

2024年度 修士論文

**Belle II 実験 ARICH 検出器アップグレード
のための光検出器と信号読み出しシステムの
開発および性能評価**

2025年1月10日

東京都立大学大学院 理学研究科 物理学専攻
高エネルギー物理実験研究室

23844414 黒川俊輔

指導教員 角野秀一 教授

概要

素粒子物理学の標準模型は、現在までに得られたほとんどの実験結果を矛盾なく説明する理論であるが、物質反物質の非対称性や暗黒物質の候補になりうる粒子が存在しない、重力が含まれていない等の点において、不完全な理論である。

このため標準模型を超える新物理の存在が予想されており、その探索のために Belle II 実験が茨城県つくば市の高エネルギー加速器研究機構 (KEK) で行われている。電子・陽電子衝突型加速器の SuperKEKB によって 7 GeV の電子と 4 GeV の陽電子を衝突させることで B 中間子対を大量に生成し、衝突点に設置した Belle II 測定器によってその崩壊過程を精密に測定する実験である。Belle II 測定器を構成する各検出器は終状態の安定粒子を検出する。

このうち Belle II 測定器のエンドキャップ部には ARICH (Aerogel Ring Imaging Cherenkov) 検出器が設置され、荷電 K 、 π 中間子の識別を担う。ARICH 検出器はシリカエアロゲル輻射体と光検出器から構成され、荷電粒子がエアロゲル中の光速を超えて通過した際に放出されるチェレンコフ光のリングイメージを光検出器で観測する。このときの光子の検出位置の情報から粒子識別を行う。ARICH には数 mm 程度の分解能で 1 光子検出ができる光検出器が必須であり、HAPD (Hybrid Avalanche Photo Detector) が用いられている。また、HAPD の出力する多チャンネルのアナログ信号の高速処理のため、フロントエンド電子回路を特定用途向け集積回路 (ASIC, Application Specific Integrated Circuit) として実装する必要がある。ARICH で用いられている ASIC は増幅器、比較器等で構成され、ある閾値を超えたアナログ信号をデジタル信号に変換している。

現在 HAPD の生産は終了しており、将来のアップグレードでの置き換え候補として検討されている光検出器には MPPC (Multi-Pixel Photon Counter) および LAPPD (Large Area Picosecond Photo Detector) がある。本研究では、MPPC 向け ASIC と信号読み出しシステムの開発および性能評価、さらに LAPPD の性能評価を行った。

MPPC はシリコン光電子増倍管の 1 つで、HAPD よりも動作電圧が低く、位置分解能が高い等の利点がある。MPPC への置き換えの際には ASIC も置き換える必要があり、先行研究において MPPC の 64 チャンネル用にカスタマイズされた ASIC "TF01A64" の試作が行われた。本研究では基本的な性能評価により、MPPC への置き換えに向けた動作および問題を明らかにした。また、MPPC は 1 光子信号と見分けがつかないダークパルスが多いことが欠点であり、MPPC 向け ASIC としてはダークパルス由来の不感時間を減らす必要がある。本研究ではダークパルスと光子由来の信号が短時間間隔で入射した場合の識別性能について、疑似ダブルパルスを用いて性能評価を行い、シミュレーション通りの性能を確認した。さらに、MPPC を用いた ARICH システムのビームテストを見据え、ASIC "TF01A64" を用いた 64 チャンネル MPPC 全領域の信号同時読み出しに対応したシステムを設計、開発し、評価を行った。

LAPPD は MCP (Micro-Channel Plate) を用いた光検出器で、低コストで大面積を覆い、高い時間分解能をもち、放射線耐性の問題がない点が利点である。本研究では新たに構造が改良された LAPPD サンプルの増幅率の一様性や時間分解能、信号拡散の評価を行った。また、汎用の ASIC である TOFPET2 ASIC を用いた信号読み出しシステムの LAPPD への適用を検証した。

目次

第 1 章	序論	9
1.1	素粒子物理学の標準模型	9
1.1.1	標準模型	9
1.1.2	CP 対称性の破れと CKM 行列	10
1.2	B の物理	12
1.2.1	CP 非対称度の測定	12
1.2.2	稀崩壊	14
1.3	Belle 実験と Belle II 実験	15
第 2 章	Belle II 実験	16
2.1	概要	16
2.2	SuperKEKB 加速器	16
2.2.1	概要	16
2.2.2	ナノビーム方式	17
2.3	ビームバックグラウンド	18
2.4	Belle II 測定器	19
2.4.1	VXD (PXD, SVD)	20
2.4.2	CDC	22
2.4.3	TOP	24
2.4.4	ARICH	25
2.4.5	ECL	25
2.4.6	超電導ソレノイド電磁石	25
2.4.7	KLM	25
2.4.8	トリガーシステムと DAQ	26
2.5	Belle II 実験の運転とシフト体制	28
2.6	Belle II 実験で期待される新物理	29
2.6.1	B 中間子の稀崩壊	29
2.6.2	エキゾチックハドロン	30
2.6.3	Lepton Flavor Violation の観測	31
第 3 章	ARICH 検出器	32
3.1	ARICH の原理	32

3.1.1	チェレンコフ光	32
3.1.2	粒子識別原理	34
3.2	要求性能	38
3.3	構造と構成要素	38
3.3.1	シリカエアロゲル輻射体	38
3.3.2	光検出器 HAPD	39
3.3.3	読み出しシステム	42
3.3.4	その他の構成要素	44
第 4 章	ARICH 検出器のアップグレード	46
4.1	新たな光検出器の候補	46
4.1.1	MPPC	46
4.1.2	MPPC の利点と課題	47
4.1.3	LAPPD	49
4.2	本研究の目的	50
第 5 章	MPPC 信号読み出し用 ASIC の性能評価	52
5.1	ASIC "TF01A64" の概要	52
5.1.1	ASIC の機能	52
5.1.2	ASIC への要求性能	53
5.1.3	基本回路構成	54
5.2	評価ボード	57
5.3	テストパルスを用いた性能評価	58
5.3.1	実験セットアップ	58
5.3.2	Threshold Scan	59
5.3.3	評価結果	61
5.4	MPPC 信号を用いた性能評価	64
5.4.1	実験セットアップ	65
5.4.2	評価結果	65
5.5	光子入射位置の検出によるデータ収集系の検証	71
5.5.1	実験セットアップ	71
5.5.2	評価結果	72
5.6	ダブルパルスを用いた信号分離性能の評価	75
5.6.1	評価の目的	75
5.6.2	実験セットアップ	75
5.6.3	評価結果	76
5.7	まとめと今後	78
第 6 章	TF01A64 を利用した信号読み出しシステムの開発	80
6.1	既存の信号読み出しセットアップの課題	80
6.2	新たな評価ボードの設計	80

6.2.1	必要要件	80
6.2.2	設計の概要	81
6.3	FPGA ファームウェアの開発	82
6.4	信号読み出し試験	83
6.4.1	実験セットアップ	83
6.4.2	Threshold Scan	84
6.4.3	増幅率調整機能（増幅器 1）の評価	86
6.4.4	信号同時読み出しによる光子照射位置の検出	88
6.5	まとめと今後	92
第 7 章	光検出器 LAPPD の性能評価	93
7.1	改良型 LAPPD サンプルの概要	93
7.2	#172 サンプルの性能評価	95
7.2.1	実験セットアップ	95
7.2.2	全領域の増幅率	96
7.2.3	有感面積	104
7.2.4	信号拡散	105
7.2.5	時間分解能	111
7.3	TOFPET2 ASIC を用いた LAPPD の信号読み出し	116
7.3.1	信号読み出しシステムの概要	116
7.3.2	信号読み出し試験	117
7.4	まとめと今後	119
第 8 章	まとめと今後	122
	参考文献	125

目次

1.1	素粒子の標準模型	10
1.2	ユニタリティ三角形	12
1.3	2023 年時点の測定結果によるユニタリティ三角形	12
1.4	B^0 - \bar{B}^0 振動のファインマンダイアグラム	13
1.5	B^0 と \bar{B}^0 の崩壊時間差の概念図	14
1.6	B ファクトリー実験における衝突後の B 中間子崩壊の例	14
1.7	FCNC のループダイアグラムの例	14
1.8	Belle 実験と BaBar 実験の積分ルミノシティ	15
2.1	SuperKEKB 加速器	17
2.2	KEKB 加速器の衝突方式（左）と、SuperKEKB 加速器のナノビーム方式（右）の水平方向での比較	18
2.3	Belle II 実験におけるルミノシティ向上の計画（2024 年現在）	18
2.4	Belle II 測定器	20
2.5	Belle II 測定器の断面図	21
2.6	VXD の概略図。ビームパイプを PXD と SVD で囲んでいる。	21
2.7	PXD の概念図	22
2.8	SVD の構造	23
2.9	CDC による宇宙線由来の粒子の飛跡検出の様子	23
2.10	TOP のチェレンコフ光の経路の概略図。左側に MCP-PMT が取り付けられている。	24
2.11	TOP 石英輻射体中でのチェレンコフ光の放射角の違い	24
2.12	ECL の配置図	26
2.13	バレル KLM における RPC の断面図	27
2.14	エンドキャップ KLM の概念図	27
2.15	トリガーシステムの概略図	28
2.16	Belle II DAQ システムの概念図	29
2.17	2024 年末時点での積分ルミノシティの推移	30
2.18	$B^0 \rightarrow \rho^0 \gamma$ 過程における信号事象と背景事象の比較	30
3.1	ARICH の構造。水色でエアロゲル部、赤色で HAPD 部、灰色（エアロゲルの外側）でミラーを示す。	32
3.2	チェレンコフ光の伝播の概念図	33

3.3	入射粒子が輻射体中で光子を放出する場合の変数の定義	33
3.4	チェレンコフ光が放出される閾値運動量の屈折率 n 依存性	35
3.5	Belle 測定器における ACC の配置	35
3.6	ACC で用いられたエアロゲル輻射体と光検出器のモジュール	36
3.7	チェレンコフ光放射角 θ の運動量 p 依存性	37
3.8	チェレンコフ光による粒子識別	37
3.9	ARICH の断面の構造と大きさ	39
3.10	ARICH で用いられているシリカエアロゲルのタイル	39
3.11	シングルレイヤー構造とデュアルレイヤー構造の比較	40
3.12	シングルレイヤー構造 (上) とデュアルレイヤー構造 (下) のシミュレーション結果	40
3.13	光検出器 HAPD	42
3.14	ARICH の宇宙線試験での光子の検出位置	42
3.15	ARICH の信号読み出しシステム	43
3.16	Front End Board (左が FPGA を搭載した MB 接続面、右が ASIC を搭載した HAPD 接続面)	44
3.17	Front End Board の回路構成	44
3.18	Merger Board	45
3.19	側面に位置するミラー	45
4.1	先行研究で評価が行われた MPPC の例 (S14160-1315PS)	47
4.2	MPPC の回路構成と波形の例	48
4.3	Si 格子への中性子入射による格子欠損の概念図	49
4.4	LAPPD (サンプル#172)	50
4.5	LAPPD の構造の概念図 (最新のサンプルはスペーサーの構造が図とは変更になっている)	51
5.1	40ch パッケージ済 TF01A64 (160 ピン)	52
5.2	MPPC、ASIC、FPGA の役割分担の概念図	53
5.3	チャンネル間のオフセット調整の概念図	53
5.4	光子信号とダークパルスによるパイルアップの概念図	54
5.5	TF01A64 のピン配置図	55
5.6	TF01A64 の基本回路構成	56
5.7	TF01A64 中の信号モニタリング可能箇所	56
5.8	TF01A64 用評価ボード	57
5.9	テストパルスを用いた性能評価のセットアップ	58
5.10	テストパルストリガー信号とテストパルスの関係。極性が逆のテストパルスも見えている。	59
5.11	Threshold Scan の原理: 赤い線で示す閾値電圧を図 5.12 の (a) から (d) のように変化させて いく。	59
5.12	Threshold Scan の各ステップ	60
5.13	Threshold Scan から得られる情報	61
5.14	Threshold Scan のフィッティング結果の例	62
5.15	閾値電圧の設定値 (横軸) と測定値 (縦軸) の対応	62

5.16	テストパルスの増幅の様子（増幅率段階 0→3）	63
5.17	テストパルスによる 64ch の増幅率調整の測定結果	63
5.18	テストパルスによる 64ch の S/N 比の分布（増幅率段階 0）	65
5.19	テストパルスでの、全チャンネルのオフセット調整に対するベースライン位置変化の測定結果。オフセット調整量に対してベースライン変化の傾きが十分でないチャンネルが確認できる。	66
5.20	図 5.19 のうち、大きい傾きをもつチャンネルと不十分な傾きのチャンネルの比較	66
5.21	テストパルスでの、全チャンネルのオフセット調整量に対するベースライン位置変化の傾き	67
5.22	TF01A64 のレイアウト図	68
5.23	MPPC を用いた性能評価のセットアップ	69
5.24	MPPC にピコパルスレーザーからの光を照射するセットアップ	69
5.25	アレイ型 MPPC “3075AE”	70
5.26	MPPC 信号での threshold scan の例（ダークパルス）	70
5.27	MPPC を用いた増幅率調整の測定結果（8 チャンネル分）	71
5.28	Gain Mode 切り替え前後の threshold scan の比較	72
5.29	One Shot 機能適用前後のデジタル信号の比較	72
5.30	光子入射位置検出のセットアップ概念図	73
5.31	ARICH でのデータ収集の仕組み	73
5.32	MPPC 信号に対するトリガーの遅延時間の調節結果	74
5.33	MPPC のヒットレート分布（マス内の数字は図 5.32 のチャンネル番号に対応）	74
5.34	MPPC の光子信号とダークパルスのパイルアップの概念図	75
5.35	信号分離のシミュレーション結果（増幅率段階 0）	76
5.36	Analog interval と Digital interval の定義	76
5.37	ダブルパルスによる測定のセットアップ	77
5.38	実際に測定したダブルパルス	77
5.39	Analog interval と Digital interval（測定値）の対応	78
6.1	新たな評価ボードの部品配置概念図	82
6.2	新たな評価ボードの組み立て概念図	82
6.3	ビームテストにおける複数の評価ボードの配列案	83
6.4	新たな評価ボードの実際の写真	84
6.5	FPGA ファームウェアとその周辺概念図	85
6.6	暗箱内におけるボードと光ファイバーのセットアップ。ボード右上に MPPC が接続されている。	85
6.7	MPPC の波形と、FPGA を経由した対応するデジタル信号	86
6.8	新ボードでの MPPC 信号を用いた 64 チャンネル同時 threshold Scan の結果	87
6.9	MPPC を用いた増幅率調整の測定結果（全 64 チャンネル分）	88
6.10	オフセット調整後の 64 チャンネルの threshold scan 結果の 3 次元ヒストグラム	89
6.11	32 チャンネルの比較器のみを有効にした場合の threshold scan 結果の 3 次元ヒストグラム	90
6.12	パルスレーザー光照射時のトリガー遅延時間の調節結果	91
6.13	同時多チャンネル読み出しによるヒットレートの測定結果の例（ファイバーの位置移動前後）	91

6.14	宇宙線トリガーによる測定時の、イベントあたりのヒット数の分布	92
7.1	#172 サンプルのスペーサーの構造	94
7.2	LAPPD の断面の概念図	94
7.3	先行研究での LAPPD #109 における信号拡散の評価	95
7.4	LAPPD サンプルの違い	95
7.5	LAPPD #172 サンプルに用いたベースプレート	96
7.6	LAPPD #172 で用いたセンシングパッドの配置と、ステージの軸の向き の定義	96
7.7	LAPPD #172 サンプルの実験セットアップの画像	97
7.8	LAPPD #172 サンプルの実験セットアップ	97
7.9	LAPPD への高電圧供給用コントローラ CAEN HiVolta (DT1415ET)	98
7.10	LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 5 列の結果)。オレンジで Poly a 分布と指数関数の和でのフィットを示す。そのうち Poly a 分布、緑で指数関数部分を描画した。	99
7.11	LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 6 列の結果)	100
7.12	フォトカソード電圧の変化前後の ADC ヒストグラムの比較	101
7.13	MCP 電圧の変化前後の ADC ヒストグラムの比較	102
7.14	LAPPD #172 サンプルの増幅率の分布	103
7.15	A5 → H5 チャンネルの増幅率合計と、y 方向のファイバーの位置の対応 (LAPPD #172 サンプル)	103
7.16	光ファイバーの y 方向スキャンによる ADC ヒストグラムの例	105
7.17	光ファイバーの x 方向スキャンによる ADC ヒストグラムの例	106
7.18	LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 7 列の結果)	107
7.19	LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 7 列の結果、入射位置を中心から 7 mm 移動)	108
7.20	LAPPD #172 サンプルの 1 光子識別困難な領域の配置概念図	109
7.21	LAPPD #172 サンプルの各チャンネルの ADC 値の割合の y 軸方向スキャン結果 (A5 → H5)	110
7.22	JSI で製作されたベースプレート	111
7.23	LAPPD #162 サンプルの各チャンネルの ADC 値の割合の x 軸方向スキャン結果 (F4 → F6)	112
7.24	LAPPD #172 サンプルの ADC 値と TDC 値の相関のヒストグラム (第 5 列)	113
7.25	LAPPD #172 サンプルの ADC 値と補正した TDC 値の相関のヒストグラム (第 5 列)	114
7.26	LAPPD #172 サンプルの、補正した TDC 値のヒストグラム (第 5 列)	115
7.27	LAPPD #172 サンプルの時間分解能 σ の分布 (ps)	116
7.28	TOFPET2 ASIC のブロックダイヤグラム	117
7.29	PETsys キットを用いた信号読み出しシステムの概念図	117
7.30	TOFPET2 ASIC 評価キット (FEB/D_v2 セット)	118
7.31	PETsys "Front-end module"	119
7.32	ゲート信号の遅延時間のスキャンの結果	120
7.33	Threshold scan の結果	120
7.34	閾値電圧を固定した測定におけるヒットマップ	121

表目次

1.1	Υ 中間子の質量の例	13
2.1	Belle II の各サブ検出器の役割と、検出範囲	20
3.1	HAPD の仕様	41
4.1	HAPD、MPPC、LAPPD の仕様の比較	47
4.2	先行研究で評価が行われた MPPC 単チャンネル型番の基本特性の一覧	48
5.1	TF01A64 の仕様	55
5.2	テストパルスでの増幅率調整の測定結果	64
5.3	テストパルスでの S/N 比の測定結果	64
5.4	MPPC "3075AE" の主な仕様および特性	67
5.5	MPPC 信号、テストパルスでの増幅率調整の測定結果と、シミュレーション結果の比較	68
5.6	MPPC 信号、テストパルスでの S/N 比の測定結果と、シミュレーション結果の比較	71
6.1	増幅率調整の測定結果の比較。測定値は 64 チャンネルの平均。	86
6.2	イベントあたりのヒット数の比較	92
7.1	y 軸方向スキャンによる ADC 値の割合のフィット結果	106
7.2	x 軸方向スキャンによる ADC 値の割合のフィット結果 (#162)	111

第 1 章

序論

1.1 素粒子物理学の標準模型

1.1.1 標準模型

物質の最小構成要素とされる素粒子の標準模型は、これまでの加速器などを用いたほとんどの実験結果と矛盾しない理論である。

図 1.1 に示すように物質を構成する粒子であるフェルミオン（スピン 1/2）と、相互作用を媒介するゲージボソン（スピン 1）、およびスカラーボソンであるヒッグス粒子（スピン 0）から構成される。フェルミオンには、それぞれ 3 世代のクォークとレプトンが存在し、さらにクォークは電荷と色荷で、レプトンは電荷で分類される。また、ゲージボソンは電磁相互作用を媒介する光子、強い相互作用を媒介する 8 種類のグルーオン、弱い相互作用を媒介するウィークボソン W^+ 、 W^- 、 Z^0 が存在し、素粒子が感じる 4 つの相互作用のうち重力以外の 3 つの相互作用を説明する。

ヒッグス粒子は LHC 加速器を用いた ATLAS 実験 [1] と CMS 実験 [2] により 2012 年に、標準模型を構成する最後の素粒子として発見された。これにより、素粒子に質量を与えるヒッグス機構が説明できるようになった。

一方で、標準模型では説明に至っていない、以下のような問題が存在する。

- 宇宙の誕生時には物質と反物質は同じ数存在したとされるが、現在の宇宙には物質のみしか残されていない。この一部は CP 対称性の破れで説明されるが、現在の物質反物質非対称性を説明するには不十分である。
- ダークマターは宇宙観測の結果から存在が要求されているが標準模型の素粒子には含まれていない。
- ニュートリノが空間を伝播する間にそのフレーバーが変わる事象であるニュートリノ振動は、スーパーカミオカンデによる大気ニュートリノの観測で 1998 年に初めて観測された [3]。これはニュートリノが 0 でない質量をもつことを要求するが、標準模型ではニュートリノの質量は 0 とされている。
- 4 つの相互作用のうち、標準模型には重力が含まれていない。

したがって、標準模型を超えた新物理が存在すると考えられており、その発見に向け、標準模型の予測とのわずかなずれを探索する実験が多く行われている。以下でその探索の一部を示す。

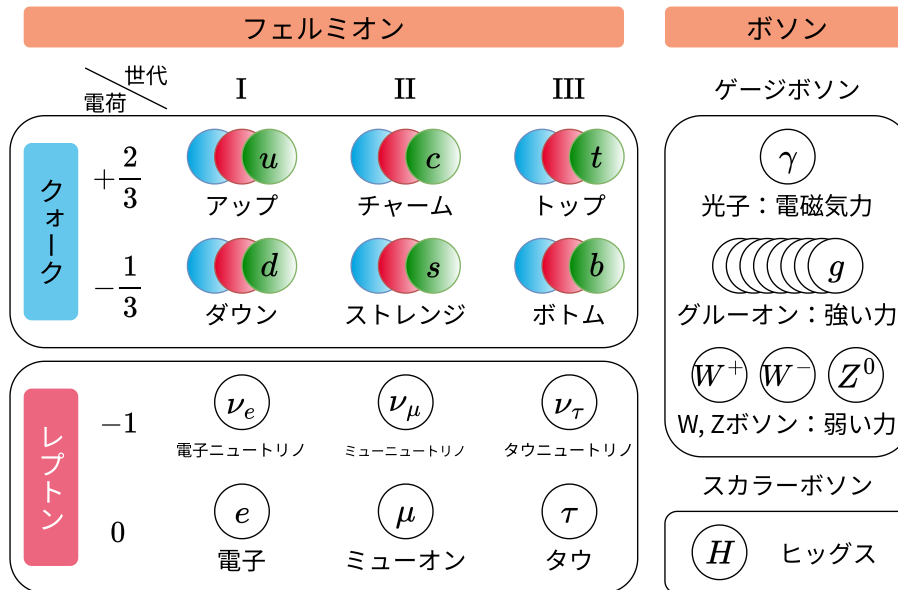


図 1.1: 素粒子の標準模型

1.1.2 CP 対称性の破れと CKM 行列

粒子と反粒子は質量は等しく、電荷の符号と色荷が逆であり、宇宙初期に同数生成されたとされているが、現在の宇宙には粒子のみが残っている（物質優勢宇宙）ことから、粒子と反粒子には何らかの性質の違いがあり、完全には対消滅しないものと考えられている。CP 対称性の破れは、この粒子と反粒子の性質の違いに関わる。

ある変換における対称性とは、その変換の前後で物理法則が不変であることをいう。これを満たす離散的対称性には荷電共役変換 (C)、空間反転変換 (パリティ変換: P)、時間反転変換 (T) がある。荷電共役変換は電荷の符号を反転させる変換で、粒子と反粒子の単純な変換に相当する。空間反転変換は鏡映変換のあと、鏡面に垂直な軸のまわりで 180 度回転させる変換であり、時間反転変換は時間を逆行させる変換である。C 変換と P 変換に対しては弱い相互作用では対称性が破れていることが知られていた。CP 変換についても対称性が破れていることは 1964 年に J. W. Cronin, V. L. Fitch らによる中性 K 中間子の崩壊の観測によって、世界で初めて発見された [4]。

CP 対称性の破れを説明する理論の 1 つが 1973 年に発表された小林・益川理論 [5] である。これは 3 世代、6 種類のクォークを導入することで CP 対称性を説明する理論で、当時まだ *u*、*d*、*s* の 3 種類しか発見されていなかったクォークには、加えて 3 種類が存在することを予言するものであった。

小林・益川理論は Cabibbo が 1963 年に発表した理論 [6] を拡張したものである。Cabibbo の理論は、クォークの質量固有状態は弱い相互作用の固有状態 (フレーバー固有状態) が混合した状態とするものであり、それまで弱い相互作用は W ボソンの作用で *d* を *u* に遷移させるとされていたものを、*d* と *s* の混合状態が *u* に遷移するとすることで *d* から *u* の遷移を含む現象を説明した。弱い相互作用の固有状態を (*d'*, *s'*)、質量固有状

態を (d, s) とすると、Cabibbo の理論は以下のように表される。 θ_C は Cabibbo 角と呼ばれる。

$$\begin{pmatrix} d' \\ s' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_C & \sin \theta_C \\ -\sin \theta_C & \cos \theta_C \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ s \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

小林・益川理論は、これを 3 世代のクォークを導入することで以下のように拡張した。ここで V_{CKM} は CKM 行列と呼ばれる。

$$\begin{pmatrix} d' \\ s' \\ b' \end{pmatrix} = V_{\text{CKM}} \begin{pmatrix} d \\ s \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{ud} & V_{us} & V_{ub} \\ V_{cd} & V_{cs} & V_{cb} \\ V_{td} & V_{ts} & V_{tb} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ s \\ b \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

