



Title	波高積分電荷比を用いた3次元シンチレータ発光位置弁別システムの開発
Author(s)	宮田, 賢人
Citation	北海道大学. 博士(医理工学) 甲第15656号
Issue Date	2023-09-25
DOI	10.14943/doctoral.k15656
Doc URL	http://hdl.handle.net/2115/91138
Type	theses (doctoral)
Note	配架番号 :
File Information	Miyata_Kento.pdf



[Instructions for use](#)

学位論文

波高積分電荷比を用いた3次元シンチレータ発光位置弁別システムの開発

(Development of a data acquisition system for 3-dimensional position detection of
scintillation using a Peak-to-Charge discrimination method)

2023年9月

北海道大学

宮田 賢人

学位論文

波高積分電荷比を用いた3次元シンチレータ発光位置弁別システムの開発

(Development of a data acquisition system for 3-dimensional position detection of
scintillation using a Peak-to-Charge discrimination method)

2023年9月

北海道大学

宮田 賢人

目 次

1. 発表論文目録および学会発表目録	1
2. 緒言	2
2.1. 小動物用 Positron emission tomography (PET) 装置	2
2.2. シンチレーション検出器	3
2.3. Depth-of-Interaction (DOI) 検出器	5
2.4. Peak-to-Charge discrimination	6
2.5. Data acquisition (DAQ) system	7
2.5.1. 光検出素子	7
2.5.2. 信号処理回路	8
2.6. Cosmo-Z	10
2.7. 本研究の目的	11
3. 略語表	13
4. 実験方法	15
4.1. 検出器モジュール	15
4.2. データ収集	17
4.2.1. Programmable logic (PL)	19
4.2.1.1. ADC デコード回路	19
4.2.1.2. FIR フィルタ	21
4.2.1.3. PQD エンジン	23
4.2.1.4. タイムスタンプ	24
4.2.1.5. 計測データ転送回路	24
4.2.2. Processing system	25
4.2.2.1. Socket 通信	25
4.2.2.2. User-space I/O (UIO)	25
4.2.2.3. 計測データへのアクセス	26
4.2.2.4. 処理の流れ	27
4.2.3. Back-end PC	28
4.3. 実験体系	29
4.4. 評価方法	30
5. 実験結果	35
6. 考察	41
7. 総括および結論	44
8. 謝辞	45
9. 引用文献	46

1. 発表論文目録および学会発表目録

本研究の一部は以下の論文に発表した。

1. Kento Miyata, Ryo Ogawara and Masayori Ishikawa
Improvement of Crystal Identification Accuracy for Depth-of-Interaction Detector System with Peak-to-Charge Discrimination Method
Sensors 23, no. 10: 4584. (2023)

本研究の一部は以下の学会に発表した。

1. Kento Miyata and Masayori Ishikawa
Development of the Peak-to-Charge-Discrimination-based Depth-of-Interaction detector for the Positron emission tomography
2022 IEEE Nuclear Science Symposium, Medical Imaging Conference and Room Temperature Semiconductor Detector Conference, 05-12 November 2022, Milano, Italy

2. 緒言

2.1. 小動物用 Positron emission tomography (PET) 装置

近年、医療現場における画像診断技術は飛躍的に向上しており、分子イメージングと呼ばれる技術が注目を集めている。分子イメージングでは、単一光子放射断層撮影 (Single photon emission computed tomography: SPECT) 装置や陽電子断層撮影 (Positron emission tomography: PET) 装置などを用いて、生体内に投与した放射性薬剤から放出される放射線を計測し、薬剤の分布画像を得ることができる。PET 装置を用いる際に投与する放射性薬剤は、生体内分子に特異的に結合する化合物を陽電子放出核種で標識したものである。核種から等方的に放出される陽電子は、体内で数 mm 進んだ後に電子対消滅を起こし、 $180^\circ \pm 0.25^\circ$ 方向に 2 つの 511keV ガンマ線を放射する。これらのガンマ線が対向する 2 つのシンチレーション検出器で同時に検出されたとき、入射した放射線の情報を収集し、その 2 つのシンチレータ中心を結ぶ線である LOR (Line of response) を作成する (図 2-1)。この LOR は PET 装置を用いた画像再構成など様々な解析で用いられる基本的な量となる。一般的に散乱線や $\pm 0.25^\circ$ の角度揺動、偶発同時計数を排除した場合、電子対消滅を起こした位置は LOR 上の一点であると考えられ、多数の LOR から画像再構成が行われる。

小動物用 PET 装置はマウスやラットなどの実験用小動物における様々な生物学的プロセスを可視化することができ、神経受容体イメージング (Dupont et al., 2021)、代謝測定 (Wu et al., 2007)、がん研究 (Wang et al., 2020)、遺伝子発現 (Seo et al., 2020)、薬剤開発 (Nerella et al., 2022) など多様な研究に用いられている。小動物の微細な解剖学的構造を描出するためには、高い空間分解能が要求される。PET 装置の空間分解能を向上させる方法としては、飛程が短い陽電子を放出する核種の投与、微細な検出器の使用、消滅ガンマ線

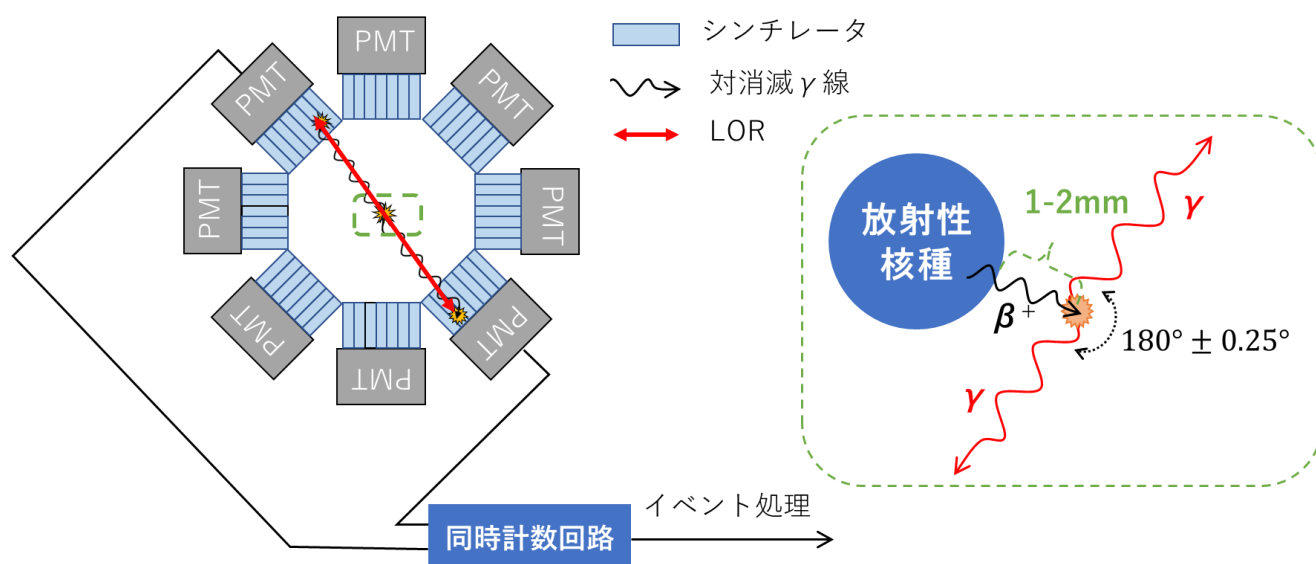


図 2-1 対消滅 γ 線の発生と PET 装置による検出

の非共線性による影響の低減などがあげられる(Humm et al., 2003; Mohammadi et al., 2019)。先に述べたように2つの消滅ガンマ線は水中で $\pm 0.25^\circ$ の角度揺動を持つため、再構成画像にガウス分布状のぼやけが発生してしまい、空間分解能が低下する。PET装置の検出器リング径が大きいほど角度揺動の影響が大きくなり、ガウス分布状のぼやけのFWHMは大きくなる(Humm et al., 2003; Mohammadi et al., 2019)。そのため、消滅ガンマ線の非共線性による影響を低減するためには、検出器リング径を小さくすることが好ましい。LOR解析では2つのガンマ線を検出した検出器ペアの中心同士を直線で結ぶために、検出器サイズによる誤差が生じてしまう。これらは視差誤差と呼ばれており、FOV (Field of view) 辺縁部において最も画質低下に影響を及ぼす(Humm et al., 2003; Mohammadi et al., 2019)。また、視差誤差は検出器へ斜めに入射する成分が増加するFOVの小さなPET装置においてより大きな影響を及ぼすことから、検出器リング径を小さくするほど、視差誤差による空間分解能の低下が顕著になる。

2.2. シンチレーション検出器

PET装置では主にシンチレーション検出器を用いて、対消滅ガンマ線の検出が行われる。シンチレーション検出器は、電離放射線と相互作用を起こして蛍光を示す材料であるシンチレータと、光電子増倍管などの光検出素子とを組み合わせることで放射線検出器として働く。シンチレーション検出器によるガンマ線の検出過程を図2-2に、PET装置でよく用いられるシンチレータを表2-1に示す。シンチレータは有機シンチレータと無機シンチレータの二つに大別される。そのうち無機シンチレータは名前の通り無機化合物によるシンチレータであり、原子番号が大きく密度が高い傾向があることからガンマ線やエックス線の検出に用いられることが多く、PET用のシンチレーション検出器にも主に無機シンチレータが使用される。無機シンチレータでは、電離放射線を吸収して励起された電子が時間とともに基底状態に遷移するときにシンチレーション光と呼ばれる蛍光を発生し、シンチレーション光の減衰時間は励起状態の寿命によって決定される。シンチレーション光の発光効率を向上させ、発光を可視光領域に変更するために、活性化物質をごく微量混入させることがある。また、この活性化物質の添加量に応じてシンチレーション光の特性が大きく変化する場合がある(Melcher et al., 1990)。無機シンチレータは一般的に、坩堝で溶かしたシンチレータ材料を単結晶化することで形成される。シンチレータ生成法として最もよく用いられる手法の一つであるCzochralski法では、 1700°C 以上に溶かしたシンチレータ材料を引き上げてインゴットとして単結晶化していく。生成されたシンチレータのインゴットでは結晶内で活性化物質の濃度に勾配が生じることが知られており、一般的にインゴットの下部になるほど添加濃度が高くなる(Kurashige et al., 2003)。したがって、一つのインゴットから切り出した多数のシンチレータの間でも、シンチレーション光の発光特性が異なる

る場合がある。PET 装置においては、ガンマ線がシンチレータと相互作用を起こして発生した可視光は、光電子増倍管(Photomultiplier tube: PMT)や Silicon photomultiplier(SiPM)などの光検出素子によって電気信号に変換され、後段の電子回路で処理される。一般的な光電子増倍管は、入射窓、光電面(陰極)、集束電極、電子増倍部(ダイノード)、陽極により構成される。シンチレータから放出された可視光は、光電子増倍管の入射窓を透過して光電面内の電子を励起し、光電子が放出される。放出された光電子は集束電極で加速、集束されて後段の電子増倍部(ダイノード)に衝突し、二次電子放出を繰り返すことで 10^6 倍程度にまで電子数を増倍する。電子増倍部(ダイノード)の最終段から放出された二次電子は陽極から取り出される。

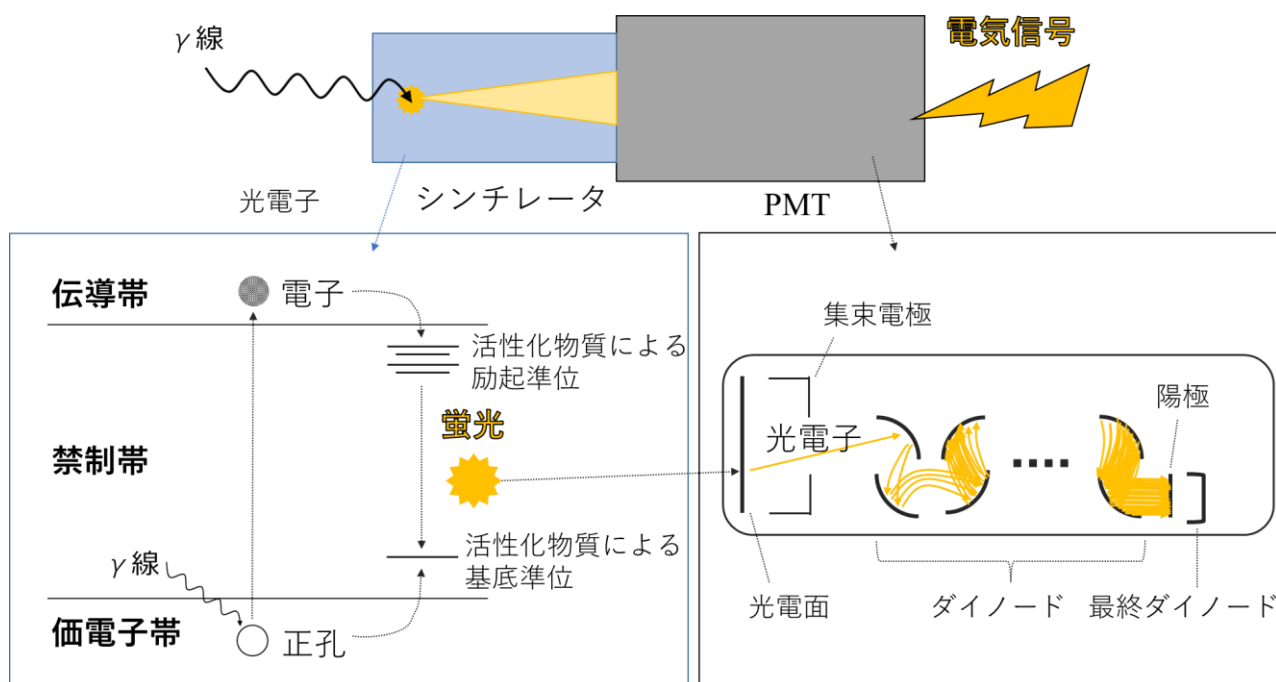


図 2-2 シンチレーション検出器によるガンマ線検出の過程

表 2-1 PET 装置で用いられる代表的なシンチレータ ((Mohammadi et al., 2019)より引用し一部改変)

シンチレータ	BGO	LSO	GSO	LYSO	LGSO
実効原子番号 (Z)	74	66	59	65	59
密度 (g/cm ³)	7.13	7.4	6.71	7.2	6.5
減衰時定数 (ns)	300	40	50	65	31
発光波長 (nm)	480	420	430	380	415
発光量 (photons/keV)	7	29	10	25	23

2.3. DOI (Depth-of-Interaction) 検出器

DOI 検出器は、シンチレータと消滅ガンマ線が相互作用を起こした位置の深さ情報、つまりシンチレータ長軸方向の位置情報を取得することが可能な検出器である。DOI-PET 装置は DOI 検出器によって得られた DOI 情報を利用して視差誤差を低減し、特に FOV 辺縁部での画質低下を抑制することができる。高空間分解能が要求される小動物用 PET 装置では、DOI 情報の利用が必要不可欠となっている (図 2-3)。

DOI 情報を取得するためには、波形弁別法 (Pulse shape discrimination: PSD) (Groll et al., 2016; Pepin et al., 2004; Seidel et al., 1999; Yamamoto & Ishibashi, 1998)、Light sharing (LS) (Murayama et al., 2000; Nishikido et al., 2010; Pizzichemi et al., 2016, 2019; Tsuda et al., 2004)、Dual-ended readout (An et al., 2017; Du et al., 2018; Selfridge et al., 2018)、Sub-surface laser engraving (Uchida et al., 2016)、最尤推定法 (Maximum likelihood estimation method: MLEM) (Marcinkowski et al., 2016)、波長弁別法 (Wavelength discrimination) (An et al., 2017; Ullah et al., 2020) など多くの方法が存在し、それらを組み合わせた研究もある (Inadama et al., 2002)。波形弁別法では、異なる発光減衰時間を持つシンチレータを積層し、出力波形に対して波形弁別を行うことで発光したシンチレータを同定する (図 2-4) ことによって DOI 情報を得る。計測器に特別なハードウェアを追加する必要無しに DOI 情報を得ることが可能で、費用対効果が高く、拡張可能性も高いという利点がある。

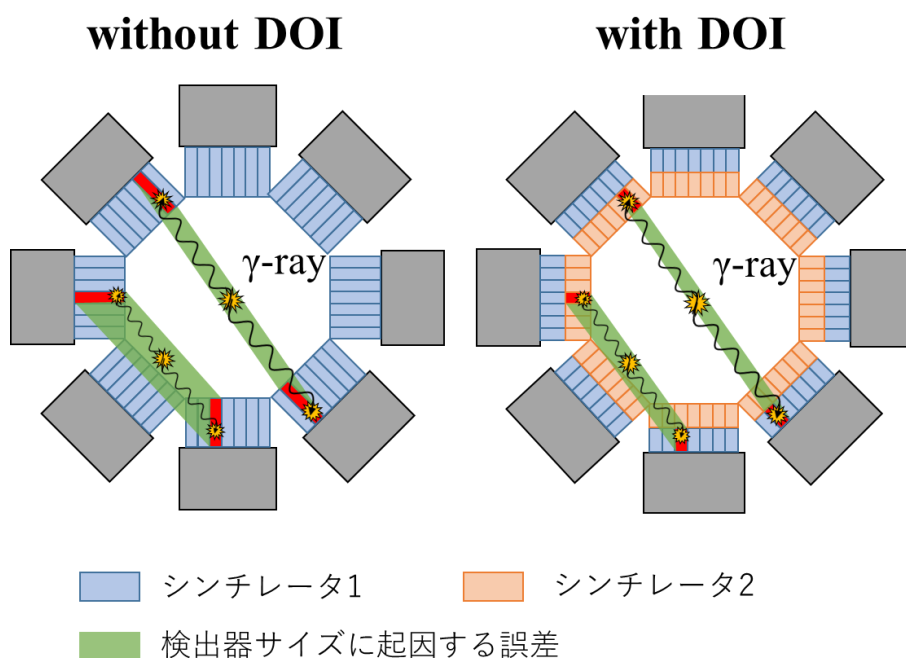


図 2-3 DOI 情報の有無による検出器サイズに起因する誤差の違い

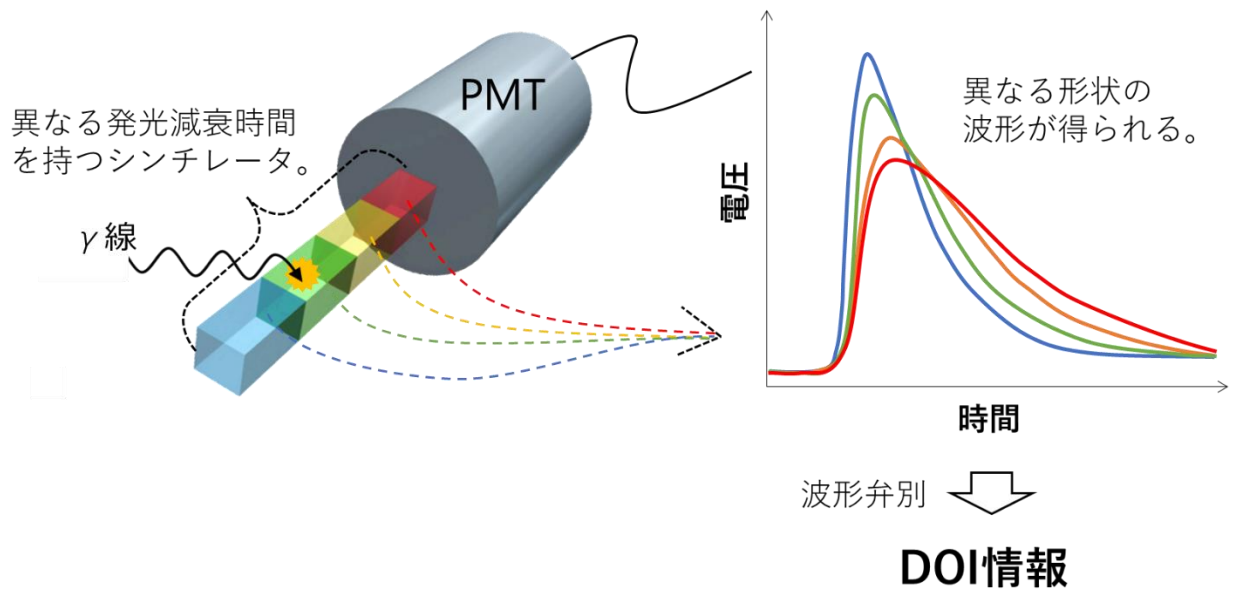


図 2-4 波形弁別法による DOI 情報の取得過程

2.4. Peak-to-Charge discrimination

本研究室の先行研究により、波形弁別法の一つである PQD (Peak-to-charge discrimination) 法が開発された(Ogawara & Ishikawa, 2015)。PQD 法はシンチレーション検出器が出力した信号波形の波高値 V_p と波形全体の積分電荷量 Q の比 V_p/Q を用いた波形弁別法であり (図 2-5)、積分ウインドウ幅などの最適化を必要としない。 V_p/Q 値はエネルギー付与に依らずシンチレータごとに固有の値を持ち、シンチレータの発光減衰時定数に依存する。PQD 法を用いることで、従来波形弁別法は適切ではないとされていた $\text{LaBr}_3:\text{Ce}$ シンチレータに含有される放射性核種による自己放射能のアルファ線とガンマ線の弁別に成功している。これは、 $\text{LaBr}_3:\text{Ce}$ の自己放射能による出力波形のうちアルファ線による波形の減衰時定数がガンマ線による波形の減衰時定数と比べて小さいことを利用している。PQD 法は特にシンチレータの発光減衰時間に対して高い感度を有しており、図 2-4 のような積層シンチレータを用いた DOI 検出器にも応用可能である。先行研究では、PET 装置の検出器として用いられることの多い $\text{GSO}:\text{Ce}$ シンチレータの発光減衰時間が Ce の添加濃度に依存する (Melcher et al., 1990) ことを利用して、Ce 添加濃度の異なる $\text{GSO}:\text{Ce}$ シンチレータを積層し、波形弁別法を行うことで、DOI 情報の取得に成功している (Ogawara, 2017)。

