64ch光電子増倍管(PMT)を用いたガンマ線検出器の開発

富永慎弥
広島大学理学部物理科学科
1079052E
高エネルギー宇宙・素粒子実験研究室

2002年2月8日

概 要

天体現象の解明において、X 線・ガンマ線領域での天文観測は非常に重要な手段の一つである。

我々は、高エネルギー光子に対して高い阻止能を持つシンチレータとして最近注目されている BGO・GSO と、近年メタルパッケージ化により小型化がなされてきた位置検出型光電子増倍管 (PMT) を組み合わせた、位置検出型シンチレーション検出器の開発を行なっている。この検出器は非常にコンパクトで扱い易く、また位置情報やマルチアノードの波光分布により低バックグラウンド化が可能であり、ガンマ線コンプトンカメラへの応用が考えられる。

我々は、浜松ホトニクスの位置検出型 PMT である H7546:64chPMT を入手した。この PMT は、メタルチャンネルダイノードを持ち、8 × 8 の計 64 個のピクセル状に並んだアノード (信号出力電極) を持った非常にコンパクトなものである。本研究では、この 64chPMT のアノード 64ch とダイノード 1ch を読み出すためのシステムを、ナショナルインスツルメンツ社の DAQ device である PCI-6024E と LabVIEW ソフトウェアを用いて製作した。このシステムは、まず 64chPMT からの信号を 64 個の Preamp で増幅し、16 個の Multiplexer を通して 16 本の信号を PCI-6024E の Analog input へ入力し、A/D 変換される。また、ダイノードの Preamp out 信号より A/D 変換に必要な Trigger 信号を生成し、さらにこの信号を利用して Multiplexer の切替信号を生成・調節することにより、64chPMT からの信号を読み出すことに成功した。このシステムを使い、64chPMT に LED から光ファイバーを通して点源状に光を入射させ、その入射位置が検出できることを確認した。

目 次

第 1 章　序論 5

第 2 章　シンチレーション検出器 7
- 2.1 シンチレータ . . . 7
- 2.2 光電子増倍管 (PMT:Photomultiplier Tube) . . . 8
- 2.3 位置検出型 PMT . . . 9
- 2.4 シンチレータと位置検出型 PMT を用いたガンマ線検出器 . . . 11
- 2.5 本研究の目的 . . . 12

第 3 章　64chPMT 読み出しシステムの開発 13
- 3.1 64chPMT:H7546 . . . 13
- 3.2 VA32C/TA32cg と VA-MCRⅡ を用いた読み出しシステム . . . 17
- 3.3 PCI-6024E を用いた読み出しシステムの設計 . . . 20
  - 3.3.1 PCI-6024E . . . 21
  - 3.3.2 読み出しシステムのフローチャート . . . 24
  - 3.3.3 Preamp . . . 25
  - 3.3.4 Trigger . . . 27
  - 3.3.5 Multiplexer . . . 29
  - 3.3.6 LabVIEW ソフトウェア . . . 31

第 4 章　読み出しシステムの動作確認と今後の課題 35
- 4.1 読み出しシステムの動作確認のための実験方法とそのセットアップ 35
- 4.2 実験結果 . . . 36
- 4.3 動作確認により浮かび上がった問題点とその対策 . . . 39
- 4.4 今後の課題 . . . 41

表 目 次

2.1 シンチレータと特性 8
2.2 ダイノード別特性例 11

3.1 64chPMT の仕様 14
3.2 64chPMT の特性 (25 ℃の時) 15
3.3 Multiplexer の真理値表 31

4.1 光電面を正面から見たときのアノード配置 37
4.2 anode3 37

図 目 次

2.1 PMT の構造 9
2.2 いろいろな PMT の構造 10

3.1 64chPMT の構造 (単位：mm) 13
3.2 64chPMT のアノード構造 14
3.3 64chPMT のゲインスペック 14
3.4 64chPMT のブリーダ回路 16
3.5 64chPMT 読み出し用基板 17
3.6 64chPMT 読み出し用基板の回路図 17
3.7 VA32C/TA32cg の構成 18
3.8 VA32C/TA32cg の信号 19
3.9 VA32C/TA32cg と VA-MCRⅡ を用いたシステム全体の構成 20
3.10 PCI-6024E の Block Diagram 21
3.11 PCI-6024E のコネクタピンリスト 22
3.12 PCI-6024E の Analog Multiplexer 23
3.13 外付け Multiplexer 23
3.14 PCI-6024E を用いたデータ集録の流れ 25
3.15 LM6144 の規格表 26
3.16 Discri 信号の生成 27
3.17 Trigger 信号の生成 28
3.18 ゲート信号の生成 28
3.19 LM319N の規格表 29
3.20 HC4049 の規格表 29
3.21 74HC00 の規格表 29
3.22 74LS123 の規格表 29
3.23 Dual 4-channel Analog Multiplexer(4052B) の規格表 29
3.24 74LS123 による Multiplexer 切替信号の生成 30
3.25 Multiplexer の切替え 31
3.26 フロントパネル 34
3.27 ブロックダイアグラム 34

4.1 実験のセットアップ 36

4.2 真中に入射させた場合の各アノードの電圧分布 38
4.3 右上付近に入射させた場合の各アノードの電圧分布 39
4.4 SCANCLK Signal Timing 41
4.5 SCANCLK を使った Multiplexer 信号の生成 41

第1章　序論

天文学の研究対象は長い間、可視光で見える天体に限られてきた。しかし20世紀半ば、レーダー技術の発展を背景に電波天文学が誕生し、宇宙背景放射やクエーサーが発見された。さらに人工衛星によって、地上では観測が難しいX線や赤外線を宇宙空間でとらえるようになり、これらの目に見えない波長領域で輝く星や銀河が続々と見つかった。

こうした中、1967年、核実験を監視する米国の軍事衛星が、宇宙で起こるガンマ線の爆発現象「ガンマ線バースト」をとらえた。これがガンマ線天文学の始まりである。X線と同様、ガンマ線は大気で遮られるため、天文衛星を使う観測が中心となった。しかしそれでも検出は難しく、最初のうちは20個程度のガンマ線天体しか見つからなかった。

1991年に米国のコンプトン衛星が活動を初めてから状況が大きく変わった。コンプトンには総重量約2トンに達する超大型のガンマ線検出器などが搭載された。これにより、一挙に約270個のガンマ線天体が見つかったり、ガンマ線が描き出す宇宙の全体像が浮かび上がった。

これまでに見つかったガンマ線天体の約半数は、電波や可視光などの他の波長領域では見えず、正体がつかめていない。宇宙最大の爆発現象といわれるガンマ線バーストについても、最近はかなり研究が進んだものの、そのエネルギー源など多くの謎が残っている。そして、ガンマ線領域での観測で大きな成果を上げたコンプトン衛星も、2000年大気圏に突入し消滅した。

現在、米日伊仏共同で開発されている次世代ガンマ線天文衛星であるGLAST(Gamma-ray Large Area Space Telescope)が、2006年に打ち上げ予定されている。GLASTは、入射ガンマ線の到来方向とエネルギーを同時に決定することができる電子陽電子対生成型ガンマ線検出器を搭載しており、そのエネルギー範囲(20MeV~300GeV)、視野(2.5str以上)、点源位置決定精度(30秒角~5分角)の全てがこれまでの観測衛星と比べて大きく改善されているので、長期的な観測で得られる検出感度は今までのガンマ線天文衛星の50~100倍に達すると予測されている。これにより観測される高エネルギー天体の数が飛躍的に増えると考えられる。また、日本でもX線天文衛星であるAstro-E2が2005年打ち上げ予定である。Astro-E2にはX線望遠鏡(XRT)や高分解能X線分光器(XRS)などが搭載されるが、その中の一つであるHXD2検出器のアンチ検出器では、ガンマ線バーストやトランジェント天体の観測を目的としている。GLASTで20MeV~300GeV、HXD2で数10keV~700keVのエネルギー領域をカバーすることになるが、広視

野撮像型の全天モニター計画において 100keV ~ 1MeV のエネルギー領域がエネルギーギャップになりつつある。そこでこのエネルギー領域の観測を目的とした検出器として、GLAST の検出器にも使われているシリコンストリップと、位置検出型検出器を組み合わせたガンマ線多重コンプトンカメラの開発が、各国で行なわれている。

第2章　シンチレーション検出器

シンチレーション検出器とは、放射線のシンチレータへの入射に伴う発光を光電子増倍管によって電気的なパルス信号に変換し、その出力パルスの波高値と計数率を測定することで、放射線のエネルギー分布とその強度を知ることができるものである。硬 X 線・軟ガンマ線領域 (数 10keV ~ 数 MeV) の天体観測は、これまでこのシンチレータと光電子増倍管を組み合わせた、シンチレーション検出器が主として用いられてきた。

2.1　シンチレータ

放射線が入射したときに短い減衰時間をもった蛍光 (可視光) を発する物質をシンチレータといい、この発光現象をシンチレーション、発生する光をシンチレーション光という。ガンマ線の場合、シンチレータとの相互作用 (光電効果、コンプトン効果、電子対生成) によってシンチレータ内に自由電子が発生し、この電子がシンチレータ内の束縛電子を励起することによりシンチレーション光を発する。理想的なシンチレーション材料の性質としては次のようなものがある。

1. 荷電粒子の運動エネルギーを高いシンチレーション効率で検出可能な光に変換する。
2. この変換が直線的に行なわれること、つまりシンチレーション光の数が入射放射線のエネルギーに比例していること。
3. 良好な集光特性を得るためその材料は発生した光の波長に対して透明であること。
4. 誘起したルミネセンス (luminescence) の減衰時間が短く、高速の信号パルスを発生すること。
5. 実際の検出器として使用するのに十分な大きさのものが製作できること。
6. シンチレーション光を光電子増倍管へ効率よく導くため、シンチレーション光に対する屈折率がガラスの値 (約 1.5) に近いこと。

これらの条件をすべて満足する材料はないので、実際にシンチレータを選定するにあたっては、これらの条件とその他の因子を妥協させることになる。代表的

なシンチレータには、NaI・CsI・BGO・GSO などの無機シンチレータ、液体シンチレータ、有機シンチレータであるプラスッチクシンチレータなどがある。X 線・ガンマ線領域の天体観測に用いられるのは無機シンチレータであり、その特徴としては発光効率、吸収係数が高い (光電効果の割合が大きい) ことなどが挙げられる。

本研究では主に BGO を用いているが、これは BGO が高エネルギー光子に対して高い阻止能を持ち、硬 X 線・ガンマ線領域の観測に適しているからである。BGO には、蛍光出力が NaI の 12 % しかないという欠点があるが、実行原子番号が大きく無機シンチレータの中でも特に放射線吸収率が大きい。無機シンチレータのうち現在実用されている一般的なシンチレータとその特性を表 2.1 に示す。

表 2.1: シンチレータと特性

	NaI	CsI	BGO	GSO	YAP
蛍光時間 (ns)	230	1000	300	60	30
密度 ($g \cdot cm^{-3}$)	3.67	4.51	7.13	6.71	5.52
蛍光出力 (NaI を 100 とする)	100	47	12	20	40
発光ピーク波長 (nm)	410	565	430	480	347
組成式	NaI	CsI	$Bi_4Ge_3O_{12}$	Gd_2SiO_4	$YAlO_3$
ガンマ線 100keV での平均自由行程 (cm)	0.226	0.147	0.045	0.084	0.687

2.2 光電子増倍管 (PMT:Photomultiplier Tube)

光電子増倍管 (以下 PMT) とは、極めて微弱なシンチレーションパルスの光信号をこれに対応する電気信号に変換する装置である。PMT の構造を図 2.1 に示す。図からわかるように PMT は、光を電子に変換する光電陰極 (光電面)、集束電極、電子増倍部、電子を集める陽極を真空の容器に収めたものである。

光が光電面に入射すると、光電面から真空中に光電子が放出される (光電効果)。その光電子は集束電極によってダイノードに導かれる。ダイノードに向かって加速された電子は、ダイノードと衝突することによって電子の数が増幅される。増幅された電子が、出力信号として陽極に集収される。増幅率は 10^6 ~ 10^8 であり、典型的なシンチレーションパルスは 10^7 ~ 10^{10} 個の電子となる。 PMT の優れている点は、

1. PMT による電荷増幅は非常に比例性よく行なわれるので、極めて広い範囲にわたり最初の光電子の数に対する比例性を保った出力を出す。

2. 内部利得のない半導体検出器 (フォトダイオード) と違い、ノイズに埋もれることなく微弱な信号を検出できる。

3. 最初の光パルスの時間的情報も多く残されていて、継続時間が非常に短い光パルスにさらされた典型的な PMT は 20 ~ 50ns の遅延時間を経て数 ns の時間幅の電子パルスを形成する。

といったことがあげられる。

しかし、光電面に入射した光子すべてが光電子として放出されるわけではなく、実際に光電面から放出される光電子は入射光子の 20 ~ 30 % にすぎない。この入射光子に対する放出される光電子の数の割合を量子効率 (quantum efficiency:QE) といい、 QE=発生する光電子の数 / 入射した光子の数で表される。

PMT の構造にはいくつかある。従来はガラス管のものが主流であったが、近年では電子軌道シミュレーションと微細加工技術によって、極薄型の電極を形成し、高精度で積層させ、ダイノード間を狭くしたメタルチャンネルダイノードを用いたメタルパッケージ化が進み、よりコンパクトなものがでてきた。次節では位置検出型 PMT について述べるが、本研究では位置検出に適したメタルチャンネル型 PMT を用いている。