CKM 行列の各要素が、各クォークの弱い相互作用の固有状態と質量固有状態の混合の大きさを示す。 CP 対称性が破れる、すなわち CP 変換によって弱い相互作用のラグランジアンが変化するためには CKM 行列は複素位相を持つ必要がある。小林・益川は CKM 行列が複素位相を持つには、3 世代のクォークが必要であることを提唱した。 V_{CKM} は混合角 θ_{ij} ($i, j = 1, 2, 3$)、および複素位相 δ を用いると以下のように表される。

$$V_{\text{CKM}} = \begin{pmatrix} c_{12}c_{13} & s_{12}c_{13} & s_{13}e^{-i\delta_{13}} \\ -s_{12}c_{23} - c_{12}s_{23}s_{13}e^{i\delta_{13}} & c_{12}c_{23} - s_{12}s_{23}s_{13}e^{i\delta_{13}} & s_{23}c_{13} \\ s_{12}s_{23} - c_{12}c_{23}s_{13}e^{i\delta_{13}} & -c_{12}s_{23} - s_{12}c_{23}s_{13}e^{i\delta_{13}} & c_{23}c_{13} \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

ここで $c_{ij} = \cos \theta_{ij}$ 、 $s_{ij} = \sin \theta_{ij}$ である。さらに $\lambda = s_{12}$ 、 $A\lambda^2 = s_{23}$ 、 $A\lambda^3(\rho - i\eta) = s_{13}e^{-i\delta}$ とした表記を Wolfenstein 表記と呼び、以下のように表される。

$$V_{\text{CKM}} = \begin{pmatrix} 1 - \lambda^2/2 & \lambda & A\lambda^3(\rho - i\eta) \\ -\lambda & 1 - \lambda^2/2 & A\lambda^2 \\ A\lambda^3(1 - \rho - i\eta) & -A\lambda^2 & 1 \end{pmatrix} + \mathcal{O}(\lambda^4) \quad (1.4)$$

過去の測定では $\lambda \approx 0.2$ であり、対角成分が 1 に近く、同世代内のクォークの遷移が大きいことが確認できる。

また、CKM 行列はユニタリ行列であるため、以下が成り立つ。

$$V_{\text{CKM}}V_{\text{CKM}}^\dagger = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

式 (1.5) より、以下の 6 つの恒等式が得られる。

$$V_{ud}V_{us}^* + V_{cd}V_{cs}^* + V_{td}V_{ts}^* = 0 \quad (1.6)$$

$$V_{ud}V_{cd}^* + V_{us}V_{cs}^* + V_{ub}V_{cb}^* = 0 \quad (1.7)$$

$$V_{us}V_{ub}^* + V_{cs}V_{cb}^* + V_{ts}V_{tb}^* = 0 \quad (1.8)$$

$$V_{cd}V_{td}^* + V_{cs}V_{ts}^* + V_{cb}V_{tb}^* = 0 \quad (1.9)$$

$$V_{ud}V_{td}^* + V_{us}V_{ts}^* + V_{ub}V_{tb}^* = 0 \quad (1.10)$$

$$V_{ud}V_{ub}^* + V_{cd}V_{cb}^* + V_{td}V_{tb}^* = 0 \quad (1.11)$$

以上の各式は複素数平面上で三角形を描く。このうち式 (1.10)、(1.11) は各項の大きさが $\mathcal{O}(\lambda^3)$ でそろっており、式 (1.11) について複素数平面上で描画したもの (図 1.2) をユニタリ三角形と呼ぶ。実験の測定結果からこの三角形を描き、三角形が閉じている場合には小林・益川理論が正しいといえる。このとき、式 (1.11) による三角形の場合は、各辺の長さの次数が揃っているために実験による測定が比較的容易であり、採用されている。実際に 2023 年時点で最新の実験結果を用いて描かれたユニタリ三角形は図 1.3 のようになっており、現在までの異なる測定の結果に全ての矛盾なく閉じた三角形を描画することができている。

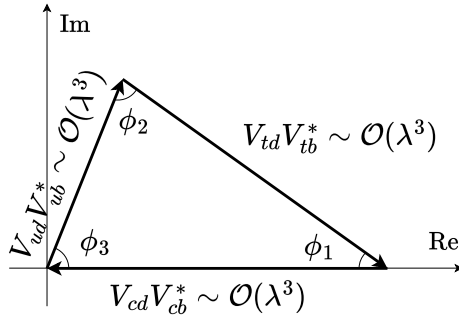


図 1.2: ユニタリティ三角形

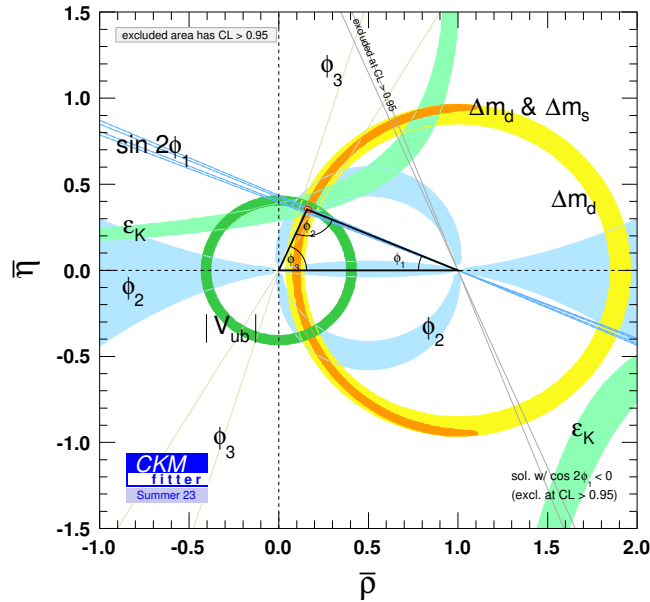


図 1.3: 2023 年時点の測定結果によるユニタリティ三角形 [7]

1.2 B の物理

1.2.1 CP 非対称度の測定

小林・益川理論を証明するには、ユニタリティ三角形の辺の長さの測定や内角の大きさの測定を行い三角形が閉じていることを示せばよい。これは中性 B 中間子の崩壊過程の観測により測定することができる。 B 中間子はボトムクォークと第一世代のクォークの束縛状態であり、 B^0 、 \bar{B}^0 、 B^\pm が存在する。

B^0 と \bar{B}^0 は図 1.4 のように弱い相互作用により周期的に入れ替わることが知られており、 B^0 - \bar{B}^0 振動や混合と呼ばれる。この過程の振動確率は $|V_{td}V_{tb}^*|^2$ に比例する。したがって、ユニタリティ三角形の辺の長さの測

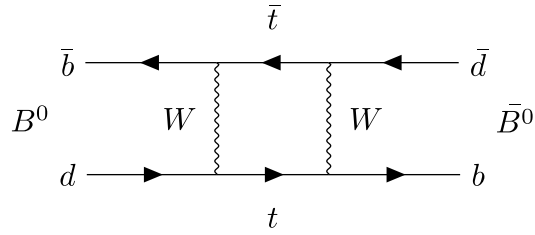


図 1.4: B^0 - \bar{B}^0 振動のファインマンダイアグラム

表 1.1: Υ 中間子の質量の例 [8]

共鳴状態	質量 (MeV)
$\Upsilon(1S)$	$9460.40 \pm 0.09 \pm 0.04$
$\Upsilon(2S)$	10023.4 ± 0.5
$\Upsilon(3S)$	10355.1 ± 0.5
$\Upsilon(4S)$	10579.4 ± 1.2
$\Upsilon(5S)$	$10885.2^{+2.6}_{-1.6}$

定に対応する。これらの中性 B 中間子は、崩壊後の娘粒子を測定することで、崩壊したのが B^0 と \bar{B}^0 のどちらだったのか特定することで測定することができる。

また、中性 B 中間子は $B^0(\bar{B}^0) \rightarrow J/\psi K_S^0$ として CP 固有状態に崩壊する。これは、中間状態で B^0 - \bar{B}^0 混合を経由する過程と、経由しない過程が干渉する。混合においては CP 非対称度が時間変化し、 $\sin(2\phi_1)$ に依存するため、ある時刻の B 中間子の状態と、そこからの崩壊までの時間が測定できれば、 ϕ_1 を測定することができ、時間に依存した CP 非対称性の測定となる。

これらの測定は B 中間子を大量に生成する B ファクトリー実験で行われており、1990 年代から 2000 年代にかけて行われた Belle 実験（日本、高エネルギー加速器研究機構）、BaBar 実験（アメリカ、SLAC）と、Belle 実験の後継で現在進行中の Belle II 実験がそれにあたる。

B ファクトリー実験ではボトムクォークと反ボトムクォークの束縛状態であるボトムoniumのうち、 $\Upsilon(4S)$ という共鳴状態（表 1.1）が B 中間子対に崩壊することを利用している。電子・陽電子を加速器で衝突させて $\Upsilon(4S)$ を作り出しているが、 B 中間子の寿命は 1.5 ps 程度であるためそのままでは崩壊時間の測定は困難である。そこで電子と陽電子の実験室系でのエネルギーを非対称とすることで、 B 中間子が生成する重心系を実験室系に対してローレンツブーストさせている。これにより B^0 と \bar{B}^0 の崩壊時間差は崩壊点間の距離として測定することができる。図 1.5 に示すように、 B^0 と \bar{B}^0 の崩壊時間差 $\Delta t = t_2 - t_1$ によって崩壊点間に距離が発生している。また、 $\Upsilon(4S)$ から崩壊してできた B 中間子対は両方が同時に B^0 または \bar{B}^0 になることはできないため、片方の崩壊を観測することでもう一方の中間子のその時点での状態を特定することができる。これをフレーバータギングと呼び、時間に依存した CP 非対称度の測定に用いられる。

B ファクトリー実験における B 中間子の崩壊の例を図 1.6 に示す。

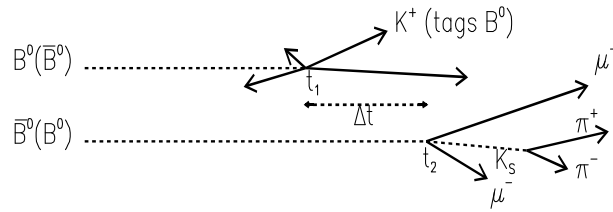


図 1.5: B^0 と \bar{B}^0 の崩壊時間差の概念図 [9]

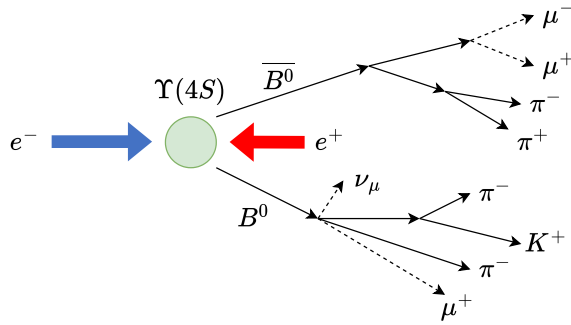


図 1.6: B ファクトリー実験における衝突後の B 中間子崩壊の例

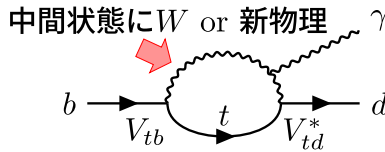


図 1.7: FCNC のループダイアグラムの例

1.2.2 稀崩壊

B 中間子の崩壊過程の観測により測定できる事象として、稀崩壊事象が挙げられる。クォーク間の遷移において、CKM 行列の要素が小さいものは遷移確率が小さい。 B 中間子の崩壊の場合は $b \rightarrow c$ 遷移が支配的であり、他の遷移は抑制され崩壊分岐比が小さくなる。このように何らかの機構で抑制される崩壊モードは稀崩壊と呼ばれる。このうち FCNC (Flavor Changing Neutral Current) と呼ばれる世代間をまたいで電荷が等しいクォークに遷移する事象は、標準模型では、ツリーダイアグラムでは禁止され、高次の過程を含むループダイアグラム (図 1.7) のみによって発生するとされている。

ループには仮想粒子として四元運動量保存を満たさない重い新粒子が現れる可能性がある。特にループを介した場合のみ許される事象は、標準模型による予測と実験結果にずれが見つかった場合に即座に新物理の可能性が示唆されるため、新物理への感度が高い事象といえる。 B ファクトリー実験ではこれらの測定も行われてきた [10]。図 1.7 に示した $b \rightarrow d\gamma$ 崩壊がその 1 つである。

Integrated luminosity of B factories

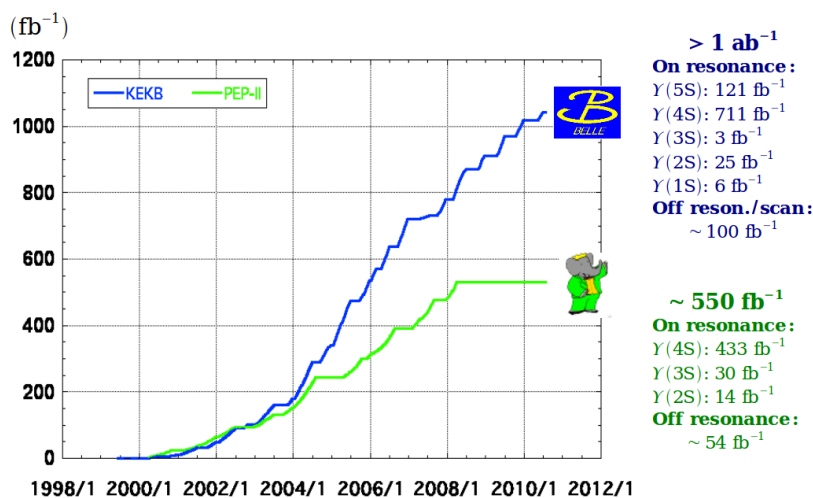


図 1.8: Belle 実験と BaBar 実験の積分ルミノシティ

1.3 Belle 実験と Belle II 実験

Belle 実験は KEKB 加速器を用いて 1999 年から 2010 年に運転、BaBar 実験は PEP-II 加速器を用いて 1999 年から 2008 年に運転された。両実験のデータの蓄積は図 1.8 で積分ルミノシティで表現されているように推移し、Belle 実験では積分ルミノシティで 1 ab^{-1} を超えるデータを収集した。また、KEKB 加速器のピークルミノシティは 2009 年に $2.11 \times 10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ に達し、当時の世界最高記録を達成した。これらを通じて小林・益川理論の実証や、 B 中間子の崩壊過程の精密測定による新物理の探索が行われた。

現在は Belle 実験をアップグレードした Belle II 実験が SuperKEKB 加速器を用いて行われている。これにより衝突性能を向上し、より多くのデータを蓄積することで新物理の発見を目指している。詳細は第 2 章で述べる。

第 2 章

Belle II 実験

2.1 概要

Belle II 実験は Belle 実験の後継として茨城県つくば市の高エネルギー加速器研究機構 (KEK) で行われている B ファクトリー実験である。2024 年現在、28 の国と地域から約 1000 人の研究者が参加している国際共同実験であり、東京都立大学も参加機関の 1 つである。

2016 年から SuperKEKB 加速器の試運転を行い、2019 年から物理データ収集を開始した。2022 年 6 月から 2024 年 2 月までのロングシャットダウン (LS1) では、未インストールだった残りの検出器をインストールし、完成形の検出器を用いた物理データ収集が開始された。

Belle II 実験では Belle 実験よりも向上した衝突性能と検出器性能により、より多くのデータを蓄積して高精度な物理解析を行い、新物理の探索を行うことを目的としている。

2.2 SuperKEKB 加速器

2.2.1 概要

SuperKEKB 加速器 (図 2.1) は従来の KEKB 加速器と同じトンネルに設置された周長約 3 km の加速器であり、2 つのリングで電子と陽電子をそれぞれ 7 GeV と 4 GeV に加速し、重心系エネルギー 10.58 GeV で衝突させ $\Upsilon(4S)$ 共鳴状態を作り、 B 中間子を大量に生成する。電子リングは High Energy Ring (HER)、陽電子リングは Low Energy Ring (LER) と呼ばれ、これらに加え電子・陽電子の入射器である線形加速器 LINAC、および陽電子ダンピングリングから構成される。

加速器実験は 2 種類に分けられ、1 つはエネルギーフロンティアと呼ばれる。これは観測したい物理事象のエネルギーに加速器の重心系エネルギーを合わせることで、観測対象の粒子を直接生成する手法である。CERN の LHC 加速器がこれにあたり、陽子と陽子の衝突による最大の重心系エネルギーを 14 TeV とすることで、標準模型を超えた新物理の粒子の直接生成を目的としている。もう 1 つがルミノシティフロンティアである。ルミノシティは加速器の衝突性能を表すパラメータであり、衝突頻度 F はルミノシティ \mathcal{L} 、衝突断面積 σ を用いて以下のように表すことができる。

$$F[\text{s}^{-1}] = \mathcal{L}[\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}] \times \sigma[\text{cm}^2] \quad (2.1)$$

ルミノシティフロンティア実験は、衝突性能の向上により新物理に感度のある事象を大量に生成することで、新物理のエネルギースケールを直接生成することなく、間接的に新粒子を探索する手法である。これは量子効

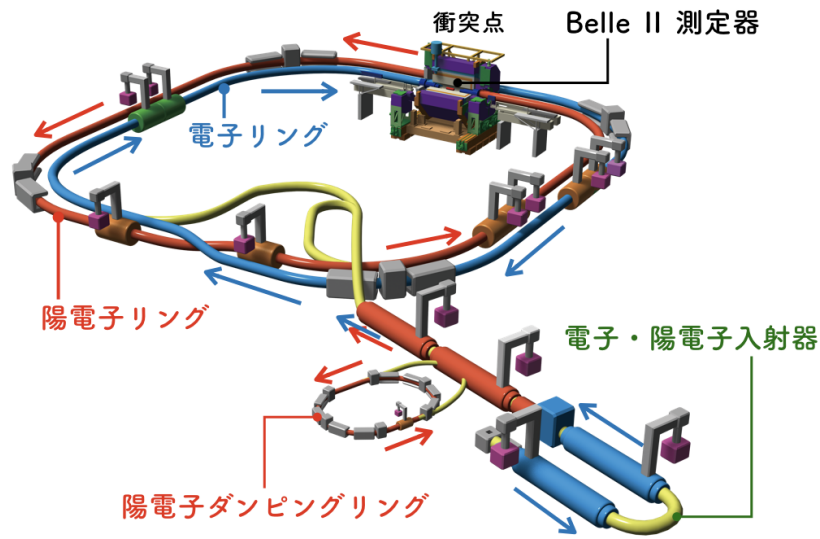


図 2.1: SuperKEKB 加速器 [11]

果により、新物理より低いエネルギースケールの事象にも高エネルギーの新物理が寄与する可能性があることを利用したものであり、統計量の蓄積が重要となる。エネルギーフロンティア実験では直接生成できないさらに大きいエネルギースケールの新物理も観測できる可能性があり、両実験は相補的な関係にある。Belle II 実験はルミノシティフロンティア実験に相当し、Belle 実験からのルミノシティの向上を目指している。

リング型加速器のルミノシティ \mathcal{L} は、以下の式で表される [12]。

$$\mathcal{L} = \frac{N_+ N_- n f}{4\pi\sigma_x^* \sigma_y^*} \propto \frac{\gamma_{\pm}}{2er_e} \left(\frac{I_{\pm} \xi_{y\pm}}{\beta_{y\pm}^*} \right) \quad (2.2)$$

ここで、+、- でそれぞれ陽電子、電子を表す。 N は 1 バンチに含まれるビーム粒子数、 n はバンチ数、 f は単位時間あたりのビームの衝突回数、 σ_x^* 、 σ_y^* は衝突点での x 軸、 y 軸方向のビームサイズである。また、 γ はローレンツ因子、 e は素電荷、 r_e は古典電子半径、 I_{\pm} はビーム電流である。 $\xi_{y\pm}$ は垂直方向のビームビームパラメータと呼ばれ、衝突によるビーム間でのベータatron振動の変化を示す。 $\beta_{y\pm}^*$ はベータ関数で、衝突点での垂直方向のビーム振幅に対応する。

したがって、ルミノシティは主に I_{\pm} 、 $\xi_{y\pm}$ 、 $\beta_{y\pm}^*$ に依存し、SuperKEKB においてはビーム電流の増大、ベータ関数の縮小によりその向上を目指している。

2.2.2 ナノビーム方式

衝突点でのビームサイズを小さくするために、衝突方式にはナノビーム方式が採用された。図 2.2 の KEKB 加速器の場合のままビームサイズを絞ると、両ビームが水平方向に交差する長さが長いままであることで「砂時計効果」が発生し、バンチの前後でビームサイズが大きくなる。この水平方向のビーム交差角を大角度に変更することで、交差長がバンチ長より十分短くなり、垂直方向のビームサイズを小さくすることができ、 $\beta_{y\pm}^*$ を小さくしルミノシティを向上させることができる。この垂直方向のビームサイズを $\mathcal{O}(10)$ nm とするため、

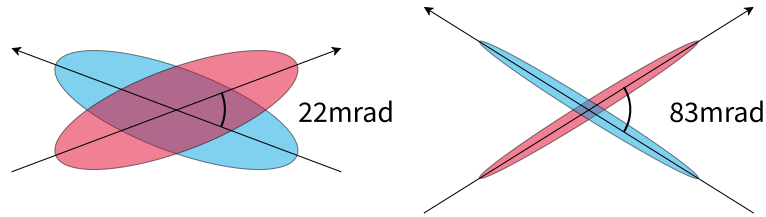


図 2.2: KEKB 加速器の衝突方式（左）と、SuperKEKB 加速器のナノビーム方式（右）の水平方向での比較

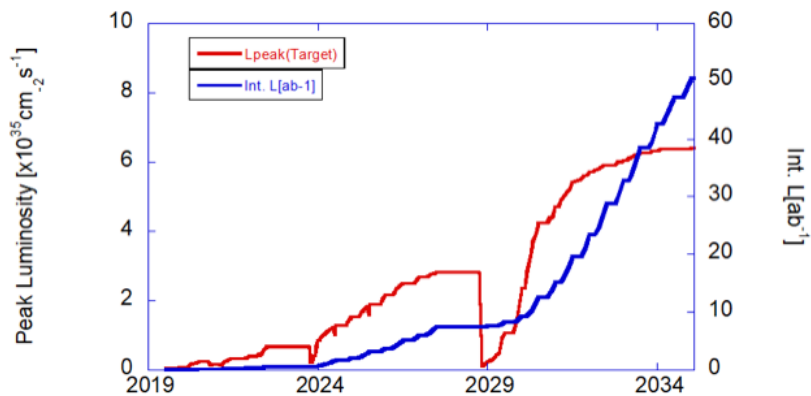


図 2.3: Belle II 実験におけるルミノシティ向上の計画（2024 年現在）

ナノビーム方式と呼ばれる。

また、ビーム電流は約 2 倍と設定され、これらによりピークルミノシティは KEKB 加速器の実績値の約 40 倍である $8 \times 10^{35} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ が設計値とされている。

2.3 ビームバックグラウンド

ビームが軌道を外れると、電子や陽電子が電磁シャワーや中性子を生じさせ、検出器ではバックグラウンド事象として観測され物理事象の測定精度の低下につながるほか、検出器の損傷につながる場合がある。SuperKEKB では以下のビームバックグラウンドが挙げられる [12, 13]。

シンクロトロン放射

電子または陽電子が磁場中で軌道を曲げられる際に X 線が放射される。衝突点前の最終収束電磁石 (QCS) で発生すると Belle II 測定器の最内層にある崩壊点検出器の損傷につながる。放射のエネルギーはビームエネルギーの 2 乗と磁場の強さの 2 乗に比例するため、HER による影響が主である。

下流でのシンクロトロン放射による後方散乱

衝突点下流での QCS により、衝突点通過後のビームからシンクロトロン放射が発生する場合である。KEKB では通過後の HER と通過前の LER の分離に QCS を共有していたためシンクロトロン放射が大きかったが、SuperKEKB では衝突点の両側の各リングに QCS がそれぞれ設けられているため、KEKB よりも影響が少ないとされている。

ビームガス散乱

ビーム粒子がビームパイプ中に残留したガスにより制動放射もしくはクーロン散乱する場合であり、ビーム電流、パイプ中の真空度、磁場の強度に依存する。SuperKEKB の電流値は KEKB の約 2 倍を設計値としているが、真空度と磁場の強度は KEKB と同程度であるため、ビームガス散乱は数倍程度の増加に抑えられると見込んでいる。

タウシェック散乱

バンチ内で電子または陽電子同士が衝突し、運動量に変化することで軌道を外れ、電磁シャワーを引き起こす場合である。バンチの電流、バンチ数と、ビームサイズの逆数に比例するため、ビームサイズを絞った SuperKEKB ではタウシェック散乱の影響の増大が見込まれている。タウシェック散乱の確率はビームエネルギー E について、 E^{-3} に比例するため、HER の影響は無視でき、LER の影響が主となり、KEKB の 20~30 倍程度への増加が見込まれる。

ビーム入射

ビームの寿命はタウシェック散乱により制限され 10~60 分程度である。したがって SuperKEKB では電流値を安定に保つために、バンチを継ぎ足す入射を行っている。この入射の際にメインリングの絞りに完全に入射するわけではないため、バンチが安定するまでの ~ 10 ms 程度の間ビームロスが発生し、バックグラウンドの原因となる。

Radiative Bhabha 散乱

Radiative Bhabha 散乱は以下のように電子・陽電子の衝突で光子が放出される過程である。

$$e^+e^- \rightarrow e^+e^-\gamma \quad (2.3)$$

ルミノシティに比例した確率で発生し、放出された光子はビーム軸に沿って電磁石の鉄に当たり、中性子が放出される。この中性子は外側に位置する検出器の主要なバックグラウンド源となり、本研究で取り扱う ARICH 検出器にも影響を与える。

2 光子過程

2 光子過程は電子・陽電子それぞれから放出される仮想光子の衝突により低運動量の電子陽電子が対生成される以下の過程である。

$$e^+e^- \rightarrow e^+e^-e^+e^- \quad (2.4)$$

これは次章で説明する最内層の検出器である、PXD のヒットレートを増加させる原因となる。

2.4 Belle II 測定器

Belle II 測定器は SuperKEKB 加速器のビーム軸に沿って衝突点を囲むように設置されており、7 種のサブ検出器から構成されている [12]。測定器の概念図を図 2.4 に、断面図を図 2.5 に示した。各サブ検出器は主に B 中間子の崩壊過程の観測のため役割を分担しており、中心部には PXD (Pixel Detector) と SVD (Silicon Vertex Detector) から成る VXD (Vertex Detector) が存在する。この周囲には内側から、CDC (Central Drift Chamber)、TOP (Time of Propagation counter) と ARICH (Aerogel Ring Imaging Cherenkov counter)、ECL (Electromagnetic Calorimeter)、KLM (K_L and Muon detector) が配置されている。各検出器のカバー範囲を表 2.1 に示す。