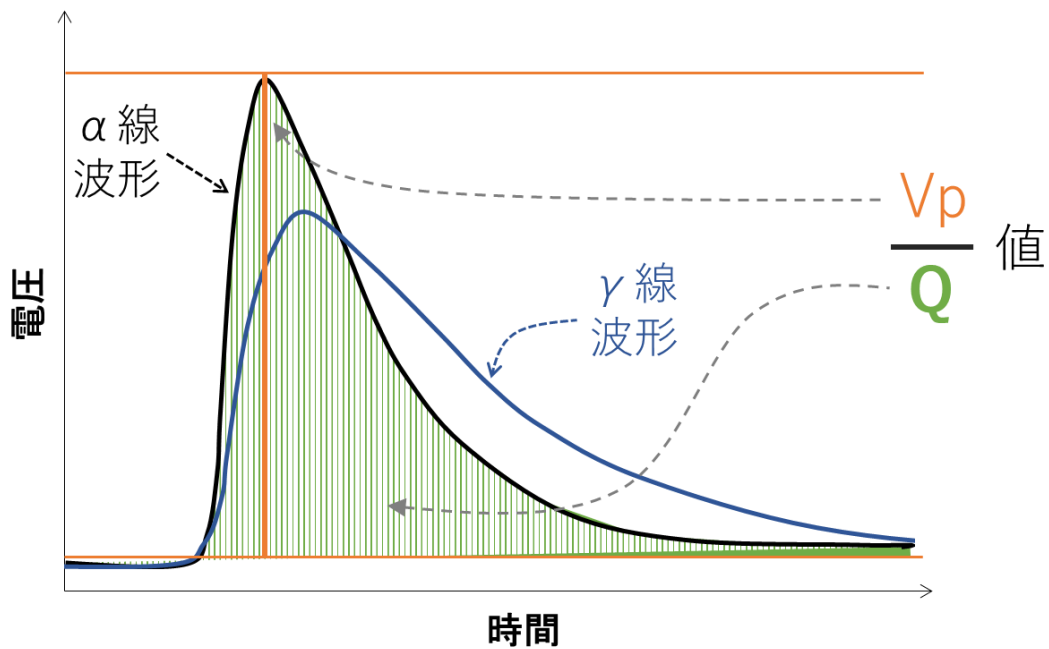


図 2-5 PQD 法で用いる V_p/Q 値

2.5. Data acquisition (DAQ) system

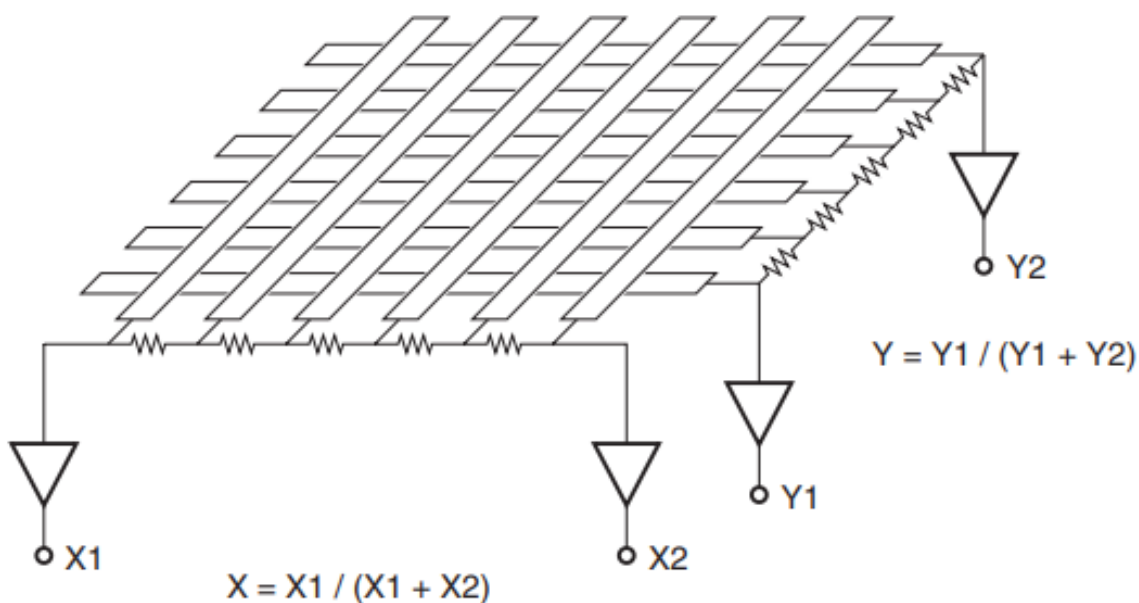
2.5.1. 位置検出型光検出素子

放射線計測では放射線と検出器との相互作用により発生した信号を電気信号として処理することが一般的であり、信号収集、処理用の電子回路が必要不可欠である。PET 装置の目的は撮像であり、再構成画像の画質向上には光電面において可視光が入射した位置情報が必要不可欠である。そのため、光電子増倍管に可視光が入射した光電面上の位置を取得するための機能を有した位置検出型光電子増倍管 (Position-sensitive photomultiplier tube: PS-PMT) が開発されている。位置検出型光電子増倍管は大きく 2 種類に大別される。ひとつは、ダイノードと陽極の組み合わせを独立して複数持ち、可視光の入射位置に対応した陽極から信号が取り出されることで入射位置を精密に検出することが可能な、マルチアノード型光電子増倍管である。もうひとつは、複数の独立したダイノードによって可視光の入射位置に対応した位置で増倍される二次電子群を、二層の直行したプレート型の陽極で読み出すことで、二次電子群の重心位置を検出することが可能な、重心位置検出型光電子増倍管である (浜松ホトニクス株式会社, 2017)。重心位置検出型光電子増倍管を用いて二次電子群の重心位置を検出するためには、X 方向と Y 方向にそれぞれ配列されたプレート型の陽極間を抵抗チェーンで結線する。抵抗チェーンによって、可視光が光電面に入射した位置、つまり二次電子群が取り出された陽極位置と、その陽極から読み出し端子までの抵抗チェーンの抵抗比に応じて、二次電子群が X1、X2、Y1、Y2 の 4 方向に分流される。この X1、X2、Y1、Y2 に対して図 2-6 のように重心演算を行うことで、可視光が光電面に入射した位置の X 座標、Y 座標が得られる。

2.5.2. 信号処理回路

放射線計測では、検出器から出力されたアナログ信号をアナログ回路で処理した後、アナログ・デジタル (Analog-to-digital: A/D) 変換を行い、デジタル信号としてデジタル回路や PC 上で動作するプログラムで処理を行うのが一般的である。その際、アナログ信号は微弱でノイズに弱いことが多いことから、ノイズによる影響を低減するためにアナログ回路では最低限の処理のみを行い、複雑な処理はデジタル回路で行うことが多い。従来、放射線検出器から出力された信号の処理は、NIM, CAMAC などの放射線計測用途の汎用モジュールを組み合わせて行っていた。しかしここ数十年、回路の集積技術の進歩により低コスト、低消費電力かつ小型で高い柔軟性を持つ、集積回路への放射線計測回路の実装が普及してきた。放射線計測回路が実装される代表的な集積回路には、Application specific integrated circuit (ASIC)、Complex programmable logic device (CPLD)、Field programmable gate array (FPGA) などが挙げられる。FPGA は集積回路の一種であり、FPGA のサイズが許す限りの規模であれば、回路構成を何度でも書き換えることができるという特徴を持つ。一般的には論理デバイスとして扱われるが、近年の製造技術の進歩により、アナログ信号処理ユニットを内蔵する FPGA も登場している。FPGA 内には大量のメモリと配線が予め敷き詰められており、メモリに入出力の情報や配線の接続先などをプログラムすることで、論理回路を完成させる。FPGA の回路情報を変更したい場合はプログラムを変更するだけで良く、回路情報の書き込みはパソコン 1 つで行うことができる。

本研究で使用した FPGA の構造は、アイランドスタイルと呼ばれる(天野 et al., 2016)。アイランドスタイルの FPGA 内には、ロジックブロックと呼ばれる論理回路の周囲を配線



THEV4_0919JA

図 2-6 抵抗チェーンによる重心位置検出方法 (光電子増倍管 その基礎と応用 第 4 版 (2017) p. 200 より引用)

が取り囲んでいる構造のブロックが大量に並べられており、あらゆる回路構成に対応できる汎用性がある（図 2-7）。ロジックブロックの内部には、入力に対する出力をすべて記したメモリである Look up table (LUT) やフリップフロップが搭載されている。入力信号は LUT を参照して出力信号を決定し、必要に応じてフリップフロップで出力信号を保持する。各 LUT の入出力対応は変更可能で、4 入力 LUT（表 2-2）や 6 入力 LUT など組み合わせることで様々な入力信号に対応する回路を作成することができる。また、各ロジックブロックの周囲には配線スイッチブロックがあり、あるロジックブロックからの出力をどのロジックブロックに入力するかを決定している。配線スイッチブロックもメモリから成っており、どのような配線を行うかを変更することができる。

また、FPGA の高集積化に伴い、CPU や GPU を搭載した FPGA も登場している。これらの処理ユニットを搭載することで OS の動作や浮動小数点計算など複雑な処理は CPU や GPU で行い、単純で並列動作が可能な処理を FPGA で行うといった役割分担を、1 チップ内で行うことが可能になっている。このことから、機器の低コスト化、低消費電力化、小規模化といったことが実現されている。放射線計測において、放射線検出器や検出器に接続される電子回路は計測対象によって様々であり、検出器設計とその処理回路の設計は切り離せない関係にある。FPGA の高集積度かつハードウェアにも関わらず自由に回路構成を変更できるという特性は放射線計測機器のデータ収集として相性が良く、BBTX-112（株式会社 Bee Beans Technologies）や Red Pitaya（Red Pitaya 社）など、放射線計測に使用可能な商用 DAQ ボードが多数販売されている。

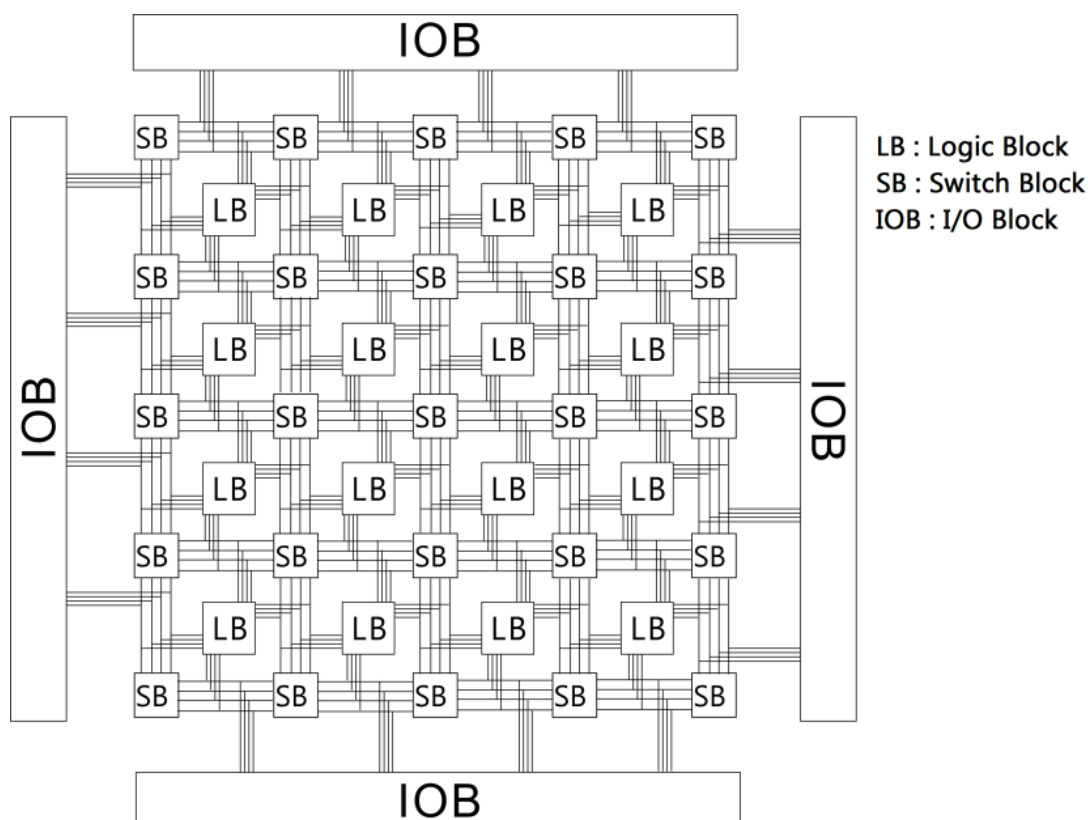


図 2-7 アイランドスタイルの FPGA の構造

表 2-2 4 入力 LUT の例

入力 (ABCD)	出力
0000	0
0001	0
0010	0
0100	1
1000	0
0011	0
:	
1110	1
1111	1

2.6. Cosmo-Z

Cosmo-Z (図 2-8) は、特殊電子回路株式会社から販売されている放射線計測用の DAQ ボードである。8ch の Flash ADC (Amplitude-to-digital converter) と CPU を内蔵した FPGA である Zynq-7000 SoC (Xilinx, Inc.) を搭載しており、光電子増倍管などから出力されるアナログ信号をデジタル信号に変換して FPGA で扱うことができる。搭載されている Flash ADC のサンプリングレートは 10-125 MHz の間で選択することが可能であり、拡張基板を接続することで、最大入力数 32ch まで計測システムを拡張することができる。Flash ADC 前段のアナログ・フロントエンド (Analog front-end: AFE) 回路には、Flash ADC の性能を最大限に発揮するため、Flash ADC への安定した電源供給、Flash ADC の入力コンデンサの充電、入力信号のインピーダンス整合や電圧範囲の変換、シングルエンド・差動変換、熱ノイズによる出力ノイズを防ぐためのローパス・フィルタなど様々な機能が含まれている。このアナログ・フロントエンド回路により、Cosmo-Z の入力可能電圧は ± 0.5 V、入力ローパス・フィルタのカットオフ周波数は 50 MHz、入力インピーダンスは 50 Ω となっている。従来、PC で ADC を用いて制御・計測する場合には、数十マイクロ秒の遅延時間が生じてしまうことからリアルタイムの制御・計測ができない場合があった。しかし Cosmo-Z では、Flash ADC で取得したデータを FPGA で処理するため、数百ナノ秒の遅延時間しかかからず、リアルタイムの制御・計測が可能となる。

また、Cosmo-Z に搭載されている Zynq-7000 SoC は FPGA と CPU をチップ内に同居させたもので、両者は高帯域のインターフェースで接続されている。このため、低遅延かつリアルタイム性が要求される処理は FPGA で行い、FPGA に不向きな複雑な演算や外部機器との通信などは CPU に行わせるといった構成を容易に構築可能である。ボード上には UART や PCI Express Gen2x1、Serial ATA II、USB3.0、Gigabit Ethernet などの通信

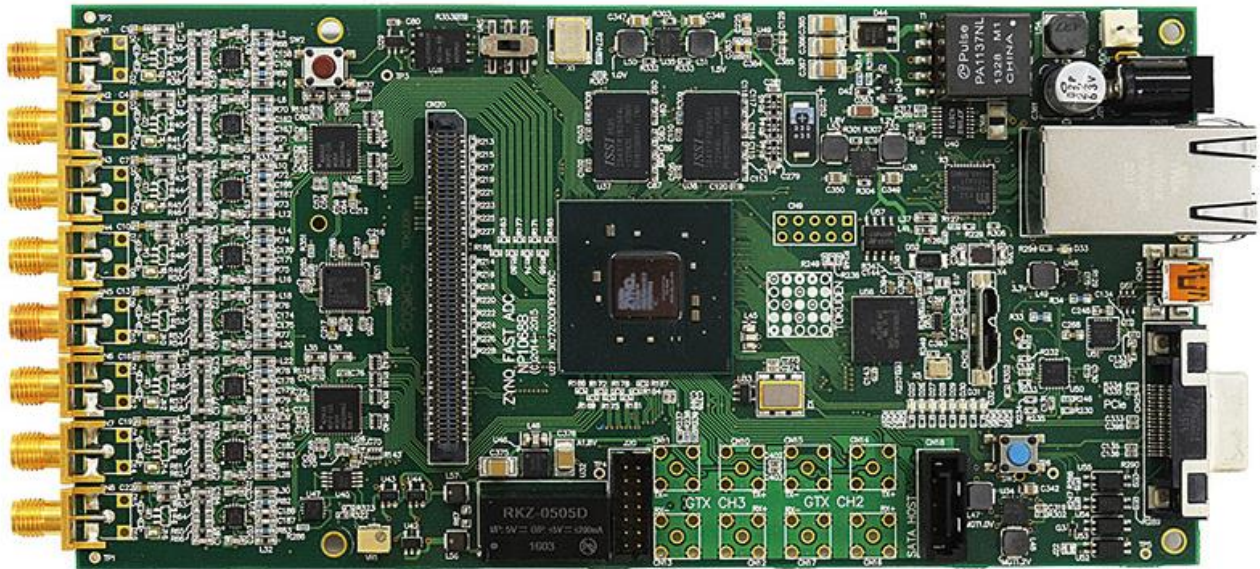


図 2-8 Cosmo-Z の外観（特殊電子回路株式会社「COSMO-Z(コスモゼット) COSMOZ 16125」 <https://www.tokudenkairo.co.jp/quote/detail.php?pid=804> より引用（最終閲覧日：2023/06/09）

I/O が豊富に搭載されており、PC 等の外部機器との高速通信が可能である。Zynq-7000 SoC の FPGA 部にプログラムする回路情報や CPU で動作させるプログラムは自由にユーザーが設計可能であることから、多チャンネルかつ自由度の高い放射線計測システムを比較的安価に実現することができる。

2.7. 本研究の目的

小動物用 PET 装置では、特に FOV 辺縁で生じる視差誤差による画質低減を抑制するため、DOI 情報は必要不可欠である。DOI 情報を取得する方法は多数あるが、その中でも波形弁別法は、異なる発光減衰時間を持つシンチレータを積層して出力波形の弁別によって発光したシンチレータを同定することで DOI 情報を得る手法である。波形弁別法は計測器に特別なハードウェアを追加する必要無しに DOI 情報を得ることが可能で、費用対効果比が高く、拡張可能性も高いという利点がある。当研究室の先行研究では波形弁別法の一つである PQD 法が開発されており、異なる減衰時定数を持つ 4 層の GSO:Ce シンチレータの識別に使用できることが示されている (Ogawara, 2017)。しかし、先行研究は PQD 法による DOI 検出器の実現可能性の検討が主目的であったため、使用された光電子増倍管は位置検出能を持たず、データ収集には汎用のオシロスコープが用いられていた。これらは DOI 検出器に特化した構成ではなく、PET 装置やその他の計測システムに DAQ として実装することは困難である。