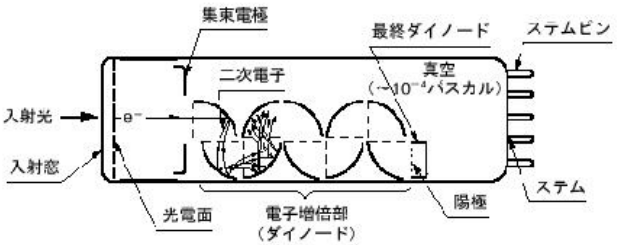

図 2.1: PMT の構造

2.3 位置検出型 PMT

図 2.2 に示すように、PMT の構造にはいろいろある。前節であげた PMT はボックス型で、入射する光子に対して一つの信号出力しかない。これに対して、位置検出型 PMT はマトリックス状またはリニア状に複数のアノード (信号出力電極) をもつ PMT である。また、二層の直交したワイヤ型アノード (クロスワイヤアノード)、クロスプレートアノードを持つ位置検出型 PMT もある。

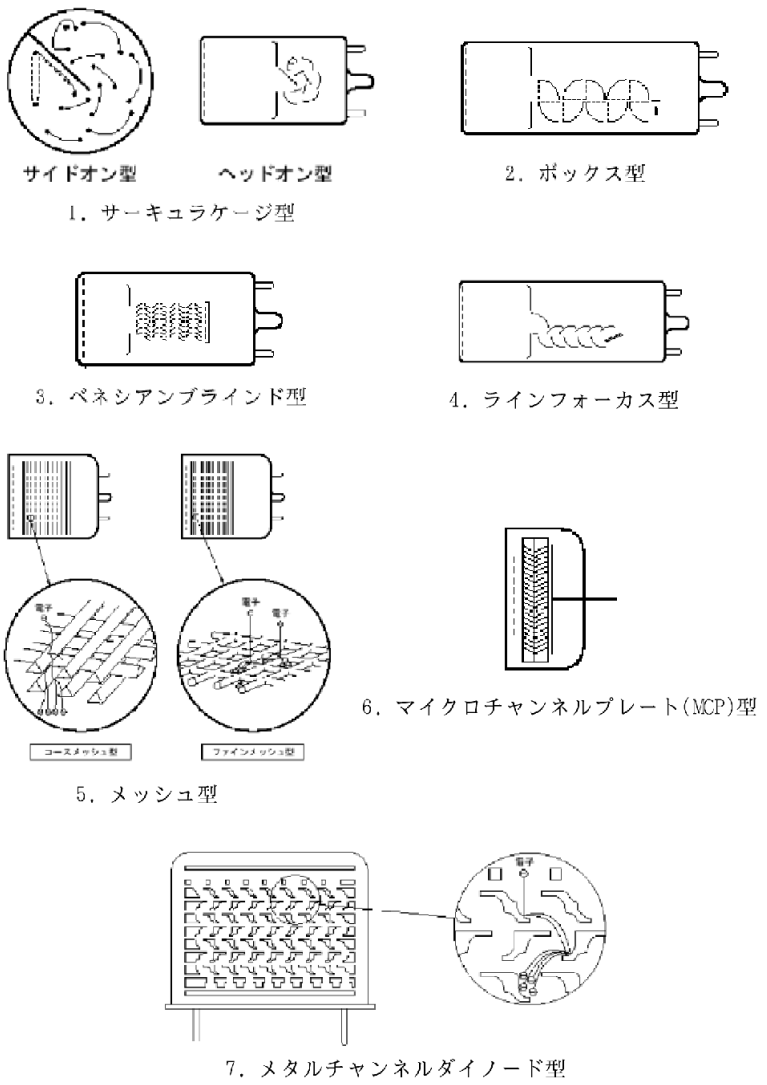

図 2.2: いろいろな PMT の構造

位置検出型 PMT の特徴として複数のアノードがあるということと同時に、電子増幅部におけるダイノード構造がある。その代表的なものが図 2.2 のメッシュ型とメタルチャンネル型の構造をもつ PMT である。メッシュ型のダイノードは、微細なメッシュ状の細線からなり、メッシュ上部に電子があたり、メッシュ上に蒸着された二次電子増倍面より複数個の二次電子が放出され、さらに多くのメッシュダイノードにより 10^6 倍まで増幅される。本研究で用いている位置検出型 PMT は、図 2.2 にあるメタルチャンネル型ダイノードを備えており、アノードが 8×8 の計 64 個のマトリックス状に並んでいるマルチアノード光電子増倍管 (以下 64chPMT) である。これについては次章 3.1 節で詳しく述べる。

メッシュ型、メタルチャンネル型のダイノードはともに微細な構造をしており、ダイノード間の間隔が狭く各段間での二次電子の空間的広がりが小さいために位置検出に適している。またダイノード間の間隔が狭いので、高速応答が可能で、ダイノードから放出された二次電子の電子軌道が外部からの磁場の影響を受けにくいため、高磁場中での使用が可能である。PMT の電気的特性はダイノードの種類だけでなく光電面の大きさやフォーカス系によっても左右されるため一概には言えないが、ヘッドオン型 PMT の各ダイノード別の大まかな特性を表 2.2 にしめす。磁気特性は最も影響を受けやすい軸方向で、特性があまり変化しない上限値である。

表 2.2: ダイノード別特性例

	時間特性 上昇時間 [ns]	磁気特性 [mT]	収集 効率	特徴
サーキュラケージ	0.9 ~ 3.0	0.1	○	コンパクト、高速
ボックス	6 ~ 20	0.1	◎	高収集効率
ラインフォーカス	0.7 ~ 3	0.1	○	高速、高リニアリティ
ベネシアンブライド	6 ~ 18	0.1	△	大口径に向く
ファインメッシュ	1.5 ~ 5.5	700 ~ 1200 以上	△	高磁場用、高リニアリティ
MCP	0.1 ~ 0.3	15 ~ 1200 以上	△	超高速
メタルチャンネル	0.65 ~ 1.5	1 ~ 20	○	コンパクト、高速

2.4 シンチレータと位置検出型 PMT を用いたガンマ線検出器

最近では、核医学における診断装置としてシンチレータとこの位置検出型 PMT を用いたガンマカメラや PET(POSITRON EMISSION TOMOGRAPHY) カメラなどが開発、実用化されている。しかし、天体観測における宇宙関係のガンマ線検出器としてはまだ実用化されていない。そこでその応用として、観測している天体の位置を正確に決めるために用いられる Coded-Mask (暗号化されたマスク) の下に置かれる検出部として考えられている。一方、我々はガンマ線コンプトンカメラへの応用も考えた。このカメラは、ガンマ線の散乱位置でのデポジットエネルギーと位置がわかると入射ガンマ線の方向がコーン状に制限でき、複数のガンマ線についてコーンの交点を求めることにより、ガンマ線源の位置を決定できることを利用したものである。具体的には散乱体として位置検出型半導体ストリップセンサーを置き、その周りをシンチレータと位置検出型 PMT で囲む構造が考えられる。

2.5　本研究の目的

位置検出型 PMT は X 線天文衛星「あすか」の検出器の一つである撮像形蛍光比例計数管 (Gas Imaging Spectrometers:GIS) にも使用されていたが、入射窓は 3 インチ (約 7cm) と大きかった。近年ではメタルパッケージ化によりさらに小型化がなされており、位置決定精度が向上しているばかりか、そのコンパクト性が検出器を組み立てる際に有効になる。本研究で用いている 64chPMT も、3cm × 3cm × 4.5cm と非常にコンパクトである。また、シンチレータにおいて最近注目されている GSO・BGO は、高エネルギー光子に対して高い阻止能を持ち、NaI・CsI のような潮解性や有害性を示さず、比較的扱い易いという利点を有している。このため GSO・BGO は小型化に適したものであり、小型の位置検出型 PMT と組み合わせることにより有効な宇宙ガンマ線用位置検出型検出器になりうる。この小型の位置検出型 PMT とシンチレータを組み合わせた位置検出型シンチレーション検出器は非常にコンパクトであるので、Anti シールドで囲み低バックグラウンド化し易く、位置情報やマルチアノードの波光分布によってバックグラウンドをさらに落とすことができる可能性がある。

本研究では、我々の入手した浜松ホトニクス製の位置検出型 PMT

MULTIANODE PHOTOMULTIPLIER TUBE ASSEMBLY H7546

とシンチレータを用いたガンマ線検出器の開発を目的としている。そのため、本論文では H7546 の 64ch アノードと 1ch ダイノードを読み出すためのシステムを製作して、実際に読み出すことを目指した。

第3章　64chPMT読み出しシステムの開発

本章では、前章で紹介した位置検出型64chPMTの動作確認及びcalibration、また位置分解能・エネルギー分解能等の性能を評価するために、アノード64chとダイノード1chの信号を読み出すためのシステムを設計、作成した。

3.1　64chPMT:H7546

本研究で用いているPMT:H7546の構造を図3.1に示す。この64chPMTは、メタルチャンネルダイノード型のPMTで、信号出力電極であるアノードが、図3.2のように8×8の計64個ピクセル状に並んでいるのが特徴である。

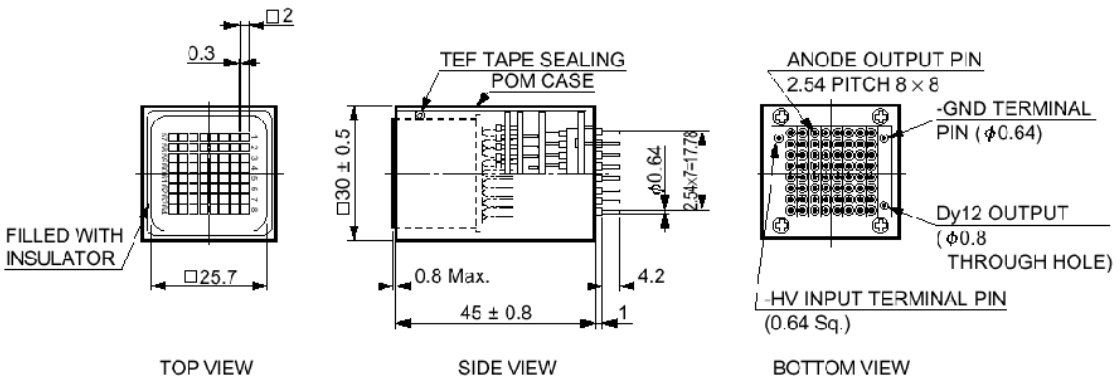

図 3.1: 64chPMTの構造（単位：mm）

図からわかるように、64chPMTは非常にコンパクトであり、メタルチャンネルダイノードの構造をとることで高速応答を実現している。この64chPMTの諸元及び、特性を表3.1、表3.2に示す。マルチアノードタイプのPMTは主に多点計測を必要とする用途向けに開発された製品である。マルチアノード化は、1アノードが従来のPMT1本に相当することから、従来小さなPMTを何個も並べて測定していた用途（主に巨大な高エネルギー物理学実験、医用核医学イメージング装置など）に対して、コストの削減に大きく寄与している。

しかし、64chPMTはマルチアノードであるために、光電面に光子が入射し、増

幅された電子は各アノードに分配されるので、一つのアノードで受け取る電子の数は増幅された電子の一部である。つまり、分配された分一つのアノードで検出される信号の波高は小さくなってしまうから、光電面に入射する光子の数は多いほうがよい。そこで、64chPMT に BGO を付けたときにどれくらい低いエネルギーのガンマ線まで使えるかを考えてみる。放射線計測ハンドブック (日刊工業社出版) より、BGO の全光収率は 8200 個/MeV、64chPMT の量子効率が 20 % であることを考慮し、1 アノードの立体角を 0.14str とすると、1 アノード当たり PMT の光電面で受けるシンチレーション光の数は、1MeV で $8200 \times 0.2 \times \frac{0.14}{4\pi} \sim 10$ 個である。PMT の 1 アノードは 3 個以上光子があれば検出できるので、~ 数100keV が下限であると考えられる。

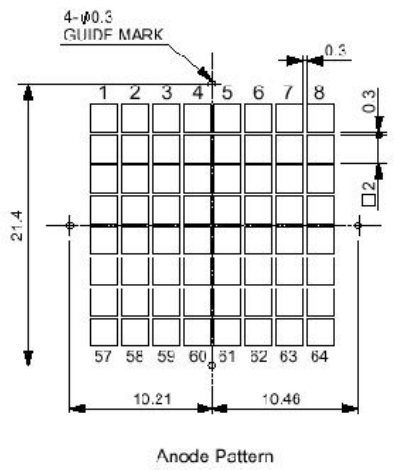

図 3.2: 64chPMT のアノード構造

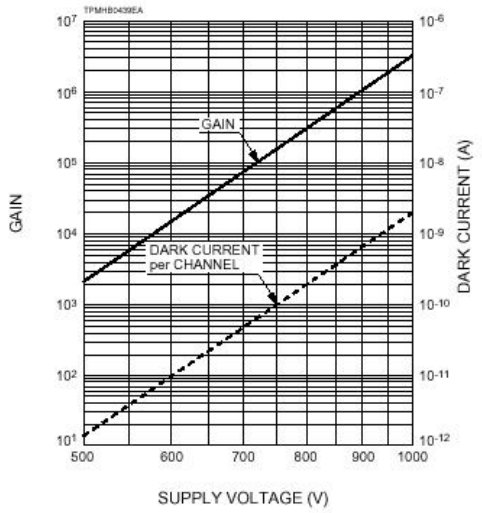

図 3.3: 64chPMT のゲインスペック

表 3.1: 64chPMT の諸元

Parameter		Description/Value	Unit
Spectral Response		300 to 650	nm
Wavelength of Maximum Response		420	nm
Photocathode	Material	Bialkali	-
	Minimum Effective Area	18.1 × 18.1	mm^2
Window Material		Borosilicate	-
Dynode	Structure	Metal Channel Dynode	-
	Number of Stages	12	-
Anode Size		2 × 2	mm^2
Weight		~ 65	g

表 3.2: 64chPMT の特性 (25 ℃の時)

Parameter		Value(Typ.)	Unit
Cathode Sensitivity	Luminous(2856K)	70	μA/lm
	Blue(CS 5-58 filter)	8	μA/lm-b
Quantum Efficiency at 390nm		20	%
Anode Sensitivity	Luminous(2856K)	21	A/lm
Gain		3.0×10^5	-
Anode Dark Current per Channel(after 30min. storage in darkness)		0.2	nA
Time Response (per Channel)	Anode Pulse Rise Time	1.5	ns
	Transit Time Spread(FWHM)	0.3	ns
Pulse Linearity per Channel(±5 % Deviation)		0.6	mA
Cross-talk(with 1mm Optical Fiber)		2	%
Uniformity Among All Anodes		1:3	-