図 2.4 の左側から電子が、右側から陽電子が入射する。陽電子側の底面を前方エンドキャップ、電子側の底面を後方エンドキャップ、円柱状の側面をバレル部と呼ぶ。加速器の非対称エネルギーにより、 B 中間子がブーストされる方向は前方エンドキャップ側である。

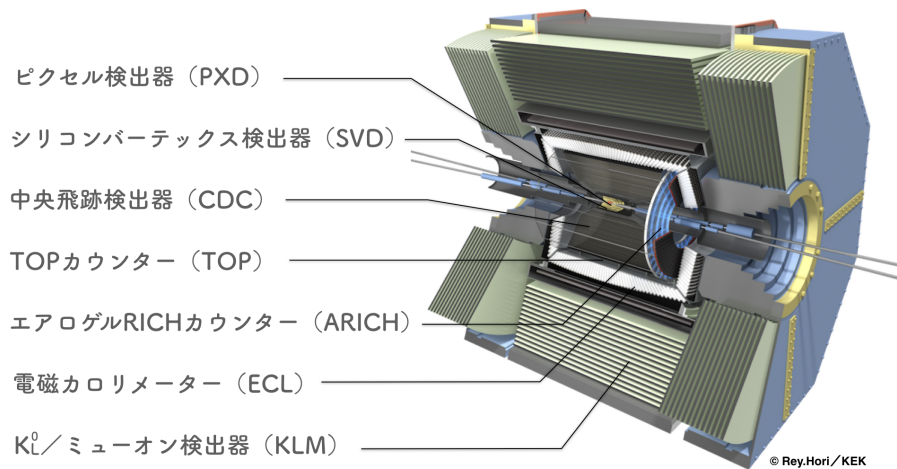


図 2.4: Belle II 測定器 [14]

表 2.1: Belle II の各サブ検出器の役割と、検出範囲 [15]

検出器	役割	検出範囲 θ
PXD	崩壊点検出	[17°; 150°]
SVD	崩壊点検出	[17°; 150°]
CDC	飛跡検出	[17°; 150°]
TOP	粒子識別	[31°; 128°]
ARICH	粒子識別	[15°; 34°]
ECL	カロリメータ	[12.4°; 31.4°] (バレル部) [32.2°; 128.7°] (前方エンドキャップ) [130.7°; 155.1°] (後方エンドキャップ)
KLM	K_L , μ 粒子検出	[40°; 129°] (バレル部) [25°; 40°] (前方エンドキャップ) [129°; 155°] (後方エンドキャップ)

2.4.1 VXD (PXD, SVD)

VXD (Vertex Detector、図 2.6) は崩壊点検出器であり、Belle II 測定器の最内層に位置して衝突点を囲んでいる。全 6 層から構成され、内側 2 層は PXD (Pixel Detector)、外側 4 層は SVD (Silicon Vertex Detector) と呼ばれる検出器である。各層で荷電粒子がシリコンを通過した点を 2 次元で検出し、それらを結ぶことで崩壊点や飛跡の情報を得ることができる。

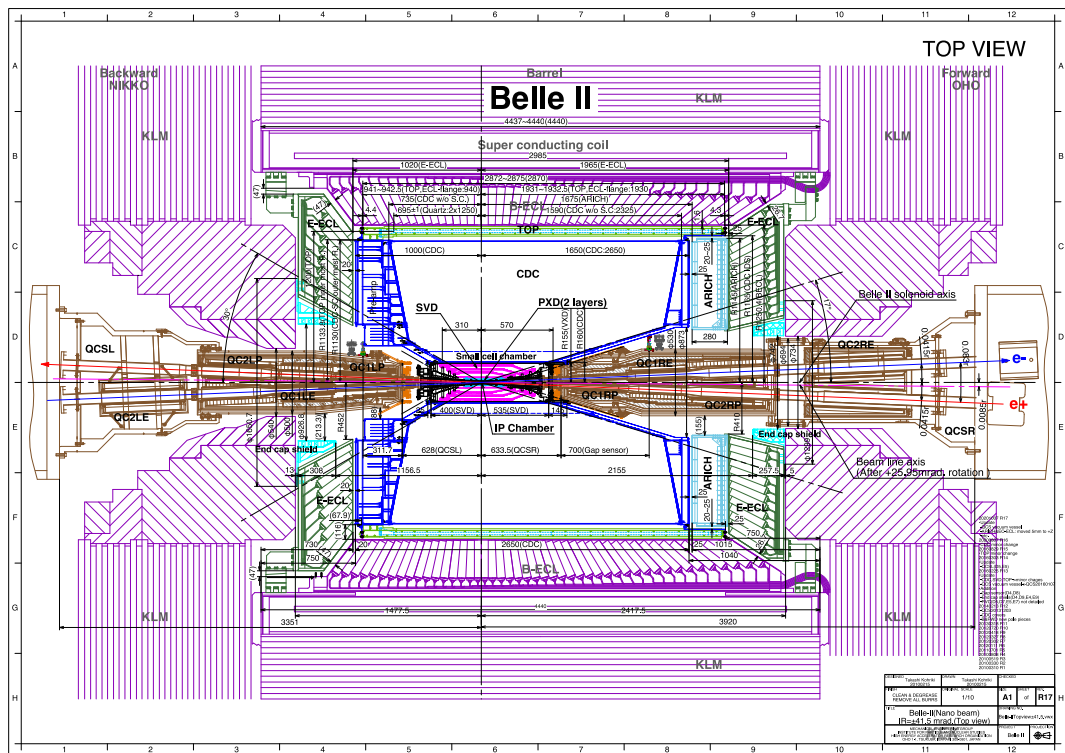


図 2.5: Belle II 測定器の断面図

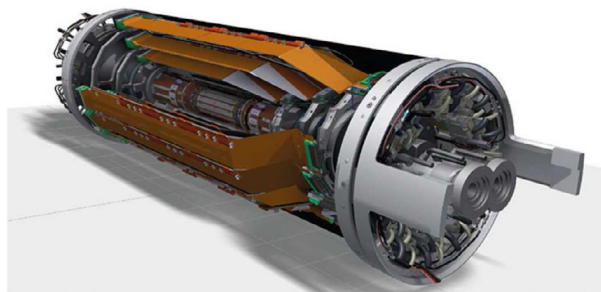


図 2.6: VXD の概略図。ビームパイプを PXD と SVD で囲んでいる。[15]

PXD

PXD は B 中間子の崩壊点の測定のため、 $O(10)\mu\text{m}$ の位置分解能をもつピクセル検出器である。図 2.7a に PXD のセンサーの配置図を示す。SuperKEKB ではナノビーム方式の採用により、ビームパイプ半径は 10mm 程度となり、崩壊点検出のためにより広い領域を利用可能になったが、ビームバックグラウンドも半径の 2 乗の逆数で増加する。したがって従来のストリップセンサーでは、SuperKEKB の高ルミノシティ環境下では高ヒットレートとなり、真の信号を識別することが困難となるため、ピクセル化されたセンサーを用いた PXD が採用された。

ピクセル検出器はビームパイプを中心に半径 14mm、22mm の位置に 2 層構造で配置され、DEPFET (DEPLETED Field Effect Transistor) が採用されている。これは Si 基板に MOSFET を統合することで、荷電

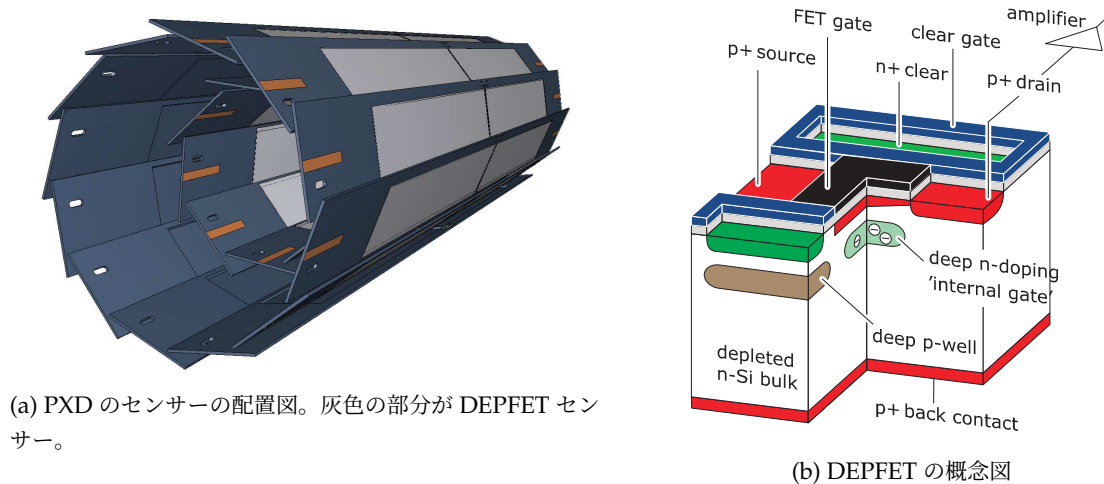


図 2.7: PXD の概念図 [12]

粒子の検出と信号の増倍を同一の基板上で行う検出器である。図 2.7b に DEPFET の概念図を示した。荷電粒子が Si を通過するとき生成される電子は **internal gate** に蓄えられ、MOSFET のスイッチが ON になったときに読み出される。これにより厚さ $75\ \mu\text{m}$ の薄い構造を実現し、多重散乱の影響を最小限にとどめている。

SVD

SVD は PXD を覆う崩壊点検出器であり、PXD と後述する CDC の情報を合わせ、 B 中間子の崩壊点を測定することができる。ビームパイプから半径 $39\ \text{mm}$ 、 $80\ \text{mm}$ 、 $104\ \text{mm}$ 、 $135\ \text{mm}$ の位置に 4 層のセンサーを配置した構造になっている (図 2.8)。Belle 検出器では SVD の最外層は $88\ \text{mm}$ に位置し、外側をドリフトチェンバーが担当していた。しかし SuperKEKB の高ルミノシティ環境下では、同じ位置でのヒットレートがドリフトチェンバーに対して高すぎるために SVD の担当領域が拡大された。SVD は、外側に位置する CDC では観測できない低運動量の粒子 (D 中間子崩壊の娘粒子等) の飛跡検出も担当するため、この検出能力が向上が見込まれる。

SVD は DSSD (Double-sided Silicon Strip Detector) と呼ばれる両面ストリップ構造の検出器であり、シリコンセンサーの両面に、それぞれ読み出しストリップを直交するように配置した構造で、粒子の通過位置を 1 層ごとに 2 次元で検出する。SVD の外側の検出器への影響を防ぐため多重散乱を抑える必要があり、各層のセンサーは厚さ $300\ \mu\text{m}$ または $320\ \mu\text{m}$ の薄い設計になっている。

2.4.2 CDC

CDC (Central Drift Chamber) は VXD の外側を覆う、半径 $2.2\ \text{m}$ 、横幅 $2.3\ \text{m}$ の円筒型のドリフトチェンバーであり、荷電粒子の飛跡検出を担う。CDC の役割は飛跡検出による荷電粒子の運動量測定、ガス中でのエネルギー損失の測定による粒子識別、および他の検出器向けのトリガー信号の発行の 3 つである。

Belle II CDC での荷電粒子の運動量は $1 \sim 2\ \text{GeV}$ 程度であり、多重散乱を避けるために検出器は低物質質量であることが求められる。したがって充填されるガスには 50% ずつ He と C_2H_6 を混合した低運動量のものが用いられている。また、検出器の円柱の側面には $0.4\ \text{mm}$ または $5\ \text{mm}$ 厚の CFRP が用いられている。両

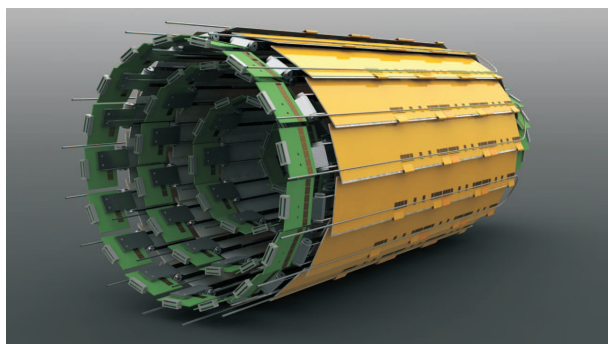


図 2.8: SVD の構造 [12]

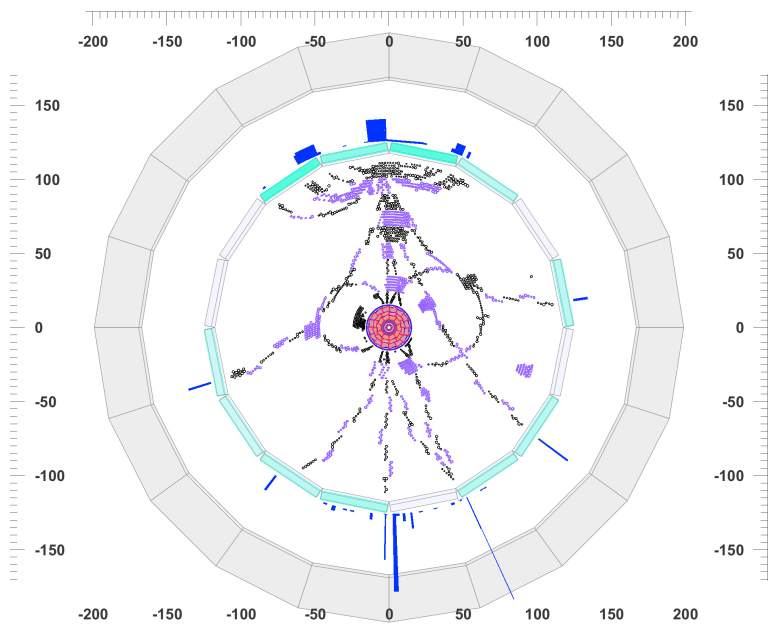


図 2.9: CDC による宇宙線由来の粒子の飛跡検出の様子

底面のアルミニウムプレートは 10 mm 厚である。ワイヤーは 2 種あり合計 56576 本が張られている。半径 $30\ \mu\text{m}$ の金メッキされたタングステン製センスワイヤーは 14336 本で、信号観測を担う。126 μm のアルミニウム製フィールドワイヤーは 42240 本張られ、電場生成を担う [16]。

荷電粒子がガス中を通過すると、ガスが電離し、電子とイオンが生成される。フィールドワイヤーに高電圧を印加することで生成された電場中で電子は加速、ドリフトし、さらにガスを電離することで電子雪崩が発生する。この電子により陽極のセンスワイヤーに電磁誘導で信号が発生することで、荷電粒子の通過位置を検出する。このときドリフト時間の測定や、複数のワイヤーによる検出によって飛跡とセンスワイヤーの距離を求めることができる。さらに検出器中にはビーム軸方向に 1.5 T の磁場がかかっているため荷電粒子の飛跡は円軌道となり (図 2.9)、その曲率半径を用いて粒子の運動量を測定することができる。

また、荷電粒子はガスを電離する際にエネルギーを失い、これは発生する電子の数、すなわち信号の面積に比例するため、エネルギー損失量を測定することができる。

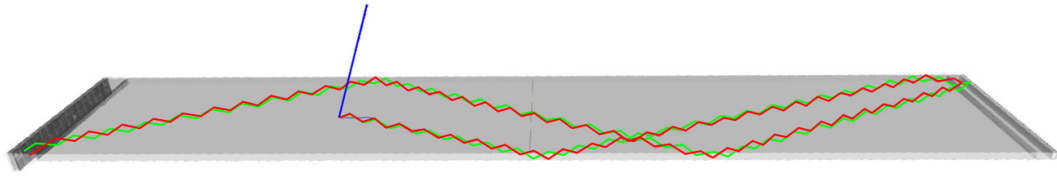


図 2.10: TOP のチェレンコフ光の経路の概略図。左側に MCP-PMT が取り付けられている。[15]

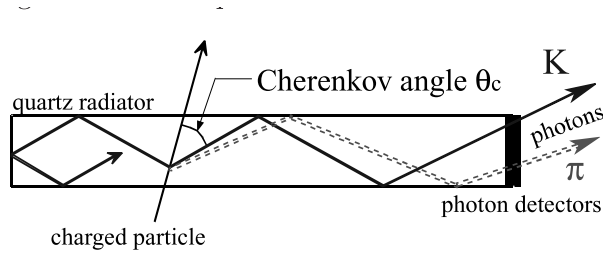


図 2.11: TOP 石英輻射体中でのチェレンコフ光の放射角の違い [12]

荷電粒子が物質中を通過するとき、単位移動距離あたりに失うエネルギー dE/dx はベーテ・ブロッホの式で以下のように表される。

$$-\frac{dE}{dx} = \frac{4\pi}{m_e c^2} \frac{n z^2}{\beta^2 \gamma^2} \left(\frac{e^2}{4\pi\epsilon_0} \right)^2 \left[\ln \frac{2m_e c^2 \beta^2}{I} - \beta^2 \right] \quad (2.5)$$

但し、 n は物質の電子密度、 z は入射粒子の電荷、 $\beta = v/c$ 、 γ はローレンツ因子、 I は物質の平均イオン化エネルギーである。したがってエネルギー損失は $\beta\gamma = p/m$ に依存し、CDC での運動量とエネルギー損失の測定により、荷電粒子の質量を求め、識別することができる。CDC では、後述する外側に位置する粒子識別の検出器 TOP、ARICH まで到達しない低運動量の粒子の識別を行う。

2.4.3 TOP

TOP (Time Of Propagation counter) はバレル部において、主に荷電 K 、 π 中間子の識別を担う検出器であり、CDC の外側に位置する。これは 1 つのモジュールが、奥行 2.6 m、幅 45 cm、厚さ 2 cm の石英輻射体の端に、長さ約 10 cm の輻射体を挟んで光検出器 MCP-PMT を取り付けられた構造のチェレンコフ検出器であり、16 モジュール設置されている。図 2.11 に示すように、石英輻射体に荷電粒子が入射する際にチェレンコフ光が発生する。このチェレンコフ光は輻射体内で繰り返し全反射し、MCP-PMT まで伝播する。このときチェレンコフ光の伝播時間と検出位置は放射角に依存するため、伝播時間の測定により放射角が求められる。放射角は粒子の速度に依存し、粒子の質量は速度と運動量から求めることができる。したがって CDC で測定される運動量と合わせることで、粒子の質量が求められる。さらに、荷電粒子の生成点から TOP までの飛行距離は CDC で測定する飛跡情報により計算でき、TOP で測定する粒子の飛行時間と合わせて粒子の速度を求めることができる。以上の情報を合わせて粒子識別の精度を向上させている。

TOP までの飛行時間と、TOP の輻射体中での伝播時間の高精度な測定のため、 ~ 40 ps の時間分解能をもつ光検出器として MCP-PMT が採用されている。

2.4.4 ARICH

ARICH (Aerogel Ring Imaging Cherenkov counter) は前方エンドキャップ部において荷電粒子の識別を担う検出器である。詳細は第3章で述べる。

2.4.5 ECL

ECL (Electromagnetic Calorimeter) はシンチレータ (CsI(Tl)) と光検出器 (PIN フォトダイオード) から構成される電磁カロリメータであり、TOP および ARICH の外側のバレル部、前方・後方のエンドキャップ部を覆う (図 2.12)。光子や電子のエネルギー測定、トリガー信号の発行、オフライン・オンラインでのルミノシティモニタ機能を担う検出器である。

B 中間子の崩壊過程のうち $1/3$ が π_0 などの中性粒子を生成し、20 MeV から 4 GeV の光子を放出する。例えば $\pi_0 \rightarrow \gamma\gamma$ は $O(10)$ GeV、 $e^+e^- \rightarrow \gamma\gamma$ は $O(1)$ GeV の光子を放出する。したがって ECL では広いエネルギー領域の光子の検出が要求され、シンチレータに高い発光量と短い発光時間をもつ CsI(Tl) が用いられている。光子や電子がシンチレータを通過したときに発生する電磁シャワーによるシンチレーション光を PIN フォトダイオードで検出し、charge-sensitive 型増幅器を通して波高解析によりエネルギーを測定する。シンチレータは角錐台形状で平均 $6\text{ cm} \times 6\text{ cm}$ の断面積、30 cm の長さを持ち、バレル部に 6624 本、エンドキャップ部に 2112 本が設置されている [12]。

Belle から Belle II へのアップグレードではルミノシティの向上によりバックグラウンドが増加し、ECL については特に Radiative Bhabha 散乱による電磁シャワーが問題となる。時定数 $\sim 1\ \mu\text{s}$ 程度であるシンチレーション光の信号ではバックグラウンドと信号がパイルアップすることが予想された。したがって、シンチレータ結晶の構造は変更せず、信号読み出しボード上の shaper で $0.5\ \mu\text{s}$ まで短縮することでバックグラウンドの影響を抑えている。

2.4.6 超電導ソレノイド電磁石

Belle II 測定器中に磁場を発生させるソレノイドは ECL の外側に設置されており、コイルは NbTi/Cu 合金製で、全体の長さは 4.4 m である。 $\sim 4000\text{ A}$ の大電流による 1.5 T の磁場によって CDC 中を通る荷電粒子の軌道を曲げて運動量測定を可能にする。

2.4.7 KLM

KLM (K_L and Muon detector) はバレル部のソレノイドの外側と、エンドキャップ部に設置され、Belle II 測定器の最外層の、構造体と一体になった検出器である。構造体は内部の磁場が漏れないように 4.7 cm 厚の鉄板と、検出器が交互に配置されたサンドイッチ状の構造になっている。

KLM では内側の検出器で検出されない K_L^0 の検出と、 μ の同定を行っている。 K_L^0 については検出器とは相互作用しないが、鉄の核子との相互作用で電磁シャワーを起こし、そこで発生する荷電粒子を検出することができる。 μ については、他の荷電粒子が多重散乱を起こすのに比べ散乱が少ないことを利用し、CDC で測定された飛跡と、KLM での軌跡を対応させることにより同定を行っている。

KLM は RPC (Resistive Place Chamber) とプラスチックシンチレータを組み合わせた検出器である。これ

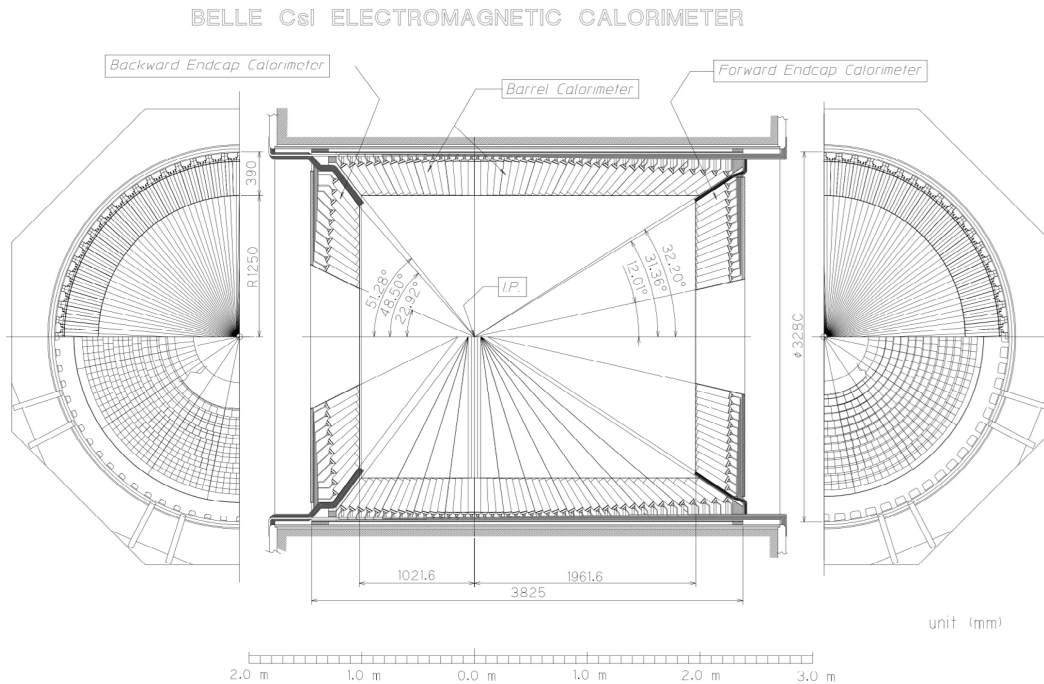


図 2.12: ECL の配置図 [15]

は Belle 測定器では RPC のみを使用していたが、ルミノシティの向上による中性子由来のバックグラウンドの増加で不感時間の増加が見込まれるため、Belle II においては両エンドキャップ部の全てとバレル部の内側 2 層をプラスチックシンチレータに置き換えたものである。RPC は図 2.13 に示すように、高抵抗の電極版の間にガスを封入し、高電圧を印加することで荷電粒子の通過を検出するガスチェンバーである。大面積を覆う必要があることから採用されている。

プラスチックシンチレータ部では、図 2.14 のようにシンチレータに波長変換ファイバーを通し、シンチレーション光を光検出器 MPPC で検出する。これにより高ヒットレート環境下での測定を可能にしている。

2.4.8 トリガーシステムと DAQ

トリガーシステム

トリガーシステムは興味のある物理事象のみを記録し、バックグラウンド事象は取り除く役割をもつ。Belle II においては図 2.15 に示すように、CDC、ECL、TOP、KLM の情報を用いて L1 トリガーと呼ばれるハードウェアトリガー信号を生成しており、これが各サブ検出器からのデータを最初に選別するトリガーである。システムは以下の条件を満たすように設計されている [17]。