そこで本研究では、PQD 法を用いた DOI 検出器専用の計測システムを構築し、その性

能を評価することを目的とした。DOI-PET 装置への実装可能性を考慮し、位置分解能を持つ光検出素子である PS-PMT を使用した。また、データ収集システムのフロントエンド・ボードには Cosmo-Z を使用した。Cosmo-Z の動作を PQD 法に適したものにプログラムし、オンライン処理が可能かつ低レイテンシの PQD 法に特化した信号処理システムを開発した。実装したシステムは小動物用 PET 装置に必要とされる検出器の性能水準を満たしており、4 層の GSO:Ce を高精度に弁別することが可能であった。また、 V_p/Q 値と付与エネルギーを同時に考慮する二次元 PQD 法を導入することで、より高精度な DOI 弁別を達成することができた。

3. 略語表

本文中および図中で使用した略語は以下のとおりである。

ADC	Amplitude-to-digital converter
A/D	Analog-to-digital
AFE	Analog front-end
API	Application programming interface
ASIC	Application specific integrated circuit
BRAM	Block RAM
CPLD	Complex programmable logic device
CPU	Central processing unit
DOI	Depth of interaction
FIFO	First in first out
FIR	Finite impulse response
FOV	Field of view
FPGA	Field programmable gate array
GbE	Gigabit ethernet
GPU	Graphics processing unit
I/O	Input/Output
LOR	Line of response
LPF	Low pass filter
LS	Light sharing
LSB	Least significant bit
LUT	Look up table
MLEM	Maximum likelihood estimation method
MSB	Most significant bit
OS	Operating system
PET	Positron emission tomography
PL	Programmable logic
PMT	Photomultiplier tube
PQD	Peak-to-charge discrimination
PS	Processing system
PSD	Pulse shape discrimination
PS-PMT	Position sensitive photomultiplier tube
SiPM	Silicon photomultiplier

SPECT	Single photon emission computed tomography
TCP	Transmission control protocol
TIA	Trans-impedance amplifier
TOF	Time of flight
UDP	User datagram protocol
UIO	User-space I/O

4. 実験方法

4.1. 検出器モジュール

本研究で使用した検出器は、4層の GSO:Ce シンチレータと PS-PMT (R-8900-00-C12, 浜松ホトニクス株式会社) で構成される。4つのシンチレータは、それぞれ公称 Ce 濃度が 0.5 mol% と 1.5 mol% のインゴットの上部と下部から得られた (株式会社オキサイド)。4つのシンチレータの減衰時定数を表 4-1 に示す。シンチレータは光電面に接する方向から、0.5mol% top、0.5mol% bottom、1.5mol% top、1.5mol% bottom の順で積層した (図 4-1)。各シンチレータのサイズは 2.5 mm×2.5 mm×6.0 mm で、側面はケミカルエッチング処理を行い、上面と下面は鏡面研磨した。4つのシンチレータを積層して作成したシンチレータブロックは、PS-PMT と光学グリス (BC630, サンゴバン株式会社) で結合された 1面を除いて、反射板 (22E6SR, 東レ株式会社) で覆われている。PMT は SiPM に比べてノイズ特性に優れている (Du, Bai, & Cherry, 2019; Recker et al., 2019) ことから PQD に適していると考えられるため、本研究では PS-PMT を使用した。

表 4-1 本研究で使用した GSO:Ce シンチレータの減衰時定数

Ce concentration [mol%]	Decay time constant [ns]	
	Primary	Secondary
0.5 (top)	61.3	1135
0.5 (bottom)	41.3	608
1.5 (top)	27.3	266
1.5 (bottom)	23.4	239

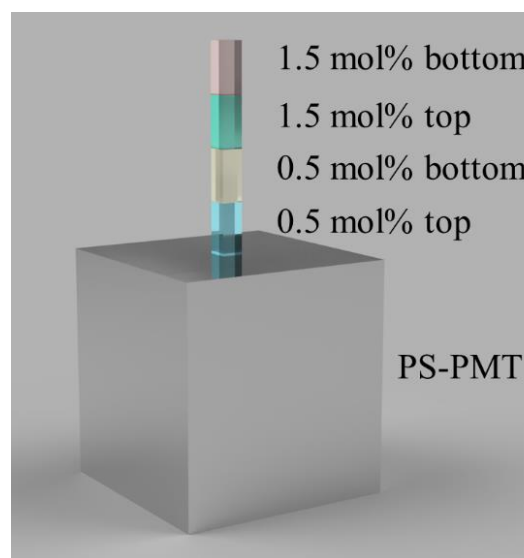


図 4-1 シンチレータの積層順。Ce ドープ濃度が高いシンチレータほど、PS-PMT から離れた位置に配置されている。

ADCで波形のA/D変換を行うためには、PS-PMTの出力信号の電流・電圧変換が必要である。光電子増倍管の信号電流を電圧に変換する方法には大きく二つある。ひとつは負荷抵抗を用いる方法である。光電子増倍管は出力電流の小さい領域では理想電流源と考えられることから、出力に負荷抵抗を接続することで出力電流と負荷抵抗の積の値で表される電圧を得ることが可能である。もうひとつはトランス・インピーダンス・アンプ (Trans-impedance amplifier: TIA) を用いる方法で、オペアンプの特性である高い入力インピーダンスを利用して、出力電流とフィードバック抵抗の積の値で表される電圧を得ることが可能である(浜松ホトニクス株式会社, 2017)。トランス・インピーダンス・アンプを用いる方法では、オペアンプの周波数特性が波形形状、ひいてはPQD法の性能に影響を与える可能性があることから、本研究では負荷抵抗による電流・電圧変換法を採用した。負荷抵抗の抵抗値が大きいほど波形の振幅は大きくなる一方、周波数特性は劣化するため、適切な波形を取得するためには適切な負荷抵抗を選択する必要がある。本研究ではPS-PMTの出力電圧が後段のDAQボードの入力電圧範囲内かつ、波形がPQD法に必要な周波数成分を保持することが可能な、 $10\text{k}\Omega$ を負荷抵抗として設定した。同様に、発光したシンチレータの光電面上の位置を推定するために重みづけ加算アンプ回路を使用した場合、オペアンプの周波数特性によってPQD法による結晶識別性能が低下する恐れがある。そこで、位置推定にはアンガー型回路を採用し、ADCドライバ以外の箇所でオペアンプは使用しないこととした。また、出力波形の波高値を保つために、抵抗チェーンの抵抗値は 10Ω とした。

PQD法の性能は主に、波形の波高値の取得精度に依存する。開発したDAQシステムは波形をファイルに書き込む機能を実装していないため、予備実験としてオシロスコープ (WaveRunner 64xi, テレダイン・ジャパン株式会社) を用いて前述のアンガー型回路の出力信号波形を取得した(図4-2)。図4-2について、(a)は取得した生波形、(b)はカットオフ周波数を35 MHzとして、それより低い周波数は完全に保持し、それより高い周波数成分を完全に遮断する理想的なローパス・フィルタ (Low pass filter: LPF) を適用した波形、(c)は(a)の波形の周波数スペクトルである。図4-2(a)(c)から、出力信号には高周波ノイズが多く含まれることがわかる。PQD法を使用するにあたって、ノイズによって波高値の取得精度が低下することを防ぐため、ローパス・フィルタを適用して図4-2(b)のような波形を得ることが必要不可欠である。また、波高値の取得精度が V_p/Q 値のばらつきに影響するため、ADCのサンプリングレートと帯域幅がPQD法の性能を決定する支配的な要因である。先行研究(Ogawara, 2017)ではPQD法において、波形のサンプリングレートと4層GSO:Ceシンチレータの弁別能と関係を調べている。サンプリングレートの低下にともない弁別能は低下する傾向にあるが、PQD法ではおよそ100 MSPS以上のサンプリングレートでは精度低下がほとんど観測されなかった。このことから、PQD法によってGSO:CeシンチレータのCe濃度差を識別するためには、約100MSPSが必要である。

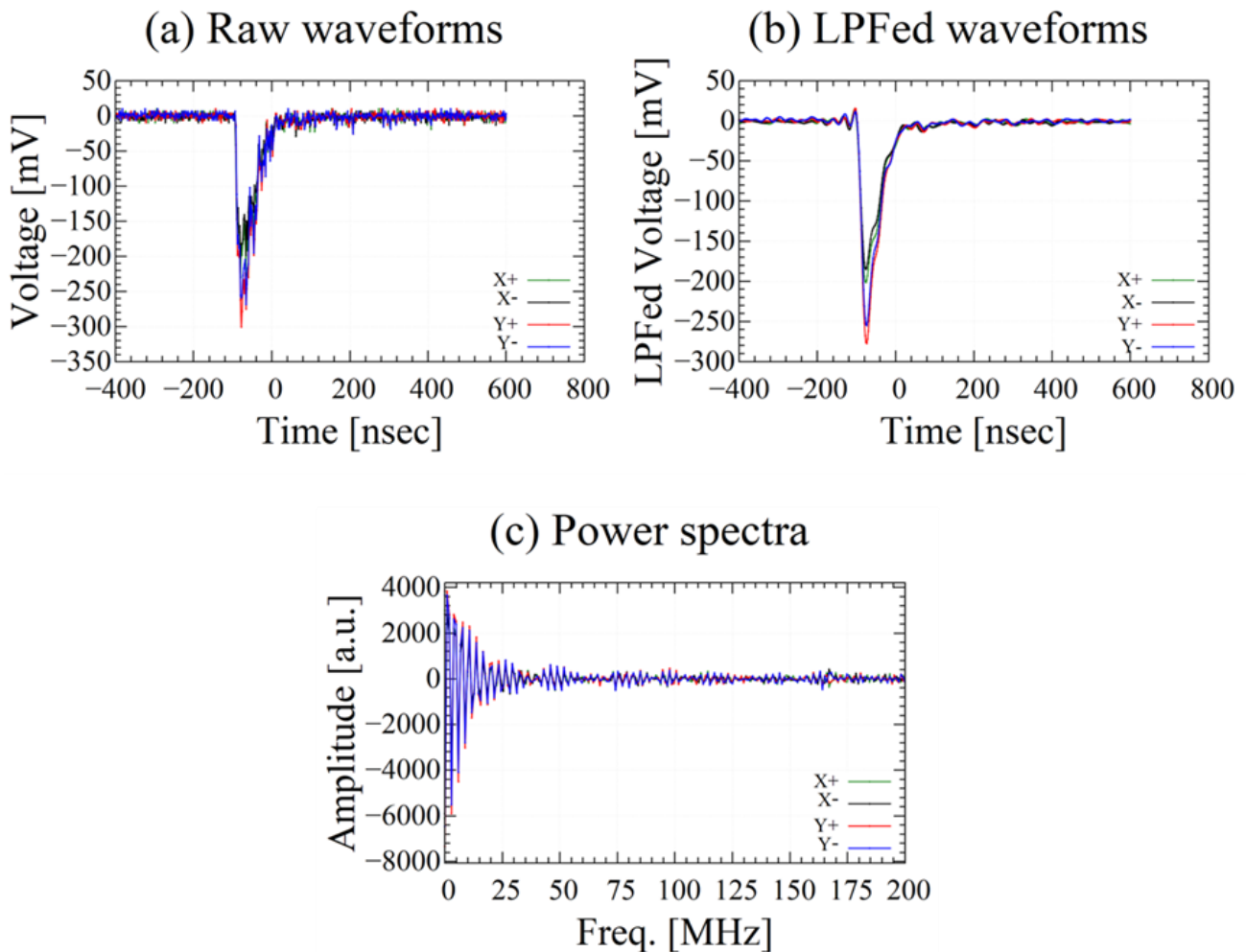


図 4-2 オシロスコープで計測した検出器の出力波形。(a) LPF 適用前の波形、(b) LPF 適用後の波形、(c)LPF 適用前の波形の周波数スペクトル。

4.2. データ収集

本研究ではデータ収集基板として Cosmo-Z を使用した。Cosmo-Z には Xilinx Zynq-7000 SoC と接続された 8ch 12-bit の Flash ADC (AD9633, Analog Devices) が搭載されており、Zynq-7000 SoC の動作を書き換えることによって任意の信号処理を行うことが可能である。Zynq-7000 SoC は FPGA と CPU を 1 チップ内に同居させたものである。FPGA 部分は Programmable logic (PL) と呼ばれ、再構成可能なロジックブロックのほか、PCI Express ブロックや高速シリアルトランシーバーなどを持つ。CPU にはデュアルコアの Arm Cortex-A9 が搭載されており、この CPU とオンチップメモリ、インターフェース、DMA コントローラ、Programmable logic とのインターコネクトなど様々な周辺回路と合わせて、Processing system (PS) と呼ばれる。CPU は OS 無しのベアメタルで動作させることも可能であるが、Linux を動作させ、既存の豊富なソフトウェア資産を利用することも可能である。本研究で開発した in-house のシステムでは、Programmable logic を PQD 用の検出器に特化して設計を行った。また、Processing system では計測システムの制御や Back-end

PC との通信といった多少複雑な処理を行うことから Linux を動作させることが望ましいと考え、Ubuntu 20.04 LTS を Arm Cortex-A9 用に用意し、その上で動作するソフトウェアも開発した。

設計したシステムの概要と信号処理の流れを図 4-3 に示す。PS-PMT の出力信号は、シンチレータの発光位置推定のために X+, X-, Y+, Y- の 4 つの信号に分流される。4 つの波形は Cosmo-Z のプリアンプで増幅され、サンプリング周波数 100 MHz の Flash ADC で A/D 変換される。デジタル化された波形は高周波ノイズを除去して正確な波高値を取得するために、Programmable Logic に実装された 14 次の FIR (Finite Impulse Response: FIR) LPF で処理される。図 4-4 に示す FIR フィルタの周波数応答の通り、実装した LPF のカットオフ周波数はサンプリング周波数 100 MHz でおおよそ 35 MHz に設定されている。FPGA に実装する FIR フィルタの係数は整数でなければならないため、本システムでは 2^{15} 倍でスケーリングした。これにより FIR フィルタの出力は入力 2^{15} 倍となるため、FIR フィルタの出力を 15 ビット右にシフトし、最下位ビット (Least significant bit: LSB) 側から 12 ビットを抽出した。LPF に入力された波形は、トリガ検出器と後述の PQD エンジンに送られる。トリガ検出器は、閾値を超えた波形に対して、選択可能な長さのトリガ信号を出力する。PQD エンジンは、トリガ信号が High の間の波高値 (Vp)、積算電荷量 (Q)、ペDESTAL を計算する。パラメータ・エンコーダはそれらを 44 ビットのタイムスタンプとひとまとめにしてイベントパッケージとしてエンコードし、20 バイトのイベントパッケージ毎

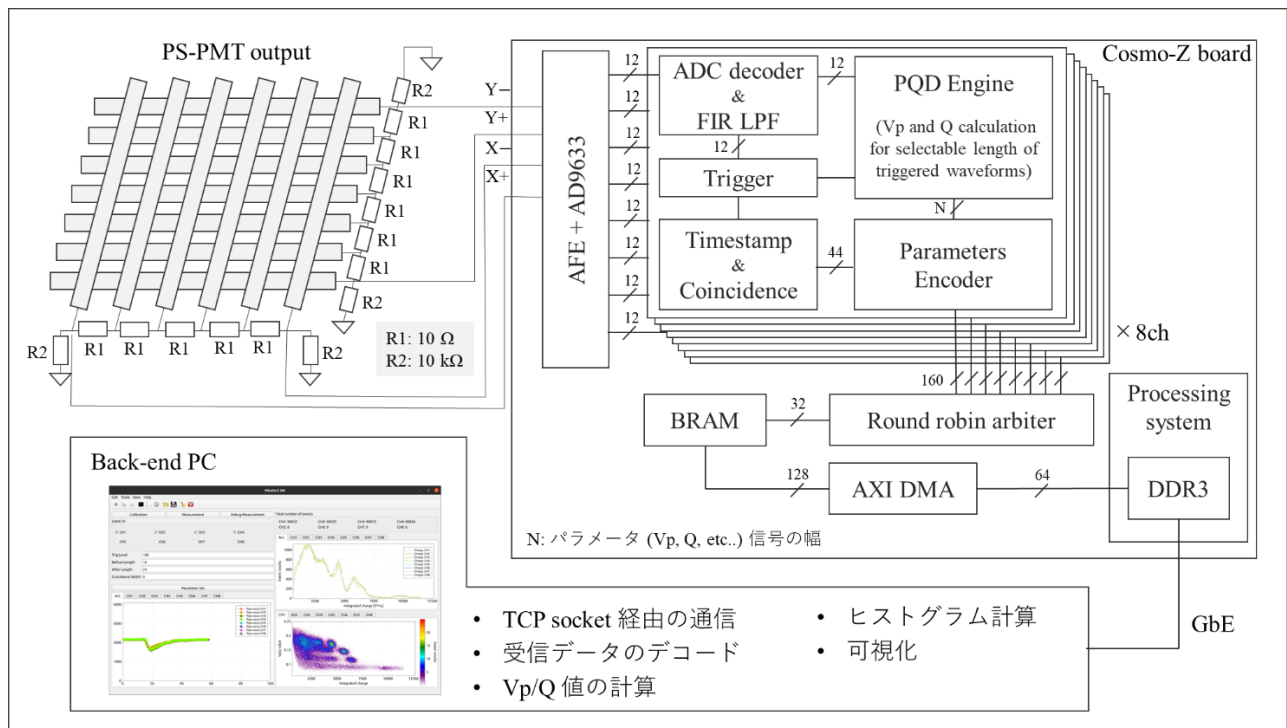


図 4-3 設計したシステムの概要と信号処理の流れ。PS-PMT の出力信号が Flash ADC で A/D 変換され、Cosmo-Z の Programmable Logic でオンライン処理される。処理されたデータは後処理や可視化のために、Back-end PC に転送される。

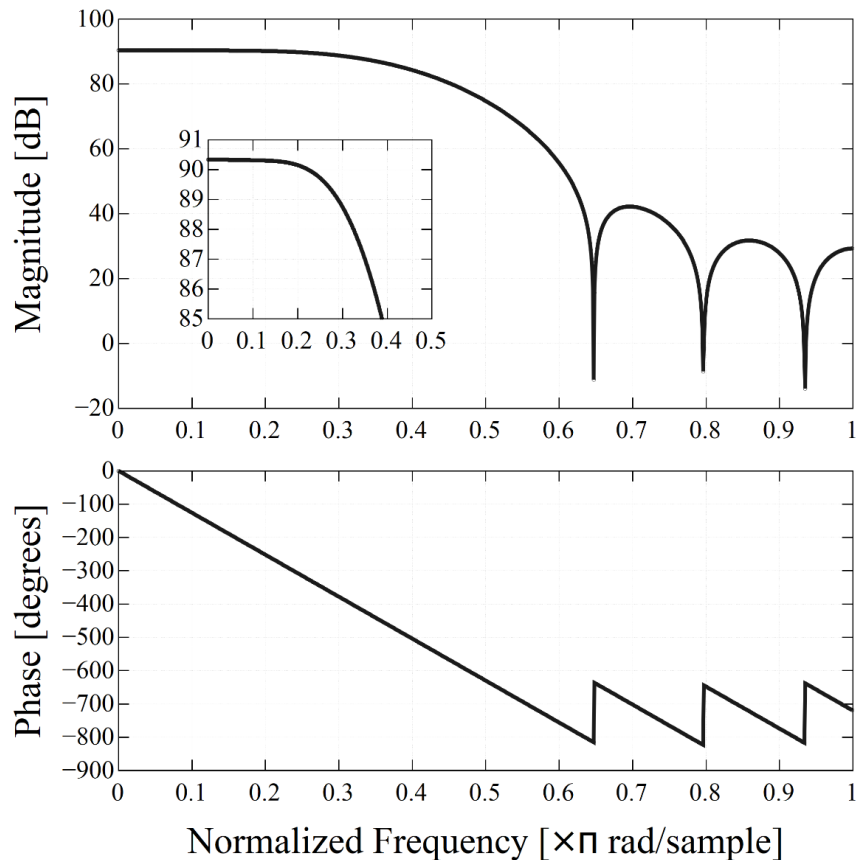


図 4-4 開発したシステムに実装した、14 次 FIR LPF の周波数応答。LPF のカットオフ周波数は、サンプリング周波数 100MHz のときでおよそ 35 MHz に設定されている。

に FIFO (First in first out) に入力される。ラウンドロビン調停器によって各チャンネルのイベントパッケージが FIFO から順次読み出され、Block RAM (BRAM) に保持される。イベントパッケージは AXI DMA によって Block RAM から SDRAM に転送される。Processing System では Programmable logic に実装した各処理回路の初期化や制御、Back-end PC からの命令の処理を行う。また、Processing system で SDRAM から読み出されたデータはギガビット・イーサネット (Gigabit ethernet: GbE) を介して Back-end PC に転送される。Back-end PC 上で動作する GUI ソフトウェアは、TCP ソケットを介して Cosmo-Z ボードと通信し、測定データのデコード、Vp/Q 値の計算、ヒストグラム解析と可視化を行う。