図 3.4 に 64chPMT のブリーダ回路を示す。陰極と陽極の間を抵抗により分圧して、各電極に規定の電圧を与える回路を電圧分割回路、一般にブリーダ回路という。図からわかるように、64chPMT 用のブリーダは陽極接地型 (マイナス高圧用) である。また各ダイノード間の抵抗値は 100kΩ で、これにより各ダイノードに電圧が分配される。ここで後段の抵抗値が大きくなっているのは、電子密度の高くなる後段の電圧を標準電圧配分より高くなるようにし、電極間の電位勾配を高めることにより、空間電荷の影響に打ち勝つためである。前段での電圧配分は光電子収集効率、時間特性、SN 比 (信号ノイズ比) を考慮して抵抗値の大きい抵抗が使われている。陰極への入射光量を増加して出力電流を増加させた場合、入射光量と出力電流との関係は、ある電流値以上で直線性が失われる。実際にブリーダ抵抗 (R1 ~ R15) に流れる電流は、ダイノードからブリーダ抵抗へ逆方向に流れ込むダイノード電流との差になる。つまり、ダイノード電流によるブリーダ電流の相殺、そしてそれに伴う電極間電圧の低下はダイノード電流の大きな後段になるほど顕著になる。このため最大直線出力はブリーダ電流の数十分の一になる。そこで、C1・C2・C3 のデカップリングコンデンサを最後の数段に接続して、パルス期間中 PMT に電荷を補給し、最終ダイノードと陽極間の電圧降下を抑制することにより直線性の改善を行なっている。また、最終ダイノードとその前段のダイノードに、ダンピング抵抗 R16・R17・R18 を挿入することにより出力波形のリンギングを軽減している。さらに、C4・R19 ではハイパスフィルターを作っている。

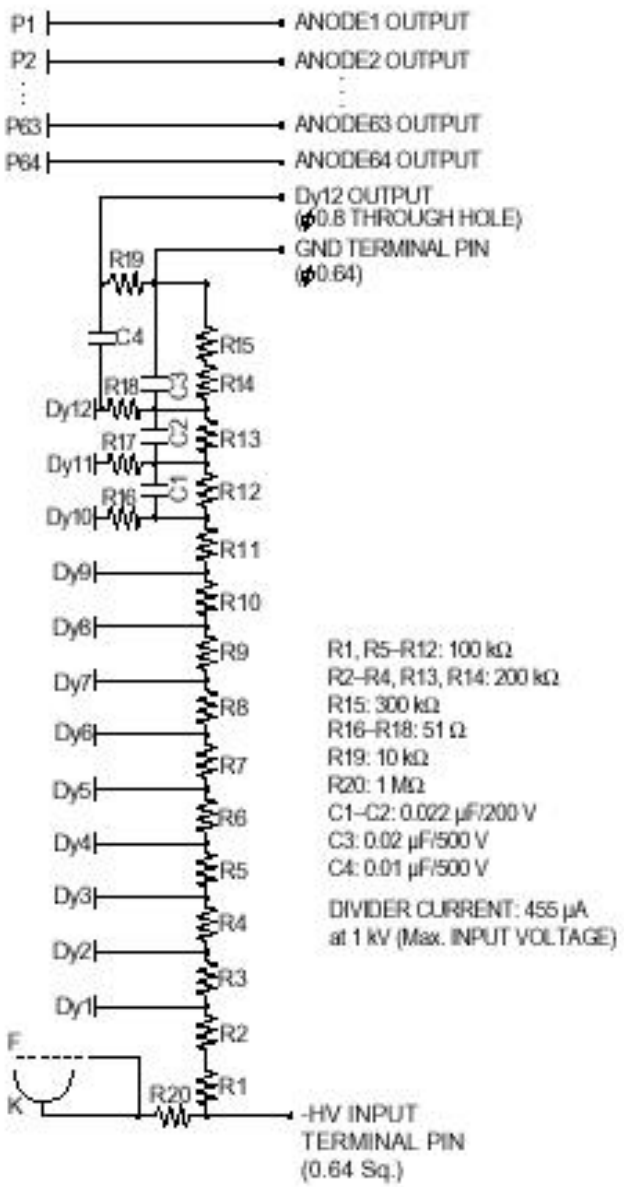

図 3.4: 64chPMT のブリーダ回路

64chPMT を使用するにあたって、そのままでは扱いにくいので、図 3.5 に示す読み出し用基板 (クリアパルス：CP-3152N、宇宙研の久保田さん設計) に取り付けて扱った。この基板は、次節で紹介する VA32C/TA32cg と結合するために作られたものである。これを使うことにより、64chPMT のアノードの output pin を VA32C/TA32cg への入力ピン配置に変換する。つまり、図 3.6 に示すように、64chPMT を中央のソケットに取り付け、プリント基板により外側のピンへ変換している。また、この基板に高電圧電源を接続することにより 64chPMT へ高電圧を供給したり、PMT のグラウンド (GND) ピンをグラウンドに落とす。

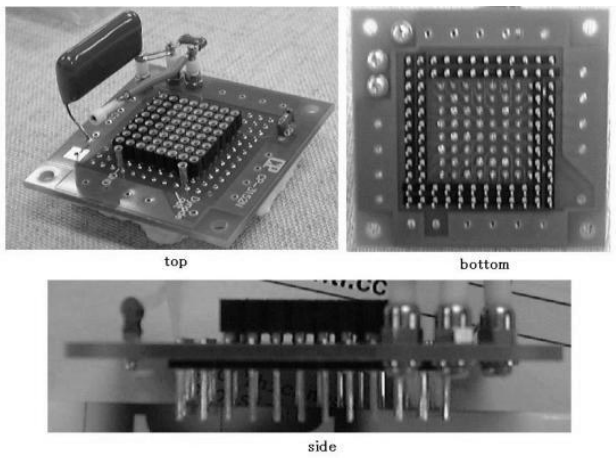

図 3.5: 64chPMT 読み出し用基板

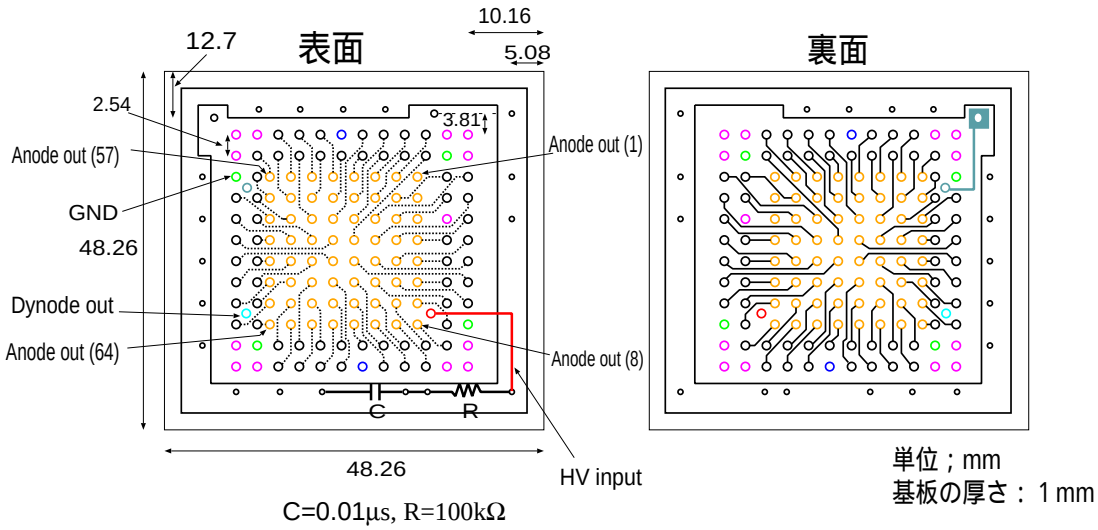

図 3.6: 64chPMT 読み出し用基板の回路図

3.2 VA32C/TA32cg と VA-MCRⅡ を用いた読み出しシステム

当初 64chPMT の読み出しは、64chPMT の読み出し用ボードである IDE 社の VA32/CTA32cg 及び、この VA32C/TA32cg のコントロール、データ取得を行なう VA-MCRⅡ を用いて行なう予定であった。VA32C/TA32cg は、32 チャンネルを同時に処理する VA/TA chip を二つ備えた多チャンネル用の読み出しボードで、セル

フトリガー機能を備えているのが特徴である。VA/TA chip にはそれぞれ Preamp・Shaper・Discriminator が 32 個ずつ一次元的に並んでいる。

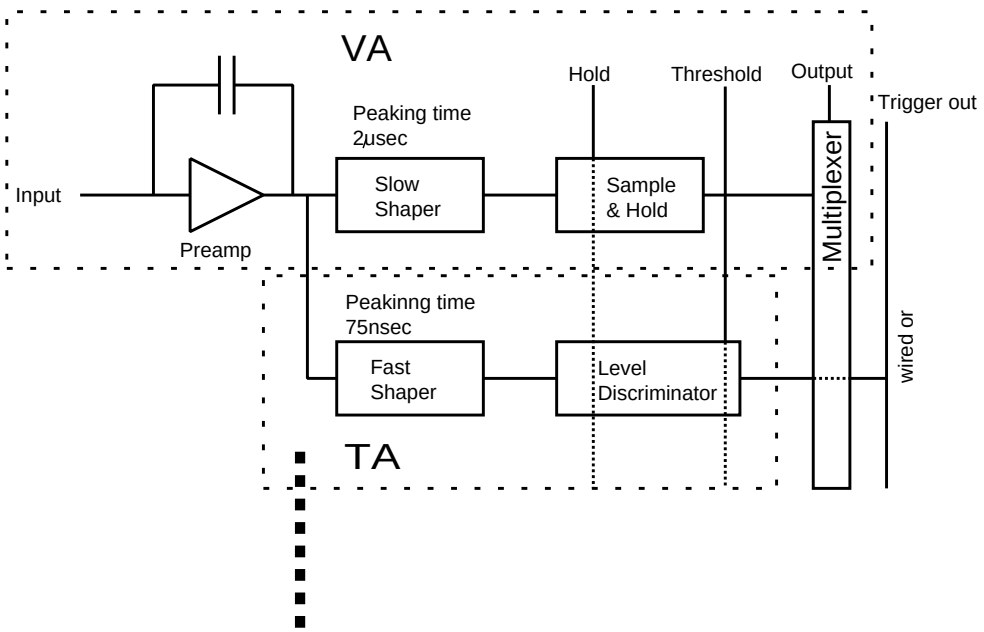

図 3.7: VA32C/TA32cg の構成

VA32C/TA32cg の 1 チャンネルの構成は図 3.7 のようになっており、Preamp、時定数の長い Shaping Amp (Slow Shaper)、サンプル＆ホールド回路、時定数の短い Shaping Amp (Fast Shaper) とレベルディスクリからなる。Preamp、Slow Shaper とサンプル＆ホールド回路の部分を VA と呼び、Fast Shaper とレベルディスクリの部分を TA と呼んでいる。VA がスペクトロスコピーを担当し、TA がトリガーの生成を担当することになる。これらが 32 チャンネル分あり、一次元的に並んでいる。サンプル＆ホールド回路の出力は Multiplexer でつながれ、一つの出力となっており、レベルディスクリの出力は or 回路で全 32 チャンネルをつなぐことで、一つの出力となる。VA32C/TA32cg のセルフトリガーは図 3.7 で示すように、Preamp 出力を VA の Slow Shaper と TA の Fast Shaper に分けることで実現している。図 3.8 のパルス波形は、VA32C/TA32cg の Slow Shaper の出力と Fast Shaper の出力を表す。Slow Shper の出力の peaking time は 2μs である。このタイミングで Hold 信号を送り、サンプルホールドしてやる必要がある。Fast Shaper の出力の peaking time は 75ns であり、Slow Shaper の出力に比べて十分速い。この Fast Shaper の出力に対して、Threshold を設定し、この Threshold を越えたと

き、Trigger out が出力される仕組みになっている。したがって、この Trigger out に対して適当な Delay をかけ、これを Hold 信号として VA32C/TA32cg に送ってやり全チャンネルの読み出しを行なう。

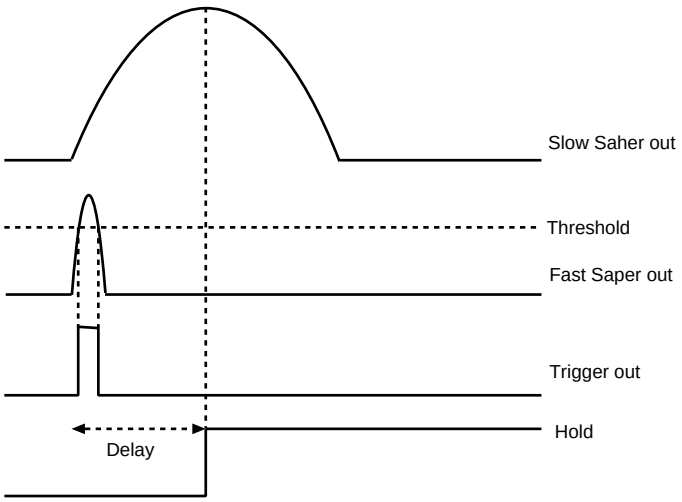

図 3.8: VA32C/TA32cg の信号

VA32C/TA32cg を動作させるためには、上で述べたようなコントロールが必要になる。それを行なうのが VA-MCRⅡ である。この VA-MCRⅡ は以下のような役割を果たす。

- VA32C/TA32cg への電力供給
- VA32C/TA32cg へ送るコントロール信号の生成、タイミング制御
- VA32C/TA32cg の Threshold の設定
- 出力データの A/D 変換
- PC との接続