- $\Upsilon(4S) \rightarrow B\bar{B}$ や $e^+e^- \rightarrow q\bar{q}$ 由来のハドロン事象の収集効率が高いこと
- トリガー信号のレートは平均で最大 30 kHz 以下であること
- 遅延は 5 μ s 以内であること
- 10 ns 以内の精度であること
- 2 つのイベントは最低 200 ns の間隔があること

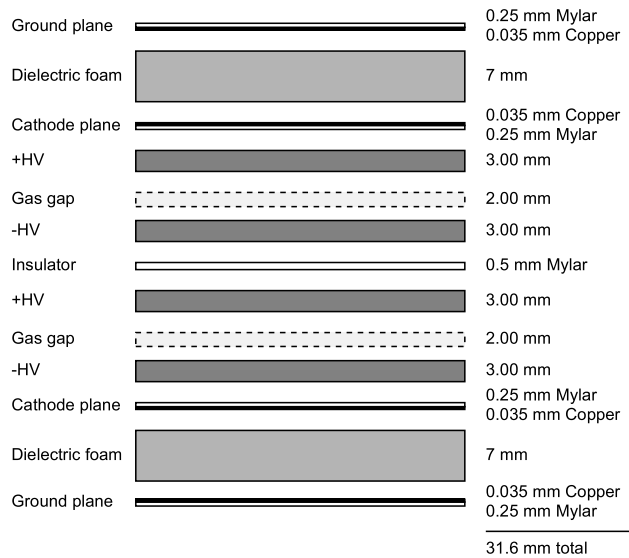


図 2.13: バレル KLM における RPC の断面図 [12]

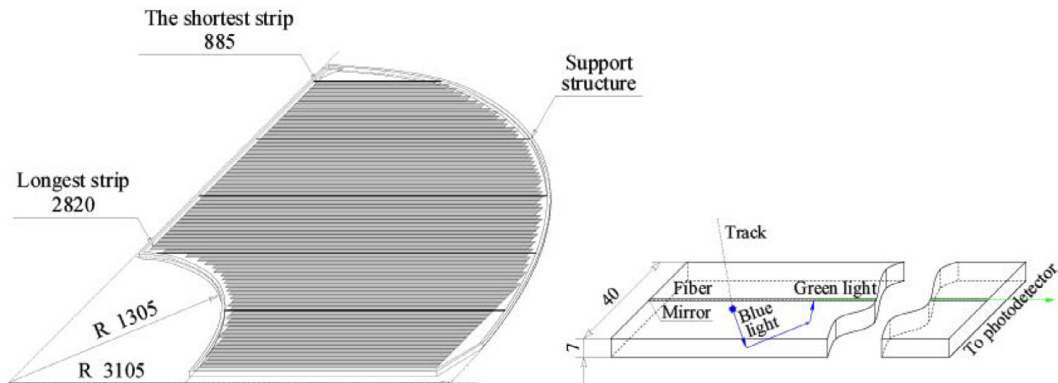


図 2.14: エンドキャップ KLM の概念図 [15]

これらを満たし、さらに将来の設計変更も可能にするため、トリガーロジックは FPGA により実装されている。

DAQ

Belle II における DAQ (データ収集) システムは図 2.16 に示すように、各サブ検出器のフロントエンド回路からのデータを L1 トリガーで選別した後のデータを収集する。フロントエンド回路からのデータは Belle II 向けのギガビット・トランシーバ・プロトコルである Belle2link によって処理システムに送られる [15]。このとき Belle II 実験の初期では COPPER (COmmon Pipeline Platform for Electronics Readout) と呼ばれる CPU ボードが用いられていた (図 2.16a) が、現在は PCIe40 にアップグレードされた (図 2.16b)。COPPER は KEK で開発されたシステムで、PCIe40 はももとは CERN で行われている LHCb 実験や ALICE 実験向けに開発されたものである。COPPER への入力 は $4 \times 2.5 \text{ Gb/s}$ で可能だが、読み出し速度は 1 Gb/s に制限されており、COPPER では今後のルミノシティ向上によりデータの削減が必要となってしまう。また、放射

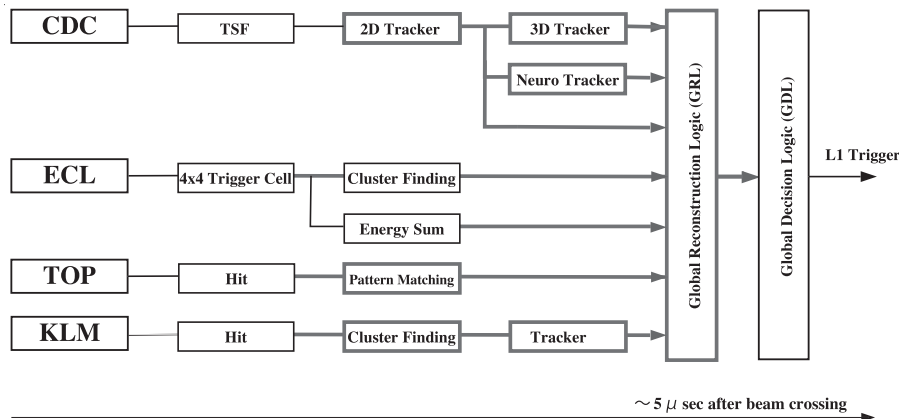


図 2.15: トリガーシステムの概略図 [17]

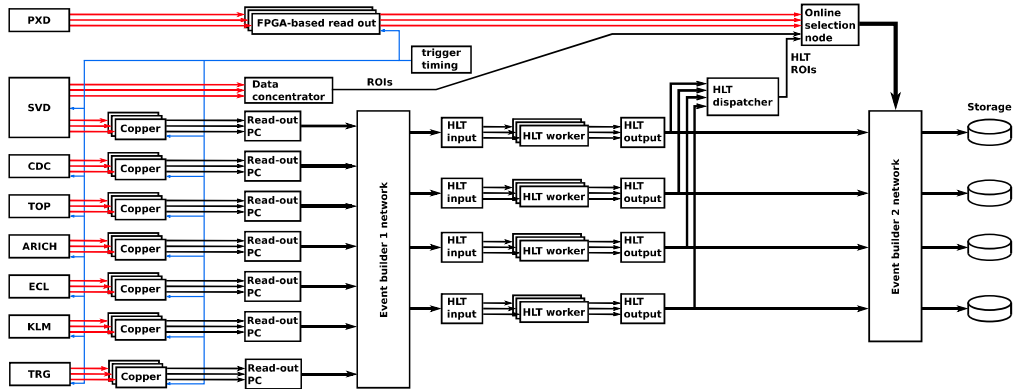
線対策のためデータ処理を検出器内から検出器外に変更することが検討されており、これにはより多くのデータ転送が必要となる。PCIe40 への置き換えで 12 GB/s/board の処理を可能としてこれらの問題を解決するほか、COPPER のメンテナンスの問題も解消できる [18]。PCIe40 で処理されたデータは HLT (High Level Trigger) と呼ばれるソフトウェアトリガーによってさらに選別される。但し PXD についてはデータ量が大幅に多いため、HLT からの飛跡情報を ONSEN (ONline SElector Node) システムに送り、必要な領域 (ROI, Region Of Interest) のみのデータを転送することでデータ量を削減している。以上の処理を経たデータは最終的には KEK のコンピューティングセンター (KEKCC) を経由して GRID システムにより世界中のサーバーに分散保管される。

2.5 Belle II 実験の運転とシフト体制

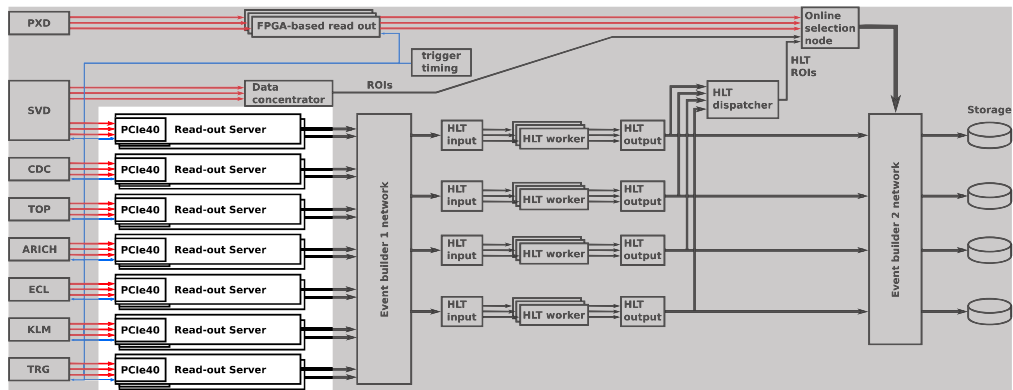
Belle II 実験は、運転期間中はメンテナンスを除き 24 時間稼働しており、8 時間毎交代のシフト要員が運転制御を行っている。これはコントロールルーム (CR) シフトと BCG (Belle II Commissioning Group) シフトに分かれている。CR シフトは、検出器の電源制御、データ収集・転送、測定データ品質等のモニタリングや操作を行い、Belle II 測定器が設置されている筑波実験棟内のコントロールルームに滞在する要員と、KEK 外からリモートで作業する要員がペアで担当する。多くの操作が GUI 経由で行えるか、自動化されているが、CR シフト要員で解決できないトラブルについては、必要に応じて各検出器グループに所属するエキスパートシフトが対応する。BCG シフトは SuperKEKB 加速器コントロール棟に滞在し、加速器グループとの調整役を担う。以上のシフトを Belle II のコラボレータが分担して実験が進められている。

2019 年から 2024 年末までの運転で図 2.17 のようにデータを蓄積し、積分ルミノシティで 575.47 fb^{-1} に達している。

SuperKEKB は 2024 年 12 月 27 日には瞬間ルミノシティで $5.1 \times 10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ に到達し、SuperKEKB 自身が保持するルミノシティの世界最高記録を更新した [19]。



(a) Belle II 実験開始後、COPER 利用時



(b) PCIe40 へのアップグレード後 (2024 年現在)

図 2.16: Belle II DAQ システムの概念図 [18]

2.6 Belle II 実験で期待される新物理

Belle II 実験ではユニタリティ三角形のさらなる精密測定等も行われるが、以下のような新物理探索も期待される。

2.6.1 B 中間子の稀崩壊

1.2.2 節で説明したように FCNC 過程はダイアグラムにループを含み、重い新粒子が現れる可能性がある崩壊過程である。このうち $B^0 \rightarrow \rho^0 \gamma$ 過程については図 2.18 に示すように、背景事象として 30 倍の確率で発生する $B^0 \rightarrow K^{*0} \gamma$ が存在する。両者の区別には終状態における π^+ と K^+ の識別が必要である。Belle II へのアップグレードでは TOP、ARICH のインストールにより荷電 K 、 π の識別精度が向上し、性能指数 $S/\sqrt{S+B}$ (S は正しく識別された $B^0 \rightarrow \rho^0 \gamma$ のイベント数、 B は $B^0 \rightarrow K^{*0} \gamma$ のうち K が π と誤識別されたイベント数) について、 5 ab^{-1} のデータ蓄積時には Belle に比べ約 30% の改善が見込まれている [10]。したがって、本崩壊過程の測定精度向上が期待される。

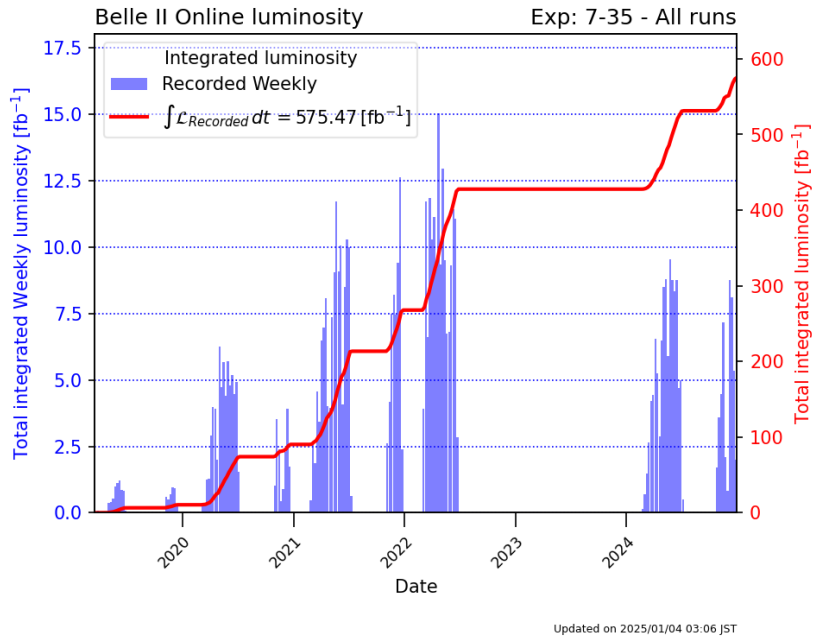


図 2.17: 2024 年末時点での積分ルミノシティの推移

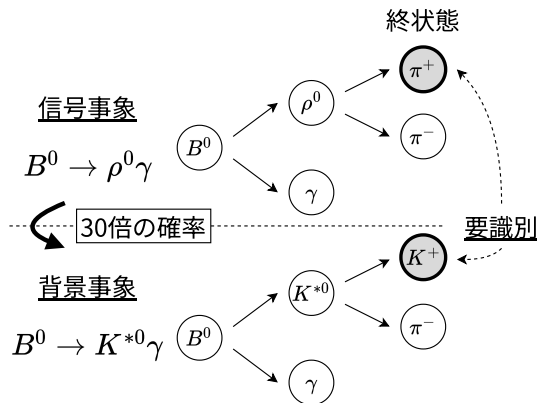


図 2.18: $B^0 \rightarrow \rho^0 \gamma$ 過程における信号事象と背景事象の比較

2.6.2 エキゾチックハドロン

クォーク・反クォークからなる中間子、3つのクォークからなるバリオンに対し、4つ以上のクォークからなるハドロン状態をエキゾチックハドロンと呼び、量子色力学では禁止されていないが存在は確認されていなかった。Belle 実験は 2003 年に 3872 MeV 付近に $X(3872)$ と呼ばれる新しい共鳴状態を発見し [20]、4クォーク状態と解釈されるが、その構造等は明らかになっていない。Belle II によるさらなる測定が期待される。

2.6.3 Lepton Flavor Violation の観測

LFV (Lepton Flavor Violation) はレプトン数が保存しない崩壊過程であり、標準模型では禁止されているため、発見されれば即座に新物理といえる。Belle II 実験は B ファクトリー実験であるが、同時に τ レプトンも大量に生成されており、 $\tau \rightarrow \mu\gamma$ 等の LFV 過程の検証が可能である。

第 3 章

ARICH 検出器

ARICH 検出器 (Aerogel Ring Imaging Cherenkov counter) は Belle II 測定器のエンドキャップ部に位置し、荷電 K 中間子、荷電 π 中間子の識別を担う。シリカエアロゲル輻射体と光検出器 HAPD (Hybrid Avalanche Photo Detector) から構成され (図 3.1)、荷電粒子が輻射体中を通過した際に放出されるチェレンコフ光を光検出器で検出することで放射角を測定し、入射した粒子を識別することができる。

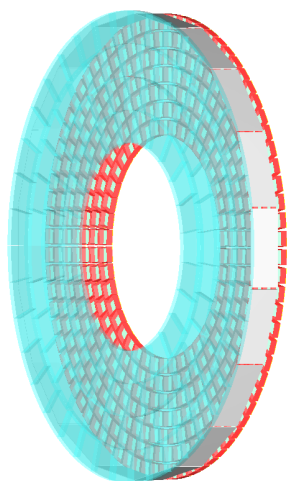


図 3.1: ARICH の構造。水色でエアロゲル部、赤色で HAPD 部、灰色 (エアロゲルの外側) でミラーを示す。

3.1 ARICH の原理

3.1.1 チェレンコフ光

チェレンコフ光は、荷電粒子が媒質を、媒質中の光速を超えて通過する際に生じる電磁波の波面が互いに干渉して強め合い、衝撃波として円錐形に放射されて観測される現象である (図 3.2)。1934 年にチェレンコフとバビロフによって初めて観測された [21]。

チェレンコフ光の放射条件と、放射角は以下のように表される。図 3.3 のように入射粒子が屈折率 n の輻射体中で光子 1 個を放出する場合を仮定する。入射粒子の質量は m_0 、運動量は p_0 、放射光子の運動量は p_c 、放射角は θ_c である。

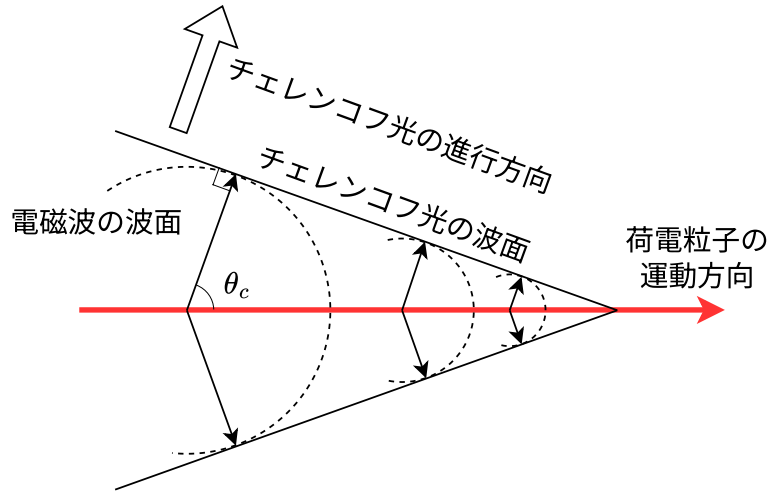


図 3.2: チェレンコフ光の伝播の概念図

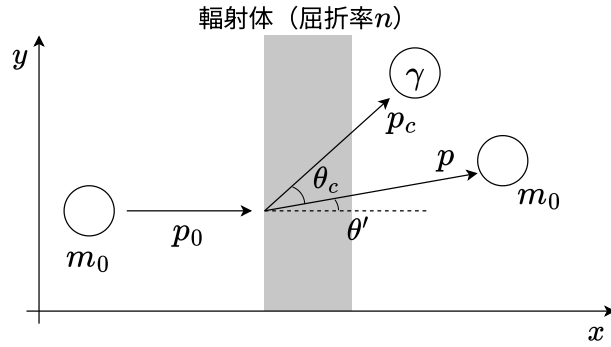


図 3.3: 入射粒子が輻射体中で光子を放出する場合の変数の定義

運動量保存則より、

$$p_0 = p \cos \theta' + p_c \cos \theta_c \quad (3.1)$$

$$0 = p \sin \theta' + p_c \sin \theta_c \quad (3.2)$$

が成り立つ。これより、

$$p_0^2 - 2p_0 p_c \cos \theta_c + p_c^2 = p^2 \quad (3.3)$$

となる。また、エネルギー保存則より、

$$(p_0^2 + m_0^2 c^4)^{1/2} = (p^2 + m_0^2 c^4)^{1/2} + h\nu \quad (3.4)$$

が成り立ち、式 (3.3)、(3.4) より、

$$\cos \theta_c = \frac{2(p_0^2 c^2 + m_0^2 c^4)^{1/2} + (n^2 - 1)h\nu}{2p_0 cn} \quad (3.5)$$

と求められる。 $n^2 - 1 \sim 0$ の近似を利用すると

$$\cos \theta_c \cong \frac{2(p_0^2 + m_0^2 c^4)^{1/2}}{2p_0 cn} = \frac{1}{n\beta} = \frac{c}{n\nu} \quad (3.6)$$

となり、 $\cos \theta_c < 1$ であるから

$$v > \frac{c}{n} \quad (3.7)$$

の場合、すなわち粒子の速度が物質中の光速よりも大きい場合に輻射体中でチェレンコフ光が放出される仮定を満たす。

また、式 (3.6) より、自然単位系を採用すれば、放射角は

$$\cos \theta_c = \frac{\sqrt{m^2 + p^2}}{np} \quad (3.8)$$

と表される。

また、チェレンコフ放射で発生する光子数 N はフランク=タムの公式によって以下のように表される。

$$\frac{d^2N}{d\lambda dx} = \frac{2\pi\alpha Z^2}{\lambda^2} \left(1 - \frac{1}{\beta^2 n^2}\right) \quad (3.9)$$

但し、 α は微細構造定数、 Zq は荷電粒子の電荷 (q が電子の電荷)、 λ はチェレンコフ光の波長である。これより、荷電粒子が単位長さを通過する間に放出される、波長 λ_1 から λ_2 の光子数は、放出されるときに式 (3.6) が成り立つことを用いると

$$\frac{dN}{dx} = 2\pi\alpha Z^2 \sin^2 \theta_c \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{1}{\lambda^2} d\lambda \quad (3.10)$$

と表される。

3.1.2 粒子識別原理

チェレンコフ光を用いた粒子識別手法には閾値型とリングイメージ型がある。閾値型は Belle 実験の検出器 ACC (Aerogel Cherenkov Counter、図 3.5) で用いられていたもので、チェレンコフ光が観測されたか否かの情報と、他の検出器で測定される運動量から、入射粒子の速度が閾値以上かを判定する手法である。式 (3.7) の条件より、チェレンコフ光が放出される閾値運動量の、輻射体の屈折率に対する依存性は図 3.4 のように表され、屈折率に応じて運動量情報によって 2 種類の粒子 (荷電 K 中間子と荷電 π 中間子) の識別を行うことができる。

ACC では場所により異なる屈折率のエアロゲル輻射体を配置し、チェレンコフ光を光電子増倍管で検出していた (図 3.6)。

一方、リングイメージ型は、円錐状に放出されるチェレンコフ光が検出器平面上で作るリング状の光子分布を検出し、チェレンコフ光の放射角を測定する手法であり、ARICH はこちらを採用している。式 (3.8) の各変数のうち、Belle II では、運動量 p は CDC で測定される。ARICH ではエアロゲル輻射体の屈折率 n は既知であるから、放射角 θ_c を測定することで、粒子の質量 m を導出することができる。放射角と運動量の関係は図 3.7 のように表され、閾値型の ACC よりも広い運動量領域について粒子の識別が可能であるとわかる。

ARICH での放射角の測定は図 3.8 に示したとおりである。エアロゲル輻射体中を通過した荷電粒子が放出するチェレンコフ光を、光検出器 HAPD で検出する。HAPD で検出した光子の位置からチェレンコフリングを再構成することで、チェレンコフ光の放射角 θ_c を測定することができる。

実際の粒子識別はチェレンコフリングの半径を計算するのではなく、入射したトラックに対してチェレンコフ放射を再構成することで、候補の粒子毎に Likelihood を計算することで行われている [23]。候補粒子は荷電 K 中間子、荷電 π 中間子、電子、ミューオン、陽子、重陽子である。

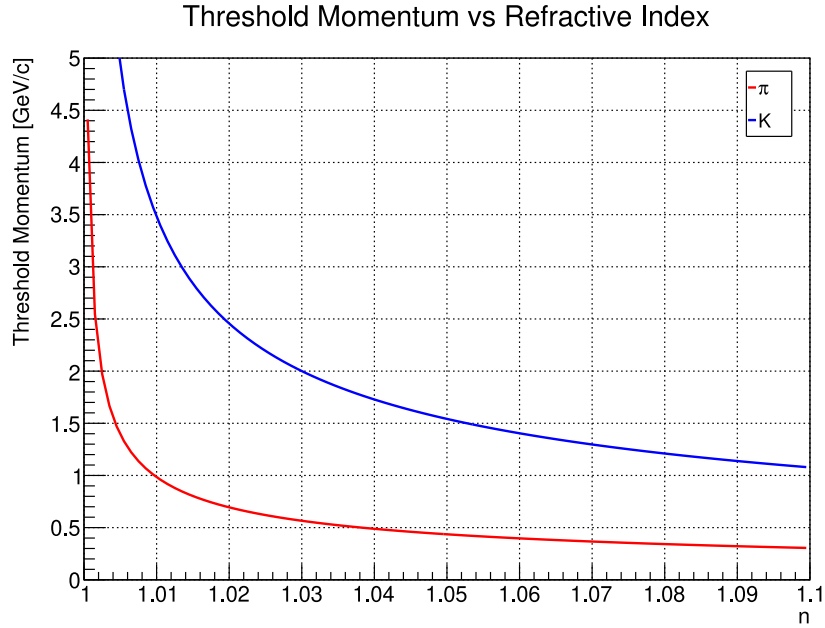


図 3.4: チェレンコフ光が放出される閾値運動量の屈折率 n 依存性

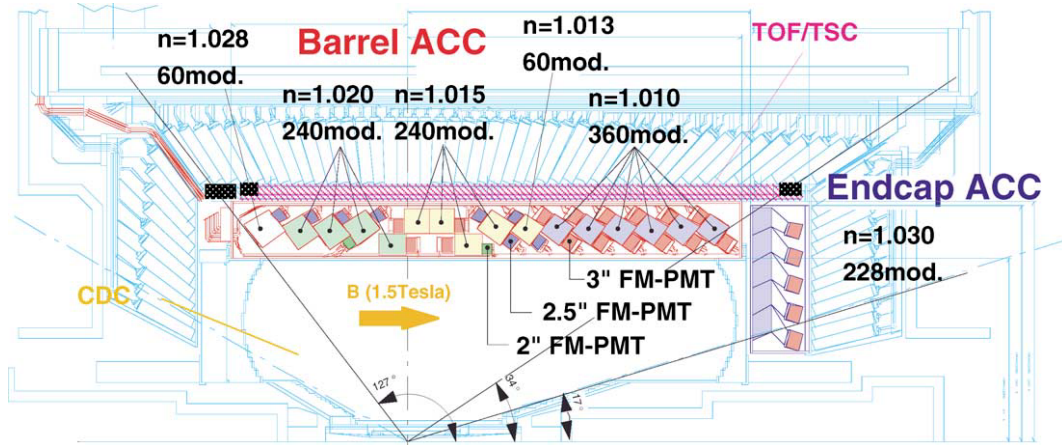


図 3.5: Belle 測定器における ACC の配置 [22]