4.2.1. Programmable logic (PL)

4.2.1.1. ADC デコード回路

Cosmo-Z に搭載されている Flash ADC (AD9633, Analog Devices) は、量子化ビット数が 12 ビットであり、サンプリングレートを 10 - 125 MSPS までの任意の周波数から選択可能である (Analog Devices Inc., 2023)。ADC によって変換された 12 ビットのデジタル値

は最上位ビット (Most significant bit: MSB) 側と最下位ビット (Least significant bit: LSB) 側で2つの6ビット信号に分割され、サンプリング速度の6倍の速さで1ビットずつシリアル転送される。最大サンプリングレートである125 MSPSでは750 Mbpsの信号をFPGAで扱う必要があるが、この速さはCosmo-Zに搭載されているFPGAの速度限界を超えてしまうことから、FPGAで扱うためには非常に高度な多くの工夫を施す必要がある。本研究ではシステムの安定性や設計コスト、PQD法に必要なサンプリングレートを考慮し、サンプリングレートは100 MSPSとして設計を行った。100 MSPSでは、ADCからの信号が600 Mbpsの速さ、つまり1.67 nsの時間幅で1ビットずつFPGAへ転送される。これらのデータは、FPGA内で生成する600 MHzのクロック信号と同期してサンプリングされる。その際、図4-5で示すように、ADCから転送されるデータの遷移タイミングでサンプリングを行うと正確な値を取得できない場合があるため、信号が安定しているタイミングとサンプリング位置を合わせるような調整を行う必要がある。位置調整にはFPGAの入力ピン直後にある可変遅延モジュールのIDELAY2を使用した。IDELAY2を用いることで、78 ps単位で0 - 2418 psまでの範囲の遅延量を入力信号に与えることができる(Xilinx Inc., 2018)。

位置調整の方法として、まずADCから既知の信号パターンを出力し、この信号に対する遅延量を徐々に増加させる。遅延量の増加によってデコードされるデータの並び順が変わったとき、サンプリングクロックが信号の遷移タイミング内もしくは直後にあることになる。図4-6(a)に示すように、このときの遅延量から信号遷移間の時間幅の半分である0.835 nsを足し引きすることによって、サンプリングのタイミングを入力信号の安定時間の中央に合わせることができる。実際にはIDELAY2の遅延量は78 ps単位でしか調整できないため、0.835 nsに最も近い値である0.858 nsを用いて調整を行った。

FPGA内でサンプリングされたシリアル信号は、MSB側とLSB側の2つの6ビット幅デジタル値に整列する必要があるが、これはFPGA内のIDELAY2モジュール直後にあるISERDES2モジュールを用いることで容易に実現できる。ISERDES2モジュールは、入力する2つのクロック信号の速度比に応じて高速シリアル信号を2 - 8ビット幅の平行信号に変換することができ、さらに平行信号のビット並び順を調整することも可能である(Xilinx Inc., 2018)。ADCから転送されるデータはシリアル通信であり、FPGAにストリーミング転送され続けているものなので、どのビットがMSBかという情報は転送データには含まれていない。そのため、IDELAY2でサンプリング位置を調整した高速シリアル信号をISERDES2によって6ビット幅平行信号に変換した後、MSB位置の調整を行う必要がある。MSB位置の調整には、図4-6(b)に示すように、ADCから既知の信号パターンを出力し、そのパターンを再現できるまでISERDES2でビット並び順を変更し続ける方法を用いた。

上記の手順でADC出力信号のデコード校正を完了した後、6ビット幅の2つのデジタル値を結合して12ビット幅のデジタル値にすることで、ADC出力信号のデコードが正しく行われることになる。

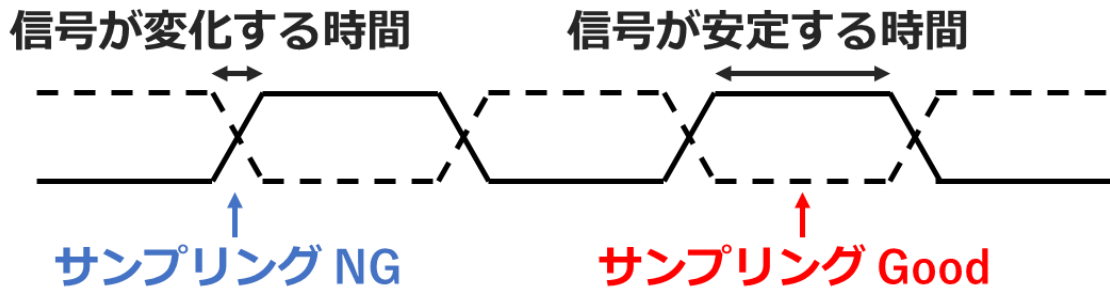


図 4-5 信号の遷移とサンプリングのタイミング

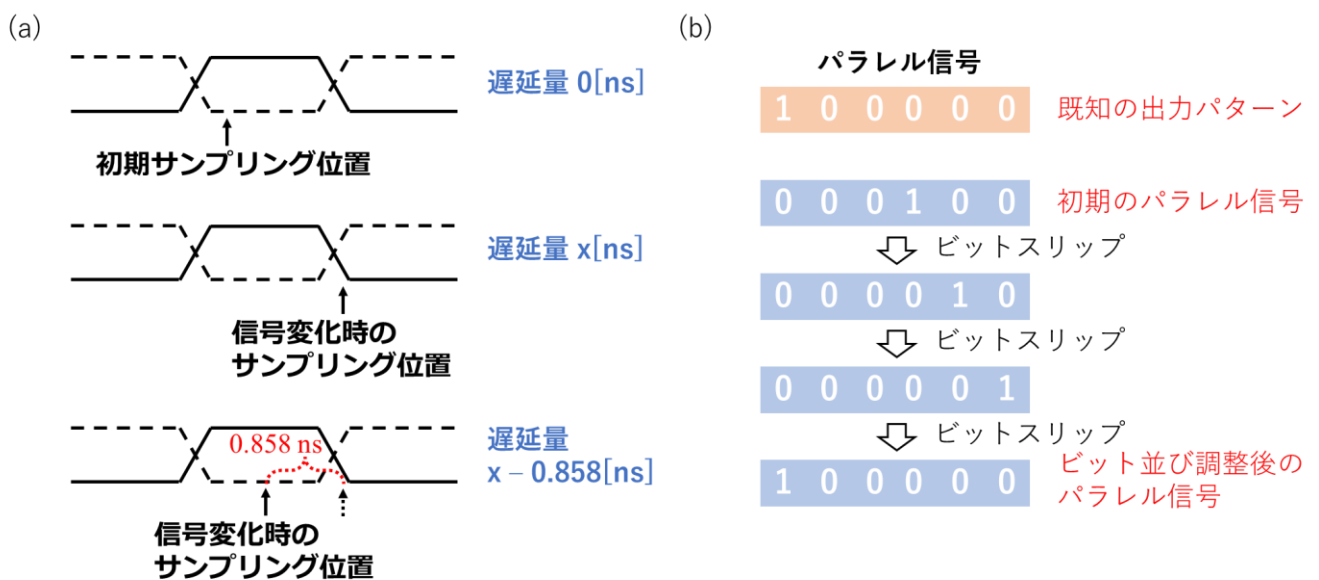


図 4-6 (a)サンプリングタイミングの調整、(b)ビット並び順の調整

4.2.1.2. FIR フィルタ

デジタルフィルタは離散時間システムにおいて特定の周波数成分を抽出、除去、強調、抑制するために用いられる。離散時間システムにおいて、単位インパルス $\delta(n)$ は式(1)で表される。

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, & \text{if } n = 0 \\ 0, & \text{if } n \neq 0 \end{cases} \quad (1)$$

単位インパルスのあるシステムに入力したときに得られる出力をインパルス応答 $h(n)$ といい、これを逆フーリエ変換することで得られるのが周波数応答である。周波数応答はシステムが周波数領域においてどのように作用をするかを表し、例えば周波数応答の高周波成分が0であればローパス・フィルタとして働き、低周波成分が0であればハイパス・フィ

ルタとして働く。つまり時間領域では、周波数応答の逆フーリエ変換であるインパルス応答を入力信号に畳み込むことでフィルタを作成することが可能であり、任意のインパルス応答を畳み込むことによって任意の周波数特性を持ったフィルタを作成することが可能である。このとき、インパルス応答の長さを有限の範囲で打ち切ったものを有限インパルス応答 (Finite impulse response: FIR) フィルタと呼び、フィードバックを必要とせず、常に安定しているという特徴がある。ただし、本来無限に続くはずのインパルス応答を有限の範囲に打ち切っている都合上、インパルス応答の長さが短い場合は、所望の周波数特性を達成できない可能性がある。

本研究では、PS-PMT の出力信号に含まれる高周波ノイズを除去して波高値の取得精度を向上させるために、FIR フィルタを用いてローパス・フィルタを設計した。なお、FIR フィルタを FPGA に実装するにあたって AMD Xilinx 社の FIR Compiler(Xilinx Inc., 2022)を使用した。FIR フィルタの出力 $y(n)$ は、フィルタの次数を N としたとき、 $N+1$ 個の係数 $h(n)$ と入力 $x(n)$ の畳み込みとして下式で表される。

$$y(n) = \sum_{i=0}^N h(i)x(n-i) \quad (2)$$

図 4-7 に Tapped delay line で実装された基本的な 14 次 FIR フィルタの構成を示す。 Z^{-1} は遅延素子、 \otimes は乗算器、 \oplus は加算器を示す。FIR フィルタの係数の数だけ乗算器とその係数があり、遅延素子、加算器と組み合わせられて畳み込みが実行される。また、表 4-2 に設計した FIR フィルタの係数を示す。この係数による周波数応答は図 4-4 に示すとおりである。

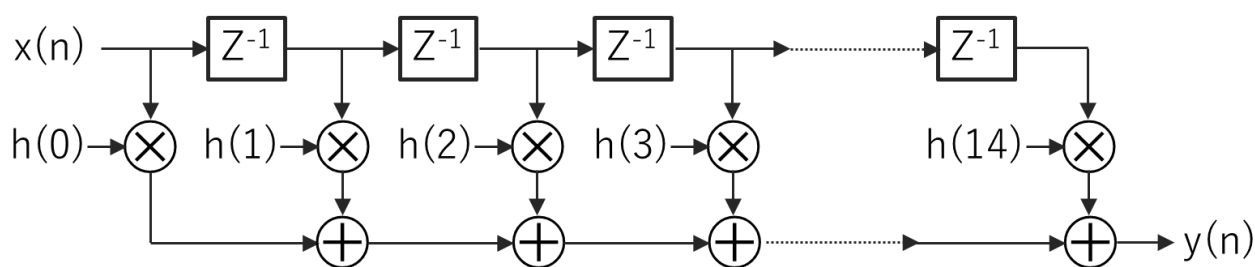


図 4-7 14 次 FIR フィルタの構成

表 4-2 開発したシステムに実装した 14 次 FIR フィルタの係数

$h(0)$	$h(1)$	$h(2)$	$h(3)$	$h(4)$	$h(5)$	$h(6)$	$h(7)$
70	208	0	-1085	-1313	2534	9468	13107
$h(8)$	$h(9)$	$h(10)$	$h(11)$	$h(12)$	$h(13)$	$h(14)$	
9468	2534	-1313	-1085	0	208	70	

4.2.1.3. PQD エンジン

ADC デコード回路で 12 ビット幅のデジタル値にデコードされた入力信号は FIR フィルタで高周波ノイズが除去され、後段の PQD エンジンに入力される。トリガ検出器では任意のトリガレベルを超えたパルスのみを抽出し、同時に PQD エンジンでパルスの波高値と積算値、ペDESTAL 値、44 ビットのタイムスタンプを収集する (図 4-8)。波高値は波形収集長内における入力値とペDESTAL の差の最も大きい値とし、積算値は波形収集長内の入力値とペDESTAL 値との差を累算した。ペDESTAL 値は FPGA 起動以降、一定周期における入力信号の最頻値とした。入力パルスがトリガを超えたときのカウンタの値をタイムスタンプとして付与し、トリガを超えてからピーク値までの長さも付与しているため、ピークトリガをかけることも可能である。回路内には FIFO を実装し、FIFO に溜めるデータ長を調整することで、トリガ前後の波形解析長を自由に設定することが可能である。データ処理中には次のパルス进行处理することが出来ないため、トリガ前後の波形解析長を必要最低限にすることでデッドタイムを短縮しながら、必要な情報を収集することが出来る。

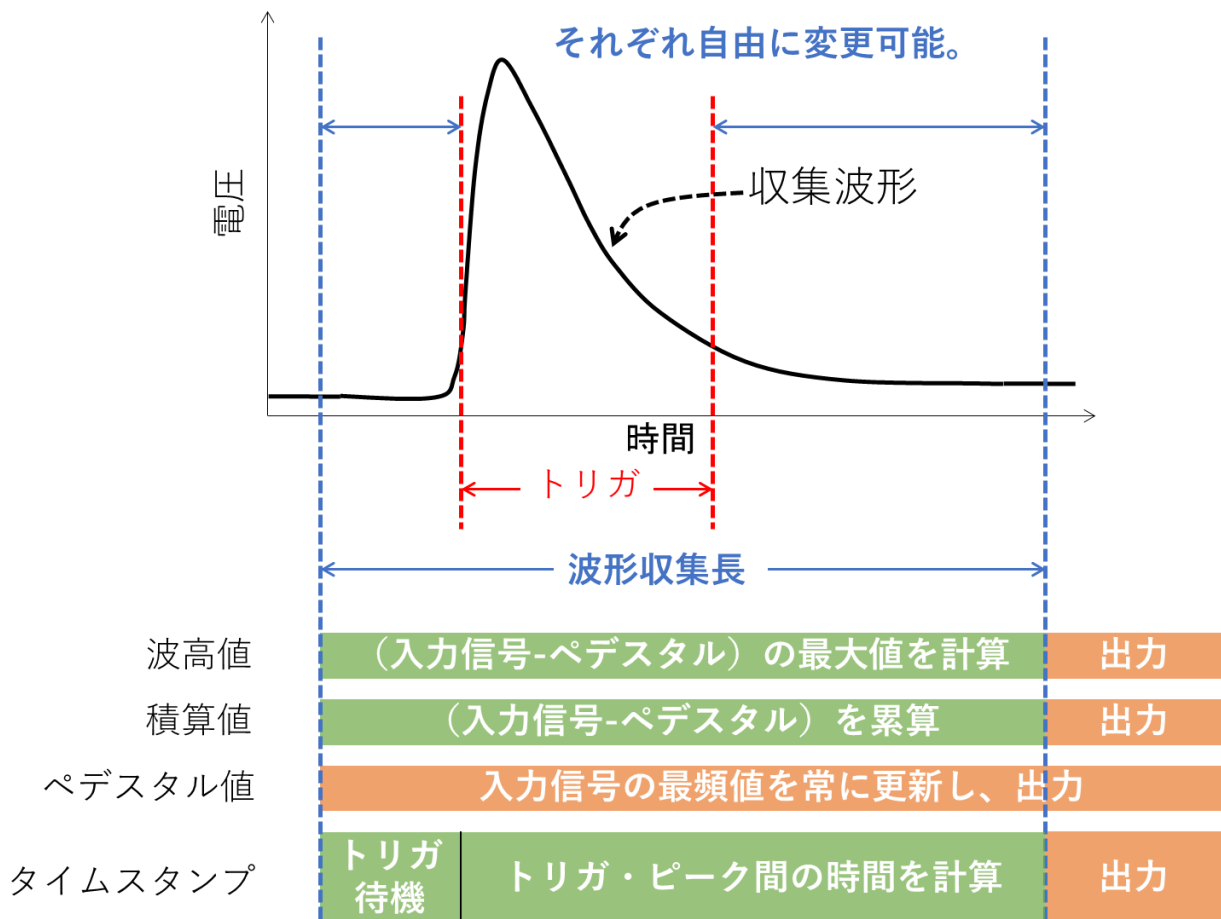


図 4-8 トリガ検出器と PQD エンジンの動作

4.2.1.4. タイムスタンプ

PET 装置のデータ収集システムには、同時計数が必要不可欠である。通常 PET 装置の同時計数時間幅は数 ns であるが、本システムでは 100 MSPS の ADC の出力信号でトリガをかけていることと、本研究で使用した PS-PMT は一基のみであり、同時計数の必要がなかったことから、最小許容幅を 10ns として、以降 10ns 単位で許容幅を調整できるようにした。これに合わせて、タイムスタンプは 100 MHz で動作するインクリメンタル・カウンタによって付与することとした。このタイムスタンプは、PS-PMT の出力信号が位置推定用に 4 本すべて欠損せずあるかどうかの判定時間として利用している。

4.2.1.5. 計測データ転送回路

PQD エンジンから出力される波高値や積算値などの波形情報は、Back-end PC へ転送される前にエンコードされる。1ch 当たりのイベント packets を図 4-9 に示す。PS-PMT のイベントは発光位置推定のために 4ch で計測されるため、この packet がイベントひとつ当たり同時に 4 つ生成される。データの保存先へアクセス競合が発生することを防ぐため、ラウンドロビン調停器によって各チャンネルのイベントを順次読み出し、Block RAM (BRAM) と呼ばれる FPGA 内部の RAM に一時的に保存する。BRAM の容量いっぱいである 32768 Bytes 分の計測データが保存されると、周辺回路から Processing system に DMA (Direct memory access) 転送を要求する割り込み信号を出力する。Processing system から DMA 転送命令が発行されると、DMA によって BRAM から SDRAM にデータが転送され、Processing system からアクセス可能になる。

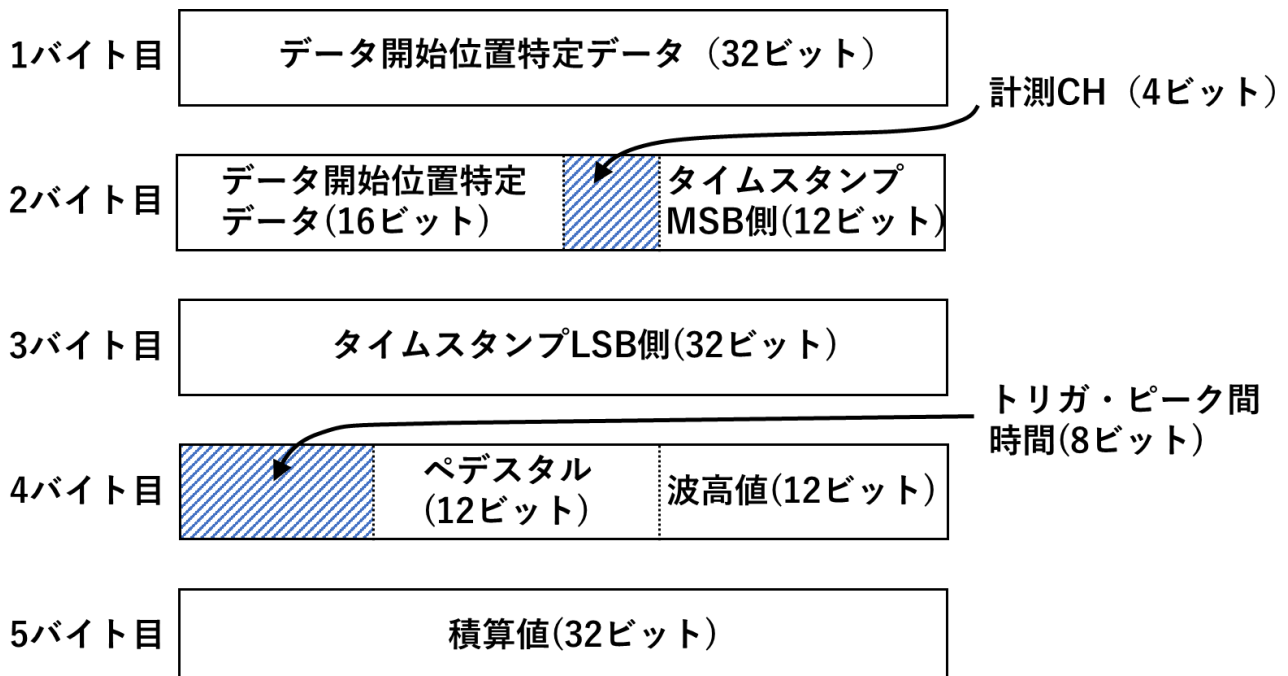


図 4-9 イベントパケットの構造

4.2.2. Processing system

4.2.2.1. Socket 通信

ソケットとはプロセス間通信の出入り口のことである。ソケット通信の具体的なプロトコルに TCP/IP や UDP/IP があり、ソケット通信はこれらのトランスポート層に該当する。TCP はコネクション型通信と呼ばれる。通信データの送信順序と受信順序を保証し、通信失敗時には再送信を行うなど信頼性が高いという特徴がある一方、通信に要するコストが高い。UDP はコネクションレス型通信と呼ばれる。通信順序や通信失敗時の回復処理などは利用側に任されており、プロトコルによって再送処理などは行われなため信頼性が比較的低いという特徴がある一方で、通信に要するコストが低く、高速な通信が可能であるという特徴がある。本研究ではデータ転送速度の向上を追求するのは将来の課題とし、まずはシステムの妥当性を確認するために、通信プロトコルには TCP/IP を採用してギガビット・イーサネット通信によって計測データの転送を行った。TCP/IP は一般的にクライアントとサーバーの二者間通信であり、図 4-10 に示す流れで通信を行う。なお、サーバーは後述の Back-end PC で動作する GUI (Graphical user interface) ソフトウェアであり、Zynq-7000 SoC の Processing system で動作するソフトウェアはクライアントとしてふるまう。