VA32C/TA32cg と VA-MCRⅡ を用いた読み出しシステムの全体の構成を図 3.9 に簡単に示す。VA-MCRⅡ の動作には ±5V が必要で、トラッキング電源から供給される。VA32C/TA32cg には、±2V の電源が必要であり、VA-MCRⅡ の ±5V から作られる。この ±2V で VA/TA chip に必要なバイアス電圧、バイアス電流が作られる。VA-MCRⅡ は PCI-DIO-32HS (ナショナルインスツルメンツ社製) を介して PC と接続される。PCI-DIO-32HS は LabVIEW 上のソフトウェアからコントロー

ルする (LabVIEW ソフトウェアについては 3.3 節で述べる)。したがって、この LabVIEW 上ソフトウェアから VA32C/TA32cg の設定、データの取得、保存などすべてコントロールできるようになっている。

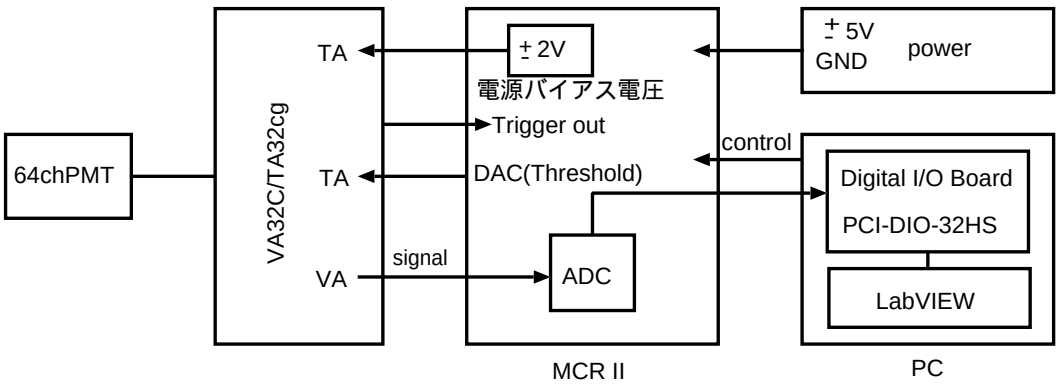

図 3.9: VA32C/TA32cg と VA-MCRⅡ を用いたシステム全体の構成

しかし、VA32C/TA32cg と VA-MCRⅡ を組み合わせて使用するためには、VA-MCRⅡ の内部の可変抵抗を調節し、VA32C/TA32cg に指定されたバイアス電圧、バイアス電流をかけてやらなければならない。そこで VA32C/TA32cg のマニュアルを参考にし、かけるバイアス電圧とバイアス電流を調節した。 しかし、VA-MCRⅡ に関しては、その内部についてのマニュアルはなく、ブラックボックス的ところがあり、結果システムを立ち上げることができなかった。システムがうまく立ち上がっていれば、VA-MCRⅡ 自身が作るテストパルスを VA32C/TA32cg が処理し、LabVIEW プログラムを使い、そのスペクトルを測定することができる。これができなかったことから、システムがうまく動作していないのは明らかである。

そこで我々は、ナショナルインスツルメンツ社の DAQ device である PCI-6024E を入手し、Preamp、Trigger 及び Multiplexer を自作することにより 64chPMT の読み出しシステムを製作することを試みた。次節より、この PCI-6024E を用いた 64chPMT の読み出しシステムの開発について述べる。

3.3 PCI-6024E を用いた読み出しシステムの設計

ここでは、PCI-6024E を用いてどのようにして 64chPMT の信号を読み出すのか、またそのために必要な 64 個の Preamp の作成、Trigger 信号の生成、PMT からの出力信号の Multiplexer による切替え、及び PCI-6024E を制御する LabVIEW ソフトウェアについて述べる。

3.3.1 PCI-6024E

ナショナルインスツルメンツ社の製品である DAQ (Data Acquisition:データ集録) device には数多くあるが、64chPMT からの信号のデータ集録を行なうための条件として以下のようなことを考慮して、まず DAQ device を選んだ。

- 信号出力が 64 本あるため、外付け Multiplexer を付けるとしても、16ch 以上の Analog input があること。
- Threshold のための DAC (Digital Analog Converter) out が 1ch 以上あること。
- Trigger 入力があること。
- サンプリングレートが 200kS/sec (サンプル毎秒) 以上あること。
- 低コストであること。
- LabVIEW で簡単に制御できること。

これらを満たすものとして、低コスト E シリーズマルチファンクション DAQ である PCI-6024E を使用することにした。ここで他の可能性として、CAMAC の ADC でアノード信号 (電流) をそのまま多チャンネル電荷測定することも考えられるが、ADC が多数必要でコストも高くなることから却下した。

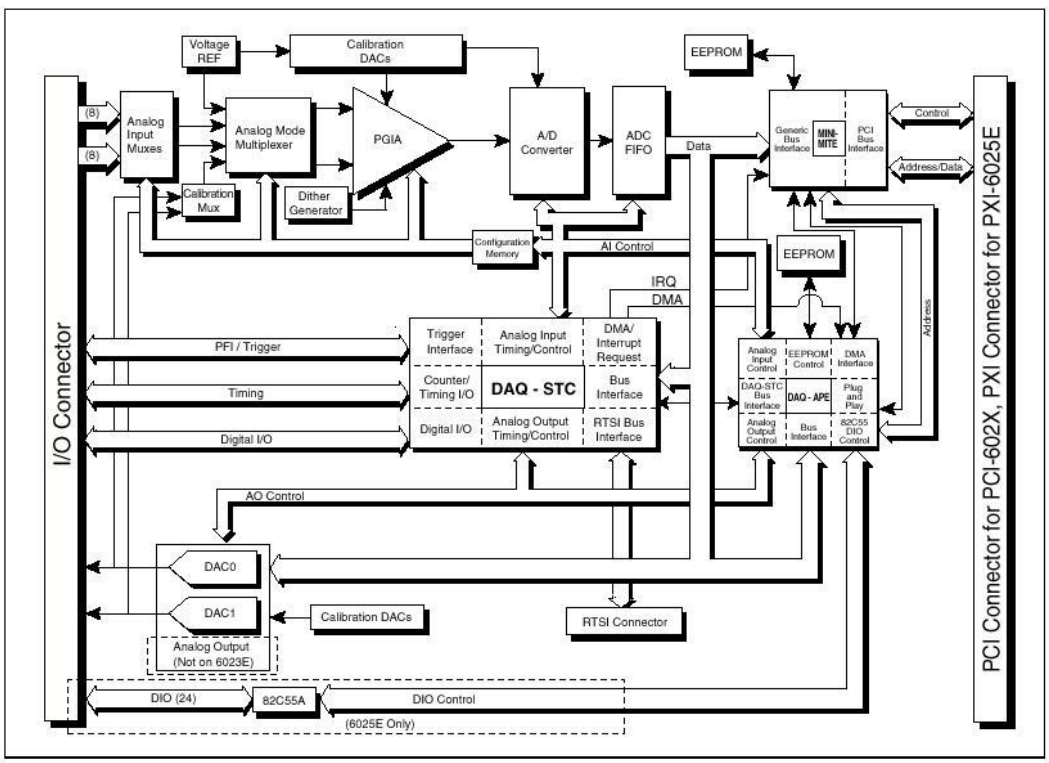

図 3.10: PCI-6024E の Block Diagram

PCI-6024E は Analog input が 16ch、Analog output (DAC out) が 2ch、Digital I/O が 8ch、この他 Trigger や GND など合計 68 個の I/O Connector ピンを持っている。これを PC に差す。実際に PCI-6024E に信号を入出力させるには、専用のリボンケーブル・R6868 と外付け I/O ボード・CB-68LP (以下 DAQ ボード) を用いる。この PCI-6024E のブロックダイアグラム、コネクタピンリストを図 3.10、図 3.11 に示す。

ACH8	34	68	ACH0
ACH1	33	67	AIGND
AIGND	32	66	ACH9
ACH10	31	65	ACH2
ACH3	30	64	AIGND
AIGND	29	63	ACH11
ACH4	28	62	AISENSE
AIGND	27	61	ACH12
ACH13	26	60	ACH5
ACH6	25	59	AIGND
AIGND	24	58	ACH14
ACH15	23	57	ACH7
DAC0OUT[1]	22	56	AIGND
DAC1OUT[1]	21	55	AOGND
RESERVED	20	54	AOGND
DIO4	19	53	DGND
DGND	18	52	DIO0
DIO1	17	51	DIO5
DIO6	16	50	DGND
DGND	15	49	DIO2
+5 V	14	48	DIO7
DGND	13	47	DIO3
DGND	12	46	SCANCLK
PFI0/TRIG1	11	45	EXTSTROBE*
PFI1/TRIG2	10	44	DGND
DGND	9	43	PFI2/CONVERT*
+5 V	8	42	PFI3/GPCTR1_SOURCE
DGND	7	41	PFI4/GPCTR1_GATE
PFI5/UPDATE*	6	40	GPCTR1_OUT
PFI6/WFTRIG	5	39	DGND
DGND	4	38	PFI7/STARTSCAN
PFI9/GPCTR0_GATE	3	37	PFI8/GPCTR0_SOURCE
GPCTR0_OUT	2	36	DGND
FREQ_OUT	1	35	DGND

図 3.11: PCI-6024E のコネクタピンリスト

PCI-6024E は、16ch の Analog input に入力されるアナログ信号を、Analog Multiplexer を図 3.12 のように使い、一定速度で切替えて ADC に信号を送り (連続スキャン)、A/D 変換してディジタル信号としてデータを集録する。この Analog Multiplexer を使うことにより、ADC を一つしか使わなくて済み、低コストであ

るという利点がある反面、各チャンネルのサンプル間で時間的ずれが生じるという欠点がある。64chPMT のアノードは 64 個あり、Analog input が 16 個では足りない。そこで図 3.13 のように PCI-6024E の Analog input につなぐ手前にさらに Dual 4-channel Analog Multiplexer (4 チャンネル切替の Multiplexer) を 16 個取り付けることにより、 64chPMT からの 64 個の信号を読み出すことにした。ここで注意すべき点は、PCI-6024E 内の Multiplexer と外付けの Multiplexer の切り替わりのタイミングをそろえてやらなければならないということである。

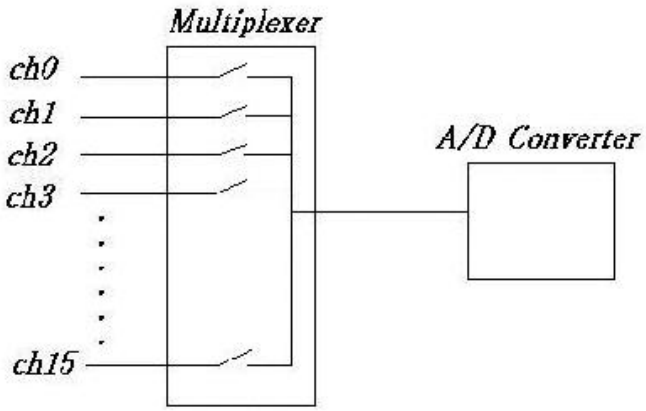

図 3.12: PCI-6024E の Analog Multiplexer

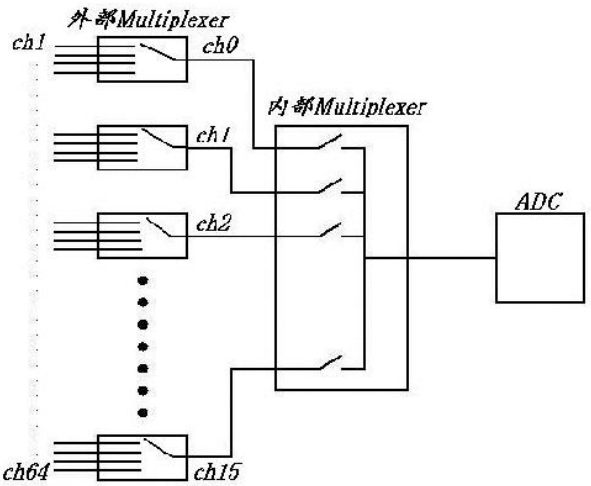

図 3.13: 外付け Multiplexer

PCI-6024E 内の Multiplexer は、LabVIEW プログラムでスキャンレート (1 スキャン = 16A/D 変換) を変更することにより切替時間を決めることができる。また、外付け Multiplexer に関しては、二つの矩形波を作り、そのディジタル信号の真偽によって切替えを行なうので、この矩形波の時定数を調節することにより、PCI-6024E 内の Multiplexer との切替えのタイミングをそろえてやる。このタイミングがあわなければデータ集録はできても、得られたデータがどのアノードのデータであるか判別できなくなる。

DAQ ボードに PMT からの信号を直接入力しても、その信号は小さ過ぎるのでそこから情報を得ることはできない。そこで、前置増幅器 (Preamp) を作成し、信号を増幅してデータ集録を行なう。また、64chPMT から出ている一本のダイノード信号を用いて、多チャンネル読み出しのための Trigger 信号を作り、そこからさらに外付け Multiplexer のスイッチ切替用ディジタル信号を作ることにより、上で述べたアノード 64ch からの信号を読み出す。

以下では、データ集録の全体の流れを説明し、Preamp・Trigger・Multiplexer の作成過程について述べる。

3.3.2 読み出しシステムのフローチャート

図 3.14 に本研究におけるデータ集録の流れを示す。ここでは、この図に沿って 64chPMT からの信号を PCI-6024E を用いて読み出すデータ集録の全体の流れを説明する。ただし、各部の詳細はあとで述べる。