候補粒子 h に対する Likelihood L_h は

$$L_h = \prod_i^{\text{channels}} p_{i,h}(m_{i,h}) \quad (3.11)$$

と表される。ここで、 $p_i^h(m_i)$ は HAPD の i 番目のチャンネルで m_i 個の光子のヒットが観測される確率であり、

$$p_{i,h}(m_{i,h}) = \frac{e^{-n_{i,h}} n_{i,h}^{m_{i,h}}}{m_{i,h}!} \quad (3.12)$$

である (ただし $n_{i,h}$ は粒子 h について運動量や位置の情報から i 番目のチャンネルに予想される光子の検出

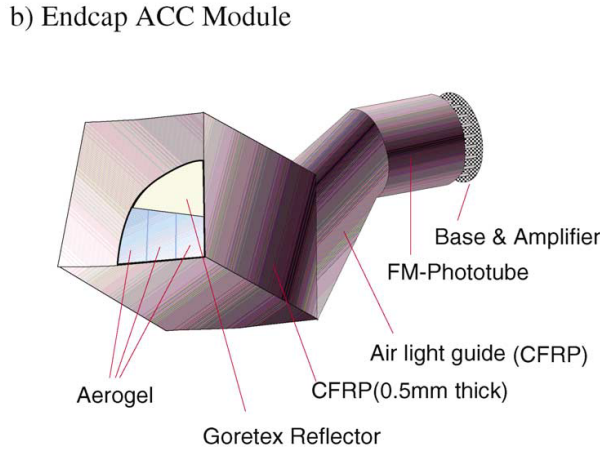
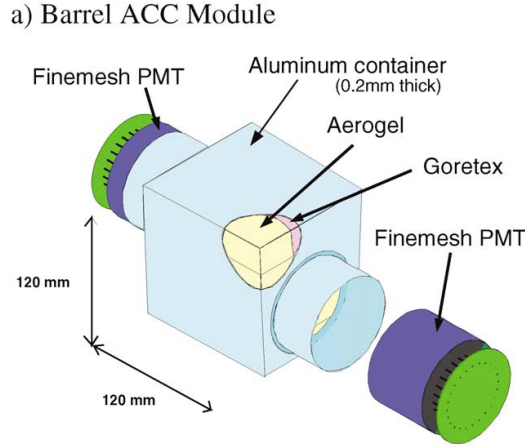


図 3.6: ACC で用いられたエアロゲル輻射体と光検出器のモジュール [22]

数)。ARICH では 3.3.3 節で述べるように、波高情報ではなく光子信号の有無のみを読み出すため、 m_i はヒットがあれば 1、なければ 0 である。よって、

$$p_{i,h}(\text{no hit}) = e^{-n_{i,h}} \quad (3.13)$$

$$p_{i,h}(\text{hit}) = 1 - p_{i,h}(\text{no hit}) = 1 - e^{-n_{i,h}} \quad (3.14)$$

となる。粒子識別には最尤法が用いられ、Log Likelihood は、

$$\ln L_h = \sum_i^{\text{all channels}} \ln p_{i,h}(m_{i,h}) \quad (3.15)$$

$$= - \sum_i^{\text{no hit ch.}} n_{i,h} + \sum_i^{\text{hit ch.}} \ln(1 - e^{-n_{i,h}}) \quad (3.16)$$

$$= - \sum_i^{\text{no hit ch.}} n_{i,h} - \sum_i^{\text{hit ch.}} n_{i,h} + \sum_i^{\text{hit ch.}} n_{i,h} + \sum_i^{\text{hit ch.}} \ln(1 - e^{-n_{i,h}}) \quad (3.17)$$

$$= - \sum_i^{\text{all channels}} n_{i,h} + \sum_i^{\text{hit ch.}} \{n_{i,h} + \ln(1 - e^{-n_{i,h}})\} \quad (3.18)$$

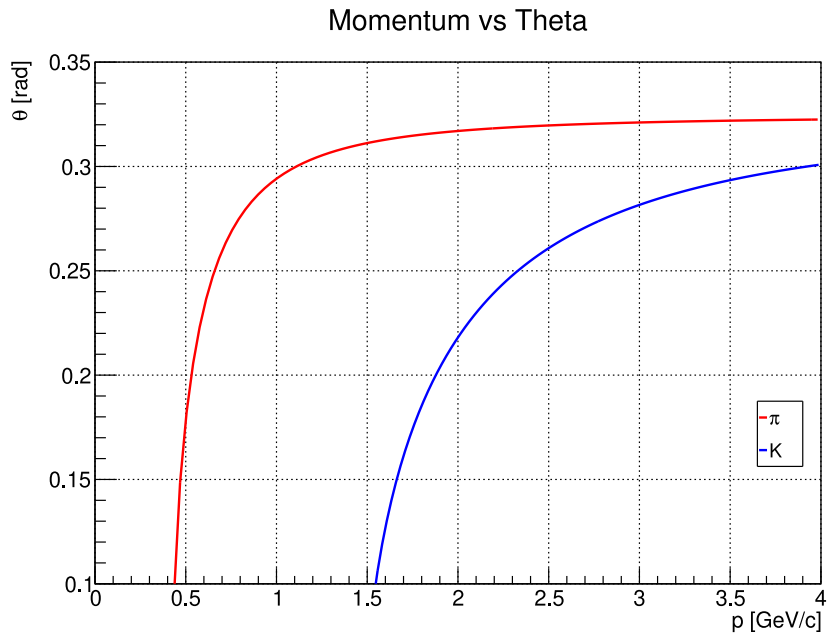


図 3.7: チェレンコフ光放射角 θ の運動量 p 依存性

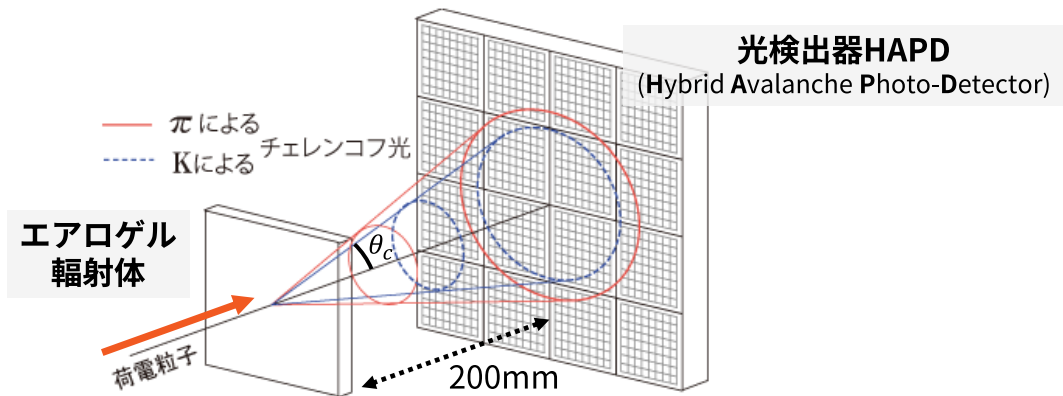


図 3.8: チェレンコフ光による粒子識別

$$= -N_h + \sum_i^{\text{hit ch.}} \{n_{i,h} + \ln(1 - e^{-n_{i,h}})\} \quad (3.19)$$

と求められる (ただし N_h は粒子 h について予想される光子の総検出数)。この Likelihood を、実際に ARICH で観測された光子の検出位置のヒットパターンに適用し、候補粒子毎にチェレンコフリングイメージによる尤度を計算できる。これと、他の検出器情報から得られる尤度の積 (Log Likelihood の和) を取り、候補粒子間の尤度を比較することで、入射粒子がどの粒子らしいかを評価することができる。

3.2 要求性能

ARICH 検出器は以下の要求性能に従って設計・導入された [23]。

- 運動量 4 GeV/c 以下の K と π を 4σ の精度で識別すること
- Belle 測定器でエンドキャップ部の ACC が設置されていた空間に収まること
- 30 kHz までの頻度で信号を読み出せること
- Belle II 実験の 10 年間の運用における放射線耐性をもつこと

Belle 測定器のエンドキャップ部の ACC では、識別できる粒子は運動量 2.0 GeV/c 以下のものに限られていた。Belle II へのアップグレードにあたり、特に $B \rightarrow \rho(\rightarrow \pi\pi)\gamma$ や $B \rightarrow K^*(\rightarrow K\pi)\gamma$ といった、粒子識別が求められる解析の精度向上のため、0.4 GeV/c から 4 GeV/c までの粒子を 4σ の精度で識別することが要求されたため、リングイメージ検出器が採用された。4 GeV/c の K、 π に対応する放射角はそれぞれ 285 mrad、308 mrad であり、輻射体と光検出器の距離が 20 cm のとき、両者のリングイメージの半径の差は 5mm 程度である。

粒子の識別性能は、識別対象の荷電粒子トラックあたりのチェレンコフ角の分解能 σ_{track} で決定され、

$$\sigma_{\text{track}} = \frac{\sigma_{\theta}}{\sqrt{N_{\text{p.e.}}}} \quad (3.20)$$

と定義される（ただし σ_{θ} は 1 光子あたりのチェレンコフ角の分解能、 $N_{\text{p.e.}}$ は検出光子数）。 σ_{θ} には光検出器の位置分解能、エアロゲル輻射体の厚さ、粒子の飛跡の分解能等が寄与する。

3.3 構造と構成要素

ARICH 検出器は、ビームパイプを囲うドーナツ型で外径 1.14 m、内径 0.42 m であり、内部には衝突点側にエアロゲル輻射体、反対側に光検出器と信号読み出し系が配置されている。本節で各構成要素を概観する。

一般にチェレンコフ光の伝播距離は長い方が放射角による識別が容易となるが、3.2 節で述べたように Belle II ARICH の設置空間は限られているため、近接型 RICH が採用された。断面の概念図 3.9 に示すように、およそ 280 mm の幅に収められており、エアロゲル輻射体から光検出器までの距離は 20 cm 程度である。

3.3.1 シリカエアロゲル輻射体

シリカエアロゲル（図 3.10）は SiO_2 の網目状の構造をもつ多孔質の物質である。ARICH における輻射体としてはレイリー散乱や吸収によって光子を失わないために高い透明性をもつことが要請されるが、用いられているエアロゲルは体積の 90% 以上を空気が占めることから十分な透過長をもつ。また、透過長や屈折率を調整して製造することが可能であることから、輻射体として採用されている [12]。

デュアルレイヤー構造

式 (3.10) より、エアロゲルは厚みが大きいほど発生する光子数が増えるが、光子の発生位置の不定性も同時に増え、荷電粒子の識別が困難になる。したがって ARICH では屈折率の異なるエアロゲルを 2 層重ねるデュアルレイヤー構造が採用された。図 3.11 のように屈折率 n_1 、 n_2 ($n_1 < n_2$) でそれぞれ厚さ 20 mm のエア

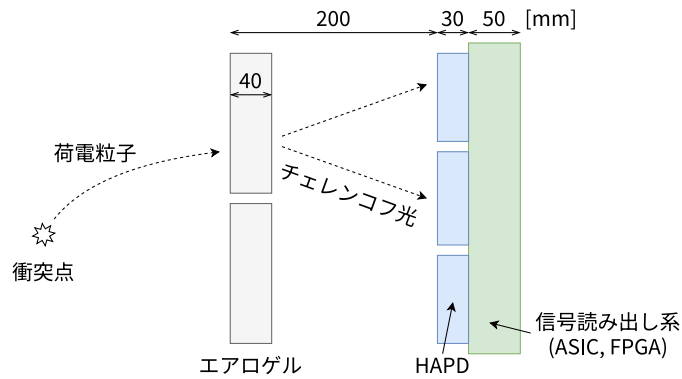


図 3.9: ARICH の断面の構造と大きさ

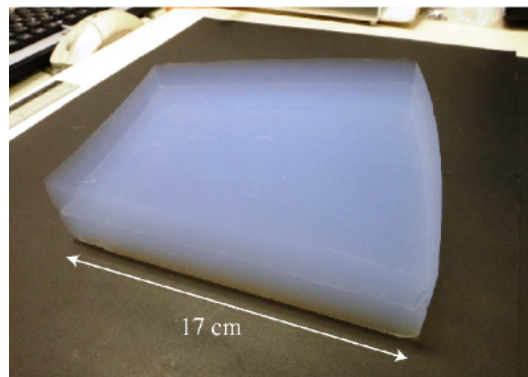


図 3.10: ARICH で用いられているシリカエアロゲルのタイル

ロゲルが使用されている。これにより 2 つのチェレンコフ光のリングイメージが HAPD 上で重なり、チェレンコフ光放射角の角度分解能を維持しつつ光子数を増やしている。図 3.12 のとおり、シミュレーションでは、1 層で 4 cm のエアロゲルの場合は $\sigma = 21 \text{ mrad}$ 、2 層で各 2 cm のエアロゲルの場合は $\sigma = 14 \text{ mrad}$ となりデュアルレイヤー構造の方が角度分解能が高いことが確認できる。4 GeV の K、 π 識別には屈折率 1.04 - 1.06 が要求されることから、屈折率は $n_1 = 1.045$ 、 $n_2 = 1.055$ と設計されている。

ARICH では各層に 124 個の $17 \text{ cm} \times 17 \text{ cm} \times 2 \text{ cm}$ のくさび型のエアロゲルタイル (図 3.10) が配置されている。

3.3.2 光検出器 HAPD

HAPD (Hybrid Avalanche Photo Detector、図 3.13a) は ARICH 向けに、浜松ホトニクス (株) と共同で開発された光検出器 [24] で、1 基あたり 144 チャンネルのモジュール 420 基が運用されている。表 3.1 に HAPD の仕様を示した。

光検出器への要求性能

ARICH における光検出器への要求性能には以下が挙げられる。

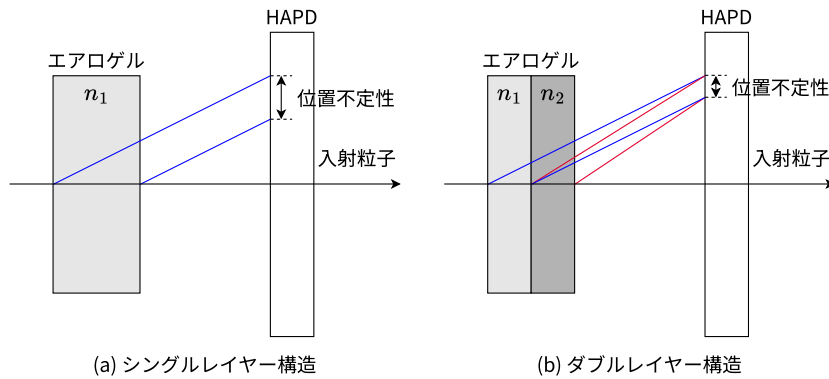


図 3.11: シングルレイヤー構造とデュアルレイヤー構造の比較

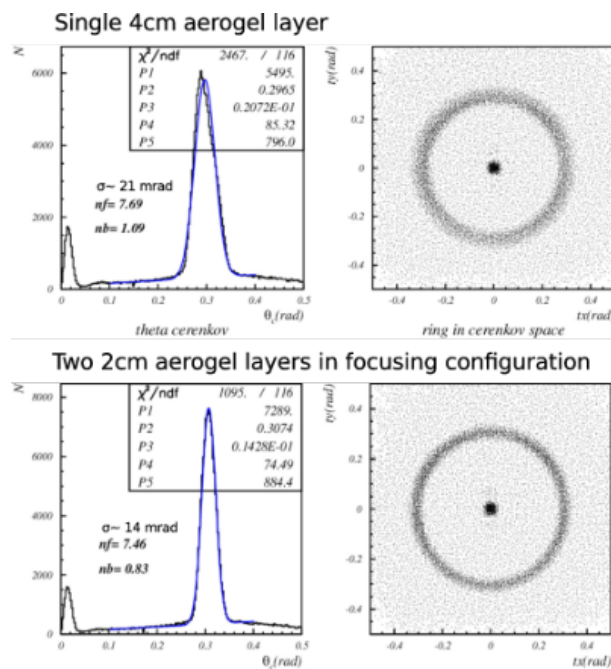


図 3.12: シングルレイヤー構造（上）とデュアルレイヤー構造（下）のシミュレーション結果

- 1 光子の信号を検出可能であること
- 3.2 節で述べたリングイメージの半径差の測定に十分な放射角の角度分解能をもつこと
- Belle II 測定器内の放射線環境下で 10 年間運用可能な、放射線耐性をもつこと
- Belle II 測定器中の高磁場中 (1.5 T) で使用可能であること

荷電粒子の通過時に生成されるチェレンコフ光子数は式 (3.10) から求められ、HAPD が感度をもつ波長領域において $O(100)$ 個程度であるが、実際には以下に述べる要素により、検出可能な光子数は減少する。

光検出器に到達する光子数について、荷電粒子の通過するエアロゲル輻射体の厚さはビーム軸方向に 20 mm であり、厚いほどチェレンコフ光子数は増加する。一方、エアロゲル中の光の透過長（光量が $1/e$ になる距離）は 40 mm 程度であり、エアロゲルの外側まで生成された全てのチェレンコフ光子が到達するわけではない。

表 3.1: HAPD の仕様 [25]

感度波長範囲	160~650 nm
光電面の材料	バイアルカリ
入射窓の材質	合成石英
APD サイズ	4.9 mm × 4.9 mm
APD チャンネル数	144 (36 × 4)
APD 静電容量	80 pF
外形寸法	75 mm × 75 mm × 32 mm
有効面積率	61.5%
量子効率	28% (400 nm)

また、光検出器においても到達した光子を全て観測することはできず、検出光子数は $O(10)$ 個程度と予想されるから、光検出器の各チャンネルには 1 光子信号の検出が求められる。

また、Belle II ARICH の環境においては 10 年間の実験で 1.0×10^{12} neutron/cm² (1 MeVeq.) の高い中性粒子量が想定されており、これに耐えることが要求される。

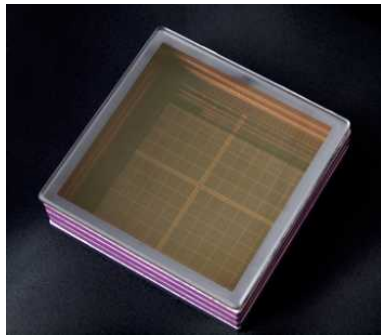
HAPD の動作原理

HAPD の構造は図 3.13b に示したとおりである。真空管内部に 36 チャンネルをもつ APD (Avalanche Photo Diode) が 4 つ、合計 144 チャンネルが配置されている。入射窓は合成石英ガラスで、内側に光電面としてバイアルカリが蒸着されたものである。

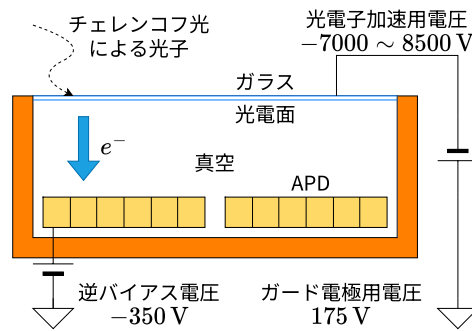
HAPD に光子が入射すると光電面から電子が放出され、 $-7000 \sim -8500$ V の電圧印加により加速され、APD に打ち込まれ約 1700 倍の電子・正孔対を生成する。APD には -350 V の逆バイアス電圧が印加されており、生成された電子が N^+ 側、正孔が P^+ 側にドリフトし、結晶格子と衝突して新たに電子・正孔対を生成する。これが連鎖的に発生することを雪崩増幅、Avalanche 増幅と呼び、約 40~50 倍に増幅される。APD で電子が電子正孔対を生成する確率が量子効率である。HAPD ではこの 2 段階の増幅で最終的に $10^4 \sim 10^5$ の増幅率を得る。1 段階目の加速電圧による増倍率が高く、生成される電子数の統計誤差が小さいため、1 光子当たりの出力電荷の統計的ばらつきが小さく、光電子増倍管と比べ 1 光子の検出に適していることが特徴である。

表 3.1 に示したとおり、HAPD の感度波長範囲は 160~650 nm、量子効率は波長 400 nm で最大となる。このときの光子検出効率 (量子効率と有効面積率の積) は 18% 程度である。よって、1 つの荷電粒子がエアロゲル中を通過した際の、HAPD によるおおよその検出光子数は $O(10)$ 個程度と求められる。

HAPD 内の APD の 1 チャンネルは 4.9 mm × 4.9 mm の大きさである一方、チェレンコフ光のリングイメージの半径は 6 cm 程度であるから、1 チャンネルで読み出される光子数は 1 個程度であり、同時に 2 個以上入射する可能性は十分小さい。したがって、光検出器および信号読み出しのフロントエンド回路では 1 光子を検出したか否かの情報のみが要求され、波高情報は必要としない。実際に宇宙線によって ARICH で観測された光子のヒット位置は図 3.14 のようになっている。



(a) HAPD の外観



(b) HAPD の構造

図 3.13: 光検出器 HAPD

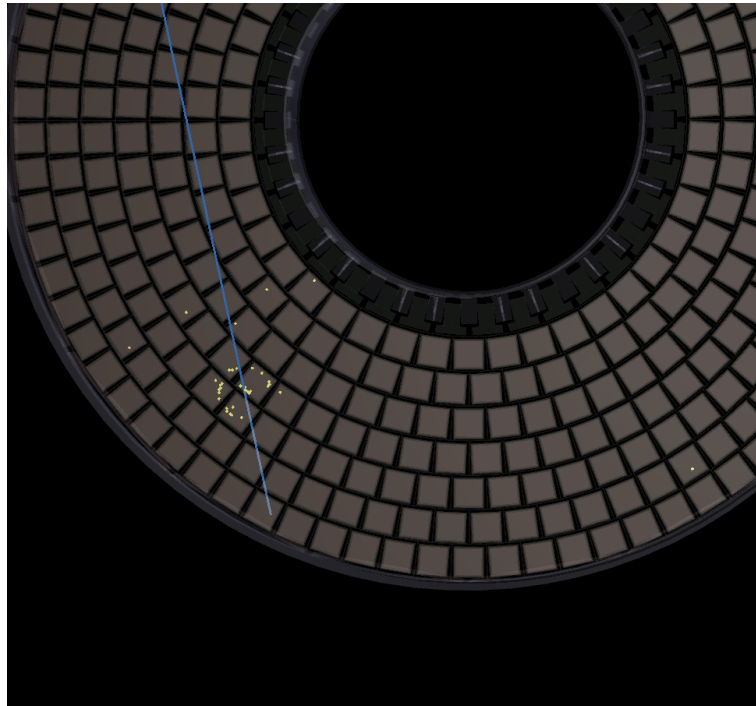


図 3.14: ARICH の宇宙線試験での光子の検出位置

3.3.3 読み出しシステム

HAPD から出力されるアナログ信号を読み出し、後段の Belle II の DAQ システムに対応した形式 (Belle2Link) でデータを出力するシステムである。HAPD は 1 台あたり 144 チャンネルをもち、420 台を運用していることから、読み出しチャンネル数は 60480 にもなる。また、HAPD からのアナログ信号を回路内でデジタル信号に変換する必要があることから、多チャンネルの信号処理に対応した専用のチップや基板が開

発され、運用されている。

図 3.15 に示した、Front End Board、Merger Board を通して HAPD からの信号を処理し、Belle2Link によって DAQ システムへデータを転送している。

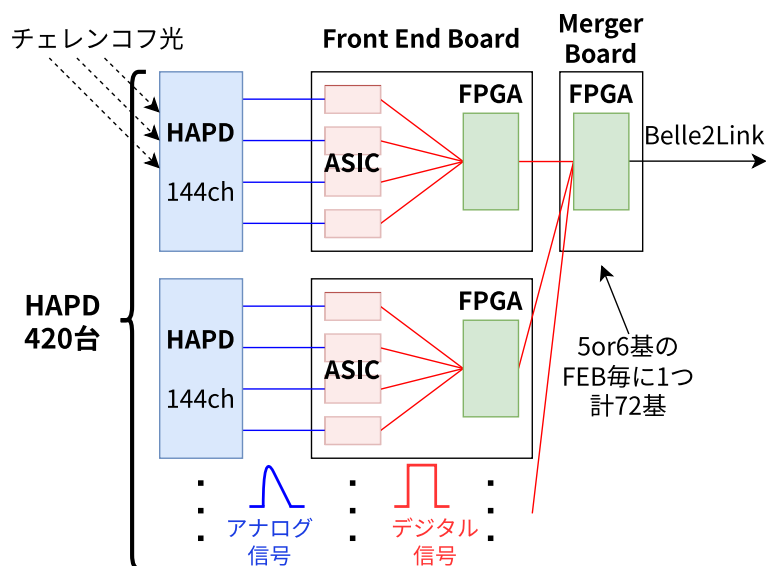


図 3.15: ARICH の信号読み出しシステム

Front End Board (FEB)

図 3.16 に示した Front End Board は 1 台の HAPD に対し 1 枚設置され、両面にチップが配置されている。HAPD 接続面には 4 基の ASIC (Application Specific Integrated Circuit) “SA03”、MB 接続面には 1 基の Xilinx 社製 FPGA (Field-Programmable Gate Array) “Spartan-6” が搭載されている。SA03 は HAPD からのアナログ信号を増幅、デジタル化し、FPGA に向けて出力する。FPGA は ASIC のパラメータ設定および Merger Board へのデータ転送を行う。回路構成は図 3.17 で示すとおりである。

ASIC は特定用途向けに機能を設計した集積回路であり、必要な機能のみを搭載するため汎用機器に比べて面積縮小、動作速度の向上といった点を実現できるが、用途ごとに設計が必要である点、製造後に設計の変更が困難である点がデメリットである。物理実験においては多チャンネルで微弱・高速なアナログ信号の処理用途に適している。一方 FPGA は多数の論理回路の配列から構成される集積回路であり、製造後にハードウェア言語を用いてプログラムを書き込むことができるが、アナログ信号の処理には別途 ADC が必要である。