4.2.2.2. User-space I/O (UIO)

OS の核はカーネルと呼ばれ、アプリケーションへのインターフェース (Application programming interface: API) の提供、ハードウェアへの直接アクセス、プロセスのスケジューリング、その他多くの機能を有している。また、OS 環境の中でカーネル以外の部分をユーザーランドと呼ぶ。メモリはカーネルからアクセス可能なカーネル空間とユーザーランドからアクセス可能なユーザー空間に分けられており、ハードウェアはカーネル空間にマップされる。ユーザーランドからハードウェアにアクセスする際に一般的に使用する、カーネル空間で動作するソフトウェアをデバイスドライバと呼び、ハードウェアを制御してカーネルに認識させる働きもつ。デバイス制御はデバイスドライバに任せてユーザーランドではデバイスドライバから得たデータのみを扱うことで、ユーザーランドから直接ハードウェアの制御をせずに済むため、ユーザーランドで動作するアプリケーションの誤作動やバグ、悪意のあるアクセスなどによってシステムが不安定になることを防ぐことが可能である。デバイスドライバの開発にはカーネルアーキテクチャに対する深い知識が必要とされる上、カーネル空間で動作することから不正なメモリアクセスがあった場合はカーネルごとクラッシュしてしまうため、デバッグが容易ではない(平田, 2008)。あるデバイスに対する割り込み処理やレジスタアクセスのみが必要で、カーネルが提供する他の資源を

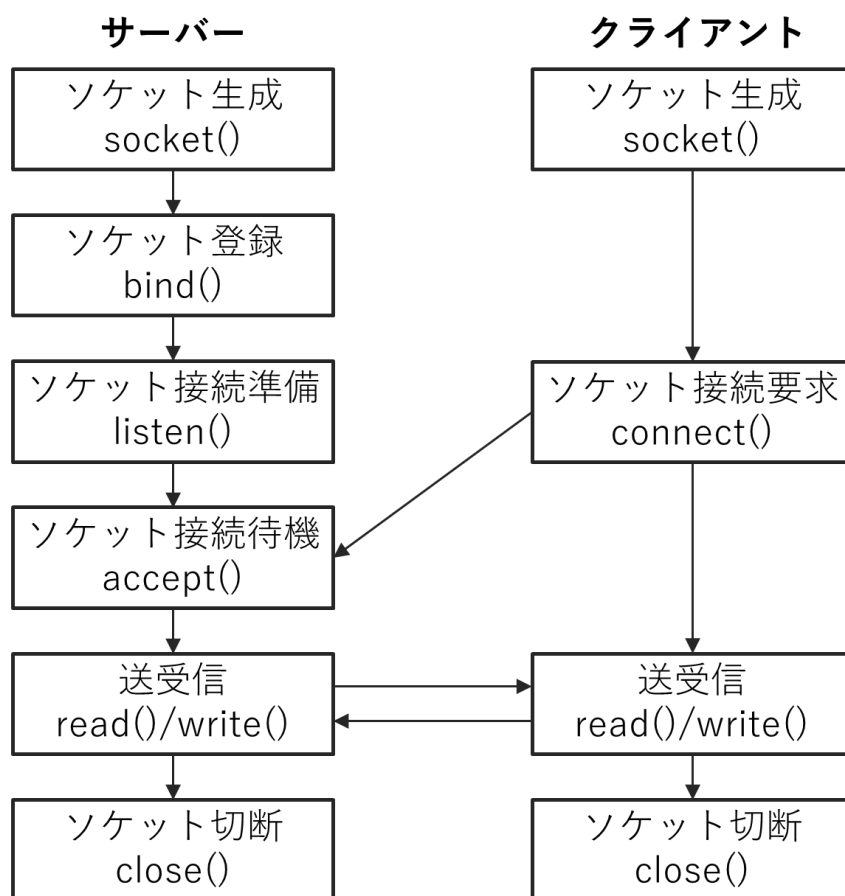


図 4-10 ソケット通信の流れ

必要としない場合は、そもそもデバイスドライバを作成するコストとリターンが見合わないという問題がある。この状況に対応するために、Linux には User-space I/O (UIO) が実装された。これは機能が限定されたデバイスドライバをユーザーランドで記述できるようにするインターフェースで、カーネルにハードウェア情報を示すためのファイルであるデバイスツリーと組み合わせることで、カーネル空間で動作するプログラムを記述する必要なくユーザーランドからハードウェアにアクセスすることが可能になる。具体的には UIO を用いることで、指定した範囲のメモリをユーザー空間からマッピング可能にし、割り込みをユーザー空間からの read システムコールに通知することが可能である。

本研究で開発したシステムで Programmable logic に実装された回路を Processing system から制御するために必要な要素としては、回路動作を決定するレジスタの読み書きと割り込み処理で事足りる。そのため、本システムではデバイスドライバの開発は行わず、UIO を用いてハードウェア制御を行うこととした。

4.2.2.3. 計測データへのアクセス

本システムで計測したデータは DMA 転送されて SDRAM に保存され、ソケット通信によって Back-end PC に転送される。本システムでは、ユーザー空間から SDRAM に保存さ

れた計測データを取得するために、ikwzm により開発された u-dma-buf を使用した。u-dma-buf は DMA バッファとして連続したメモリ領域をカーネル空間に確保し、ユーザー空間からアクセス可能にするためのデバイスドライバである (ikwzm, 2022)。Zynq-7000 SoC にも対応しており、高機能ながら簡便に使用することが可能である。

4.2.2.4. 処理の流れ

Processing system で動作するソフトウェアのフローチャートを図 4-11 に示す。ソケット通信を用いてサーバーとのチャット機能を実装しており、このチャットを介して計測システムの制御命令や計測データ転送のハンドシェイクなどを行っている。計測したデータが BRAM に十分な量保存されると、Programmable logic に実装した BRAM の周辺回路によって有効なデータ範囲を示す BRAM アドレスがレジスタに書き込まれ、割り込み信号が Processing system へ出力される。Processing system はこの割り込み信号を検出すると、レジスタにアクセスして計測データ量を計算し、計測データを SDRAM へ転送するよう DMA 命令を発行する。DMA 転送が終了すると、DMA から転送終了を示す割り込み信号が Processing system へ出力され、Processing system がこの割り込み信号を検出することで、データ転送サイクルを終了する。

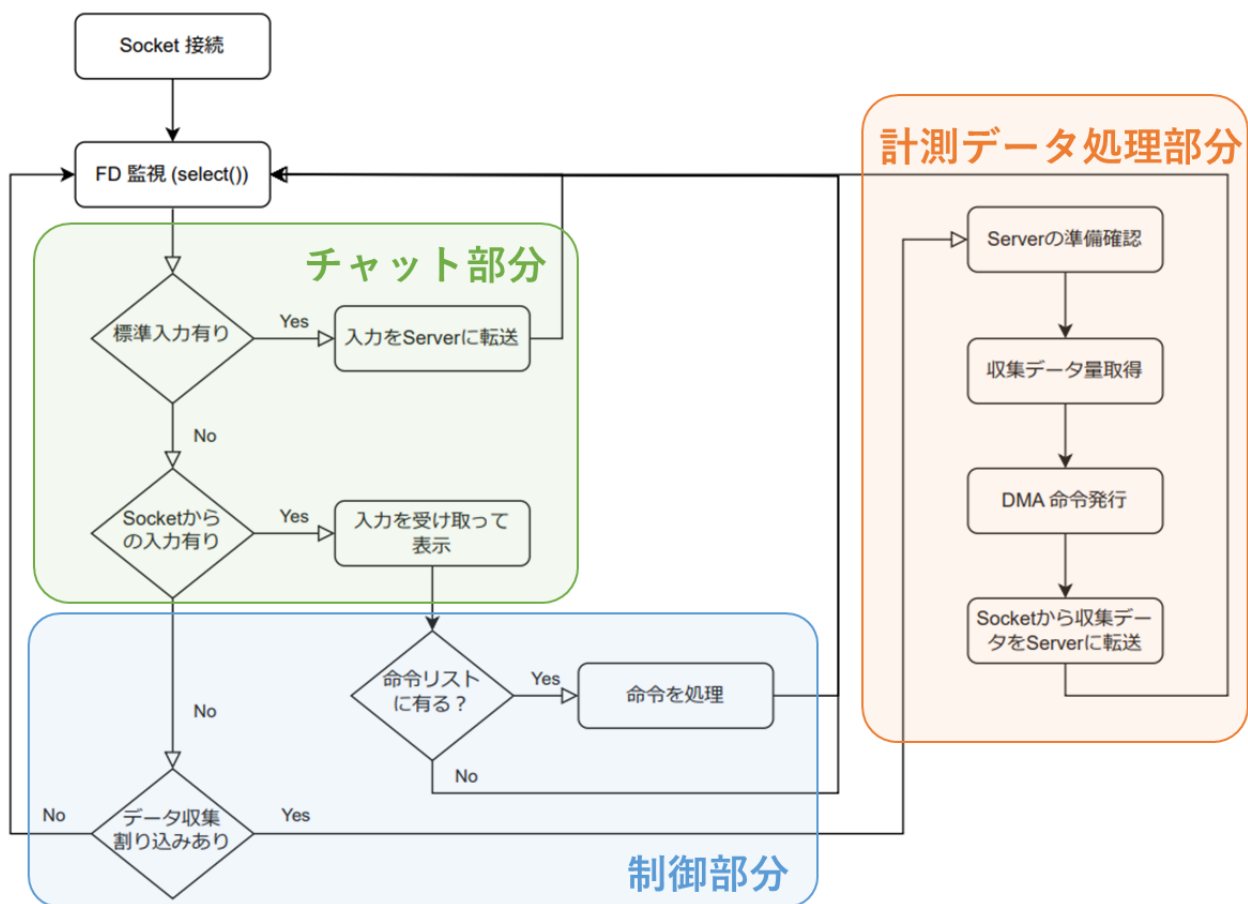


図 4-11 Cosmo-Z で動作するクライアント・アプリケーションの動作

4.2.3. Back-end PC

図 4-12 に Back-end PC で動作するソフトウェアのフローチャートを示す。また、図 4-13 にソフトウェア画面を示す。Back-end PC では開発した GUI ソフトウェアが、Cosmo-Z からソケット通信によって転送された計測データを解析、可視化する。こちらは TCP/IP においてサーバーとして振る舞うことで、将来的に複数台の Cosmo-Z と接続して検出器規模を大きくすることも可能にしている。GUI ソフトウェアを実装するにあたって、ソケット通信は別スレッドに切り出し、データ処理や描画と独立してシステム制御を行うことを可能にした。GUI 上のボタンやテキストボックスによってシステムの動作モードを決定し、ソケット通信によってクライアントへ動作モード変更の命令を発行する。また、可視化のためのヒストグラム処理では総データ数の増加によって処理に要する時間が増加しないように、イベント情報を保持するコンテナに対してカスタムイテレータを実装した。

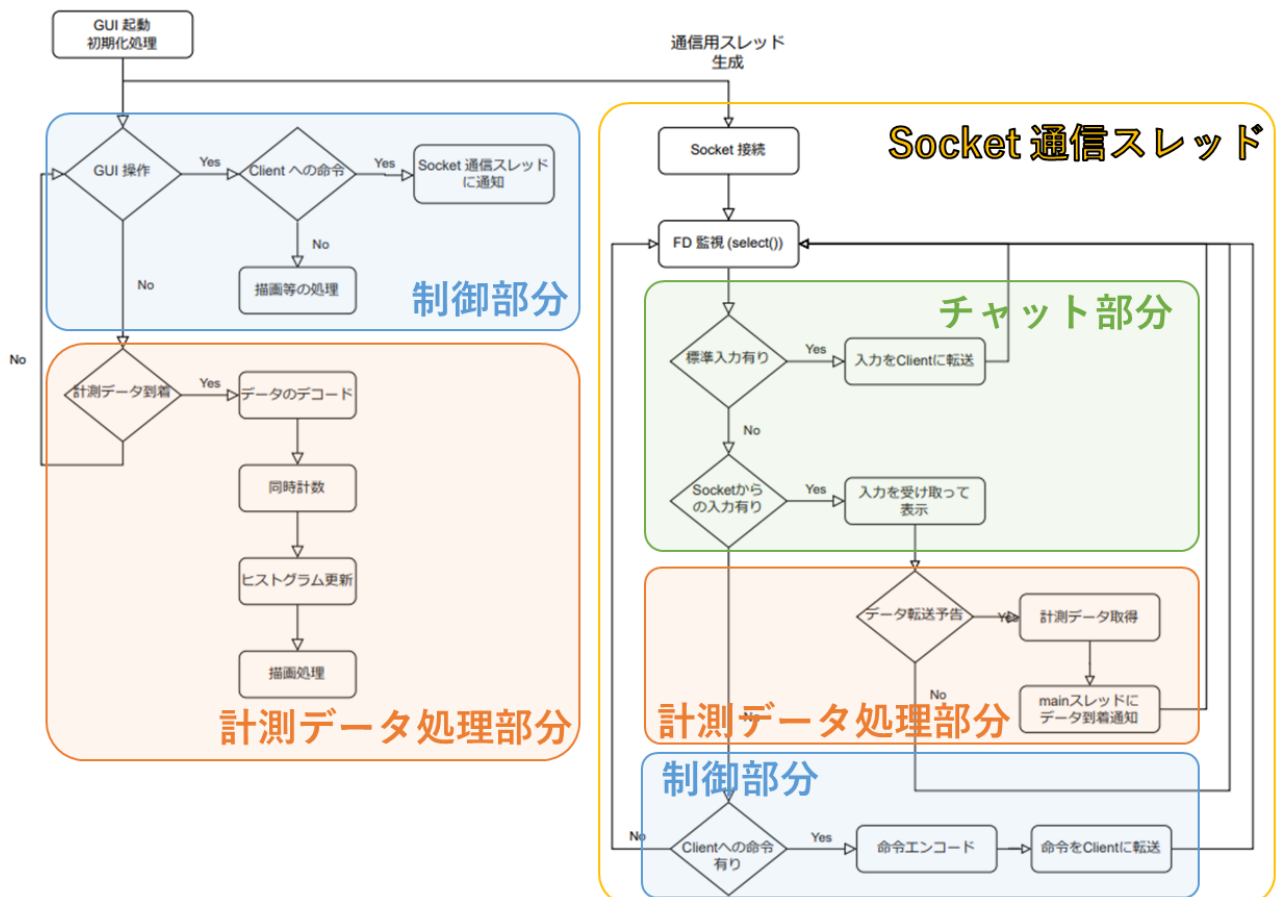


図 4-12 Back-end PC で動作するサーバー・アプリケーションの動作

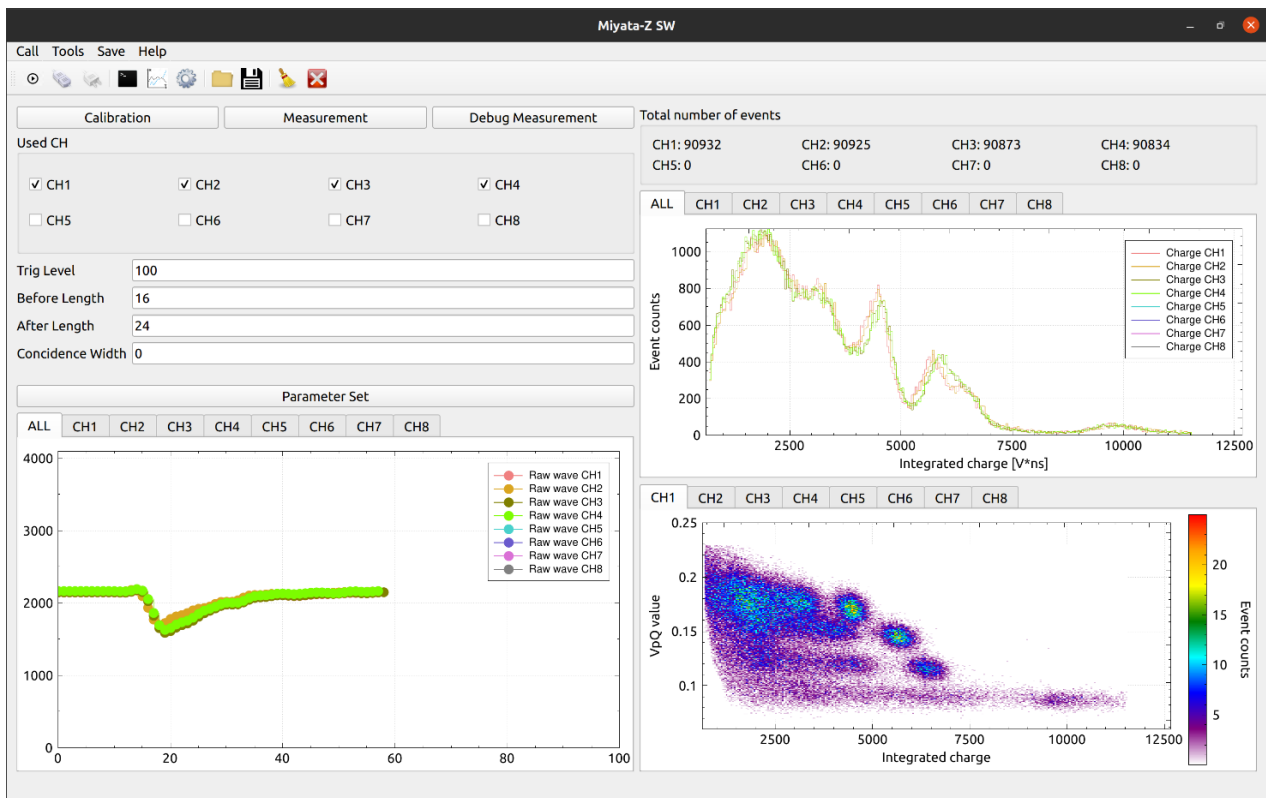


図 4-13 Back-end PC で動作する GUI ソフトウェアの画面

4.3. 実験体系

PS-PMT のゲインは光電面上の位置に依存し、波高値の取得精度、ひいては PQD の性能に影響を及ぼすと考えられている。シンチレータの位置に依存した PQD 性能を評価するため、2.7mm ピッチの 8×8 アレイに相当する 64 個の位置について、各位置に積層シンチレータブロックを移動させて計測を行った。PS-PMT への供給電圧は -990 V とし、PS-PMT の出力信号を自作の Cosmo-Z ベースの DAQ で収集した。実験体系を図 4-14 に示す。PQD 法による DOI 弁別の性能を評価するため、線源をコリメートせずに 4 層全て同時に照射する非コリメート照射と、線源をコリメートして 1 層ずつ照射するコリメート照射の 2 つの照射方法で比較を行った。非コリメート照射では 123.9 MBq の ^{137}Cs 線源を検出器から 15cm 離して配置し、40,000 イベントを収集した。コリメート照射では ^{137}Cs 線源を長さ 15cm のタングステン製コリメータの遠端に配置し、各層について 10,000 イベント収集を、コリメータ位置をずらしながら全層収集した。積層シンチレータブロックとコリメータを配置するための治具は、3D プリンタ (Anycubic Photon M3 Plus, Anycubic) を使用して作成した。