まず 64chPMT を図 3.5 の読み出し用基板に取り付ける。この基板を介して高圧電源より 64chPMT に -1000V の高電圧をかける。また GND をグラウンドに接続する。そして保護のため読み出し用基板までをアルミケースに入れ、黒ビニールで覆い遮光する。次にこの読み出し用基板の出力ピンからのケーブルを Preamp に接続する。Preamp からの出力は外付け Multiplexer に入力される。さらに PCI-6024E 内の Analog Multiplexer (16ch 切替え) に入力され、ADC で A/D 変換される。Preamp out 信号は通常、整形かつホールドし切替えて ADC に入力すべきだが、64ch の信号に対してその回路を実現するのは非常に大変であるので、今回は Preamp の時定数を長くし、それに比べて十分に短い時間で切替えて ADC に入力させる、という簡単な方式を用いた。データ集録は、PCI-6024E に Trigger 信号が入力されたときだけ行なうような設定にした。これは LabVIEW ライブラリ関数を用いて行なう。

Trigger 信号は、まず Comparator を使い、ダイノードの Preamp out 信号を PCI-6024E の DAC out からの一定電圧で Discri をかけ、Discri 信号を生成する。そして、ディレイ回路と NAND 回路を使いこの Discri 信号の立ち上がりを検出するゲート信号を生成し、このゲート信号をワンショット・マルチバイブレータ 74LS123 に入力することにより、一定の幅をもつ Trigger 信号を生成する。さらにこの Trigger 信号を 74LS123 に入力し、外付け Multiplexer の切替信号 A・B を生成する。この切

替信号により外付け Multiplexer の出力の切り替えを行なう。最終的に PCI-6024E の内部の ADC からのデータを LabVIEW プログラムにより集録する。

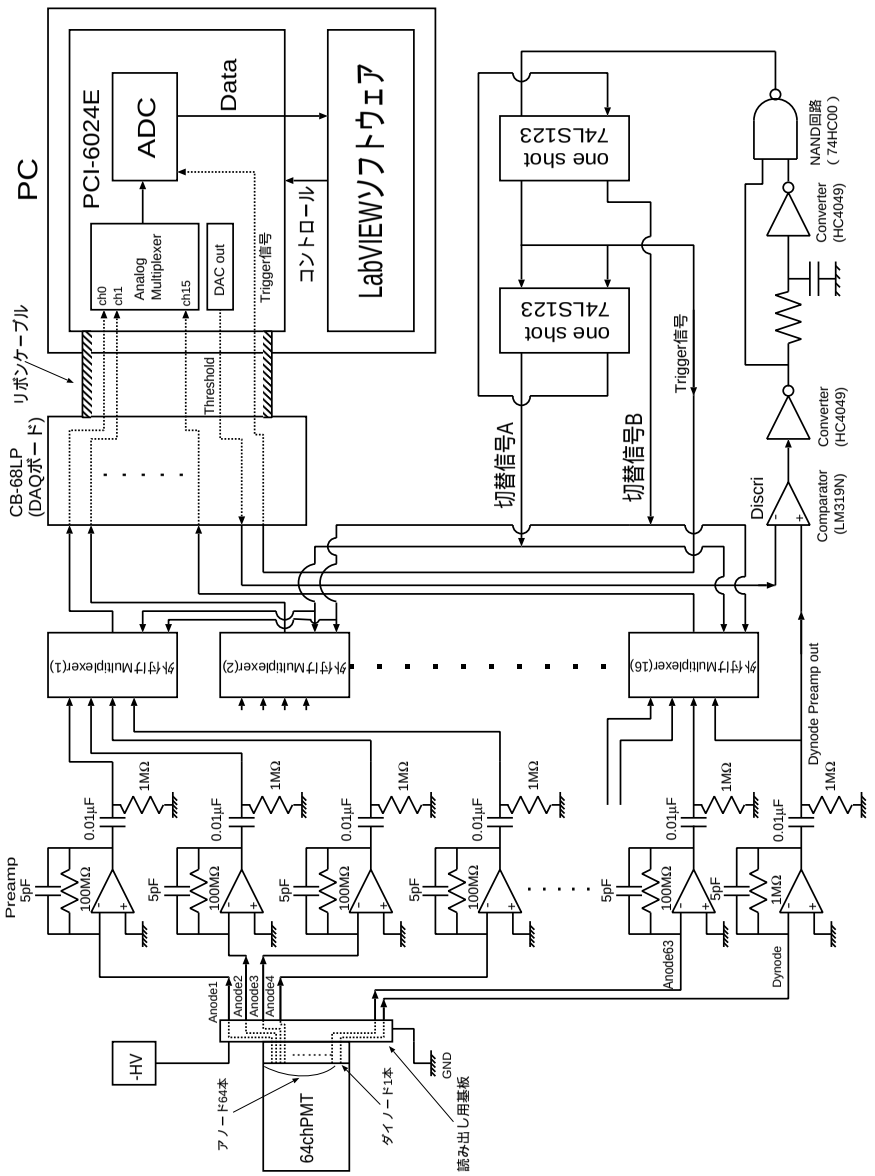

図 3.14: PCI-6024E を用いたデータ集録の流れ

3.3.3 Preamp

Preamp 用の OP アンプは LM6144 (National Semiconductor) を使用した。この規格表を図 3.15 に示す。これは一つの IC に OP アンプが 4 個入っていて、スペースが小さくてすみ、今回のように Preamp を 64 個も作る場合には非常によい。そ

れでもこの LM6144 を 16 個使わなければならない。ここで注意すべきは、アノードが 64 本、ダイノードが 1 本あるので PMT からの出力は合計 65 本ある。4 チャンネル切替えの Multiplexer16 個に入力できる信号は 64 個だから、本研究では、作成できる Preamp の内 63 個をアノード用、残りの一つをダイノード用として用いた。Preamp の回路は、アノードとダイノードで多少異なる。まずどちらも、2MeV の放射線を検出した場合、Preamp out の波高が 5V となるようにゲインを調節した。ここでは ^{137}Cs(662keV) を用いたので、^{137}Cs の測定を行なったときその Preamp out の波高が約 1.6V となるように、コンデンサーは 5pF を使用した。

Preamp の時定数τ は、τ =RC で表される。ダイノードの Preamp out は、Discri 信号を作るのに使われるので、1MΩ の抵抗を使用することで比較的時定数を短くした。これに対して、アノードの時定数は 100MΩ の抵抗を使用し、長くした。これは、時間の経過による Preamp out の波高値の変化を小さくするためである。Multiplexer(PCI-6024E 内、外付け共)のスイッチは有限の時間で切り替わる。そうすると、Preamp out の信号が同時に Multiplexer に入力したとすると、Multiplexer の切り替わりの最後のほうの信号は減衰してしまい、データとして無意味なものになってしまう。これを防ぐために Preamp out の信号の時定数を長くして、出力波高の変化を小さくしてやらなければならない。PCI-6024E 内の ADC において A/D 変換の間隔は、少なくとも 5μs の時間が必要であり、64chA/D 変換するとなると約 320μs の時間が必要である。そうすると、アノードの Preamp out の信号の時定数は数 100μs 以上にする必要があるので、100MΩ の抵抗を使用した。しかし、実際は約 120μs ほどしかなく、それぞれの Preamp out で多少のばらつきがあった。これは、100MΩ という抵抗値が大き過ぎることと、その抵抗値を調べる術がなかったために起こったと考えられる。また、OP アンプの出力に付けた 0.01μF のコンデンサーは、OP アンプのオフセットを取り除くためのものである。

ここでさらに考えるべきことは、時定数を長くとっているために、まだ完全にゼロになっていない直前の信号のテイル部分に次の信号がパイルアップ (積み重なる) することが重大な問題になる。これの処理については現在検討中である。

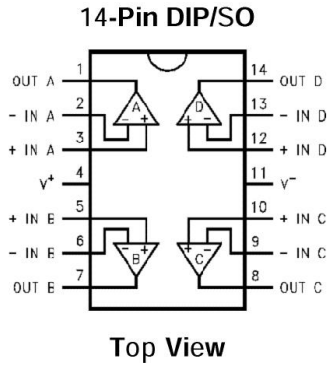

図 3.15: LM6144 の規格表

3.3.4 Trigger

Trigger 信号は、PCI-6024E の Trigger ピンに入力されデータ集録開始の合図となる。そこでこの Trigger 信号をダイノードの Preamp out 信号より生成する。LabVIEW のプログラムの中には、ある一定のアナログ信号を出力するプログラムがある。このプログラムを使い、一定電圧 (マイナス信号) を DAC out ピンより出力する。図 3.16 のように、Comparator (LM319N) のプラス input にダイノードの Preamp out 信号を入力し、マイナス input に DAC out を入力する。この DAC out の一定電圧を Threshold とし、ダイノードの Preamp out 信号に Discri をかけてやることによりまず Discri 信号を生成する。このとき、ヒステリシスをかけノイズによるばたつきを防いだ。また、この時点では Comparator 出力がマイナスの極性であるため、Discri 信号はマイナスの信号である。よって Converter (HC4049:NOT 回路) を使い反転させプラスの信号にしてやる。LM319N と HC4049 の規格表を図 3.19 と図 3.20 に示す。しかし、この Discri 信号を Trigger 信号にしてしまうと、ダイノードの Preamp out 信号の変動により幅が一定値にならない (丸の部分)。そこで図 3.17 のように Discri 信号を二つに分け、片方をディレイさせ、この二つの信号を 74HC00 (NAND 回路) に入力し、Discri 信号の立ち下がりを検出するゲート信号をまず生成する。ゲート信号の生成の過程を図 3.18 に示す。そしてこのゲート信号をワンショット・マルチバイブレータ 74LS123 に入力し、一定幅の Trigger 信号を生成する。ここでは PCI-6024E が、一回 A/D 変換するのに少なくとも 5μs の時間が必要であることを考慮し、Trigger 信号の幅を 85μs に設定した。また、図 3.14 からもわかるように、Trigger 信号は外付け Multiplexer のスイッチ切替信号生成のためにも使われる。74HC00 (NAND 回路) の規格表を図 3.21 に示す。

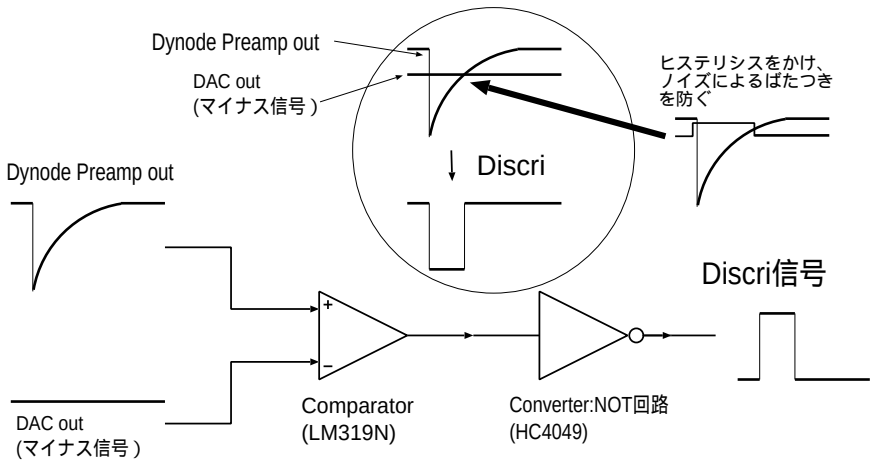

図 3.16: Discri 信号の生成

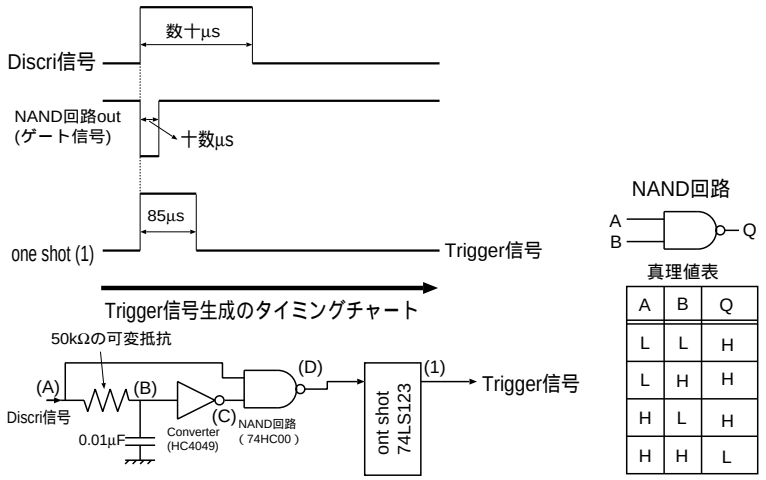

図 3.17: Trigger 信号の生成

図 3.17 の点 (A)、(B)、(C)、(D) における波形が、図 3.18 の (A)、(B)、(C)、(D) に対応する。(A) に Discri 信号が入力し、抵抗・コンデンサーで積分された信号 (B) が NOT 回路により反転・整形され、抵抗とコンデンサーによる時定数だけディレイした信号 (C) が生成される。この (A) と (C) の信号が NAND 回路に入力され、NAND 回路の真理値表に従い gate 信号 (D) を生成する。