FEB に搭載されている ASIC “SA03” は ARICH 向けに開発されたものであり、1 個のチップで HAPD の 36 チャンネル分の信号を処理する [26]。ASIC 開発時の要求仕様には、高増幅率、低ノイズの増幅器をもつことと、光子が検出されたか否かの情報のみを出力すること等が挙げられた。3.3.2 節で述べたように ARICH に求められるのは 1 光子信号の識別であり、波高情報は不要であるから、SA03 の回路構成は図 3.17 の赤色部のようになっており、比較器によってデジタル信号に変換している。比較器の前段には増幅器があり 4 段階の調整が可能である。波形整形器では波形の Shaping Time の調整が可能である。また、比較器ではアナログ信号に対して全チャンネル共通の閾値電圧を適用するため各チャンネルのオフセット調整機能を持ち、粗調整と微調整各 16 段階、計 256 段階の調整が可能である。

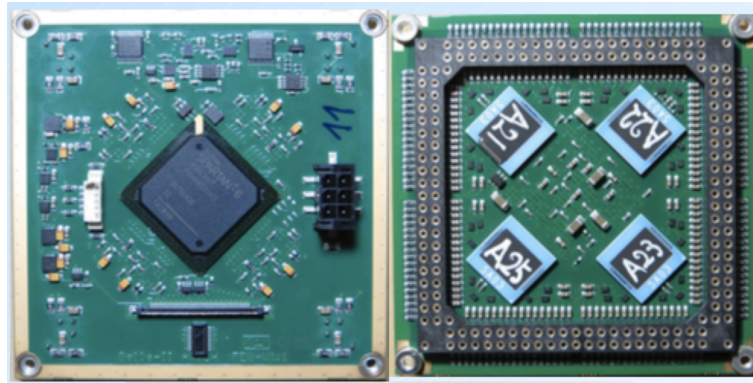


図 3.16: Front End Board[23] (左が FPGA を搭載した MB 接続面、右が ASIC を搭載した HAPD 接続面)

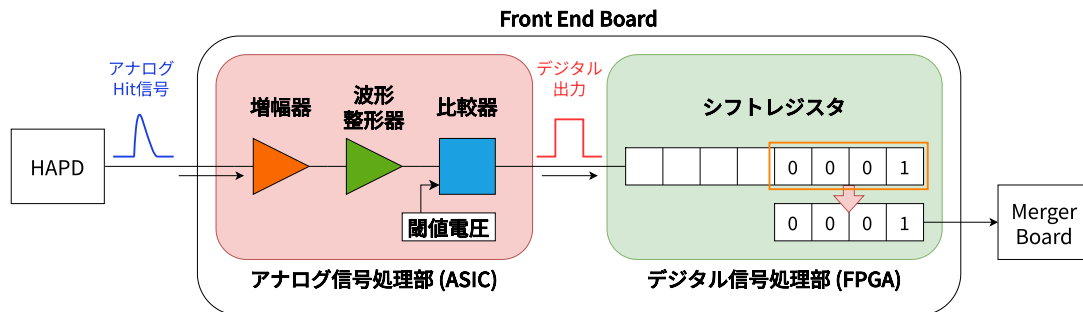


図 3.17: Front End Board の回路構成

FPGA にはシフトレジスタ機能を搭載させ、光子検出の有無を表すビット情報を一定時間保持し、他の検出器から転送されるトリガー信号を受信したタイミングで読み出して出力する。このほかに、SA03 のパラメータ設定機能をもたせている。

Merger Board (MB)

Merger Board (図 3.18) は 5 または 6 基の FEB につき 1 基設置され、Xilinx 社製 FPGA “Virtex-5” と Belle2Link 用光ファイバケーブルのコネクタを搭載する。FEB と後段の DAQ システムを接続し、データの統合と Belle2Link への転送を行っている。

3.3.4 その他の構成要素

ミラー

図 3.19 に示すように、エアロゲルの側面にはミラーが 18 枚配置されており、検出器の端部に到達するチェレンコフ光を HAPD へ反射させている。

中性子シールド

ビームパイプを囲む、ARICH の内側の側面には中性子の影響を低減するためのシールドが設けられている。ポリエチレン製で、 B_2O_3 を約 10% 均一に含有しているものである。

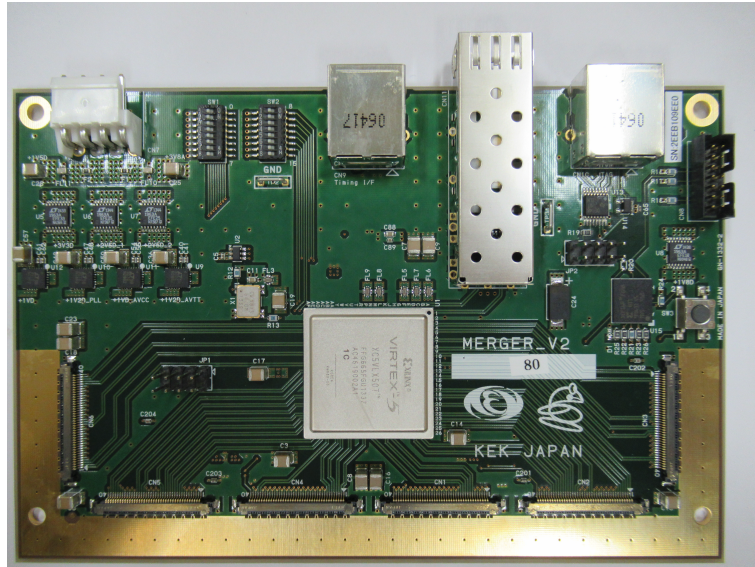


図 3.18: Merger Board[23]



図 3.19: 側面に位置するミラー

第 4 章

ARICH 検出器のアップグレード

現在 ARICH で運用している光検出器 HAPD は、Belle II における 10 年間の運用に耐えるよう設計されている。ARICH においては中性子被爆が運用上の課題となるが、中性子量を年間 10^{11} neutrons/cm² と見込んでいたのに対し、現在までの運転では年間 10^9 neutrons/cm² 程度に収まっており、実際に 10 年間の運用を行うことができると想定されている。

一方で HAPD の生産は終了しており、Belle II 測定器の今後 10 年以上の運転を見据え、新たな光検出器への置き換えが検討され、光検出器とその信号読み出しシステムの開発と評価が進められている [27]。

4.1 新たな光検出器の候補

HAPD の置き換え用に検討されている光検出器候補には MPPC と LAPPD がある。各光検出器の基本的な仕様の比較を表 4.1 に示した。MPPC は 5 章で ASIC の性能評価のために用いたサンプルについて、LAPPD は 7 章で全感度領域の増幅率等の測定を行ったサンプルについて表示している。以下の各節で両者を概観する。

4.1.1 MPPC

MPPC (Multi-Pixel Photon Counter) は、SiPM (Silicon Photomultiplier) とも呼ばれる半導体光検出器で、浜松ホトニクス (株) が開発・販売しているものである [30]。ARICH 向けの光検出器候補として、先行研究で性能評価が行われている [31]。

MPPC には 1 つのチャンネルのみをもつタイプ (図 4.1) と、多チャンネルをもつタイプがあり、先行研究 [31] では単チャンネルタイプの評価が行われた。ARICH への応用において用いるタイプと、その配置方法は今後の検討課題であるが、本研究では信号読み出しシステムの評価が目的であり、光子の入射位置を検出するために多チャンネルタイプを用いた。表 4.2 に、先行研究で評価対象であった MPPC 型番の一覧を示した。なお、PDE は光子検出効率 (Photon Detection Efficiency) である。

MPPC の 1 つのチャンネルは、図 4.2 のようにマルチピクセル化された APD である。ピクセル数およびピクセルピッチは型番により異なる。APD にブレークダウン電圧以上の電圧を印加した状態をガイガーモードと呼び、この状態では光子が入射したピクセルは、光量によらず放電が飽和出力となる (ガイガー放電)。これを各ピクセルに直列接続されたクエンチング抵抗によって短時間で停止することにより、パルス信号を得ることができる。各ピクセルからは、それぞれ光子が入射した際に同じ大きさの信号が出力されるため、複数の

表 4.1: HAPD、MPPC、LAPPD の仕様の比較 [25, 28, 29]

	HAPD	MPPC (S13361-3075AE-08)	LAPPD (サンプル#172)
増幅率	5.6×10^4	4.0×10^6	$\sim 10^6$
供給電圧	200 ~ 400 V, -7000 ~ -8000 V (3 系統)	56 ± 5 V (1 系統)	50 V, 200 V, ~ 800 V
ダークカウント レート	~ 0 cps	~ 0.1 Mcps/mm ²	~ 100 cps/mm ²
感度波長範囲	160 ~ 650 nm	320 ~ 900 nm	160 ~ 650 nm
外形寸法	75 mm × 75 mm × 32 mm	25.8 mm × 25.8 mm	300 mm × 274 mm × 26.8 mm
チャンネルサイズ	4.9 mm × 4.9 mm	3.0 mm × 3.0 mm	読み出し電極 (交換可能) の設計に依る
放射線耐性	ARICH の 10 年間の 運用に耐える設計	中性子耐性なし	耐性あり

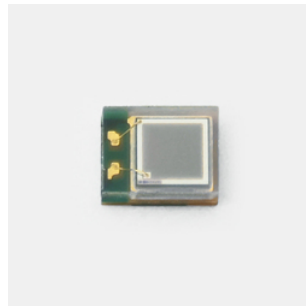


図 4.1: 先行研究 [31] で評価が行われた MPPC の例 (S14160-1315PS) [32]

光子が複数のピクセルに同時に入射した場合は、MPPC からは 1 光子信号を光子の数だけ重ね合わせた波高が出力される。

4.1.2 MPPC の利点と課題

利点

1. 位置精度の向上
2. 検出効率の向上
3. 増幅率の向上
4. 動作電圧の低下
5. 印加電圧数の減少

1 について、検討されている MPPC のチャンネルサイズは 3.0 mm × 3.0 mm または 1.3 mm × 1.3 mm であり、HAPD の 4.9 mm × 4.9 mm にくらべ、位置精度が向上する。

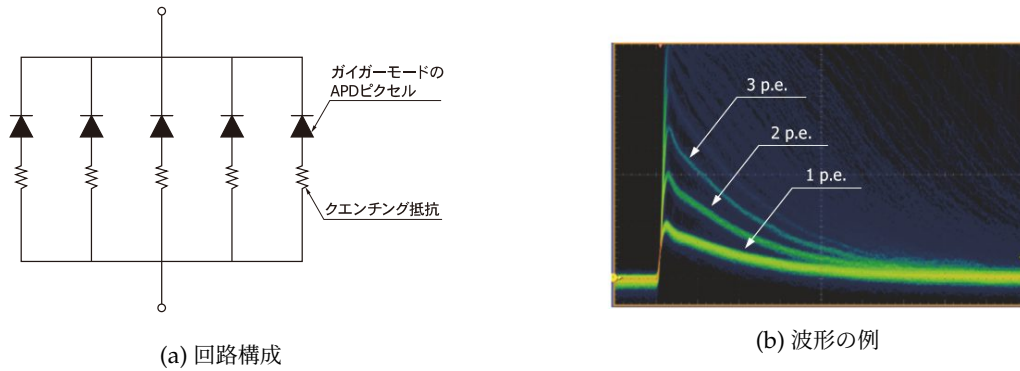


図 4.2: MPPC の回路構成と波形の例 [30]

表 4.2: 先行研究 [31] で評価が行われた MPPC 単チャンネル型番の基本特性の一覧

型番	ピクセルピッチ [μm]	ピクセル数	増倍率 [$\times 10^5$]	PDE [%]	大きさ [mm^2]	ダークカウントレート [kcps]	静電容量 [pF]	開口率 [%]
S13360-3050VE	50	3584	17	40	3.0 \times 3.0	500	320	74
S13360-3075VE	75	2560	40	40	3.0 \times 3.0	500	320	82
S14160-3050HS	50	3531	25	50	3.0 \times 3.0	500	500	74
S14160-3010PS	10	89984	1.8	18	3.0 \times 3.0	700	530	31
S14160-1310PS	10	16663	1.8	18	1.3 \times 1.3	120	100	31
S14160-3015PS	15	39984	3.6	32	3.0 \times 3.0	700	530	49
S14160-1315PS	15	7284	3.6	32	1.3 \times 1.3	120	100	49

2 について、MPPC は光子検出効率 (PDE, Photon Detection Efficiency) で評価される。これは以下の式で表される。

$$\text{PDE} = f \times \text{QE} \times P_a \quad (4.1)$$

ここで f は開口率、QE は量子効率、 P_a はアバランシェ確率である。開口率は MPPC の受光面における光子検出可能な領域の割合であり、MPPC のピクセル間には配線等で光子検出不可能な領域が存在することによるパラメータである。量子効率は光子が APD ピクセル入射時に電子正孔対を生成する確率であり入射光の波長に依存する。アバランシェ確率はキャリアがアバランシェ増幅する確率であり、印加電圧に依存する。表 4.2 に示したとおり、MPPC の PDE はそれぞれ最大感度波長で 18% ~ 50% 程度であり、本研究で用いたサンプル S13361-3075AE-08 の PDE は 50% である。HAPD の量子効率は 28%、開口率 (有効面積率) は 61.5% であるから、光子検出効率は 17% であり、MPPC への置き換えによる改善が見込まれる。

以上によりチェレンコフ光の放射角の測定精度の向上が期待される。

4、5 について、HAPD は 3.3.2 項の図 3.13b で示したように 3 系統の高電圧供給が必要で、うち 1 系統は $-7000 \sim -8500 \text{ V}$ という高電圧である。これに対し、MPPC は 56 V 程度の比較的低い電圧 1 系統のみで動作するため、取り扱いが容易である。

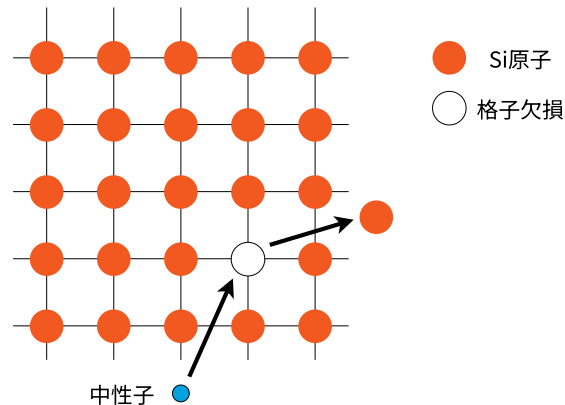


図 4.3: Si 格子への中性子入射による格子欠損の概念図

課題：ダークカウントレートと低放射線耐性

MPPC は、熱的に発生するキャリアについても、光子由来のキャリアと同様 APD において増幅され、電気信号が発生する。これは原理上、1 光子信号と全く同じ波高であり、信号形状も同様であるから識別することはできず、ダークパルスと呼ばれる。ダークカウントレートは単位時間あたりのダークパルスの出力数であり、HAPD より増加する点が課題である。ARICH においては、他のサブ検出器からのトリガー信号によって信号を取り出すタイミングを決定しているため、ビーム衝突由来の物理事象が発生していない間のダークパルスの影響は取り除くことができる。また、これは熱励起由来であるから、MPPC を冷却して運用することで低減できることが確認されている。

さらに、MPPC は中性子による損傷で、ダークカウントレートが増加する影響を受ける。中性子が MPPC 中の Si 格子に衝突することで格子欠損が生じ、これにより価電子帯と伝導帯の間に中間準位が発生する。この中間準位により、損傷前に比べより低い熱エネルギーでキャリアが励起できるようになることで、ダークカウントレートが増加する。損傷が悪化すると信号同士のパイルアップにより 1 光子信号の識別が困難となる。この対処には運用中の -60°C までの冷却や、150 時間・ 170°C 程度でのアニーリングが有効であることが先行研究で確認されている [31]。

4.1.3 LAPPD

LAPPD (Large Area Picosecond PhotoDetector、図 4.4) はアメリカ INCOM 社によって開発された光検出器であり [33]、高エネルギー物理実験での利用に向けて各機関で研究、性能評価が進められている。20.3 cm 四方の大きさで内部は真空になっており、構造を図 4.5 に示す。フロントカバーは光電面になっており、入射した光子を電子に変換する。電子は 2 層の MCP (Micro-Channel Plate) で増幅され、最下層のベースプレート上のアノードに到達し、電気信号として読み出される。このアノードの設計により、各読み出しチャンネルの大きさが決定される。

MCP は半径 $10\ \mu\text{m}$ 程度の小さい穴が多数貫通した構造の薄いガラス板で、高電圧を印加した状態で荷電粒子が入射すると、穴を通過する際に壁面でアバランシェ増幅する。光電子増倍管 (PMT) のダイノード部 (増幅部) を MCP で置き換えた光検出器は MCP-PMT と呼ばれ、Belle II 検出器においては TOP カウンターで用

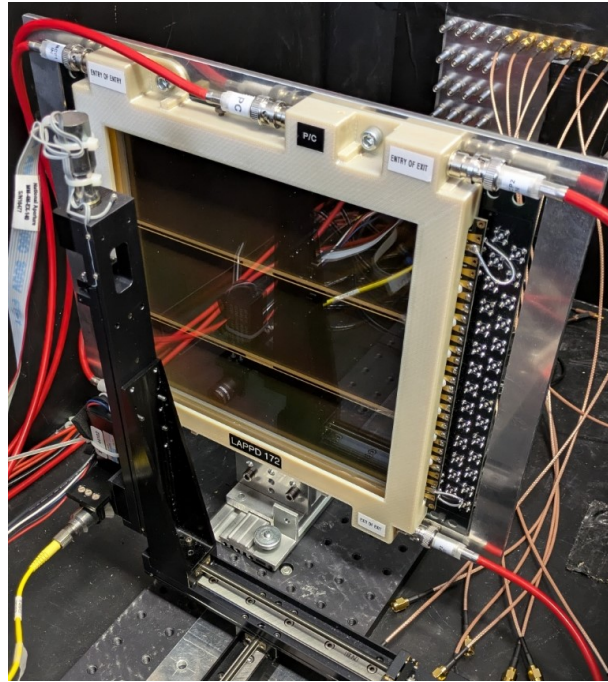


図 4.4: LAPPD (サンプル#172)

いられている。LAPPD は MCP-PMT と同様の原理であるが、従来の MCP-PMT に比べて低コストで大面積を覆う点が特長である。また、半導体を用いない構造上、MPPC に比べて放射線耐性が高い点も利点である。

LAPPD は構造を変更しながら試作品が製造されている段階である。本研究で用いたサンプルの詳細な構造は第 7 章で示す。

4.2 本研究の目的

光検出器の置き換えに伴い、信号読み出しのための集積回路やシステム全体もアップグレードが必要となる。本研究では MPPC 向けの集積回路 ASIC の性能評価、および FPGA や評価ボードを含むシステム全体の設計を行った。また、LAPPD および信号読み出しシステムの性能評価を行った。

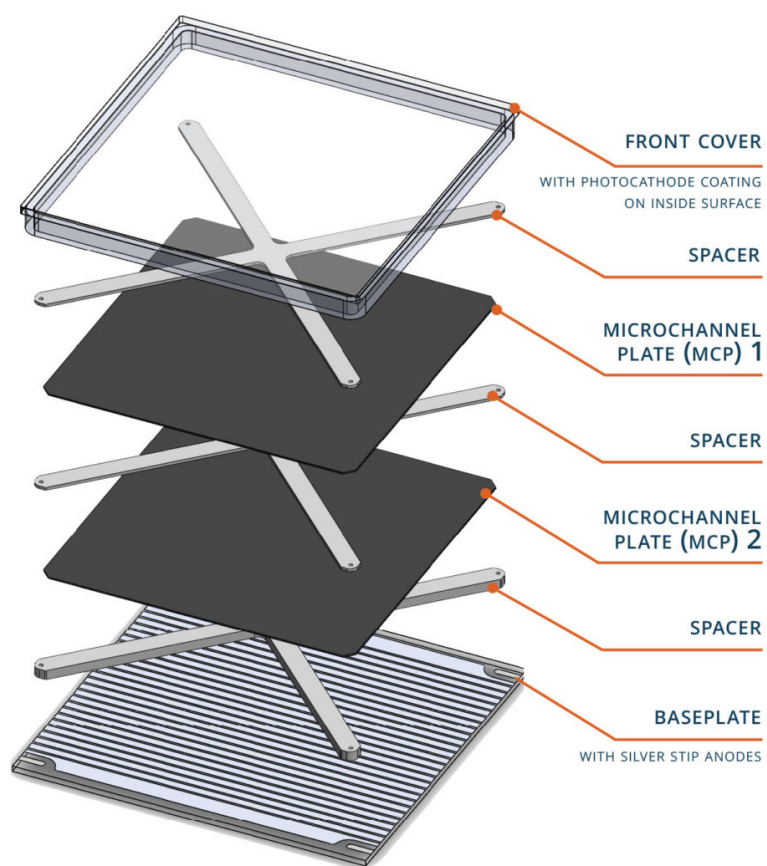


図 4.5: LAPPD の構造の概念図 (最新のサンプルはスペーサーの構造が図とは変更になっている) [33]

第 5 章

MPPC 信号読み出し用 ASIC の性能評価

5.1 ASIC "TF01A64" の概要

ARICH の光検出器を MPPC に置き換える場合、アナログ信号処理回路 ASIC も置き換えが必要である。これを目的として、ASIC "TF01A64" (図 5.1) が鶴藤昌人氏を中心に 2020 年に製作された。先行研究 [34] ではチップの設計、試作、およびテストパルスを用いた一部のチャンネルに対しての簡易的な性能評価のみ行われたため、本研究では全チャンネルにわたる性能評価と、実際に MPPC の信号を用いた性能評価を行った。

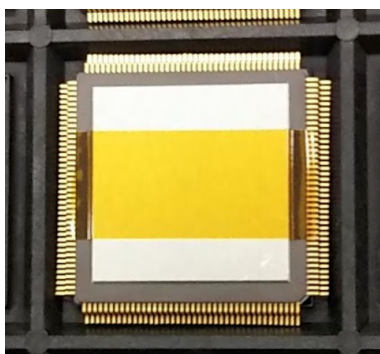


図 5.1: 40ch パッケージ済 TF01A64 (160 ピン)

5.1.1 ASIC の機能

ARICH の光検出器信号読み出し用 ASIC としての"TF01A64" の主要な機能は閾値電圧を基準とした、信号のデジタル化である。

ARICH でチェレンコフリングのイメージを得るためには 1 光子検出が求められ、光検出器の各チャンネルでの光子検出の有無の情報のみが必要であり、波高を測定する必要はない。したがって ASIC への主要な要求機能は、光検出器からのアナログ信号をデジタル化することである (図 5.2)。MPPC からの 1 光子信号と回路ノイズを弁別する閾値 (threshold) 電圧を設定し、信号をデジタル化する必要がある。ノイズは検出器のもつ寄生容量および後段の電子回路が由来のものが主であり、1 光子信号と区別がつかないダークパルスとは異なる。

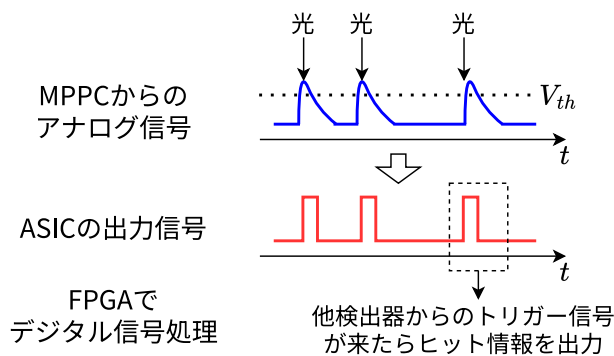


図 5.2: MPPC、ASIC、FPGA の役割分担の概念図

5.1.2 ASIC への要求性能

同先行研究では、以下の 5 点が要求性能とされ、TF01 の開発が行われた。本研究においては、開発された試作 ASIC がこれら 5 点の要求性能を満たし、MPPC を用いた ARICH の読み出し用 ASIC としての使用に耐えるか検証することを目的とした。

増幅率調整

MPPC への印加電圧は全チャンネルで共通であるが、各チャンネルの増幅率には差があるほか、アレイ型 MPPC モジュールの個体間でも増幅率の差がある。ASIC におけるデジタル化のための閾値電圧は全チャンネルで共通であるため、これらの増幅率の差を ASIC において調整することが必要である。

オフセット調整

チャンネル間ではベースライン電圧（信号入力が 0 のときの出力電圧）が異なる。デジタル化のための閾値電圧はチャンネル間で共通であるため、図 5.3 で示すように、チャンネル間にベースラインの差が存在する場合、増幅率と同様に全てのチャンネルでベースラインを揃える必要があり、ASIC においてオフセットを加えて調整を行う必要がある。

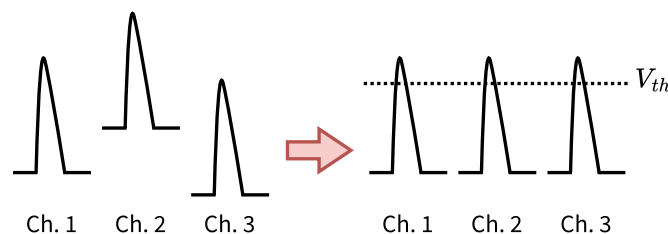


図 5.3: チャンネル間のオフセット調整の概念図

MPPC の光子由来の信号とダークパルスの区別

4.1.2 項で述べたように MPPC はダークカウントレートが高く、ダークパルスは原理的に 1 光子信号と見分けがつかないことから、ダークパルス直後はデータ収集の不感時間となる。不感時間の低減には、図 5.4 のように信号とダークパルスが近接して入ってきた場合にパイルアップを防ぐため、アナログ信号の時間幅を短縮し両者を 2 つの信号に分離する必要がある。さらに分離後の信号に対して、閾値を高く設定する。

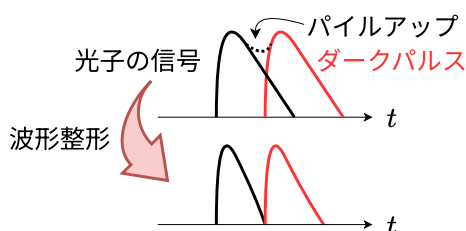


図 5.4: 光子信号とダークパルスによるパイルアップの概念図

既存の ARICH の読み出しシステムとの互換性

既存の HAPD 向け読み出しシステムと協調した動作が可能である必要がある。HAPD は現在 ARICH で 420 台使用されているが、MPPC に置き換える場合、HAPD 全てを一斉に交換せず、故障したものあるいは動作が不安定なもののみを交換する可能性を残している。また、ARICH の信号読み出しは Belle II の他のサブ検出器から発行されたトリガー信号によって行われる。したがって、MPPC 用 ASIC に対しては既存のシステムと共調して動作することが求められる。