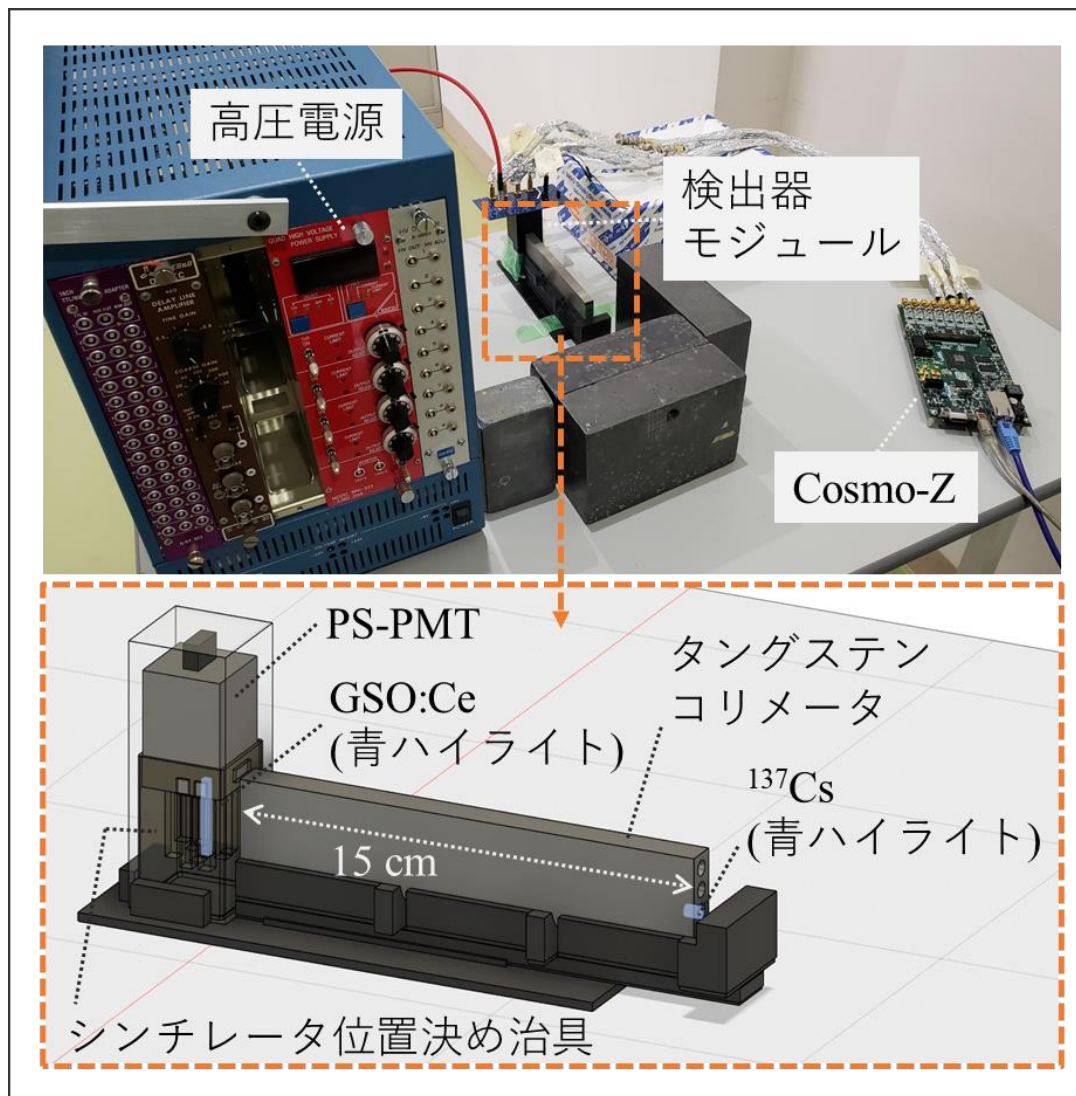


図 4-14 実験体系の写真と、検出器モジュール周辺の 3D CAD の図。シンチレータ位置決め治具などは本来遮光のために不透明だが、3D CAD の図では位置関係の描画のために透明度を持たせて表示している。

4.4. 評価方法

中心極限定理に従い、エネルギーヒストグラムの 662 keV 全吸収ピークと V_p/Q 値はそれぞれ正規分布に従う。 V_p/Q 値はエネルギー付与には依存せず、シンチレータの時定数のみに依存するため (Ogawara & Ishikawa, 2015)、横軸に積算電荷量 (Q)、縦軸に V_p/Q 値を取った二次元ヒストグラム上の 662 keV 全吸収ピークは、積算電荷量 (Q) と V_p/Q 値の 2 変数の正規分布で表すことができる。各層のエネルギー分解能は、 ^{137}Cs の 662 keV 全吸収ピークに対して一次元正規分布でフィッティングして得られた FWHM とした。PQD の解析範囲を決定し、DOI 弁別性能を評価するために、662 keV 全吸収ピークを一次元または二次元の正規分布でフィッティングした。図 4-15 に、一次元および二次元のヒストグラムとその解析範囲を示す。

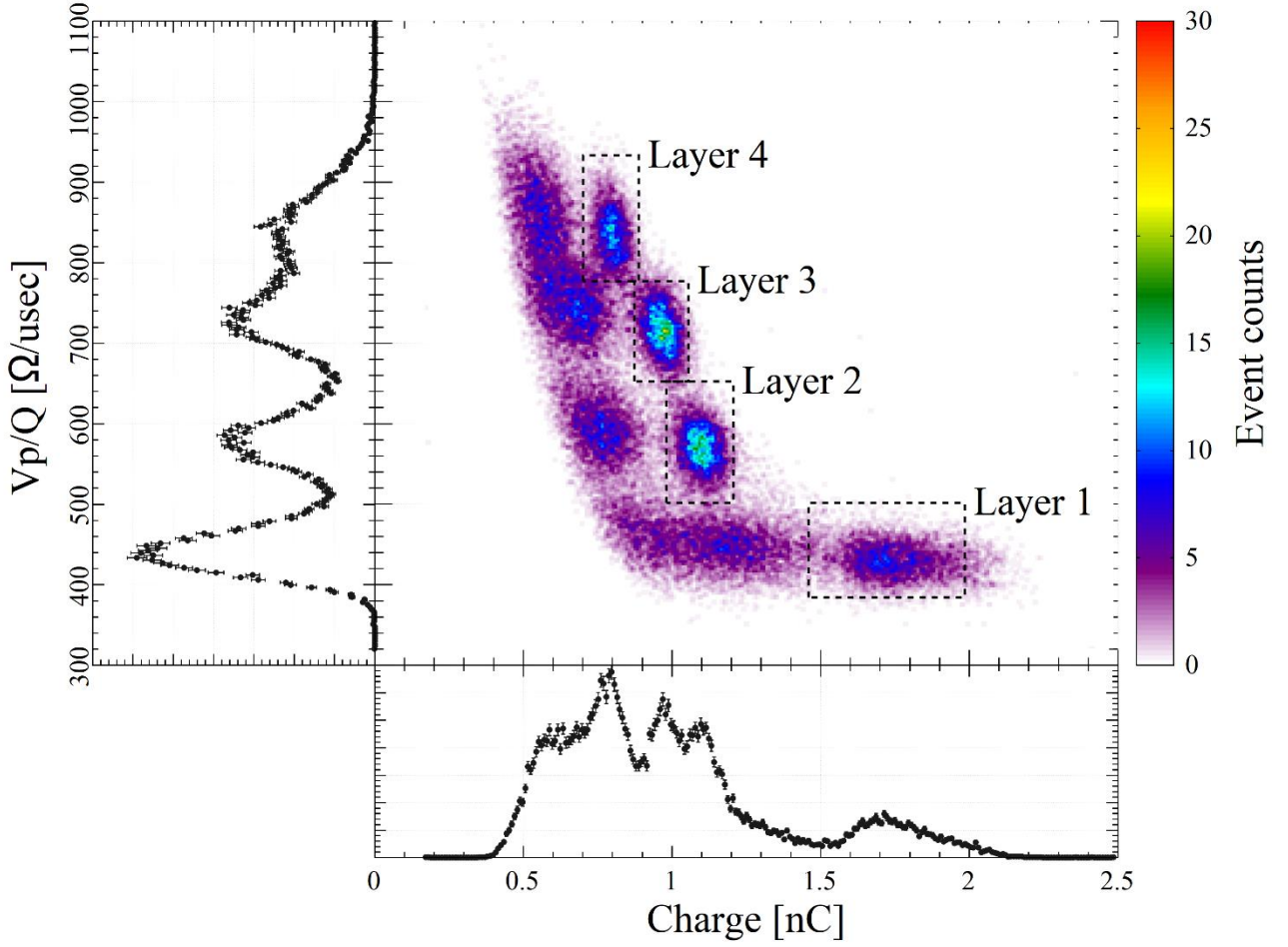


図 4-15 Q-Vp/Q 二次元ヒストグラムと、Q および Vp/Q の一次元ヒストグラム。破線の四角枠が 662 keV 全吸収ピーク的位置を示している。一次元の PQD 法では、破線の四角枠内のイベントを抽出して、Vp/Q 値の閾値決定に利用している。

図 4-15 で示すように、M 層の GSO:Ce シンチレータで構成された Phoswich 検出器では、M 個の一次元正規分布 $f_m(x)$ が Vp/Q 一次元ヒストグラム上にあらわれ、同様に M 個の二次元正規分布 $f_m(x, y)$ が Q-Vp/Q 二次元ヒストグラム上にあらわれる。このときの各シンチレータ間の境界は下式で表すことができる。

$$B_{lxm} = \mu_x - 2\sigma_x \quad (3)$$

$$B_{hxm} = \mu_x + 2\sigma_x \quad (4)$$

$$B_{lym} = \begin{cases} I(m-1, m), & \text{if } m > 1 \\ \mu_y - 2\sigma_y, & \text{if } m = 1 \end{cases} \quad (5)$$

$$B_{nym} = \begin{cases} I(m, m+1), & \text{if } m < M \\ \mu_y + 2\sigma_y, & \text{if } m = M \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 B_{lxm} と B_{hxm} はそれぞれ m 番目のシンチレータの X 軸方向の下限閾値と上限閾値、 B_{lym} と B_{hym} はそれぞれ m 番目のシンチレータの Y 軸方向の下限閾値と上限閾値、 μ_x と μ_y はそれぞれ正規分布の X、Y の平均値、 σ_x と σ_y はそれぞれ正規分布の X、Y の標準偏差、 $I(a, b)$ は a 番目と b 番目の正規分布の交点のうち、二つの分布の平均の間にある点を示す。一次元正規分布において、あるシンチレータのイベントが他のシンチレータのイベントとして扱われてしまうエラーイベント数 n_{E1D} と、境界内の総イベント数 n_{T1D} は下式で計算される。

$$n_{E1Dm} = n_{T1Dm} - \int_{B_{lxm}}^{B_{hxm}} f_m(x) dx \quad (7)$$

$$n_{T1Dm} = \sum_{i=1}^M \int_{B_{lxm}}^{B_{hxm}} f_i(x) dx \quad (8)$$

同様に、二次元ヒストグラムにおいて n_{E2D} と n_{T2D} は下式で計算される。

$$n_{E2Dm} = n_{T2Dm} - \int_{B_{lxm}}^{B_{hxm}} \int_{B_{lym}}^{B_{hym}} f_m(x, y) dx dy \quad (9)$$

$$n_{T2Dm} = \sum_{i=1}^M \int_{B_{lxm}}^{B_{hxm}} \int_{B_{lym}}^{B_{hym}} f_i(x, y) dx dy \quad (10)$$

また、二次元正規分布の確率密度関数 $P_r(x, y)$ は下式であらわされる。

$$P_r(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1-\rho^2}} \exp \left[-\frac{1}{2(1-\rho^2)} \left\{ \left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right)^2 - 2\rho \left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right) \left(\frac{y-\mu_y}{\sigma_y} \right) + \left(\frac{y-\mu_y}{\sigma_y} \right)^2 \right\} \right] \quad (11)$$

ここで、 ρ は x と y の相関係数である。n 次元の正規分布において、ある点の確率密度はマハラノビス距離 d によって一意に決まる。二次元正規分布では、マハラノビス距離 d は下式で表される。

$$d = \sqrt{\frac{1}{(1-\rho^2)} \left[\left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right)^2 - 2\rho \left(\frac{x-\mu_x}{\sigma_x} \right) \left(\frac{y-\mu_y}{\sigma_y} \right) + \left(\frac{y-\mu_y}{\sigma_y} \right)^2 \right]} \quad (12)$$

n 次元の正規分布においてマハラノビス距離の二乗は自由度 n のカイ二乗分布に従うことから、二次元正規分布の累積分布関数 $F(d)$ は下式であらわされる。

$$F(d) = 1 - \exp \left[-\frac{d^2}{2} \right] \quad (13)$$

以上より、半値半幅 $d_{HWHM_{2D}}$ をマハラノビス距離であらわすことで、式 (11) は下式になる。

$$\frac{1}{2} = 1 - \exp\left[-\frac{d_{HWHM_{2D}}^2}{2}\right] \quad (14)$$

$$d_{HWHM_{2D}} = \sqrt{2\ln(2)} \quad (15)$$

式 (11) と式 (13) より、二つの二次元正規分布の平均を結ぶ直線と X 軸がなす任意の角度 φ の半値半幅 $HWHM_{2D}(\varphi)$ は下式であらわされる。

$$r = HWHM_{2D}(\varphi) = \sqrt{\frac{2(1-\rho^2) \cdot \ln(2)}{1-2\rho \sin \varphi \cos \varphi}} \quad (16)$$

ここで、

$$r = \sqrt{D_x^2 + D_y^2} \quad (17)$$

$$D_x = \frac{x - \mu_x}{\sigma_x} \quad (18)$$

$$D_y = \frac{y - \mu_y}{\sigma_y} \quad (19)$$

である。

以上より、任意の角度 φ の半値全幅 $FWHM_{2D}(\varphi)$ は下式であらわされる。

$$FWHM_{2D}(\varphi) = 2 \times HWHM_{2D}(\varphi). \quad (20)$$

n次元 PQD 法による DOI 弁別能の評価指標として、 ER_{nD} (Error ratio) と FOM_{nD} (Figure of merit) を n次元正規分布に対するフィッティング解析により定義した。 ER_{nD} は各シンチレータの弁別能を表し、式 (5) - (8) から

$$ER_{nD} = \frac{n_{EnD}}{n_{TnD}}, \quad (21)$$

で定義される。 FOM_{nD} は二つのシンチレータ間の弁別能を表し、下式で定義される。

$$FOM_{nD} = \frac{\|mean_{nDb} - mean_{nDa}\|}{FWHM_{nDb} + FWHM_{nDa}}, \quad (22)$$

ここで、 $mean_{nDa}$ は一方の正規分布の平均値で、 $mean_{nDb}$ はもう一方の正規分布の平均値、 $FWHM_{nDa}$ は一方の正規分布の半値全幅、 $FWHM_{nDb}$ はもう一方の正規分布の半値全幅で

ある。図 4-16 に、一次元の ER と FOM を図示する。ER は式(21)の通り、ある正規分布についてその両側の交点の内側の面積、つまりシンチレータの弁別を行う際に「このシンチレータで起きたイベントである」と扱う総イベント数に該当する”Total”で、両側の交点の外側の面積、つまり該当するシンチレータの弁別を正しく行うことができなかったイベント数に該当する”Error”を除いた値である。FOM は式(22)の通り、二つの正規分布の半値幅の和で、二つの正規分布の平均値の差の絶対値、つまり二つの正規分布の距離を除いた値である。

Error ratio (ER)

$$ER = \frac{\text{Error}}{\text{Total}} \times 100$$

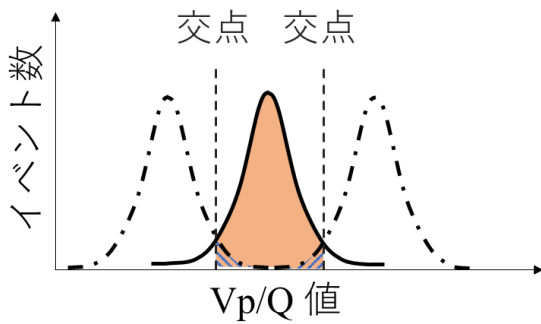


Figure of merit (FOM)

$$FOM = \frac{|\text{mean}_2 - \text{mean}_1|}{FWHM_1 + FWHM_2}$$

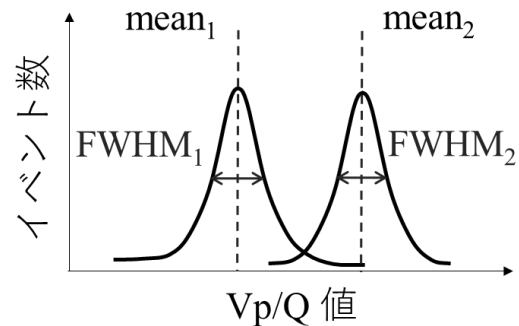


図 4-16 Error ratio (ER) と Figure of merit (FOM) の図示。

5. 実験結果

コリメート照射によって得られた flood histogram を図 5-1 に示す。図 5-1 より、狙った層が正確に照射されていることがわかる。コリメータで遮蔽されていた層について、光電面側の層に多少リークイベント観測されたが、光電面と逆側の層ではほとんどリークイベントは観測されなかった。したがって、これらのリークイベントはクロストークによるものではなく、コリメータの直径と実験体系のセットアップに起因するものであることがわかる。

図 5-2 にコリメート照射で得られた各光電面位置におけるエネルギー分解能、正規化ゲイン、FOM、ER の結果を示す。同様に、図 5-3 に非コリメート照射で得られた結果を、図 5-4 にコリメート照射と非コリメート照射の結果の差を示す。また、エネルギー分解能、正規化ゲイン、FOM、ER の各層における平均値と標準偏差を表 5-1 に示す。1 層目のエネルギー分解能は他の層よりも高く平均で約 18% であり、他の層のエネルギー分解能は平均 12.4% - 14.4% であった。また、コリメート有無によるエネルギー分解能の平均値の差は約 2% であった。正規化ゲインは光電面の中央部もしくは光電面に近いほど高く、光電面の端部もしくは光電面から遠いほど低い傾向を示した。また、コリメートの有無による正規化ゲインの差はほとんどなかった。1 層目・2 層目間、2 層目・3 層目間、3 層目・4 層目間の FOM_{1D} の平均値はそれぞれ 1.04、0.95、0.70 だった。また、1 層目、2 層目、3 層目、4 層目の ER_{1D} の平均値はそれぞれ 3.50%、2.96%、13.3%、1.88% だった。FOM は光電面に近い結晶ほど高く、ER は低いことから、光電面に近い結晶ほど DOI 弁別能がかくなる傾向であった。シンチレータ層の位置に応じて PS-PMT に到達する光量に差があるためにシンチレータ層ごとの 662keV 全吸収ピーク位置が異なることを利用し、積算電荷量と V_p/Q 値の両方を用いた二次元 PQD 法による DOI 弁別を行った。1 層目・2 層目間、2 層目・3 層目間、3 層目・4 層目間の FOM_{2D} の平均値はそれぞれ 1.46、0.99、0.91 であり、1 層目、2 層目、3 層目、4 層目の ER_{2D} の平均値はそれぞれ 0.00%、2.73%、0.88%、0.65% だった。以上より、二次元 PQD 法によって DOI 弁別能が向上したと言える。コリメートの有無による FOM の差は 1.2% 以内とわずかであったが、ER の差は約 54% と大きい値に見える。これは、ER の値が非常に小さいためであると考えられる。