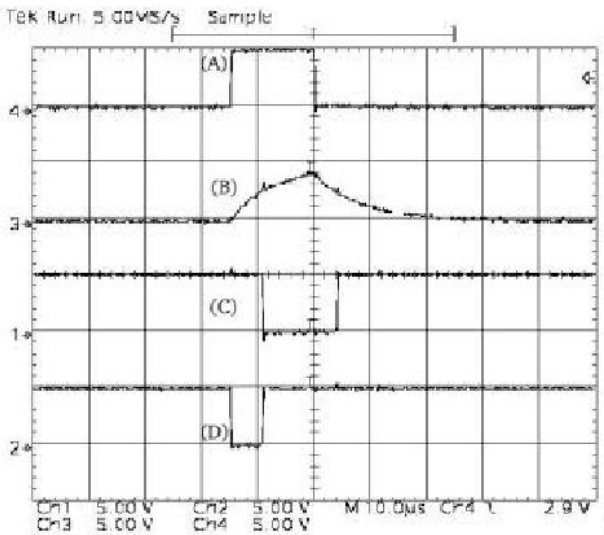

図 3.18: ゲート信号の生成

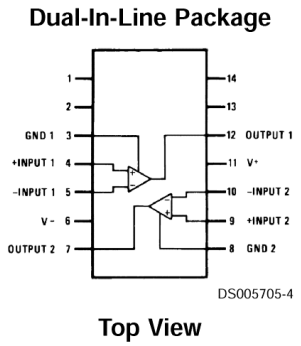

図 3.19: LM319N の規格表

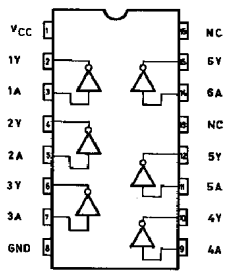

図 3.20: HC4049 の規格表

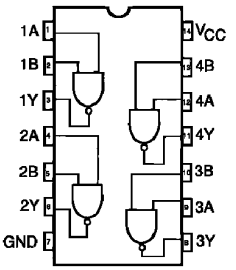

図 3.21: 74HC00 の規格表

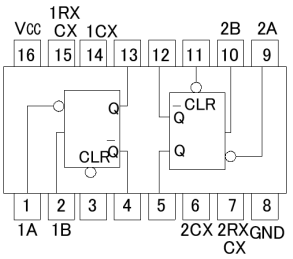

図 3.22: 74LS123 の規格表

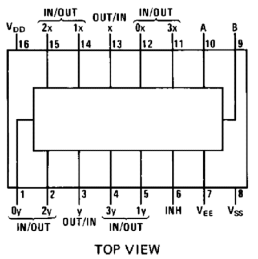

図 3.23: Dual 4-channel Analog Multiplexer(4052B) の規格表

3.3.5 Multiplexer

外付け Multiplexer のスイッチの切替信号は、図 3.24 のように、Discri 信号の立ち上がりのエッジを検出して生成したゲート信号を、IC・74LS123 に入力して Trigger 信号を生成し、この Trigger 信号をさらに 74LS123 に入力することにより生成する。74LS123 は、入力パルスが H → L となるとき抵抗値 R と電気容量 C で決まる長さの矩形波を生成する (逆に入力パルスが L → H になるときに矩形波を生成するピンもある)。74LS123 の規格表を図 3.22 に示す。外付け Multiplexer の切替えは二つのディジタル信号の真偽によって行なうので、74LS123 を Trigger 信号生成用に加え、さらに三つ使うことによりこれを実現した。図 3.24 のように Trigger 信号を二つの 74LS123 に分けて入力し、74LS123 (2) では時定数 170μs の矩形波を生成し、切替信号 A とする。また、74LS123 (3) では時定数 85μs の矩形波を生成し、さらにこれを 74LS123 (4) に入力し時定数 170μs の矩形波を生成する。これを切替信号 B とすると、図 3.25 のような 85μs ずれた矩形波ができる。これが Multiplexer の切替信号 A・B となる。生成する矩形波の時定数τ はτ = 0.45 × R × C (ただし、C > 1000pF) で決まる (R、C は図 3.24 の丸で囲まれた部分の抵抗とコンデンサーの抵抗値と電気容量)。本研究では Multiplexer の切替えを 85μs で行なうように指定するから、74LS123 の出力信号の時定数は 170μs とする。

ここではCを0.01μFに固定して、Rは50kΩの可変抵抗を使用し、抵抗値を変化させ、オシロスコープを見ながら幅を設定した。

本研究で使用したDual 4-channel Analog Multiplexer HC4052B (TOSHIBA)の真理値表と規格表を、表3.3と図3.23に示す。Dual 4-channel Analog Multiplexer 4052Bは、一つのICに4チャンネル切替のMultiplexerが二つ入ったものである。74LS123により生成されたMultiplexer切替信号はMultiplexerに入力され、四つの入力信号0X・1X・3X・4Xを順番に出力する。真理値表より、Multiplexerに図3.25のタイミングチャートのような切替信号A・Bが入力された場合、入力信号が出力される順番は、0X → 1X → 3X → 2Xとなる。0Xの信号が出力されるのはTrigger信号の幅である85μsの間である。これに続き85μsでディジタル信号の真偽が切り替わる。

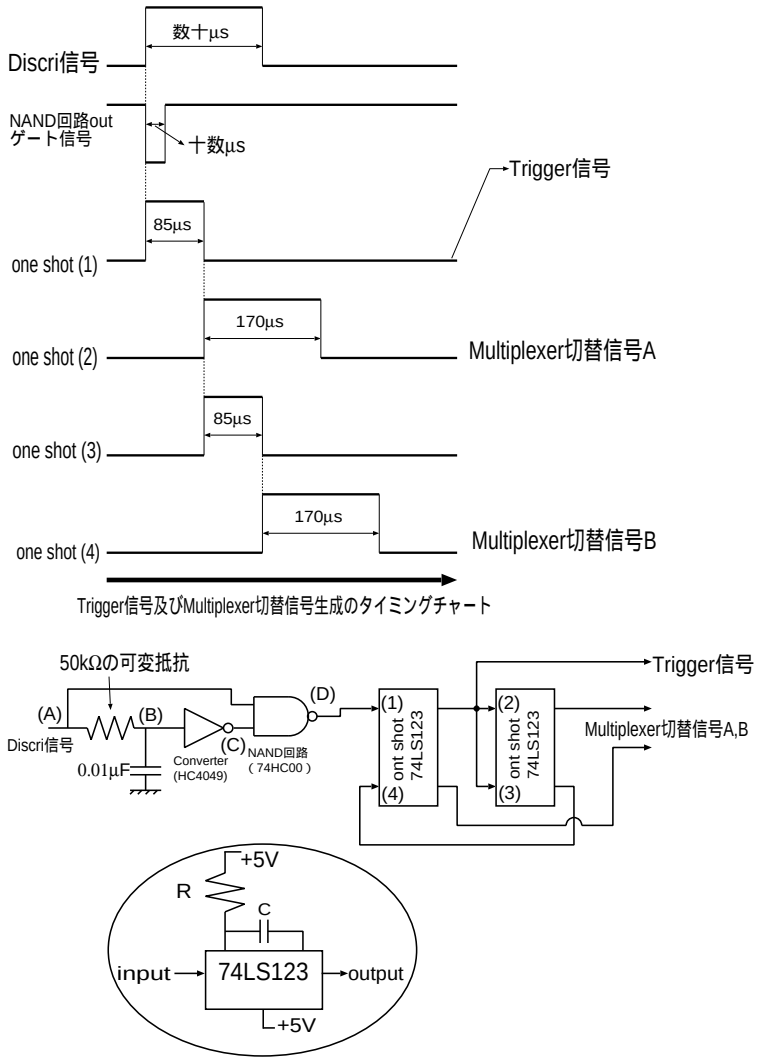

図 3.24: 74LS123 による Multiplexer 切替信号の生成

表 3.3: Multiplexer の真理値表

A	B	out
0	0	0X
1	0	1X
0	1	2X
1	1	3X

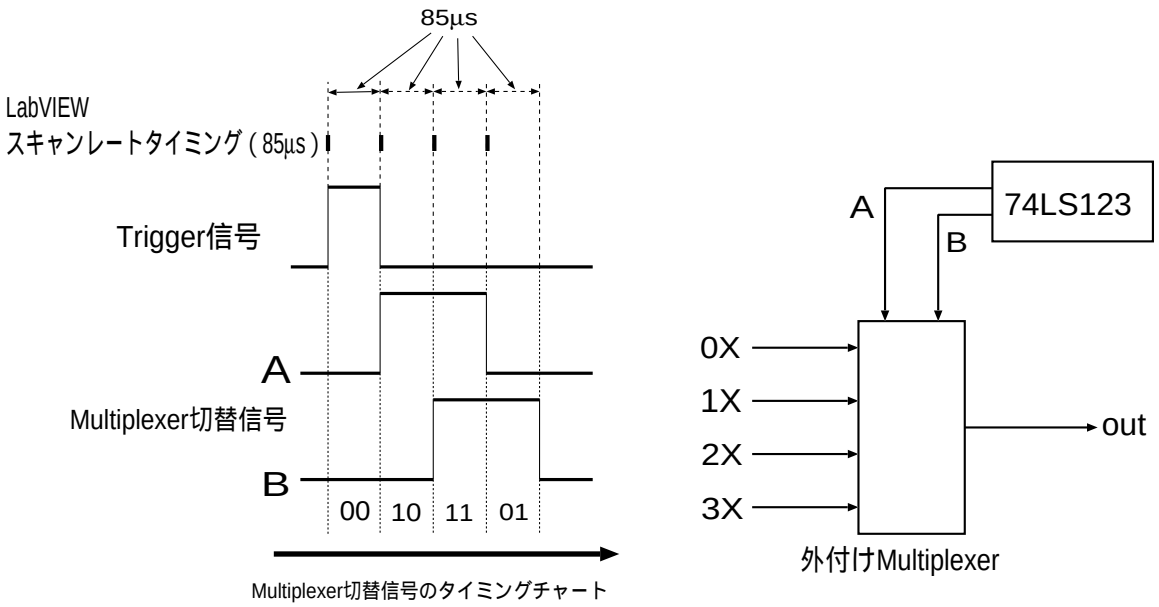

図 3.25: Multiplexer の切替え

3.3.6 LabVIEW ソフトウェア

これまで述べてきたシステムは、PCI-6024E を LabVIEW ソフトウェアで制御することによりデータ集録が可能である。ここではその LabVIEW ソフトウェア (ナショナルインスツルメンツ社) について述べ、実際に用いた LabVIEW プログラムについて説明する。

まず、LabVIEW の特徴として以下のようなことがあげられる。

- LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench : ラボラトリ仮想計測器エンジニアリングワークベンチ) は、グラフィカルプログラミング言語「G」をベースにした開発環境であり、多用なハードウェアと通

信を行なえるライブラリ関数が組み込まれている。

- LabVIEW を使用すると、カスタムデータの集録や、テスト、測定などのソリューションに必要な速い実行速度を実現する 32 ビットでコンパイルされたプログラムを作成することができる。また、単独で実行可能なファイルを作成することもできる。

- LabVIEW では、技術者や、科学者、エンジニアにとってなじみのある用語や、アイコン、考え方を採用し、プログラミング操作は、テキスト言語ではなくグラフィカル記号で表されている。

- LabVIEW は、データの集録、解析、表示、保存のための総合的なライブラリを備えているほか、従来のプログラム開発ツールも含まれて、ブレークポイントを設定したり、プログラムの実行をグラフィック化することにより、プログラムの実行状態を確認できる。また、プログラムをシングルステップで実行してデバッグや開発を簡略化することができる。

LabVIEW のこのような特徴を生かし、計測システムやデータ集録システムのプログラムを短期間に完成させることができる。また、計測システムの試作、設計、テスト、実装などに LabVIEW を使用することで、システム開発時間を短縮し、生産性を 4 倍から 10 倍にも向上させることができる。

LabVIEW のプログラムは、二つの仮想計測器 (Virtual Instrument:VI) であるフロントパネルとブロックダイアグラムを使って作られる。フロントパネルは、LabVIEW のグラフィカルユーザインターフェースである。このインターフェースはユーザ入力を収集して、プログラム出力を表示する。フロントパネルには、ノブや押しボタン、グラフのほか、その他の「制御器」や「表示器」を配置することができる。ブロックダイアグラムには、VI のグラフィカルソースコードが含まれており、フロントパネルで作成した入力や出力を制御したり、これらに対して関数を実行するための VI をプログラムする。ブロックダイアグラムには、LabVIEW に組み込まれた VI ライブラリの「関数」や「ストラクチャ」のほか、フロントパネルで作成した表示器や制御器に対する「端子」も配置することができる。

図 3.26、3.27 に本研究で使用した LabVIEW プログラムのフロントパネルとブロックダイアグラムを示す。このプログラムは、PCI-6024E の Analog input に信号が入力され、その信号を Trigger 信号が入力されたときに A/D 変換を行ない、それをグラフに表示するというサンプルプログラム (Acquire N - Multi-Digital Trig.vi) を書き換えたものである。具体的には、A/D 変換して得られるデータをファイルに落とす、DAC out から Trigger 信号生成のための Threshold の信号を出力する、PCI-6024E の Analog input16 チャンネル全てからの信号を読めるようにする、といった機能を付け加えたものである。さらに各部の詳細について述べる。まず図 3.27 の 1 の部分が図 3.26 の (ア) の部分に相当し、これによりトリガのタイプを選択する。2 の部分は Trigger 信号、または集録する信号が入力されたかを

確認し、入力されれば true を返し、入力されなければ false を返してデータ集録を中止する。この場合、true または false の検出の時間をフロントパネルの制御器により指定することができ、その時間を越えると（キ）の部分が赤く点灯し、プログラムが中止される。

次に実際に信号を集録する部分として、中級 VI である 4・AI Config VI、5・AI Start VI、6・AI Read VI、8・AI Clear VI がある。これらはセットで用いられ、AI Config VI では、読み出すチャンネルや使用するバッファのサイズなどさまざまな集録パラメータをセットし、AI Start VI では集録するスキャン数、VI がデータを取り込むレート（スキャンレート）、トリガ設定など、集録を開始するためのプログラムに使用するパラメータを指定し、AI Read VI ではデータ集録バッファよりデータを回収するパラメータを指定し、AI Clear VI で集録に使用した全てのバッファとその他のリソースの割当を解除するという仕組みになっている。

また、これらの VI でエラーが発生したときは、このエラーが残りの VI を介して 8 の Simple Error Handler VI に渡され、表示される。10 の部分で 6・AI Read VI から読み込まれたデータをグラフ（表示器）に表示する。これはフロントパネルの（ク）の部分に相当する。このグラフ表示と同時に 11 の部分でデータをファイルに落とす。さらに 3 の部分で Trigger 信号生成の Threshold 値を指定する。この Threshold 値はフロントパネルの（カ）の部分の制御器を操作することにより変更することができる。これにより生成された一定電圧が DAQ device の DAC out より出力される。最後にフロントパネルの（ケ）の部分のストップボタンを押すと、ブロックダイアグラムの 12 の部分で false が入力されデータ集録が終了する。

