ」衛星搭載予定のMAPMTの基礎特性評価を行った。まず、増幅率の印加電圧依存性を調べ、「つばめ」衛星での使用に関しては、数光電子程度の信号を扱うことから、飽和現象が無視できるということを確認した。また、クロストーク特性の評価に関しては、「つばめ」衛星の測定エネルギー範囲が30 keV ~100 keV程度であることに対して、クロストークが2%程度であることから、「つばめ」衛星での観測では、クロストークが無視できることがわかった。温度依存性に関しては、増幅率が $-0.04\%/^{\circ}\text{C}$ と温度依存性は、ほとんどないことを示した。今後、また新しいMAPMTを使うことになってもここで述べた基礎特性評価を同様に行えばよい。

### MAPMTヘッドアンプユニット

ヘッドアンプユニットに関しては、基礎特性の評価を行い、最後に光電子増倍管からの読み出しを行った。

#### 基礎特性評価

ヘッドアンプユニットに関しても、検出器と同様に基礎特性評価を行った。まず、各入力CHの増幅率の違いは、最大最小比で10%程度と非常に小さいことが確認できた。「つばめ」衛星の偏光計のMAPMTでは、信号の計数を行うだけなので、この違いはほとんど問題にはならない。

ダイナミックレンジの測定では、各チャンネルに対して測定を行うことで、最も増幅率の高い入力チャンネルで測定すればよいことがわかり、測定結果からダイナミックレンジが21 pCと求まった。

処理時間の測定は、ランダムパルサーを用いて行えることがわかった。まず、テストパルサーを用いて、拡張型か非拡張型かを判断し、それに応じた式で、ランダムパルサーの

結果を近似すると、処理時間が  $117 \mu\text{sec}$  と求まった。

クロストーク特性は、テストパルサーを用いて、入力電荷を変化させながら行ったが、電荷漏れは 0.1 % 程度とほぼ影響はないという結果が得られた。

温度依存性の結果では、温度が上がると各チャンネルの増幅率が線型に下がることがわかったが、その減少の比率 ( $-0.18 \text{ \%}/\text{C}$ ) から、温度依存性に関しても「つばめ」で行う観測に関しては、ほとんど無視してよいことがわかった。

### 検出器からの読み出し

検出器からの読み出しでは、まず、PMT を用いて実験室での NIM モジュールで行う読み出しと、同様なスペクトルが得られることを確認した。

次に MAPMT を用いて、4CH 同時読み出しができることを確認し、そこで得られたスペクトルが、実験室の NIM モジュールを用いて得られたスペクトルと同程度の分解能を得られることを確認した。

# 付録 A

## A.1 エネルギー分解能 [FWHM] のエネルギー依存性

エネルギー分解能 [FWHM] は、スペクトルにおけるあるエネルギーのピーク位置を、そのピークの半値幅で割った値として定義される。(4.2.4) の分解能の項で述べたように、シンチレータを用いた X 線検出では、エネルギーがシンチレーション光の光量に比例し、光電子増倍管でその光量が検出される。さらに、光電子増倍管以降の回路の容量雑音によって、信号の半値幅が広げられて、スペクトルでのピークの幅となって現れる。光電子増倍管では、増幅率が  $10^6$  と非常に大きいため、増幅領域でのゆらぎが少ないので、スペクトルにおいて 1 光電子が見えるなど、後段回路の容量雑音による影響が少ない。

ここでは、MAPMT と CsI シンチレータを用いて、 $^{241}\text{Am}$ 、 $^{137}\text{Cs}$ 、 $^{57}\text{Co}$  をあて、32 keV、59.5 keV、122 keV、662 keV のスペクトルをとり、光電ピークとその半値幅を正規分布で近似して求め、エネルギーとエネルギー分解能の関係を調べた。測定の結果を図 A.1 示す。

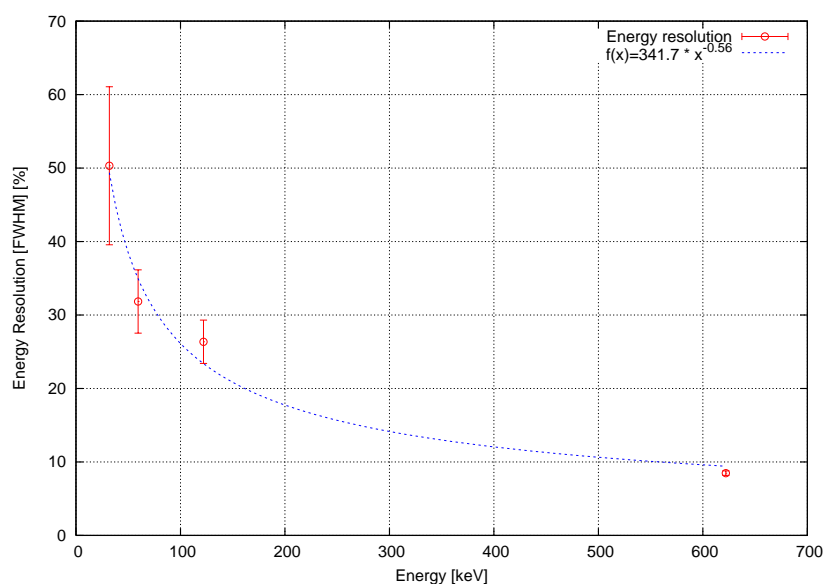


図 A.1: 各エネルギーに対するエネルギー分解能。

(4.2.4) で述べたようにエネルギー分解能  $F$  は、スペクトルにおける光電ピークの位置  $P$  と、そのピークを正規分布で近似したときの分散  $\sigma_P$  を用いて、次の式で表される。