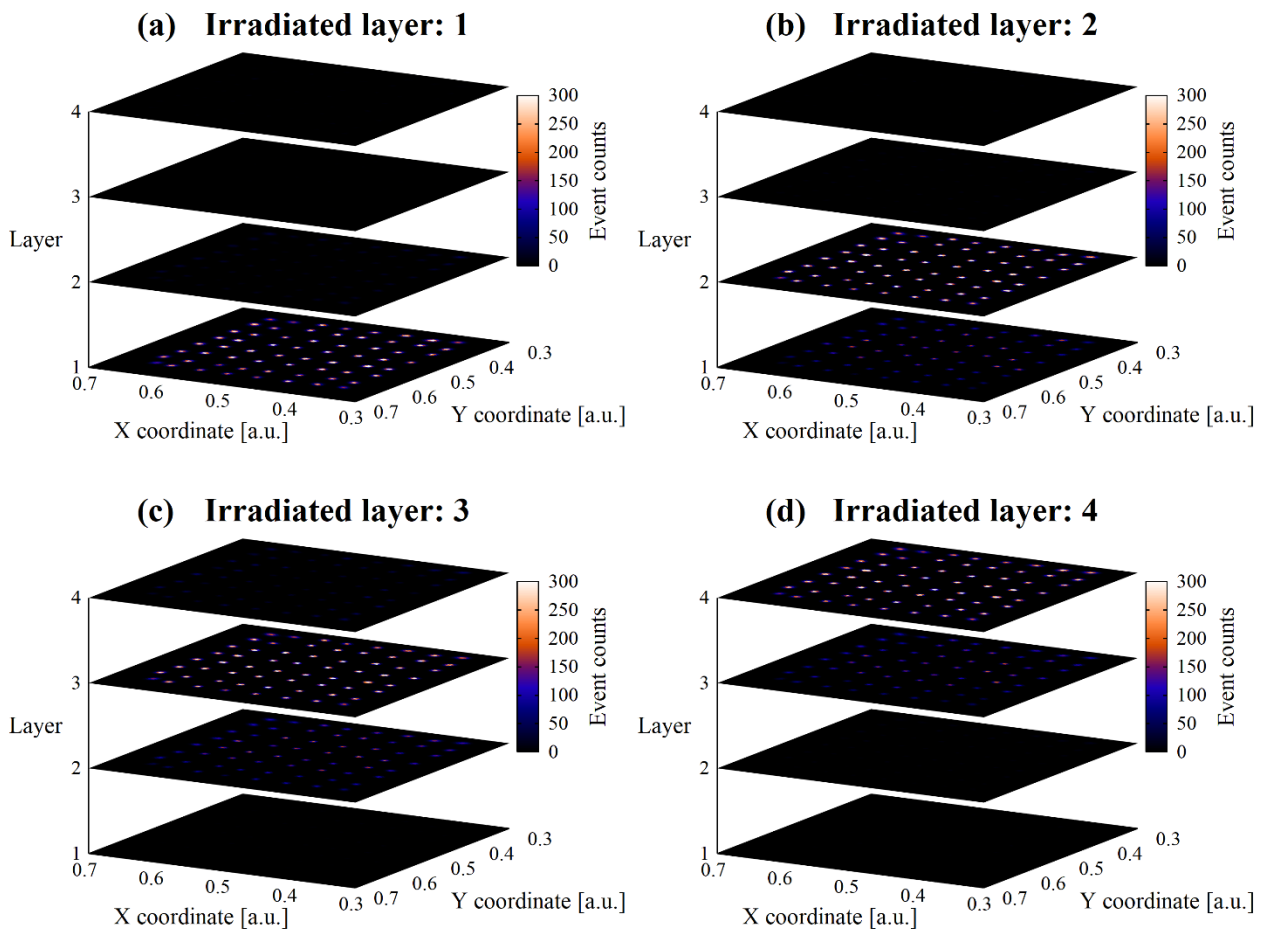


図 5-1 コリメート照射によって得られた flood histogram。(a)では照射していない層でイベントは観測されないが、(b)-(d)では光電面側に多少のリークイベントが観測される。これはクロストークによるものではなく、実験体系によるものである。

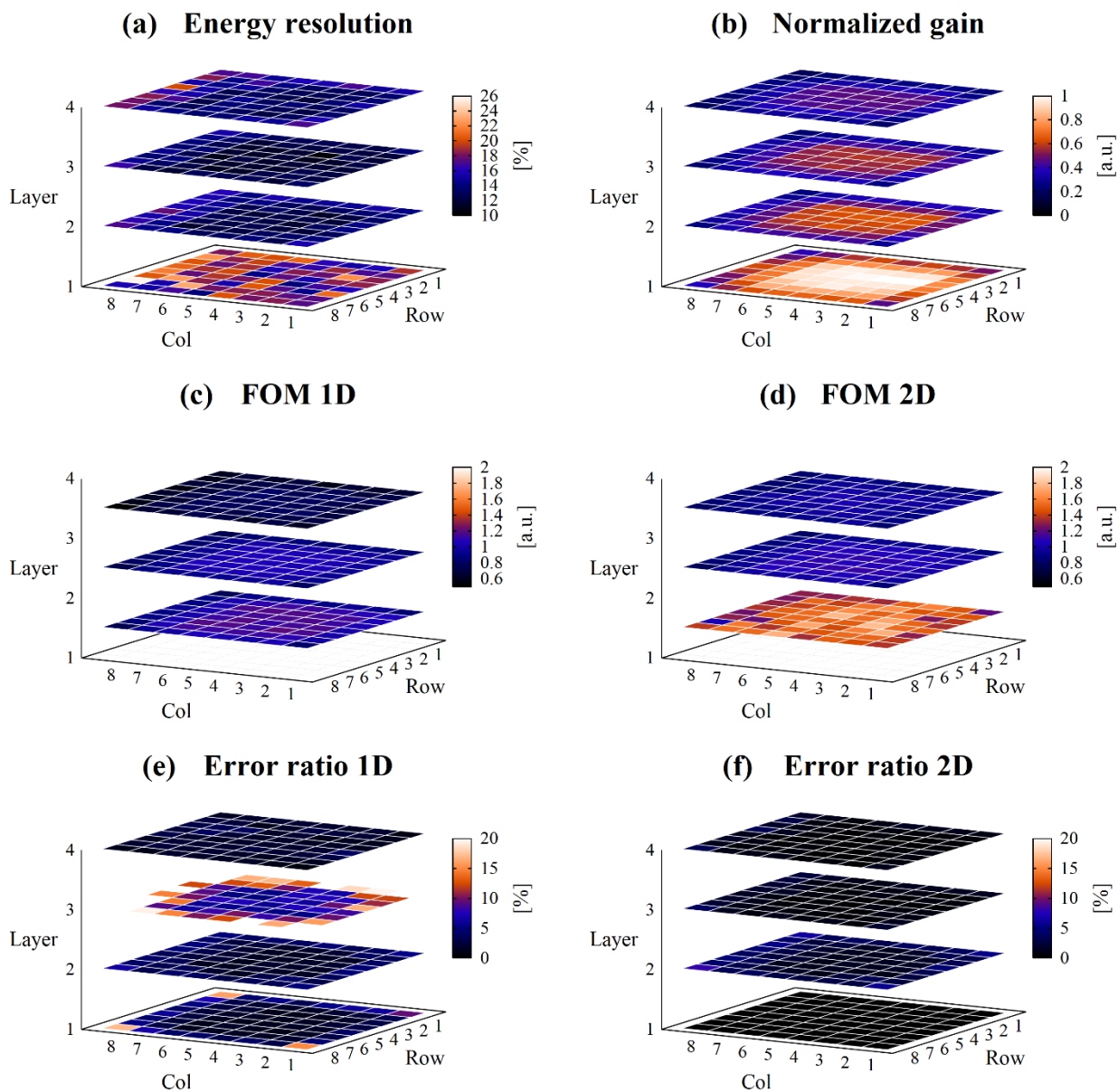


図 5-2 コリメート照射で得られた、光電面上の各位置における検出器性能指標。(a)エネルギー分解能、(b)正規化ゲイン、(c)FOM_{1D}、(d)FOM_{2D}、(e)ER_{1D}、(f)ER_{2D}。

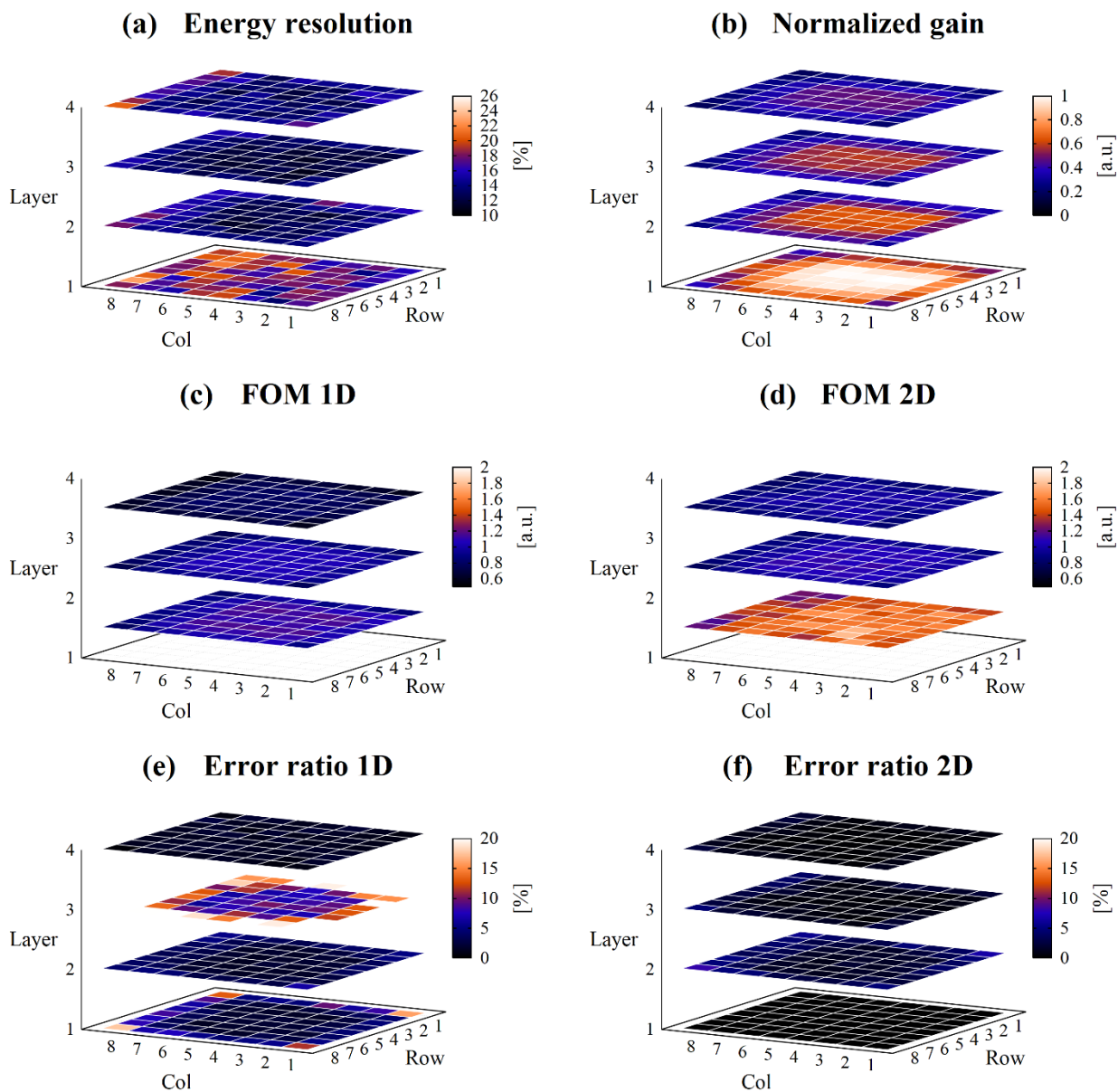


図 5-3 非コリメート照射で得られた、光電面上の各位置における検出器性能指標。(a)エネルギー分解能、(b)正規化ゲイン、(c)FOM_{1D}、(d)FOM_{2D}、(e)ER_{1D}、(f)ER_{2D}。

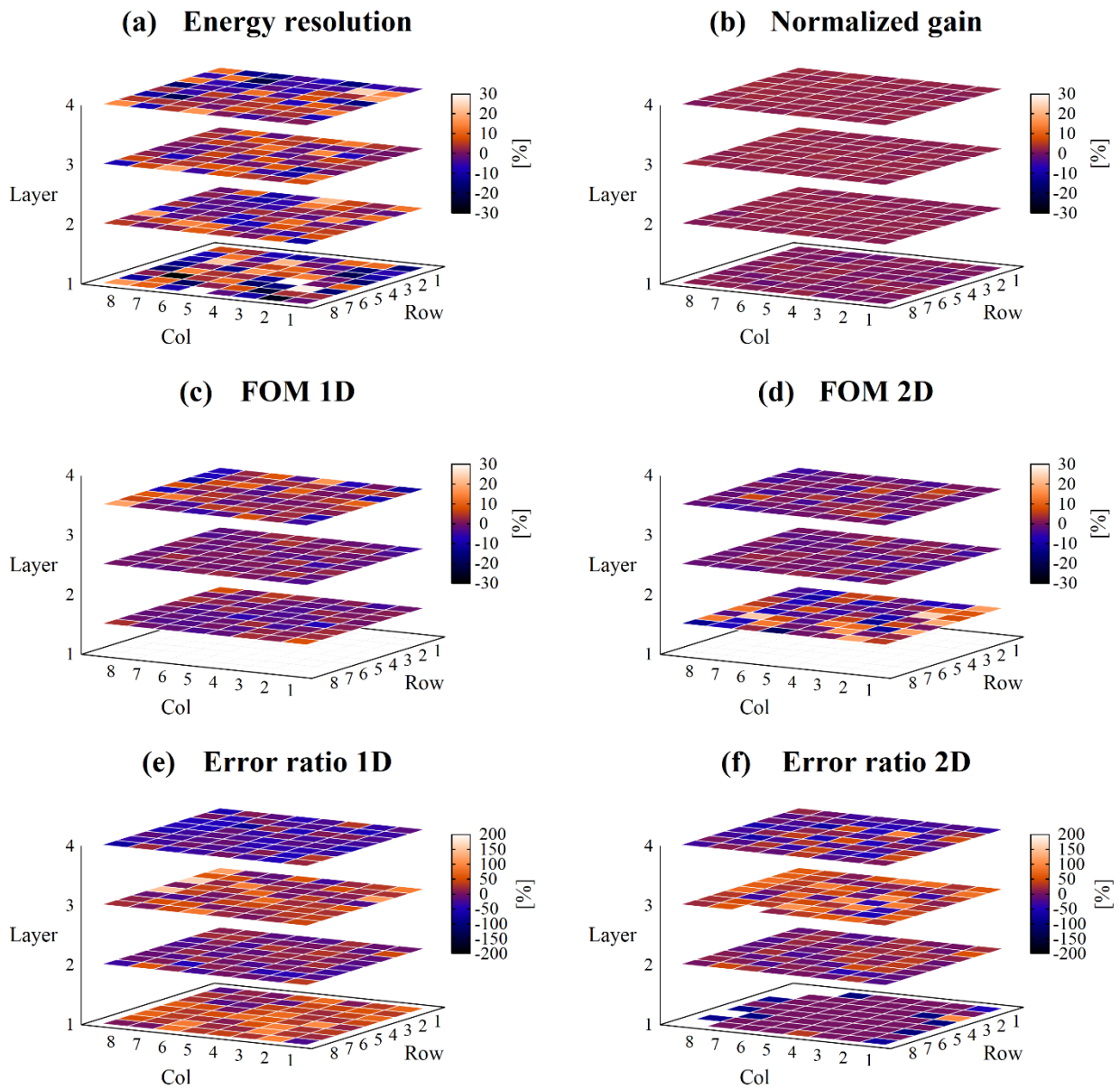


図 5-4 光電面上の各位置における検出器性能指標の、コリメート照射と非コリメート照射の差。(a)エネルギー分解能、(b)正規化ゲイン、(c) FOM_{1D} 、(d) FOM_{2D} 、(e) ER_{1D} 、(f) ER_{2D} 。

表 5-1 検出器性能指標の各層における平均値と標準偏差

	Layer	コリメート照射		非コリメート照射		平均値の差 [%]
		Mean	SD	Mean	SD	
Energy resolution [%]	1st	18.22	2.36	17.84	1.85	2.11
	2nd	13.62	1.46	13.82	1.60	-1.41
	3rd	12.43	1.12	12.69	1.13	-2.01
	4th	14.41	1.81	14.27	1.76	0.94
Normalized gain [A.U.]	1st	0.73	0.18	0.74	0.18	-0.71
	2nd	0.47	0.11	0.48	0.12	-1.70
	3rd	0.42	0.10	0.43	0.11	-1.96
	4th	0.34	0.08	0.35	0.09	-2.04
FOM _{1D} [A.U.]	1st-2nd	1.04	0.11	1.03	0.10	0.50
	2nd-3rd	0.95	0.09	0.95	0.09	0.35
	3rd-4th	0.70	0.07	0.71	0.07	-1.09
FOM _{2D} [A.U.]	1st-2nd	1.46	0.15	1.48	0.13	-1.16
	2nd-3rd	0.99	0.08	0.99	0.09	0.49
	3rd-4th	0.91	0.06	0.91	0.07	0.44
ER _{1D} [%]	1st	3.50	3.32	4.40	3.43	-20.54
	2nd	2.96	1.27	2.79	1.20	5.97
	3rd	13.30	9.50	17.31	14.00	-23.14
	4th	1.88	0.67	1.30	0.42	44.37
ER _{2D} [%]	1st	0.00	0.00	0.00	0.00	-54.07
	2nd	2.73	1.48	2.80	1.48	-2.37
	3rd	0.88	0.68	1.22	1.02	-27.98
	4th	0.65	0.68	0.52	0.49	24.27

6. 考察

本研究で開発した PS-PMT ベースの PQD 法による DOI 検出器システムにおいて、ER 以外の検出器性能の平均値についてコリメートの有無による差は 2.2%未満であることが示された。したがって、コリメートの有無は PQD 法のシンチレータ識別性に影響を与えないと考えられる。シンチレータのうち光電面に最も近い 1 層目は、他の層よりもエネルギー分解能が悪かった。シンチレータ各層で発生した可視光は、直接 PMT に向かう経路と、光電面から最も離れた 4 層目まで到達して反射し、PMT に戻る経路の 2 種の経路を辿る。シンチレータの 1 層目で発生した可視光ではこの 2 つの経路の長さが大きく異なるため、エネルギー分解能が悪くなる傾向があると考えられる。しかし、本研究で開発した検出器システムのエネルギー分解能は、先行研究(Du et al., 2018; Inadama et al., 2002; Murayama et al., 2000; Nishikido et al., 2010; Pepin et al., 2004; Pizzichemi et al., 2016; Seidel et al., 1999; Selfridge et al., 2018; Tsuda et al., 2004; Uchida et al., 2016; Ullah et al., 2020)と同等で、小動物用の DOI-PET に十分な性能であると考えられる。

表 5-1 より、1 層目・2 層目間、2 層目・3 層目間、3 層目・4 層目間の FOM_{1D} の平均値はそれぞれ 1.04、0.95、0.70 だった。また、1 層目、2 層目、3 層目、4 層目の ER_{1D} の平均値はそれぞれ 3.50%、2.96%、13.3%、1.88%だった。これらの値は先行研究(Inadama et al., 2002; Pepin et al., 2004; Seidel et al., 1999; Uchida et al., 2016)と同等であることから、DOI 弁別能は DOI 検出器に要求される水準を満たしていると考えられる。本研究では、層ごとに異なる正規化ゲインを持つという Phoswich 検出器の特徴を利用した、二次元 PQD 法を導入した。3 層目の ER_{s1D} は比較的低い値を示したが、二次元 PQD 法の結果、全層で平均 ER_{s2D} は 3%以下、平均 FOM_{s2D} は 0.9 以上を示した。検出器に使用するシンチレータの減衰定数とシンチレータの積層位置をさらに最適化することで、 $Q-V_p/Q$ 二次元ヒストグラム上のマハラノビス距離を大きくし、DOI 弁別能を向上させることができる可能性がある。光学グリスの材質の最適化も有用である可能性がある。正規化ゲインが大きいほど、DOI 弁別能が高くなることが確認された。これは、波高値が高くなることで S/N 比が大きくなるため、波高値の取得精度が向上し、 V_p/Q 値のばらつきが小さくなったことに起因すると考えられる。電流・電圧変換に用いている負荷抵抗の抵抗値を大きくすることで、ゲインが向上して PQD 法による DOI 弁別能が向上すると期待されるが、Cosmo-Z の入力電圧範囲と PS-PMT の光電面位置に依存した正規化ゲインの違いにより、本研究では抵抗値を変更することはできなかった。Cosmo-Z の入力電圧範囲は ± 500 mV で、ペDESTアルはおよそ 0 mV である。高い正規化ゲインを示すシンチレータ位置における PS-PMT の出力波形の波高値はおよそ 400 mV で、Cosmo-Z の入力電圧範囲の限界に近い場合、これ以上負荷抵抗を大きくすると、波形が飽和してしまう可能性がある。一方、光電面の端など正規化ゲインが低いシンチレータ位置では、出力波形の波高値が低く、662 keV 全吸収ピークイベントがノイズに埋もれてしまう可能性がある。以上から、負荷抵抗

をより小さくすることも現実的ではないと考えられる。そこで、PS-PMT の出力波形を Cosmo-Z の入力電圧範囲ぎりぎりまで増幅する、低ノイズかつ高帯域のトランス・インピーダンス・アンプを設計することで、PQD 法による DOI 弁別能が向上する可能性がある。また、位置推定用のアンガー型回路の抵抗チェーンの最適化なども、性能向上に寄与する可能性がある。本研究では行っていないが、シンチレータをアレイ状に配置した場合、クロストークによって PQD 法による DOI 弁別能やエネルギー分解能など、検出器性能が低下する可能性もあるため、今後検討する必要があると考えられる。