このように、このプログラム一つで全てのデータ集録が可能である。あとは DAQ device に入力する信号を外で制御してやればよいだけなので、LabVIEW を使用することにより非常に簡単にデータ集録を行なうことができる。

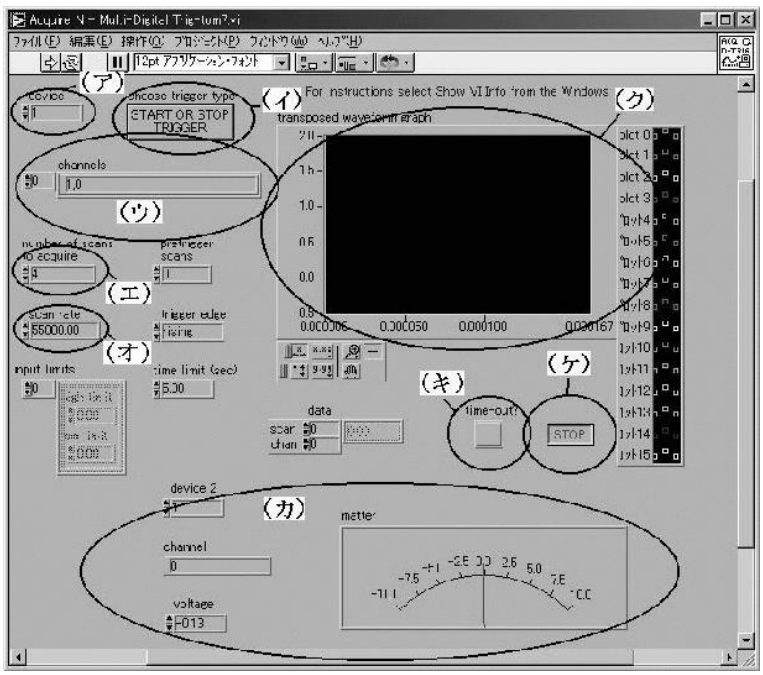

図 3.26: フロントパネル

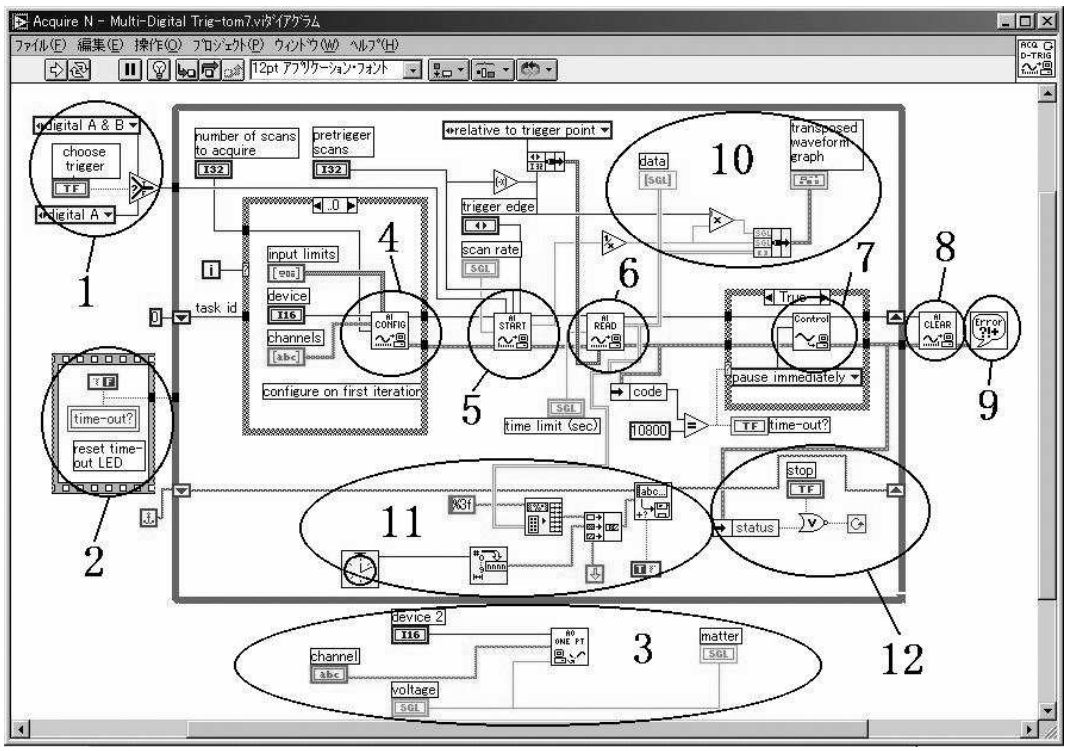

図 3.27: ブロックダイアグラム

第4章　読み出しシステムの動作確認と今後の課題

製作した読み出しシステムを用いて、64chPMT に LED からの光を光ファイバーを通して入射させ、データ集録を行なった。本章では、この実験のセットアップ、得られたデータの検証、それによる読み出しシステムが正常に動作しているかどうかの確認、判明した問題点への対策、及び今後の課題について述べる。

4.1　読み出しシステムの動作確認のための実験方法とそのセットアップ

作成した読み出しシステムを使い図 4.1 のような実験セットアップを組んだ。この実験では 64chPMT に点源状の光を入射させるために、パルスジェネレータを LED に接続し、LED の光を光ファイバーを通して光電面に入射させた。ここで、Preamp out の信号の時定数を十分長くとるために、パルスジェネレータからの信号の減衰時間を長くした。また、今回はシステムの動作確認ということで、64 本のアノードのうち 25 本のアノードを Preamp に入力した。64chPMT には高圧電源より -1000V の高電圧を印加し、Preamp の電源は $\pm$12V とした。この 12V よりレギュレータを使い、Analog Multiplexer ・LM319N・HC4049・74HC00・74LS123 に $+5$V または -5V を供給した。Multiplexer out16 本を DAQ ボートを通して PCI-6024E の Analog input に入力し、オシロスコープを見ながら可変抵抗の抵抗値を変え、Trigger 信号・Multiplexer 切替信号の幅を調節した。

この状態で LabVIEW プログラムの実行ボタンを押し、データを集録するファイルを指定してやるとデータ集録が始まる。データ集録を終了するときは、LabVIEW プログラムの STOP ボタンを押すと終了する。使用する PMT は位置検出型 64chPMT であるから、この実験では、光ファイバーの位置をずらし、光の入射位置をいくつか変えて測定を行ない、光の入射位置を判別できるかを確認した。この確認を、出力波高を横軸、カウントを縦軸にとった各アノードにおける出力電圧分布を見ることによって行なった。

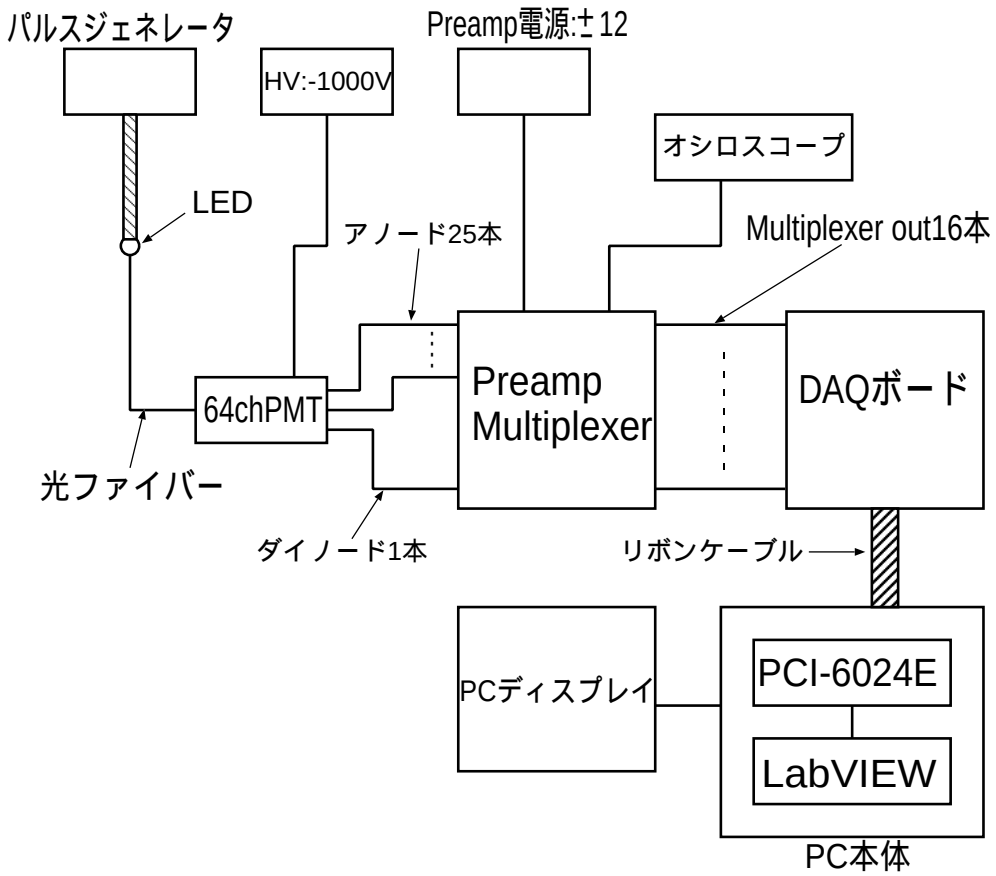

図 4.1: 実験のセットアップ

4.2 実験結果

光ファイバーを動かし、光の入射位置をいくつか変えてデータ集録を行なった。具体的には、光電面の真中付近と角付近数箇所である。図 4.2 と図 4.3 に、光ファイバーからの光を光電面の真中に入射させた場合と、角付近に入射させた内の一つのアノードの電圧分布図を示す。この図は、PMT の光電面を正面から見たときのアノードの配置で並んでおり、丸で囲んだ部分が今回使用したアノードの電圧分布図である。また、この電圧分布に対応する光電面のアノードの正面から見たときの配置を表 4.1 に、PCI-6024E 内の Multiplexer の切り替わりにより各 Analog input でデータ集録されるアノードと、そのアノードが外付け Multiplexer により切り替わる順番を対応させたものを表 4.2 に示す。この表は、横の 0 ~ 15 には PCI-6024E の Analog input のチャンネル、つまり PCI-6024E 内の Multiplexer の切り替わり、縦の 0 ~ 3 には各外付け Multiplexer の切り替わりの順番を書いたものである。まず外付け Multiplexer の 0 番が横に 16 個読み出され、次に 1 番 16 個、2 番 16 個、3 番 16 個と読み出されることにより合計 64 個のデータ集録が行なわれる。ここで

括弧で囲まれた番号は今回使用していないアノードである。表 4.1 と図 4.2、図 4.3 をそれぞれ対応させて見てみる。図 4.2、図 4.3 で○ で囲んであるのは実際に読み出しを行なっているアノードを示す。

表 4.1: 光電面を正面から見たときのアノード配置

57	(49)	41	(33)	25	(17)	09	(01)
(58)	(50)	(42)	(34)	(26)	18	(10)	(02)
(59)	51	43	35	(27)	19	(11)	03
(60)	(52)	(44)	36	28	(20)	(12)	(04)
61	(53)	45	37	29	(21)	13	(05)
(62)	(54)	46	38	(30)	22	(14)	(06)
(63)	55	(47)	39	(31)	23	(15)	07
(64)	(56)	(48)	(40)	(32)	24	(16)	(08)

表 4.2: PCI-6024E 内 Multiplexer の切り替わりと外付け Multiplexer の切り替わりの順番の対応表

	PCI-6024E 内 Multiplexer の切り替わり															
読み出し順	ch	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
	0	(01)	(05)	09	13	(17)	(21)	25	29	(33)	37	41	45	(49)	(53)	57	61
	1	(02)	(06)	(10)	(14)	18	22	(26)	(30)	(34)	38	(42)	46	(50)	(54)	(58)	(62)
	2	03	07	(11)	(15)	19	23	(27)	(31)	35	39	43	(47)	51	55	(59)	(63)
	3	(04)	(08)	(12)	(16)	(20)	24	28	(32)	36	(40)	(44)	(48)	(52)	(56)	(60)	(64)

まず、光を真中付近に入射させたときは、表 4.1 を見ると 35、36、28、37、29 に対応するアノードに強い信号が入射しているはずである。そこで図 4.2 を見ると、真中よりやや上の方の 35、18、19 に強く入射しているのがわかる。このことから真中に入射したつもりがやや上の方に入射させていたと考えられる。次に光を角付近に入射させた場合を見てみる。図 4.3 を見ると、向かって右側に強く光が入射しているのがわかる。さらにアノード 9 に強い光が入射していることから、光電面の向かって右上の角に光を入射させていることがわかる。

また、使用していないアノード 1、2、4、5、6、8 にも強い光が入射しているように見える。これは明らかにおかしく、この図を見た限りでは、Multiplexer の切替えが正常に行なわれておらず、表 4.1 よりアノード 3 と 7 の信号が間違えて読み出されていると考えられる。このことについては次節で述べる。右上以外の位置にも光を入射させたが、これと似た現象が多数見受けられ、正しくデータ集録ができ、位置を検出できたのはこの二つだけであった。このことから、製作したシステムの動作はかなり不安定であることがわかった。次節において、動作確認で浮かび上がった問題点と、その対策について述べる。