選定中の異なる MPPC サンプルへの対応

MPPC の性能評価は先行研究 [31] で行われているが、実際に ARICH に導入を検討する MPPC の型番は決定していない。ASIC は表 4.2 で示した、選定中の MPPC 型番全てに対応できる機能をもつ必要がある。選定中の MPPC 型番はそれぞれ特性が異なっており、特にそれぞれの増幅率と静電容量に対応できるように ASIC を製作する必要がある。

5.1.3 基本回路構成

概要

TF01A64 の仕様は表 5.1 で示したとおりである。

202 pin のうち、アナログ入力 (AIN) とデジタル出力 (DOUT) がそれぞれ 64 pin あり、64ch MPPC の読み出しに対応する。その他電源やモニタリング用 73 pin、NC (Non Connection) が 1pin である。以上は図 5.5 のピン配置図で示した。

レジスタは全 69 個存在し、CCR と DAC レジスタ、LCR に分けられる。CCR (Central Control Register) は全信号チャンネル共通のパラメータ設定向けレジスタ、DAC (Digital to Analog Converter) レジスタは閾値電圧など回路全体で共通に用いられるアナログ電圧を生成し、LCR (Local Control Register) は各チャンネルのパラメータを設定するレジスタである。



図 5.5: TF01A64 のピン配置図

また、LVCMOS レベルで動作し、TF01 からデジタル信号は 1.65V で出力される。

表 5.1: TF01A64 の仕様

半導体プロセス	TSMC 0.35 μm Mixed Mode
読み出しチャンネル数	64 ch
ピン数	202 pin
レジスタ数	CCR : 1 DAC レジスタ : 4 LCR : 64
電氣的仕様 (アナログ)	VDD : +1.65 V GND : 0 V VSS : -1.65V
電氣的仕様 (デジタル)	VDD1 : +1.65 V DGND : 0 V VSS1 : -1.65V

TF01A64 の基本回路構成を図 5.6 に示した。MPPC から出力されるアナログ信号、または TF01 内部で生成されるテストパルスは増幅器 1、波形整形器、増幅器 2、オフセット調整、比較器を通してデジタル信号に変換され、後段にある FPGA 等の読み出し系へ出力される。

また、図 5.7 で赤矢印で示した A、B、C はアナログ信号を、D はデジタル信号をモニタリング可能な箇所である。

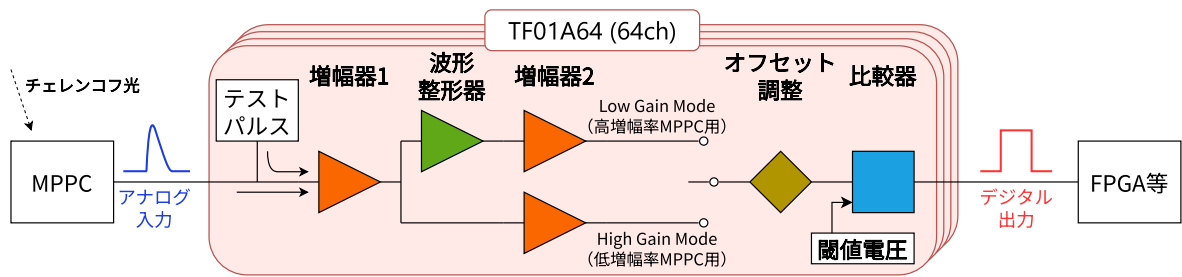


図 5.6: TF01A64 の基本回路構成

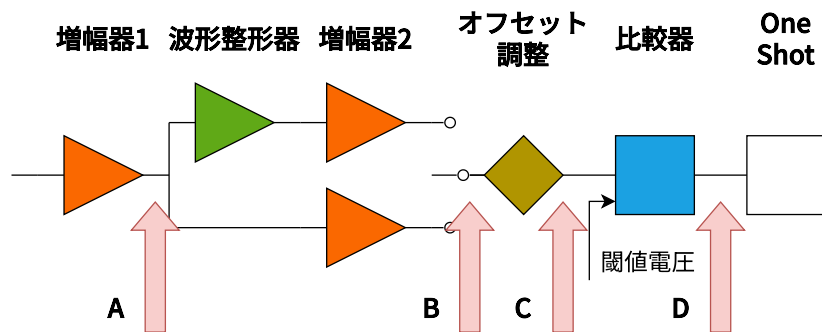


図 5.7: TF01A64 中の信号モニタリング可能箇所

増幅器 1

オペアンプに電流フィードバックを備えたカレントコンベア部と、増幅率調整用の可変抵抗部からなる。可変抵抗部は 4 つの抵抗をトランジスタによりスイッチングすることで、抵抗値を 5 k Ω 、10 k Ω 、15 k Ω 、20 k Ω に切り替え可能となっており、増幅率をチャンネル毎に 4 段階で調節する。

波形整形器

微分回路部とポールゼロキャンセル部からなる。微分回路は信号を鋭くし、近接して入力する信号とのパイルアップを防ぐ。但し、微分回路の出力にはアンダーシュートが発生し、これも近接して入力する信号に影響を与える。ポールゼロキャンセル回路は時定数の調整によって、微分回路出力のアンダーシュートの影響を軽減するために用意されている。

増幅器 2

増幅器 2 では、異なる型番の MPPC 間で増幅率を揃えることを目的とする。5.1.2 節で述べたように、検討されている MPPC 型番によっては増幅率に 10 倍程度の差が存在する。TF01A64 ではこれらに対応するため、図 5.6 回路に分岐を用意しており、波形整形器を含む方を Low Gain Mode、含まない方を High Gain Mode と呼ぶ。Low Gain Mode は増幅率 $O(10^6)$ 程度の MPPC (高増幅率 MPPC) 向けで回路は低増幅率、High Gain Mode は増幅率 $O(10^5)$ の MPPC (低増幅率 MPPC) 向けで回路は高増幅率になるよう設計されている。

また、高増幅率 MPPC の信号は低増幅率 MPPC のものに比べ長い立ち下がり時定数をもっているため、両

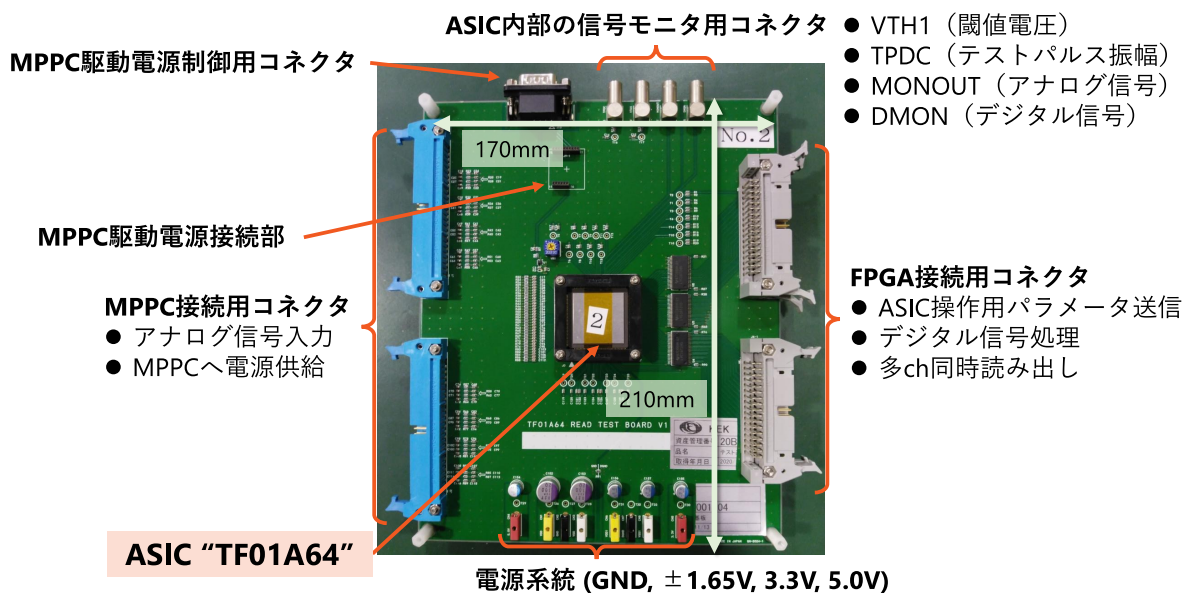


図 5.8: TF01A64 用評価ボード

Mode の信号幅が同程度になるように、Low Gain Mode にのみ波形整形器が搭載されている。

オフセット調整

電流出力 DAC によってトランジスタの動作電流を制御し、オフセットの調整を行う。ベースラインから正電位方向に 128 段階、負電位方向に 128 段階の合計 255 段階（それぞれ 0 段階目が共通のため）で調整可能である。

比較器

前段の回路から出力されるアナログ信号のうち、設定した閾値を超えたものをデジタル信号に変換する。閾値電圧は全チャンネル共通の設定であり、正方向に 128 段階、負方向に 128 段階の合計 255 段階（それぞれ 0 段階目が共通のため）で調節可能である。

TF01 の比較器には、アナログ信号がある閾値電圧を超えた時間だけ、デジタル信号を出力する閾値型と、閾値型の立ち上がりのみを見て、時間幅を 20 ns に固定した矩形波を出力する One Shot 型の 2 種類がある。One Shot 型は時間幅が短縮されても、残りの時間は不感時間となるためパイルアップしたアナログ信号の分離はできないが、近接して入力される信号を適切なトリガー信号のタイミングで読み出す際に有用であると考えられる。両者はスイッチで切り替え可能である。

5.2 評価ボード

本章での性能評価では、先行研究で開発された評価ボード（図 5.8）を使用した。これは図 5.1 で示したように、160 ピンでパッケージされた TF01A64 が装填できるよう製作されたものである。MPPC への接続、MPPC 駆動用電源の接続、TF01 のモニタリング信号出力、FPGA ボード接続機能をもっている。

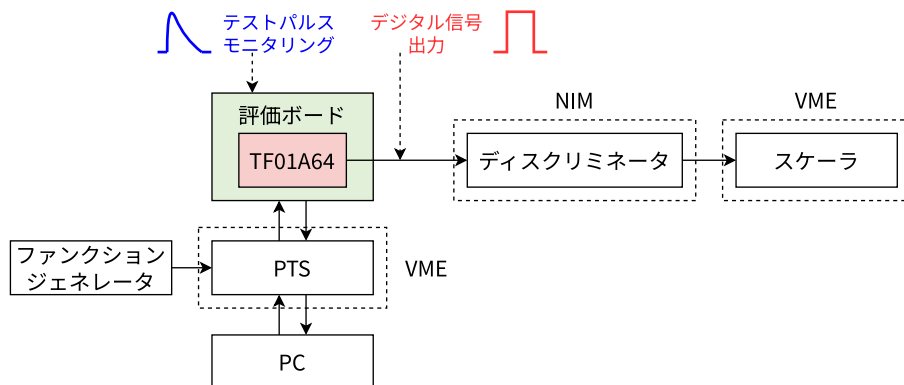


図 5.9: テストパルスを用いた性能評価のセットアップ

5.3 テストパルスを用いた性能評価

実際に TF01 を MPPC と接続する前に、TF01 内部で生成するテストパルスを用いた評価を行った。

5.3.1 実験セットアップ

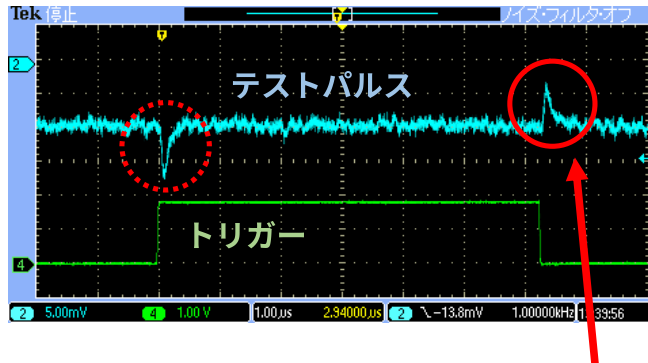
実験セットアップを図 5.9 に示した。PTS は VME クレートで動作する FPGA ボードで、元々は Belle 実験のトリガー用ボードとして開発されたものである。2つの Xilinx 製 FPGA、トリガー入力等に用いる 6つの LEMO コネクタ、信号の入出力用に 4つの 34 ピンフラットケーブルコネクタを搭載している。本研究では TF01 のレジスタへのパラメータの読み書き、テストパルスおよびデータ収集のためのトリガー信号出力、TF01A64 からのデジタル信号の処理に用いている。

テストパルスは、TF01 に 3.3V 矩形波を与えることで、その立ち下りのタイミングで生成される。PTS には、外部ファンクションジェネレータから NIM レベルで任意の時間幅をもつ矩形波を与えることで 10 μ s の 3.3V 矩形波を出力するよう設定した。但し、TF01 は図 5.10 のように、矩形波の立ち上りのタイミングでも逆極性のパルスを出力するため、矩形波の幅は十分長く設定した。本研究においては、ファンクションジェネレータの出力は 1 kHz と設定した。

TF01 から出力されるデジタル信号は本来は PTS 上 (FPGA ボード上) で処理を行うが、本評価では出力された LVCMOS デジタル信号を NIM モジュールディスクリミネータで NIM レベルの信号に変換し、VME スケーラを用いてカウントした。このとき、PTS の入出力端子数には制限があるため、評価ボードのモニタリング端子から出力されるデジタル信号を用いた。これは図 5.7 で示した D の部分の信号である。したがって、用いたデジタル信号は One Shot 機能等一部の回路を通過していないものである。また、デジタル信号のモニタリング端子は 1 つしかないため、本評価では全チャンネル同時読み出しではなく、パラメータ設定で 1 チャンネルずつモニタするチャンネルを切り替えて測定を行った。

本セットアップを用いて、

1. 増幅率調整 (増幅器 1)
2. S/N 比



※テストパルスは矩形波トリガーにより正負両方向に出力

図 5.10: テストパルストリガー信号とテストパルスの関係。極性が逆のテストパルスも見えている。

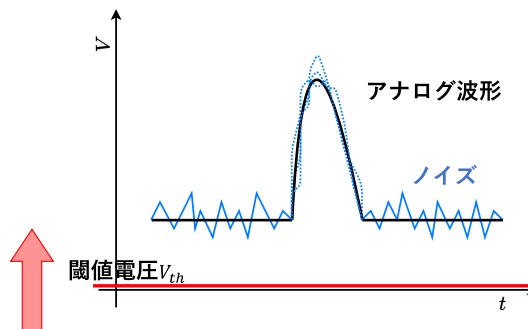


図 5.11: Threshold Scan の原理：赤い線で示す閾値電圧を図 5.12 の (a) から (d) のように変化させていく。

3. オフセット調整

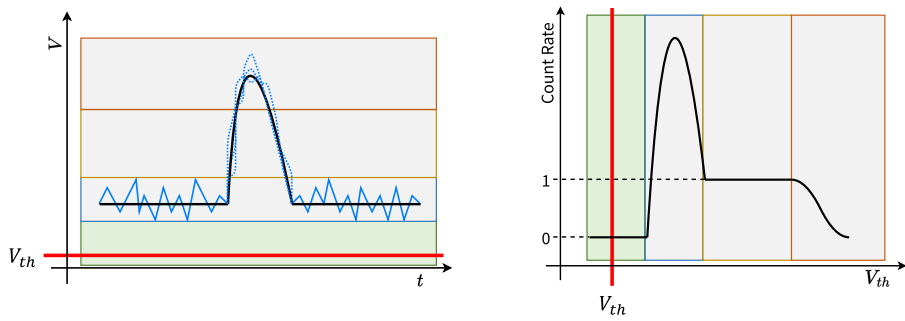
の各項目の評価を行った。

5.3.2 Threshold Scan

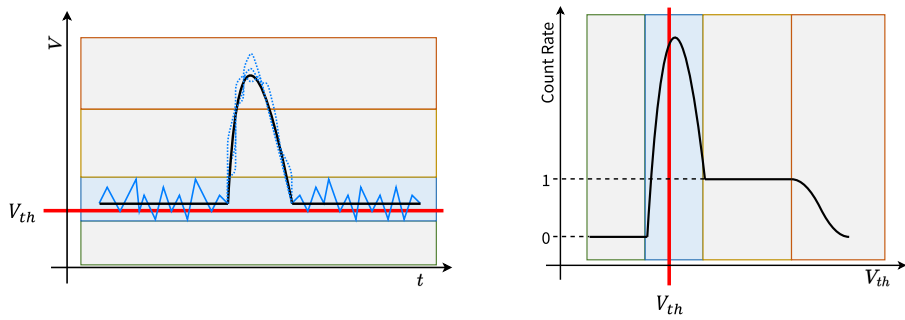
評価手法として threshold scan を用いた。これは閾値電圧 V_{th} の変化に伴うデジタル信号のカウント数の変化を用いて、入力されたアナログ信号の波高値を探る手法である。信号の増幅率やノイズ、オフセットを評価するには TF01A64 内で処理されたアナログ信号の情報が必要であるが、TF01A64 にはオシロスコープによるモニタリング向けのアナログ信号出力機能しか備わっていない。これは減衰等によって正確な信号が出力されないため、通常の ADC モジュール等を用いた評価が困難である。したがって、デジタル信号を用いた本手法を採用した。

Threshold scan の原理は以下のとおりである。図 5.11 のように閾値電圧を変化させて同じアナログ波形を観測すると、図 5.12 の (a) から (d) の右側の図のように、閾値を超えてヒット信号と判断されたカウント数の変化のプロットが得られる。ベースライン部のカウントはガウス関数で、波高部のカウントは相補誤差関数でそれぞれフィッティングすることができ (図 5.13)、その情報を用いてアナログ信号の波高と、ベースラインの位置、ノイズの平均波高を評価することができる。

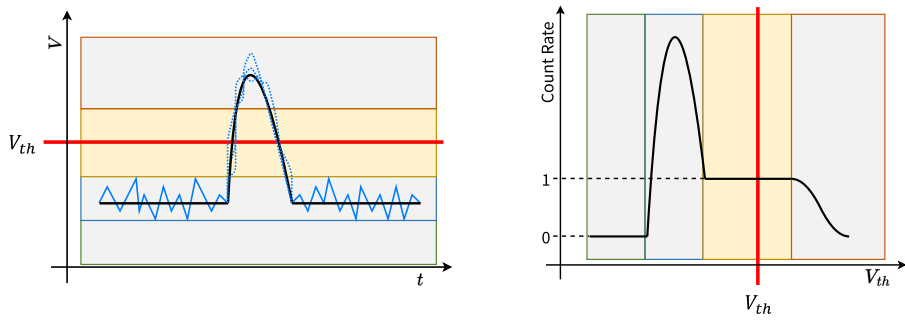
但し、5.3.1 節で述べたようにテストパルスは逆の極性にも出力されるため (図 5.10)、実際には図 5.13 と



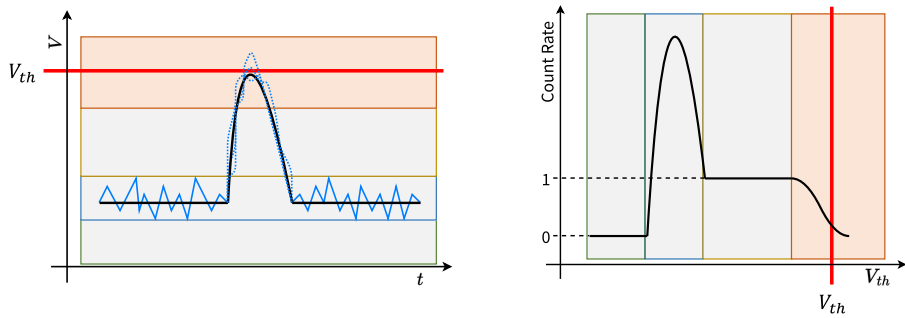
(a) 信号のない領域は (count rate) = 0



(b) ノイズを含むベースラインの領域は count rate が増加する



(c) 信号領域は (count rate) = 1



(d) 信号の波高付近は確率的に count rate が減少する

図 5.12: Threshold Scan の各ステップ

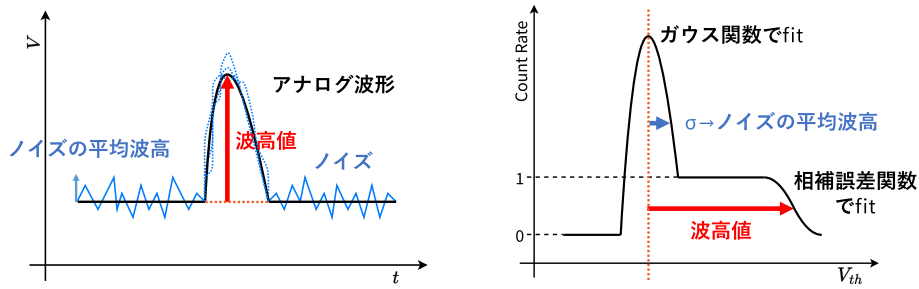


図 5.13: Threshold Scan から得られる情報

異なり、ガウス関数の反対側にも誤差関数でフィットできる領域が存在する。ガウス関数のフィットをより正確に行うため、これらをまとめてフィットする。したがって、フィット関数は以下のように設定した。

$$f(x) = a_0 \{1 - \operatorname{erf} a_1(x - a_2)\} + a_3 \{\operatorname{erf} a_4(x - a_5) - 1\} + a_6 \exp \left\{ -0.5 \left(\frac{x - a_7}{a_8} \right)^2 \right\} \quad (5.1)$$

$a_0 \sim a_8$ はそれぞれフィッティングのパラメータであり、第 1 項がガウス関数領域より閾値電圧が大きい部分をフィットする相補誤差関数、第 2 項が反対側の誤差関数、第 3 項がガウス関数である。ここで、誤差関数の定義から $a_0 = a_3 = 0.5$ に固定している。実際にテストパルスに対する threshold scan で得られたプロットにフィッティングを行った結果は図 5.14 のとおりである（1 つのプロットを linear スケールと log スケールに分けて表示している）。

式 (5.1) より、評価項目は

$$(\text{波高値}) = a_2 - a_7 \quad (5.2)$$

$$(\text{S/N比}) = \frac{(\text{波高値})}{(\text{ガウス関数の標準偏差})} = \frac{a_2 - a_7}{a_8} \quad (5.3)$$

と導出することができる。

本研究においては、各閾値電圧段階について 10 秒間のカウントを 5 回繰り返し、カウント数の平均値を用いて評価した。

5.3.3 評価結果

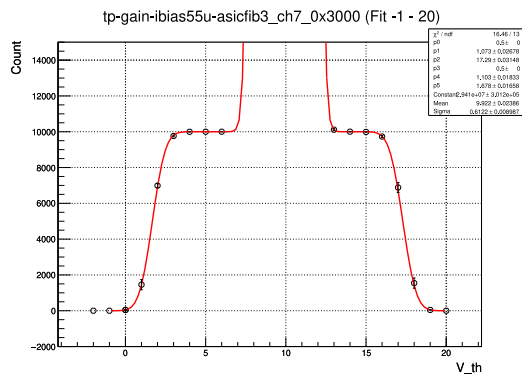
以上の手法を用いて行った評価の結果は以下のとおりである。

閾値電圧の線形性の確認

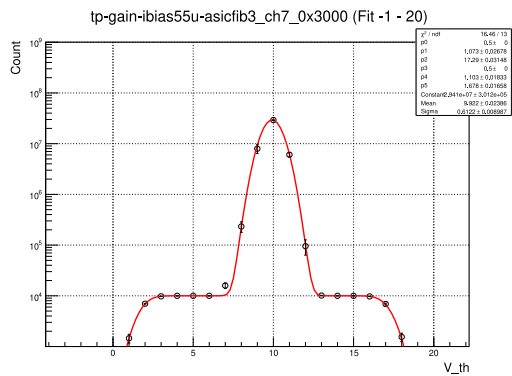
Threshold scan による評価の妥当性を確認するため、閾値電圧の線形性の確認を行った。評価ボードに用意されている閾値電圧モニタリング用の出力を用い、256 段階の閾値電圧のパラメータ設定を変えながら、デジタルマルチメータで測定した結果を図 5.15 に示した。閾値電圧の設定値と測定値の対応はほぼ線形であると評価でき、フィッティング結果から

$$\text{閾値電圧 (測定値, mV)} = -0.5 + 2.2 \times \text{閾値電圧 (設定値)} \quad (5.4)$$

の関係を確認できた。以降の評価では設定値、または必要に応じて換算した電圧値を用いる。



(a) プロットの下部 (linear スケール)



(b) プロットの上部 (log スケール)

図 5.14: Threshold Scan のフィッティング結果の例

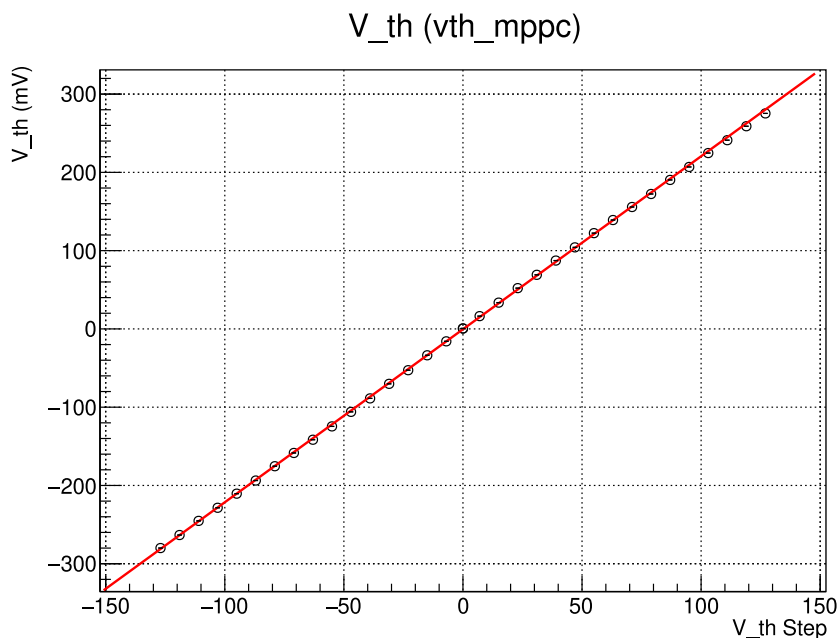


図 5.15: 閾値電圧の設定値 (横軸) と測定値 (縦軸) の対応

増幅率調整 (増幅器 1)