PQD 法は波形弁別法の一つであり、出力波形の時定数に大きく影響しない程度であれば、結晶の形状に対する制約がない。先行研究(Du, Bai, Liu, et al., 2019; Yang et al., 2011)では、対消滅ガンマ線の検出効率を向上させるために、テーパ形状など特有のシンチレータ形状やシンチレータブロックの配置を提案している。本研究で開発した検出器システムは DOI 情報の取得に PQD 法を利用していることから、このような非定型なシンチレータ配置にも対応することが可能であると考えられる。また、先行研究(Inadama et al., 2002)では、波形弁別法と Light sharing 法を組み合わせることで 4 層シンチレータの DOI 弁別を実現している。前述の通り PQD 法は波形弁別法の一つであり、Light sharing 法で用いる反射材による波形の時定数への影響が少ない場合には、PQD 法を Light sharing 法や Laser engraving 法と組み合わせることでシンチレータの層数をより増やした Phoswich 検出器でも DOI 弁別ができる可能性がある。

コリメートせずに ^{137}Cs 線源を検出器に近づけたときのカウンtrateはおよそ 12 kcps で飽和していた。シンチレータと放射線の相互作用で生じる一つのイベントは、PS-PMT 光電面上の発光位置推定のために、4 つの信号に分流され、4 つのチャンネルでそれぞれ計測される。このことから、本研究で開発した検出器システムで処理可能な最大のイベントレートをおよそ 3,000 events/sec であることが分かった。662 keV のガンマ線に対する GSO の質量減弱係数は $0.0814 \text{ cm}^2/\text{g}$ 、GSO の密度は $6.7 \text{ g}/\text{cm}^3$ であるため、2.5 mm 厚の GSO:Ce と 662 keV ガンマ線が相互作用を起こす確率は 12.7% である。また、本研究で使用した 15 cm 長で直径 5.1 mm のタングステンコリメータによる幾何学効率は $6.95 \times 10^{-3}\%$ であった。したがってコリメート照射における 662 keV ガンマ線の検出効率は $8.82 \times 10^{-4}\%$ であり、123.9 MBq の ^{137}Cs 線源を用いたときに計測されると期待されるイベントレートを、約 1,000 events/sec である。このことは、本研究のコリメート照射実験では発生したすべてのイベントを計測できたと考えられるが、より高い計数率になるような PET 装置では数え落としが発生する可能性があることを意味する。Programmable logic に実装された信号処理回路は Flash ADC のサンプリング周波数と同じ 100 MHz でパイプライン化されており、処理可能なイベントレートを 5,000,000 events/sec である。先行研究より DMA の帯域幅はギガビット・イーサネットの帯域幅より広いので(Xue et al., 2018)、ギガビット・イーサネット通信と可視化のための後処理が、本研究で開発された計測システムの律速要因であると予想される。Back-end PC は 8GB の RAM と Intel Core i5-5278U の CPU (2.9GHz \times 4

コア) を搭載しており、ソフトウェアの平均処理時間とその標準偏差は、ソケット通信で 99.07 ± 16.17 ms、受信データのデコードで 37.94 ± 2.477 ms、ヒストグラム計算で 3.352 ± 10.09 ms、可視化で 97.90 ± 7.029 ms であった。先行研究で開発された DAQ は 250,000 events/sec の処理が可能であり (Judenhofer et al., 2005)、これと比較すると本研究で開発した検出器システムで処理可能な最大イベントレートは小さい。しかし、本研究では検出器性能の評価のために多くの後処理を行っていることから、処理可能な最大イベントレートの向上は将来の課題としたい。アプリケーションによっては、ギガビット・イーサネット通信や受信データのデコードは必要であっても、ヒストグラム計算や可視化のための後処理は省略可能な場合がある。したがって、より処理速度を向上させるためには、可視化のための後処理の省略、通信のハードコード、PQD 法を完全に FPGA に実装すること、イベントパケットの圧縮、Back-end PC の性能向上などが有効であると考えられる。これらの改善については、アプリケーションによって今後の課題として取り組む必要があると考える。

本研究では、 ^{137}Cs 線源の 662 keV ガンマ線を計測した。PET での使用を考慮し、511 keV ガンマ線を検出する場合、662 keV ガンマ線よりも波高値が低くなることから、電流・電圧変換のための負荷抵抗を大きなものにしなければならない可能性がある。また、PET 用シンチレータとして最も一般的なもののひとつである LSO:Ce は、本研究で使用した GSO:Ce シンチレータと比べて約 3 倍の発光量を有している。そのため、本研究で開発した検出器システムに LSO:Ce を利用してシンチレータのさらなる多層化を図る場合は、ゲインの調整が必要になる可能性がある。なお、LSO:Ce の減衰時定数はおよそ 40 ns であるため、開発したシステムで DOI 弁別が可能であると考えられる。

7. 総括および結論

本研究全体から得られた新知見は以下のとおりである。

- PS-PMT を用いた、PQD 法による DOI 検出器を開発した。この検出器は将来的に DOI-PET に実装可能であると考えられる。
- 本研究で使用した 4 層 GSO:Ce による Phoswich 検出器のエネルギー分解能は 1 層目で他の層よりも高く平均で約 18% であり、その他の層のエネルギー分解能は平均 12.4% - 14.4% を示した。これは先行研究と遜色ない性能であった。
- Phoswich 検出器の正規化ゲインは光電面の中央部もしくは光電面に近いほど高く、光電面の端部もしくは光電面から遠いほど低い傾向を示した。
- 1 層目・2 層目間、2 層目・3 層目間、3 層目・4 層目間の FOM_{1D} の平均値はそれぞれ 1.04、0.95、0.70 だった。また、1 層目、2 層目、3 層目、4 層目の ER_{1D} の平均値はそれぞれ 3.50%、2.96%、13.3%、1.88% であり、DOI 検出器としての使用に耐えうる十分な DOI 弁別能を示した。
- V_p/Q 値と付与エネルギーを組み合わせることで DOI 弁別を行う二次元 PQD 法を導入した。二次元 PQD 法によって、1 層目・2 層目間、2 層目・3 層目間、3 層目・4 層目間の FOM_{2D} の平均値はそれぞれ 1.46、0.99、0.91、1 層目、2 層目、3 層目、4 層目の ER_{2D} の平均値はそれぞれ 0.00%、2.73%、0.88%、0.65% と、先行研究で用いられていたの一次元 PQD より高い DOI 弁別能を示した。
- Error ratio を除く Phoswich 検出器の全ての性能指標において、コリメートの有無による差は見られなかった。
- 本研究で開発された DOI 検出器が示した良好な DOI 弁別能は、Cosmo-Z の優れたアナログ・フロントエンド回路と Programmable logic に実装された FIR フィルタによるものだと考えられる。

本研究で開発された DOI 検出器システムは高い DOI 弁別能を誇り、コンパクトでオンライン処理が可能である。また、PQD 法はシンプルで検出器構造などの制約が少ないため、DOI-PET 装置にはもちろんその他の計測器への実装も可能であると考えられる。Phoswich 検出器の特性を利用して二次元 PQD 法を導入したことによって、より高精度な DOI 弁別を達成した。これはより多層の Phoswich 検出器に対する DOI 弁別の可能性を示唆しており、特に Light sharing 法などと組み合わせることで、DOI 弁別能を大きく向上させることができる可能性がある。なお本研究ではシンチレータアレイによる計測を行っておらず、クロストークの影響を評価することができなかった。将来的には GSO:Ce アレイを用いた PQD 法の性能評価を行う必要があると考えられる。また、将来的に DOI-PET 装置などに実装する際には、処理可能なイベントレートを向上させるため、不要な処理の削減などによってシステム全体の高速化が必要とされる可能性がある。

8. 謝辞

北海道大学大学院保健科学研究院の石川正純教授には、本研究の機会を与えていただき、熱心な研究指導をしていただいたことを心より感謝申し上げます。

京都大学化学研究所の小川原亮助教には、本研究に関する直接的な助言だけではなく、研究に対する姿勢や研究者としての素養に関わることをご教授くださいました。ここに感謝の意を表します。

北海道大学大学院保健科学研究院の久我悠馬客員研究員には、研究の相談以外にも多くのことでお世話になりました。心より感謝いたします。

石川研究室の研究室会において助言やコメントをいただきました石川研究室の皆様へ深く感謝いたします。

また、社会人学生として大学院への進学を認めて頂いた、国立病院機構独立行政法人北海道がんセンターの皆様へ心から御礼申し上げます。

9. 引用文献

- An, S. J., Chung, Y. H., Min, E., Lee, S.-J., Lee, J., Kim, Y., & Lee, K. (2017). Development of a New PET Detector With Depth-Encoding Capability Using Wavelength-Shifting Fiber Readout. *IEEE Transactions on Radiation and Plasma Medical Sciences*, *1*(3), 206–211. <https://doi.org/10.1109/tns.2017.2679178>
- Analog Devices Inc. (2023). *Data Sheet - AD9633*. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9633.pdf>
- Du, J., Bai, X., & Cherry, S. R. (2018). A depth-of-interaction encoding PET detector module with dual-ended readout using large-area silicon photomultiplier arrays. *Physics in Medicine and Biology*, *63*(24). <https://doi.org/10.1088/1361-6560/aee332>
- Du, J., Bai, X., & Cherry, S. R. (2019). Performance comparison of depth-encoding detectors based on dual-ended readout and different SiPMs for high-resolution PET applications. *Physics in Medicine and Biology*, *64*(15). <https://doi.org/10.1088/1361-6560/ab1c37>
- Du, J., Bai, X., Liu, C. C., Qi, J., & Cherry, S. R. (2019). Design and evaluation of gapless curved scintillator arrays for simultaneous high-resolution and high-sensitivity brain PET. *Physics in Medicine and Biology*, *64*(23). <https://doi.org/10.1088/1361-6560/ab4e3c>
- Dupont, A. C., Serrière, S., Barantin, L., Vercouillie, J., Tauber, C., Gissot, V., Boudard, S., Chicheri, G., Chalon, S., Bonnet-Brilhault, P. F., Santiago-Ribeiro, P. M. J., & Arlicot, N. (2021). Study of influence of the glutamatergic concentration of [18F]FPEB binding to metabotropic glutamate receptor subtype 5 with N-acetylcysteine challenge in rats and SRM/PET study in human healthy volunteers. *Translational Psychiatry*, *11*(1). <https://doi.org/10.1038/s41398-020-01152-2>
- Groll, A., Kim, K., Bhatia, H., Zhang, J. C., Wang, J. H., Shen, Z. M., Cai, L., Dutta, J., Li, Q., & Meng, L. J. (2016). Hybrid Pixel-Waveform (HPWF) Enabled CdTe Detectors for Small Animal Gamma-Ray Imaging Applications. *IEEE Transactions on Radiation and Plasma Medical Sciences*, *1*(1), 3–14. <https://doi.org/10.1109/tns.2016.2623807>
- Humm, J. L., Rosenfeld, A., & Del Guerra, A. (2003). From PET detectors to PET scanners. In *European Journal of Nuclear Medicine and Molecular Imaging* (Vol. 30, Issue 11, pp. 1574–1597). Springer Verlag. <https://doi.org/10.1007/s00259-003-1266-2>
- ikwzm. (2022, June 26). *u-dma-buf (User space mappable DMA Buffer)*. <https://github.com/ikwzm/u-dma-buf>

ub.com/ikwzm/udmabuf/blob/master/Readme.ja.md

- Inadama, N., Murayama, H., Omura, T., Yamashita, T., Yamamoto, S., Ishibashi, H., Kawai, H., Omi, K., Umehara, T., & Kasahara, T. (2002). A depth of interaction detector for PET with GSO crystals doped with different amounts of Ce. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, *49*(3), 629–633. <https://doi.org/10.1109/TNS.2002.1039540>
- Judenhofer, M. S., Pichler, B. J., & Cherry, S. R. (2005). Evaluation of high performance data acquisition boards for simultaneous sampling of fast signals from PET detectors. *Physics in Medicine and Biology*, *50*(1), 29–44. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/50/1/003>
- Kurashige, K., Gunji, A., Kamada, M., Shimura, N., Ishibashi, H., Yoshida, K., Senguttuvan, N., Sumiya, K., Shimizu, S., & Murayama, H. (2003). Large GSO single crystals with a diameter of 100 mm and their scintillation performance. *2003 IEEE Nuclear Science Symposium. Conference Record (IEEE Cat. No.03CH37515)*, 1895 Vol.3. <https://doi.org/10.1109/NSSMIC.2003.1352249>
- Marcinkowski, R., Mollet, P., Van Holen, R., & Vandenberghe, S. (2016). Sub-millimetre DOI detector based on monolithic LYSO and digital SiPM for a dedicated small-animal PET system. *Physics in Medicine and Biology*, *61*(5), 2196–2212. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/61/5/2196>
- Melcher, C. L., Schweitzer, J. S., Utsu, T., & Akiyama, S. (1990). Scintillation properties of GSO. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, *37*(2), 161–164. <https://doi.org/10.1109/23.106611>
- Mohammadi, I., Castro, I. F. C., Correia, P. M. M., Silva, A. L. M., & Veloso, J. F. C. A. (2019). Minimization of parallax error in positron emission tomography using depth of interaction capable detectors: Methods and apparatus. In *Biomedical Physics and Engineering Express* (Vol. 5, Issue 6). Institute of Physics Publishing. <https://doi.org/10.1088/2057-1976/ab4a1b>
- Murayama, H., Ishibashi, H., Uchida, H., Omura, T., & Yamashita, T. (2000). Design of a depth of interaction detector with a PS-PMT for PET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, *47*(3), 1045–1050. <https://doi.org/10.1109/23.856545>
- Nerella, S. G., Singh, P., Sanam, T., & Digwal, C. S. (2022). PET Molecular Imaging in Drug Development: The Imaging and Chemistry Perspective. In *Frontiers in Medicine* (Vol. 9). Frontiers Media S.A. <https://doi.org/10.3389/fmed.2022.812270>
- Nishikido, F., Inadama, N., Oda, I., Shibuya, K., Yoshida, E., Yamaya, T., Kitamura, K., & Murayama, H. (2010). Four-layer depth-of-interaction PET detector for hi

- gh resolution PET using a multi-pixel S8550 avalanche photodiode. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 621(1–3), 570–575. <https://doi.org/10.1016/j.nima.2010.03.165>
- Ogawara, R. (2017). *Feasibility study on a high performance PET device using multi-layer scintillation detector with novel pulse shape discrimination method* [Hokkaido University]. <https://doi.org/10.14943/doctoral.k12546>
- Ogawara, R., & Ishikawa, M. (2015). Feasibility study on signal separation for spontaneous alpha decay in LaBr₃:Ce scintillator by signal peak-to-charge discrimination. *Review of Scientific Instruments*, 86(8). <https://doi.org/10.1063/1.4928115>
- Pepin, C. M., Bérard, P., Perrot, A. L., Pépin, C., Houde, D., Lecomte, R., Melcher, C. L., & Dautet, H. (2004). Properties of LYSO and recent LSO scintillators for phoswich PET detectors. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 51(3 II), 789–795. <https://doi.org/10.1109/TNS.2004.829781>
- Pizzichemi, M., Polesel, A., Stringhini, G., Gundacker, S., Lecoq, P., Tavernier, S., Paganoni, M., & Auffray, E. (2019). On light sharing TOF-PET modules with depth of interaction and 157 ps FWHM coincidence time resolution. *Physics in Medicine and Biology*, 64(15). <https://doi.org/10.1088/1361-6560/ab2cb0>
- Pizzichemi, M., Stringhini, G., Niknejad, T., Liu, Z., Lecoq, P., Tavernier, S., Varela, J., Paganoni, M., & Auffray, E. (2016). A new method for depth of interaction determination in PET detectors. *Physics in Medicine and Biology*, 61(12), 4679–4698. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/61/12/4679>
- Recker, M. C., Cazalas, E. J., McClory, J. W., & Bevins, J. E. (2019). Comparison of SiPM and PMT Performance Using a Cs₂LiYCl₆:Ce³⁺ (CLYC) Scintillator with Two Optical Windows. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 66(8), 1959–1965. <https://doi.org/10.1109/TNS.2019.2926246>
- Seidel, J., Vaquero, J. J., Siegel, S., Gandler, W. R., & Green, M. V. (1999). Depth identification accuracy of a three layer phoswich pet detector module. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 46(3 PART 2), 485–490. <https://doi.org/10.1109/23.775567>
- Selfridge, A. R., Cherry, S. R., & Judenhofer, M. S. (2018). Optimization of a depth of interaction encoding PET block detector for a PET/MRI insert. *Physics in Medicine and Biology*, 63(23). <https://doi.org/10.1088/1361-6560/aaef59>
- Seo, M. J., Park, J. H., Lee, K. C., Lee, Y. J., Lee, T. S., Choi, T. H., Lee, S. W., Kim, K. Il, & Kang, J. H. (2020). Small Animal PET Imaging of hTERT RNA-Targeted HSV1-tk Gene Expression with Trans-Splicing Ribozyme. *Cancer Biother*

apy and Radiopharmaceuticals, 35(1), 26–32. <https://doi.org/10.1089/cbr.2019.2839>

- Tsuda, T., Murayama, H., Kitamura, K., Yamaya, T., Yoshida, E., Omura, T., Kawai, H., Inadama, N., & Orita, N. (2004). A four-layer depth of interaction detector block for small animal PET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 51(5 II), 2537–2542. <https://doi.org/10.1109/TNS.2004.835739>
- Uchida, H., Sakai, T., Yamauchi, H., Hakamata, K., Shimizu, K., & Yamashita, T. (2016). A novel single-ended readout depth-of-interaction PET detector fabricated using sub-surface laser engraving. *Physics in Medicine and Biology*, 61(18), 6635–6650. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/61/18/6635>
- Ullah, M. N., Pratiwi, E., Park, J. H., Lee, K., Choi, H., & Yeom, J. Y. (2020). Wavelength discrimination (WLD) TOF-PET detector with DOI information. *Physics in Medicine and Biology*, 65(5). <https://doi.org/10.1088/1361-6560/ab6579>
- Wang, Q., Song, D., Ma, X., Wu, X., & Jiang, L. (2020). Preclinical PET imaging study of lung cancer with $^{64}\text{CuCl}_2$. *Annals of Nuclear Medicine*, 34(9), 653–662. <https://doi.org/10.1007/s12149-020-01491-6>
- Wu, H. M., Sui, G., Lee, C. C., Prins, M. L., Ladno, W., Lin, H. D., Yu, A. S., Phelps, M. E., & Huang, S. C. (2007). In vivo quantitation of glucose metabolism in mice using small-animal PET and a microfluidic device. *Journal of Nuclear Medicine*, 48(5), 837–845. <https://doi.org/10.2967/jnumed.106.038182>
- Xilinx Inc. (2018, May 8). *7 Series FPGAs SelectIO Resources User Guide (UG471)*. https://docs.xilinx.com/v/u/en-US/ug471_7Series_SelectIO
- Xilinx Inc. (2022, October 26). *FIR Compiler LogiCORE IP Product Guide*. <https://docs.xilinx.com/r/en-US/pg149-fir-compiler/Overview>
- Xue, T., Zhu, J., Gong, G., Wei, L., Luo, Y., & Li, J. (2018). The Design and Data-Throughput Performance of Readout Module Based on ZYNQ SoC. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 65(5), 1169–1179. <https://doi.org/10.1109/TNS.2018.2820706>
- Yamamoto, S., & Ishibashi, H. (1998). A GSO depth of interaction detector for PET. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 45(3), 1078–1082. <https://doi.org/10.1109/23.681982>
- Yang, Y., St. James, S., Wu, Y., Du, H., Qi, J., Farrell, R., Dokhale, P. A., Shah, K. S., Vaigneur, K., & Cherry, S. R. (2011). Tapered LSO arrays for small animal PET. *Physics in Medicine and Biology*, 56(1), 139–153. <https://doi.org/10.1088/0031-9155/56/1/009>
- 尼崎太樹, 飯田全広, 泉知論, 長名保範, 佐野健太郎, 柴田裕一郎, 末吉敏則, 中原啓貴,

張山昌論, 丸山勉, 密山幸男, 本村真人, 山口佳樹, & 渡邊実. (2016). *FPGAの原理と構成* (天野英晴, Ed.; 第1版). オーム社.

平田豊. (2008). *Linuxデバイスドライバプログラミング* (初版). ソフトバンククリエイティブ株式会社.

浜松ホトニクス株式会社. (2017). *光電子増倍管その基礎と応用* (第4版). 浜松ホトニクス電子管営業部. https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/etd/PMT_handbook_v4J.pdf