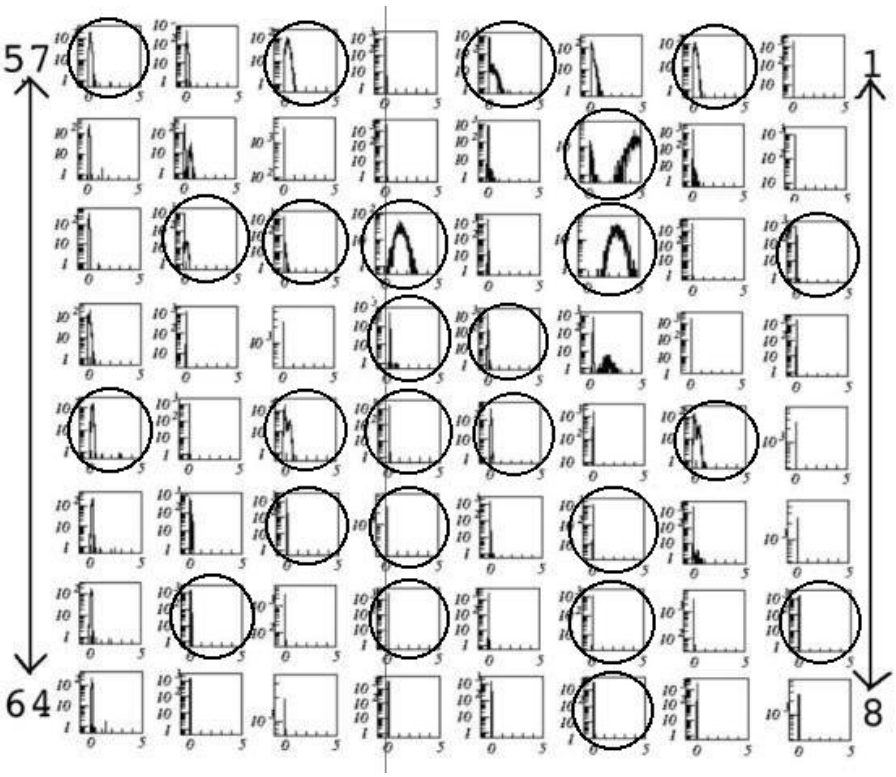

図 4.2: 真中に入射させた場合の各アノードの電圧分布

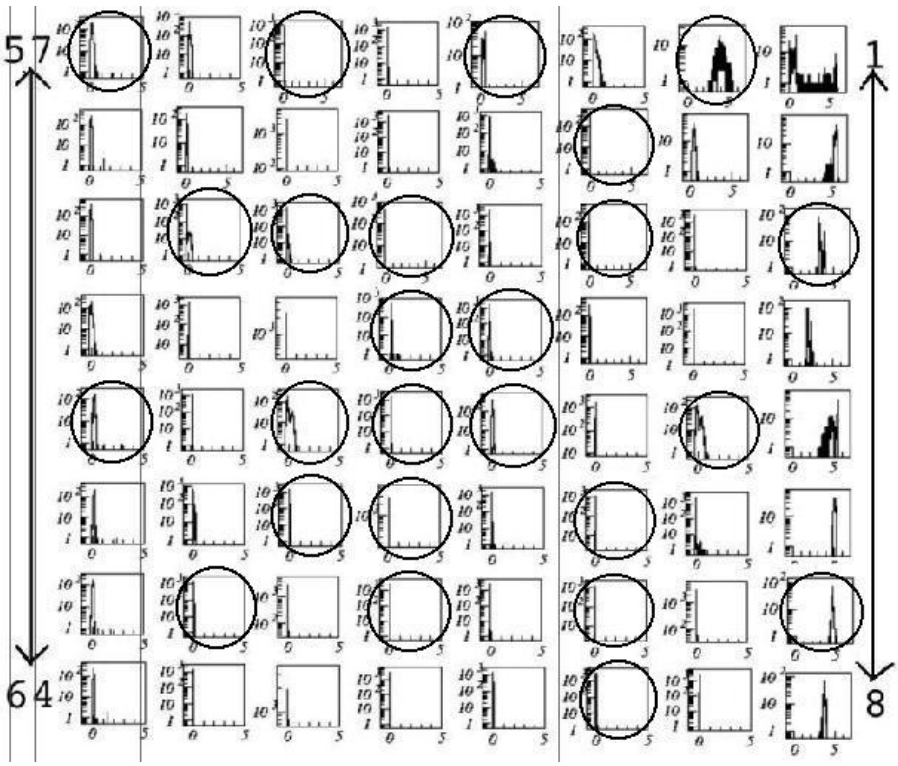

図 4.3: 右上付近に入射させた場合の各アノードの電圧分布

4.3 動作確認により浮かび上がった問題点とその対策

回路

まず、製作したシステムの回路についてであるが、小さい基板に Preamp 用 OP アンプ LM6144 を 16 個、Dual 4-channel Analog Multiplexer (4052B) を 8 個取り付け、その配置も悪かったために配線が複雑になり、Preamp out の信号が発振してしまい波形が非常に不安定になってしまった。また、64chPMT の読み出し用基板から Preamp への接続に、同軸ケーブルを使用しなかったこともこの一因と考えられる。同軸ケーブルを使用すると、各ケーブルからグラウンドへ接続しなければならなくなり、回路がさらに複雑になると思われたためである。この対策としては、IC の配置を再検討し、アナログとディジタルの住み分けを行ない、配線が複雑にならないようにしなければならない。また、グラウンドの取り方も再検討し、システム全体をケースに入れるといった措置を取る必要がある。

Multiplexer の切替え

次に、前節でも述べたが、Multiplexer の切替えが正常に行なわれていないという問題がある。この問題は、LabVIEW プログラムのフロントパネルに表示されるグラフ、オシロスコープを使って見た Multiplexer out の信号、図 4.3 のような得られたデータなどから、明らかに見てとれる。これは Multiplexer の INH ピン、V_{SS} ピンをグラウンド接続していなかったためと考えられる。INHIBIT に HI の信号が入力されれば、Multiplexer の切替えは行なわれないので、INH ピンは常にグラウンド落としておかなければならない。

また、この実験では Multiplexer の V_{DD} に+5V、V_{EE} に -5V の電源電圧を供給した。この場合、切替信号入力ピンに入力される二つのディジタル信号の電圧は 0 ~ 5V の範囲でなければならない。しかし、パルスジェネレータの減衰時間を長くしたために、ダイノードの Preamp out の信号より生成される切替信号の電圧が 5V を越えていた。これも Multiplexer の切替えが行なわれていなかった原因の一つと考えられる。この問題を解決するためには、まず INH ピンと V_{SS} ピンをグラウンド接続し、V_{DD} に+12V、V_{EE} に -12V の電源電圧を供給して、切替信号の電圧の上限値を上げてやる必要がある。

Multiplexer の切替えタイミングのずれ

本研究ではダイノードの Preamp out の信号を使い、Trigger 信号を生成し、そこから Multiplexer の切替信号を生成した。つまり、この切替信号は PCI-6024E での A/D 変換のタイミングとは無関係である。すなわち PCI-6024E 内の Multiplexer の切り替わりと外付け Multiplexer の切り替わりのタイミングを完全に合わせるのは不可能である。そうするとデータ集録にずれが生じてくるのは必然である。実際、タイミングのずれによってアノード読み出し順が不安定になる現象が見られた。今回は時間的問題で A/D 変換のタイミングとは独立に切替信号を生成する方法をとったが、今後は PCI-6024E の機能の一つである、SCANCLK を使って行なう予定である。

SCANCLK は、図 4.4 のように A/D 変換のタイミング (CONVERT*) より 50 ~ 100ns 遅れて発せられる信号 (SCANCLK) で、この信号の出力ピンが PCI-6024E に備わっている。この信号により PCI-6024E 内の A/D 変換のタイミングを知ることができる。本研究での外付け Multiplexer の切り替わりは、A/D 変換が 16 回行なわれたとき切り替わることを理想としているので、図 4.5 のように SCANCLK を使って Multiplexer の切替信号を生成してやれば、PCI-6024E での A/D 変換のタイミングと外付け Multiplexer の切り替わりのタイミングとのずれをなくすことが可能である。

この SCANCLK の制御は LabVIEW の VI を使って行なうことができ、現在使用している VI に組み込むことになる。この SCANCLK を使いどのようにして図

4.5 のような Multiplexer 切替信号を生成するかは現在検討中である。これが実現すれば、この問題は完全に解消されるはずである。

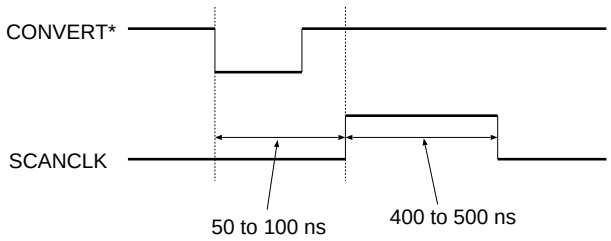

図 4.4: SCANCLK Signal Timing

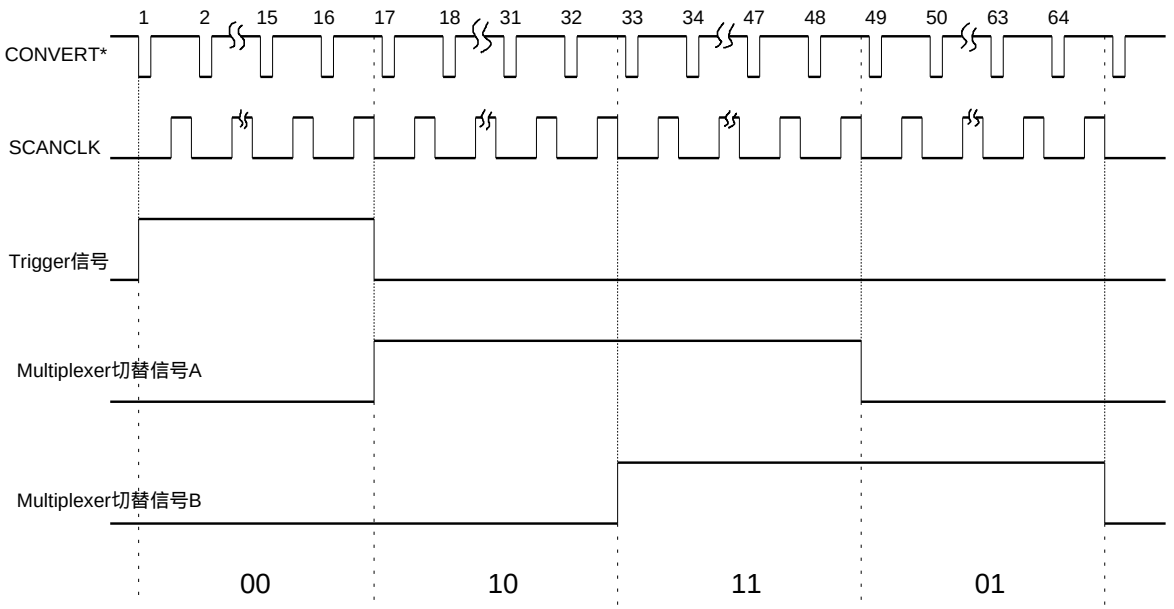

図 4.5: SCANCLK を使った Multiplexer 信号の生成

4.4 今後の課題

今後の課題としては、前節で述べた問題点の解決が必須である。つまり、

- グラウンドの強化や、複雑な配線による発振をなくすために回路を組み直し、Preamp out の信号の安定化をはかる。

- 外付け Multiplexer の電源電圧を ±12V に上げ、5V 以上の切替信号でも正常に切替えが行なわれるようにし、INH ピン、V_{SS} ピンをグラウンドに接続する。

- SCANCLK を使った Multiplexer 切替信号の生成を行ない、そのための LabVIEW プログラムの書き換えを行なう。

といったことである。また、現在使用している PCI-6024E の一回の A/D 変換の時間は 5μs で最速であり、この場合 64ch の A/D 変換を行なうのに 320μs もかかってしまう。今回の動作確認の実験では、パルスジェネレータからの信号の減衰時間を長くすることでアノードの Preamp out の信号の時定数を長くすることができたが、64chPMT に BGO をとりつけガンマ線を入射させた場合、現在の Preamp からの出力信号の時定数は 150μs 前後であり、64ch の A/D 変換が行なわれる前に信号が減衰してしまう。これでは正しくデータ集録することができないので、A/D 変換をさらに速く行なうことが可能な DAQ device を購入することも考えている。さらに、PCI-6024E は 16ch の Analog input を備えているが、この Analog input を 64ch 備えた DAQ device を購入することも視野に入れている。

これらの問題を解決し、読み出しシステムが正常に動作するようになれば、64chPMT からのアノードを全てこのシステムに接続し、64chPMT の性能評価を行なう。まず、この 64chPMT には 64 本のアノードがあるが、それぞれのゲインが全て同じということはありえないので、LED 及び光ファイバーを使い、各アノードのゲイン比を調べ、アノードの calibration を行なう。それが終了すれば次は、PMT にシンチレータを取り付け、ガンマ線を入射させどの程度のエネルギー分解能や位置分解能があるかを調べ、同時にその精度をどのようにして向上させるかを研究していく必要がある。

謝辞

本研究を行うにあたり、お世話になった方々にこの場を借りてお礼申し上げます。特にたくさんの御指導、御協力をいただいた大杉節先生、深沢泰司先生に深く感謝申し上げます。また、多くの助言、協力をしていただいた川添哲志さん、川本和弘さん、宇野進吾さん、その他 M1、M2、4 年生の皆様、そして、実験器具等の発注や事務手続きをしていただいた林香苗さんに深く感謝申し上げます。

関連図書

[1] 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.

[2] 光電子増倍管 -その基礎と応用-. 浜松ホトニクス株式会社, 1993.

[3] 川添哲志 .「宇宙硬 X 線観測用シンチレーション検出器の低バックグラウンド化の研究」. 広島大学卒業論文, 2001.

[4] 渡辺伸 (ISAS) .「テルル化カドミウム (CdTe) 半導体を用いた硬 X 線・ガンマ線撮像用ピクセル検出器の開発」. 修士論文, 2001.

[5] DAQ 6023E/6024E/6025E User Manual. NATIONAL INSTRUMENTS, 2000.

[6] 湯山俊夫. ディジタル IC 回路の設計 実験で学ぶ TTL,C-MOS の応用テクニック. CQ 出版社, 1996.

[7] LabVIEW クイックスタートガイド. NATIONAL INSTRUMENTS, 1999.

[8] LabVIEW データ集録ベーシックマニュアル. NATIONAL INSTRUMENTS, 1998.