$$F = 2.354 \times \frac{\sigma_P}{P} \quad (\text{A.1})$$

シンチレーション光検出の過程として、 $\sigma_P/P$  という値は誤差の伝播の式から、次の式で表される。

$$\left(\frac{\sigma_P}{P}\right)^2 = \left(\frac{\sigma_s}{s}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_p}{p}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_c}{c}\right)^2 \quad (\text{A.2})$$

ここで、 $s$  はエネルギーから光子数への変換係数であり、シンチレータの性能によるもの、 $p$  は光子数から陽極出力の電荷量の変換係数であり、検出器によるもの  $c$  は検出器以降の回路の増幅率であり、ADC までの回路によるものである。光電子増倍管においては、1 光電子が見えるので、検出器における光電子のゆらぎに対して、検出器以降の信号のゆらぎは無視できるほど小さい。また、シンチレータによるゆらぎも、CsI では数%程度であり (図 4.9)、 $p$  のゆらぎに比べると無視できる程度である。 $p$  のゆらぎは、光電子数  $N$  個、ダイノード間の増幅率  $\delta$  を用いて

$$\frac{\sigma_P}{P} \simeq \frac{\sigma_p}{p} = \frac{\sigma_N}{N} \sqrt{\frac{\delta}{\delta-1}} \quad (\text{A.3})$$

とかける。この式ではエネルギー  $E$  にはゆらぎがないことを仮定している。以上の考察から分解能は、

$$F = 2.354 \times \frac{\sigma_P}{P} = 2.354 \times \frac{\sigma_N}{N} \sqrt{\frac{\delta}{\delta-1}} \quad (\text{A.4})$$

と表される。さらに、光電子数  $N$  の分布として、ポアソン分布を仮定すると、 $\sigma_N$  は、 $\sigma_N = \sqrt{N}$  とかけるので、

$$\frac{\sigma_N}{N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (\text{A.5})$$

結果的に、分解能  $F$  は、

$$F = 2.354 \times \frac{\sigma_N}{N} \sqrt{\frac{\delta}{\delta-1}} = \frac{2.354}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{\delta}{\delta-1}} \quad (\text{A.6})$$

となる。光電子数はエネルギーに比例するので、印加電圧を一定とし、増幅率が一定であるとするとエネルギーと分解能との関係は比例定数  $C$  を用いて

$$F = \frac{C}{\sqrt{E}} \quad (\text{A.7})$$

とかけることがわかる。測定結果( 図 A.1) を  $f(x) = c \times x^a$  で近似すると、 $a = 0.56 \pm 0.08$ 、 $c = 3.42 \times 10^2 \pm 1.09 \times 10^2$  という結果が得られる。測定したデータ点は、4点と少ないが、 $a = 0.50$  が誤差の範囲内におさまっていることがわかる。

## 関連図書

- [1] F.Lei et al. Space Science Reviews,82,309-388(1997)
- [2] M. Moszynski,M. Kapusta,D. Wolski, M. Szawlowski,and W. Klamra,IEEE Trans. Nucl. Sci.,45(1998)472
- [3] S. McGlynn et al. (2007)
- [4] 有元 誠、修士論文「 気球硬X線偏光計 PoGO のシミュレーションによる性能評価」東京工業大学( 2006)
- [5] 五十川 知子、修士論文「 宇宙利用に向けた X線・ $\gamma$ 線検出用アバランシェ・フォトダイオードの開発」東京工業大学( 2005)
- [6] 金井 義和、修士論文「 Performance Evaluation of Phoswich Detector Cell for the Balloon-Borne Astronomical Soft Gamma-Ray Polarimeter PoGOLite」東京工業大学( 2006)
- [7] 津布久 佳宏、卒業論文「 小型衛星 Cute-1.7 APD モジュールの性能試験」東京工業大学( 2006)
- [8] 浜松ホトニクス株式会社 編集委員会「 光電子増倍管 その基礎と応用 第2版」浜松ホトニクス株式会社( 1998)
- [9] 東京工業大学物理学科「 物理学実験第一」 東京工業大学( 2005)
- [10] 東京工業大学物理学科「 物理学実験第二」 東京工業大学( 2005)
- [11] 東京工業大学 松永研究室、河合研究室  
「 H2A ピギーバック衛星公募 東京工業大学技術実証衛星「 つばめ」資料」
- [12] 浜松ホトニクス社ホームページ 製品資料「 PMT R5900U/R7600U SERIES」  
[http://jp.hamamatsu.com/resources/products/etd/pdf/R5900U\\_R7600U\\_TPMH1291E02.pdf](http://jp.hamamatsu.com/resources/products/etd/pdf/R5900U_R7600U_TPMH1291E02.pdf)



[13] クリアパルス株式会社「80068型MAPMTヘッドアンプユニット取扱説明書」