テストパルスについて実際に増幅率調整前後で、モニタリング出力のアナログ波形を比較すると図 5.16 のように、波高値の変化を確認できた。なお、モニタリング出力であるためオシロスコープで確認できる見かけ上の増幅率は実際とは異なる。

これを threshold scan によって測定し、全 64 チャンネルそれぞれの 4 段階の増幅率調整の結果は図 5.17 に示したとおりとなった。横軸は 4 段階の増幅率 (0, 1, 2, 3) である。縦軸は、threshold scan で得られたプロットをフィッティングし、式 (5.2) で求められる波高値について、増幅率 0 のときの波高値を 1 としたときの相対波高値である。各チャンネルでばらつきはあるものの、それぞれ増幅率の調整ができていることがわかる。ま

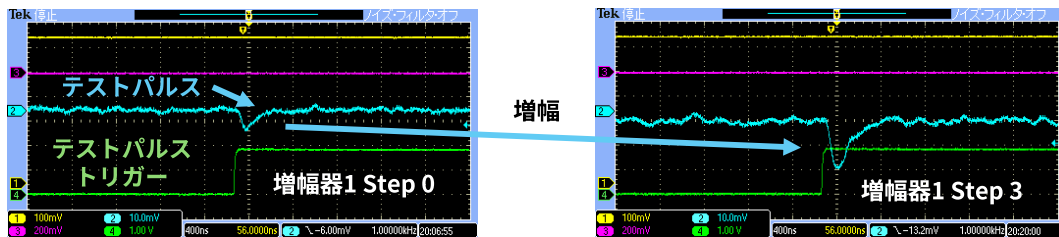


図 5.16: テストパルスの増幅の様子 (増幅率段階 0→3)

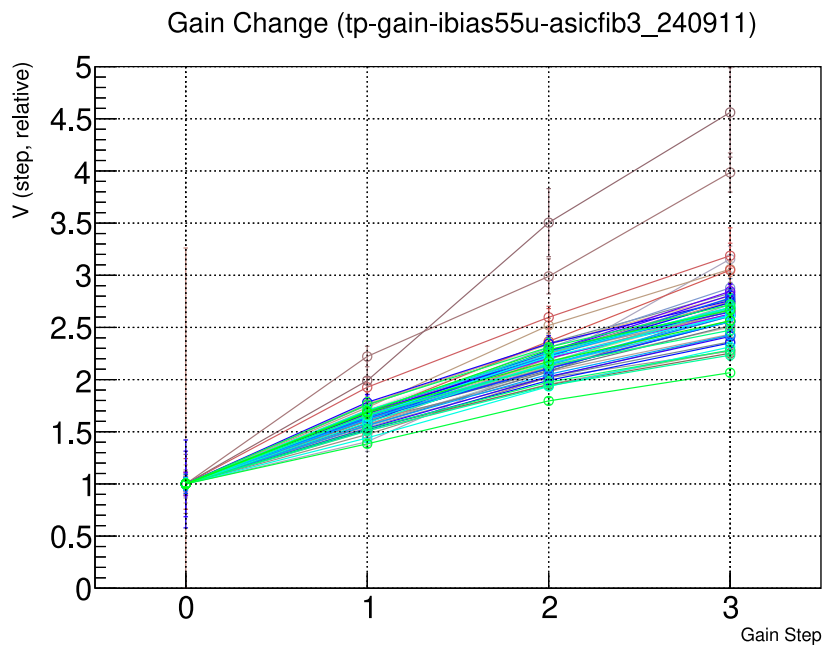


図 5.17: テストパルスによる 64ch の増幅率調整の測定結果

た、表 5.2 に全 64 チャンネルの相対波高値の平均値と、先行研究 [34] でのシミュレーション値の比較を示した。測定値の平均値±標準偏差の範囲内にシミュレーション値が存在することが確認でき、チップは想定通りの増幅率調整機能を持っていると評価できる。

S/N 比

表 5.3 に threshold scan で得られたプロットをフィットして式 (5.2) から求められる、全 64 チャンネルの S/N 比の平均値と、先行研究でのシミュレーション値の比較を示した。シミュレーションでは MPPC 信号を想定しており、テストパルスはこれより小さいため、S/N 比の測定結果も小さくなっているが、ノイズと信号の弁別としてはテストパルスでも十分な性能をもっていると考えられる。また、図 5.18 に各チャンネルの S/N 比の分布を示した。S/N 比が極端に小さいチャンネルは存在しないことが確認できた。

オフセット調整

全 64 チャンネルそれぞれについて、オフセット調整のパラメータ (横軸) を変化させたときの、ベースライン位置 (縦軸) を図 5.19 に示した。ベースライン位置は threshold scan のプロットのフィットで求められ

表 5.2: テストパルスでの増幅率調整の測定結果

増幅率段階	相対波高値		
	測定値		(参考) シミュレーション値 [34]
	平均値	標準偏差	
0	1	-	1
1	1.64	0.12	1.62
2	2.21	0.24	2.03
3	2.68	0.36	2.34

表 5.3: テストパルスでの S/N 比の測定結果

増幅率段階	S/N 比		
	測定値		(参考) シミュレーション値 [34]
	平均値	標準偏差	
0	8.6	1.3	22.3
1	9.5	0.89	26.8
2	9.9	0.85	29.3
3	9.8	0.91	30.7

る式 (5.1) 中の a_7 で評価している。測定したオフセット調整段階は -127 、 -79 、 0 、 $+79$ 、 $+127$ の 5 点である。オフセット調整の目的は全チャンネルのベースラインレベルを揃えて、共通の閾値電圧を適用できるようにすることである。しかし測定結果では、オフセット調整量の設定値に対してベースライン変化の傾きが十分でない上に、ベースラインの変化領域がばらついていて互いに重複していないチャンネルも確認できた。例示として、図 5.20 に、図 5.19 のうちチャンネル No. 0 と No. 25 を抜粋して表示した。両者の傾きが大きく異なることが確認できる。以上より、1 光子信号の識別のための共通の閾値電圧を設定することは困難であると考えられる。

それぞれのチャンネルの変化の傾きを図 5.21 に示した。これによると、チャンネル No. 0 は 0.46 程度の傾きがあるものの、No. 20 に向けて傾きが小さくなり、No. 40 までは 0.05 未満で大きな変化が見られず、一方で No. 60 に向けて再び傾きが大きくなり、No. 63 では 0.76 程度の傾きがあった。ここで、図 5.22 に TF01A64 の実際の回路配置を表すレイアウト図を示した。上から下にチャンネル 0 から 63 の向きで配置されているが、これらのチャンネルへの電源供給は上下からしか行われておらず、中間の部分にはグラウンドが用意されているのみである。したがって、中間のチャンネルへの電源供給で電圧降下が発生しており、オフセット調整のための各チャンネルの DAC に印加される電圧が小さくなっている可能性が考えられる。これを解消するには TF01 内の回路のレイアウトの見直しが必要であるため、今後のチップ試作において改良する必要がある。

5.4 MPPC 信号を用いた性能評価

実際に評価ボードと MPPC を接続して、TF01A64 の評価を行った。

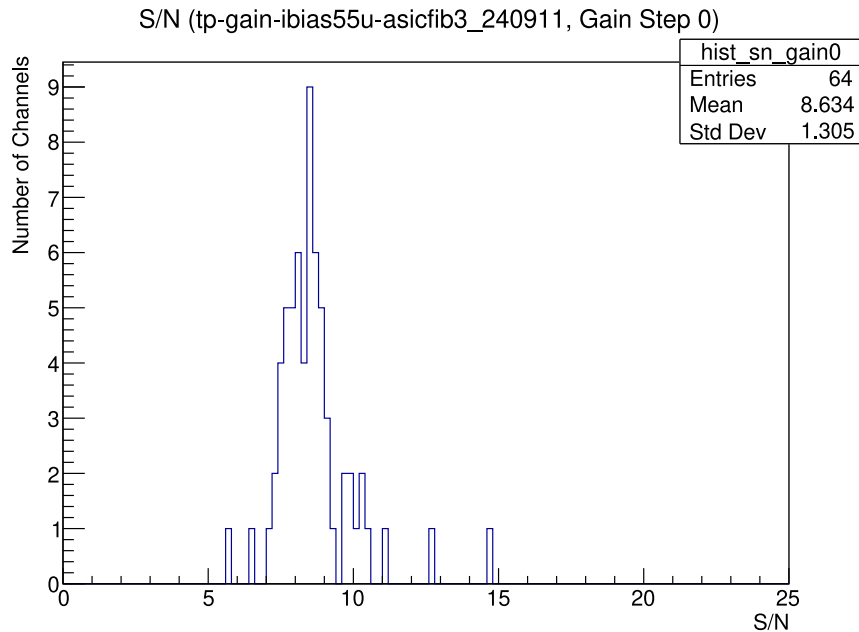


図 5.18: テストパルスによる 64ch の S/N 比の分布 (増幅率段階 0)

5.4.1 実験セットアップ

実験セットアップを図 5.23 に示した。テストパルスによる評価と異なり、PTS は TF01 のパラメータ設定のみに用いた。MPPC は TF01A64 を接続した評価ボードともに暗箱内に設置した。

暗箱内には、図 5.24 のように暗箱の外に設定したピコパルスレーザーからの光を光ファイバーによって引き入れ、MPPC に照射した。用いたピコパルスレーザーは Advanced Laser Diode Systems 製 EIG1000D で、波長 438.7nm で出力する。レーザーと MPPC の間には ND フィルタを設置し、MPPC への入射タイミングで 1 光子信号が確認できる程度に減衰させた。

また、評価ボードとは別に、MPPC のコネクタを接続するボードを別途製作した (図 5.24 で MPPC が取り付けられているボード)。このスペース上の制約から、MPPC の全 64 チャンネルの信号読み出しは困難であり、本評価は一部のチャンネルのみに対して行った。

本研究で用いた MPPC は浜松ホトニクス製 S13361-3075AE-08 (図 5.25、以下 3075AE と表記) である。8×8 で配列された 64 チャンネルから構成され、裏面のコネクタから信号の同時読み出しを行うことができる。本研究では動作電圧を、製品カタログ [28] の推奨値である 56 V に設定した。

5.4.2 評価結果

MPPC を用いた測定においても、テストパルスの場合と同様に threshold scan を利用した。MPPC が出力する信号はテストパルスの場合 (5.3.2 節) の場合と異なり、4.1.1 で述べたような、1 光子信号を光子の数だけ重ね合わせた信号が出力される。したがって、MPPC 信号に対する threshold scan では図 5.26 のようなプロットが得られる。テストパルスの場合と同様に、カウントが最大値となる付近のピークはベースラインに

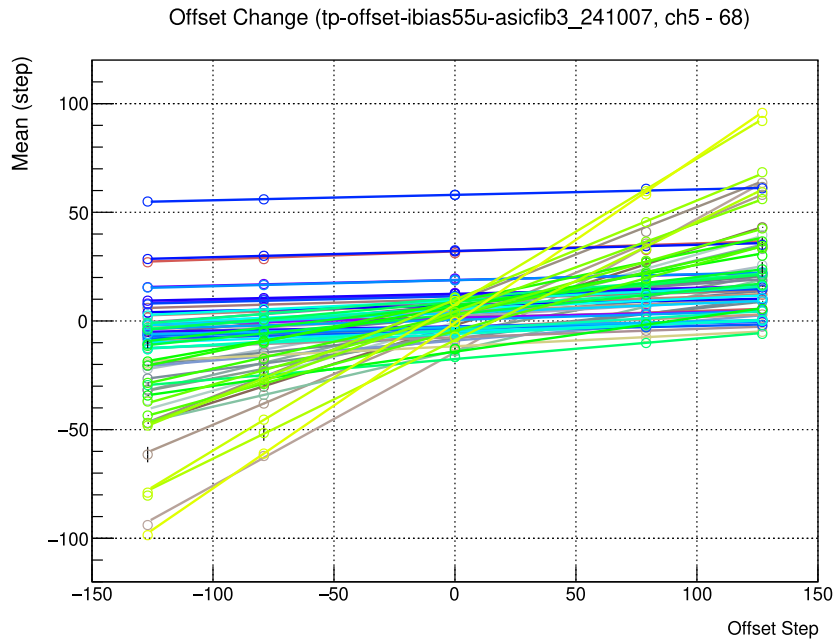
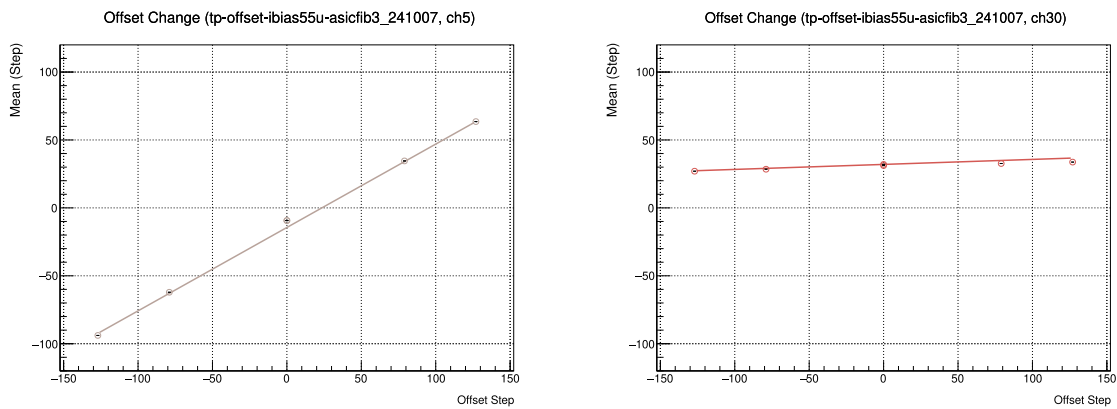


図 5.19: テストパルスでの、全チャンネルのオフセット調整に対するベースライン位置変化の測定結果。オフセット調整量に対してベースライン変化の傾きが十分でないチャンネルが確認できる。



(a) 図 5.19 のうち、チャンネル No. 0 の抜粋

(b) 図 5.19 のうち、チャンネル No. 25 の抜粋

図 5.20: 図 5.19 のうち、大きい傾きをもつチャンネルと不十分な傾きのチャンネルの比較

由来するものであり、その右側の階段状のプロットはそれぞれ 1 光子、2 光子、3 光子、、信号の波高に対応するカウンターの低下である。これらをそれぞれ誤差関数でフィットし、ベースライン付近のガウス分布と足し合わせた関数で全体をフィットすることで、各光子数に対応した信号の波高値を得ることができる。アンダーシュート側にも同様に階段状のプロットが確認できる。

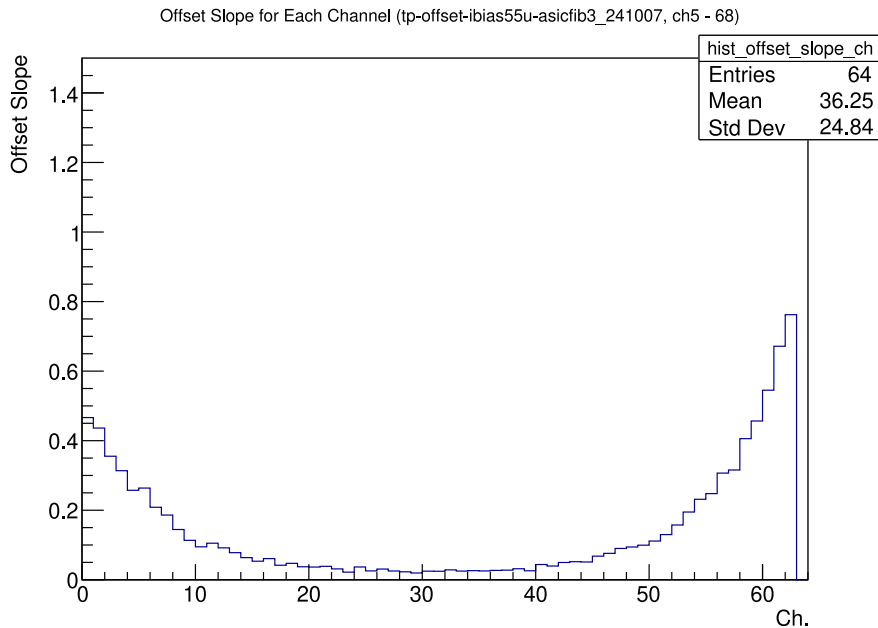


図 5.21: テストパルスでの、全チャンネルのオフセット調整量に対するベースライン位置変化の傾き

表 5.4: MPPC "3075AE" の主な仕様および特性 [28]

チャンネル数	64
ピクセルピッチ	75 μm
ピクセル数 (1 チャンネルあたり)	1584
増倍率	4×10^6
PDE	50 %
光子検出領域 (1 チャンネルあたり)	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$
ダークカウントレート	500 kcps
静電容量	320 pF
開口率	82 %

増幅率調整 (増幅器 1)

8 チャンネル分の 4 段階の増幅率調整の結果を図 5.27 に示した。各チャンネルそれぞれ増幅できていることはわかるが、段階 3 で最大の波高値となっているチャンネルでも相対波高値は 2.0 にとどまり、図 5.17 のテストパルスの場合と比べて増幅率が小さい結果となった。ただし全チャンネルの測定結果ではないことから、今後新しいセットアップの製作後さらなる検証が必要である。

また、表 5.2 に MPPC 信号 (1 チャンネルのみ) での増幅率調整の測定結果を加えたものを表 5.5 に示した。MPPC 信号の場合の相対波高値はテストパルスの場合の測定結果やシミュレーション結果に対してやや小さいが、1 光子信号の識別に対しては十分な性能であるといえる。

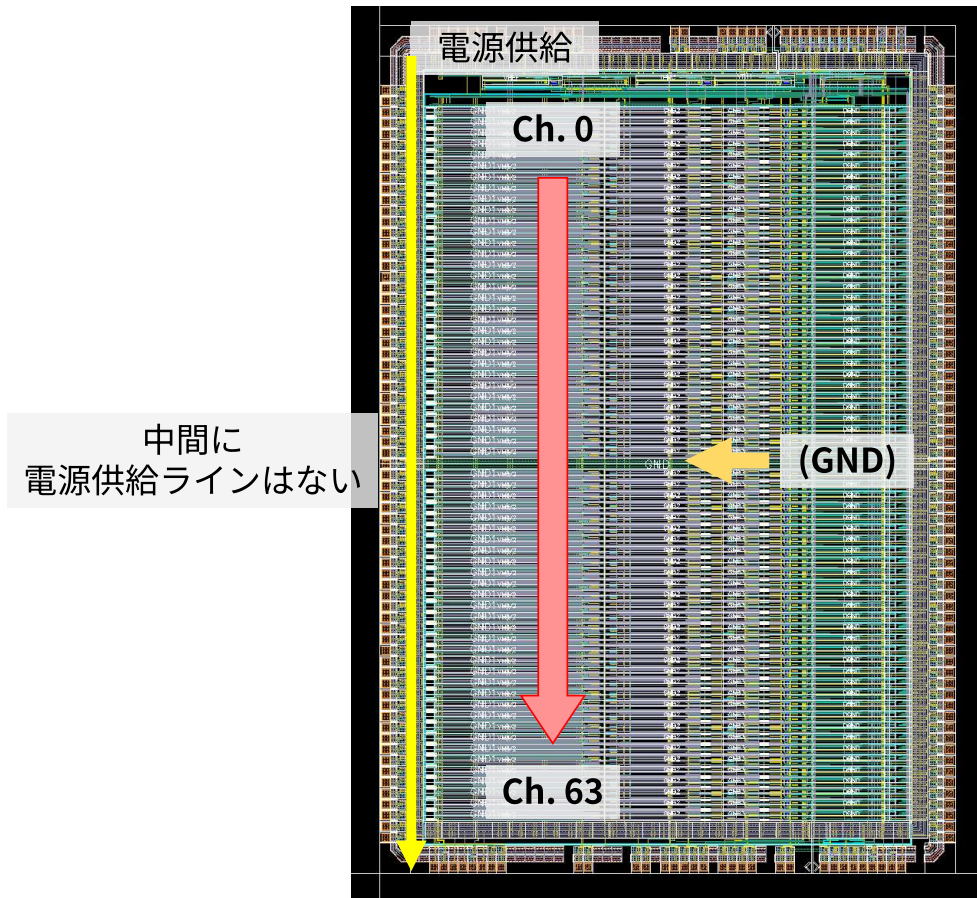


図 5.22: TF01A64 のレイアウト図

表 5.5: MPPC 信号、テストパルスでの増幅率調整の測定結果と、シミュレーション結果の比較

増幅率段階	相対波高値			
	MPPC 測定値 (1 光子信号)	テストパルス測定値		(参考) シミュレーション値 [34]
		平均値	標準偏差	
0	1	1	-	1
1	1.45	1.64	0.12	1.62
2	1.75	2.21	0.24	2.03
3	1.93	2.68	0.36	2.34

S/N 比

同様に、S/N 比についても測定し、表 5.3 に MPPC 信号の測定結果を加えたものを表 5.6 に示した。増幅率を大きくするとノイズについても増幅されるため、相対波高値が大きくなると一概に S/N 比が大きくなるとはいえないが、シミュレーション結果とは異なる傾向となった。一方で、MPPC 信号についてどの増幅率段階でも S/N 比は 20 以上となり、1 光子信号の識別に十分な信号・ノイズ分離性能を確認できた。

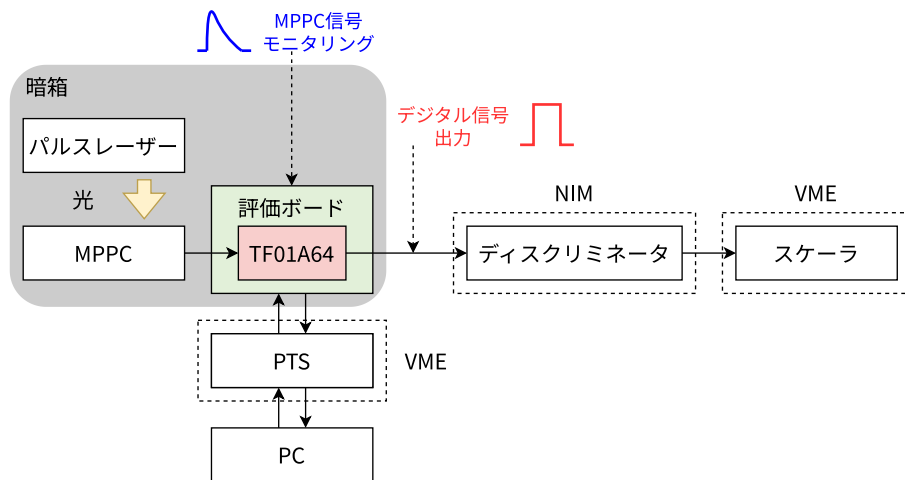


図 5.23: MPPC を用いた性能評価のセットアップ

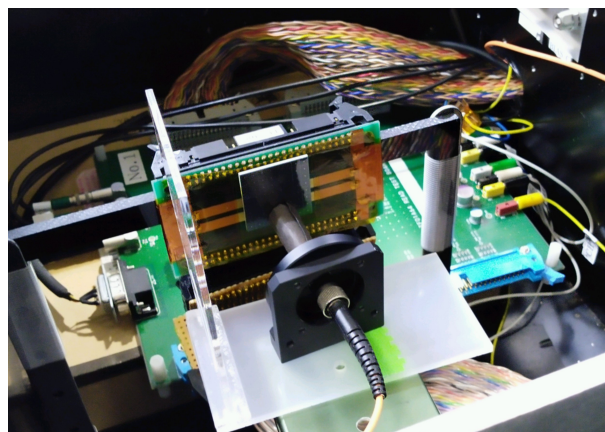


図 5.24: MPPC にピコパルスレーザーからの光を照射するセットアップ

Gain Mode 切り替え機能

5.1.3 節で述べた増幅器 2 による 2 種類の増幅率の切り替え機能の確認を行った。

本機能は、本研究における評価中に切り替えが機能していないことが明らかになった。これは TF01 の製造時に提出した設計に配線のミスがあったためであることがわかり、同時に波形整形回路にも配線のミスが発見された。したがって、パッケージ済チップ 2 個について、FIB (Focused Ion Beam) 加工による配線の修正を行った。これはイオンビームによって配線の切断や接続を行う技術である。加工はセイコーフューチャークリエーション株式会社に依頼し、2024 年 2 月から 3 月にかけて行われた。

加工後に行った測定により、図 5.28 のように同一チャンネルに同一の MPPC 信号を入力した際に、gain mode を切り替えることで波高値の変化を確認できた。

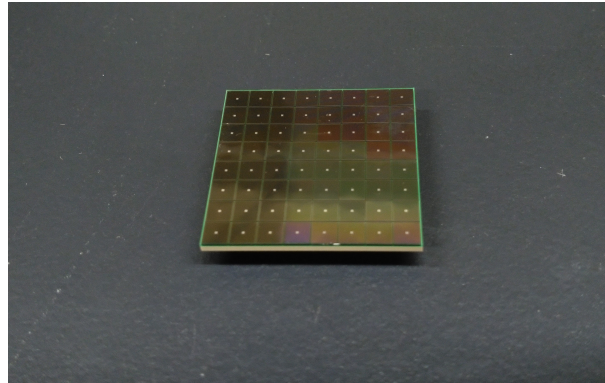


図 5.25: アレイ型 MPPC "3075AE"

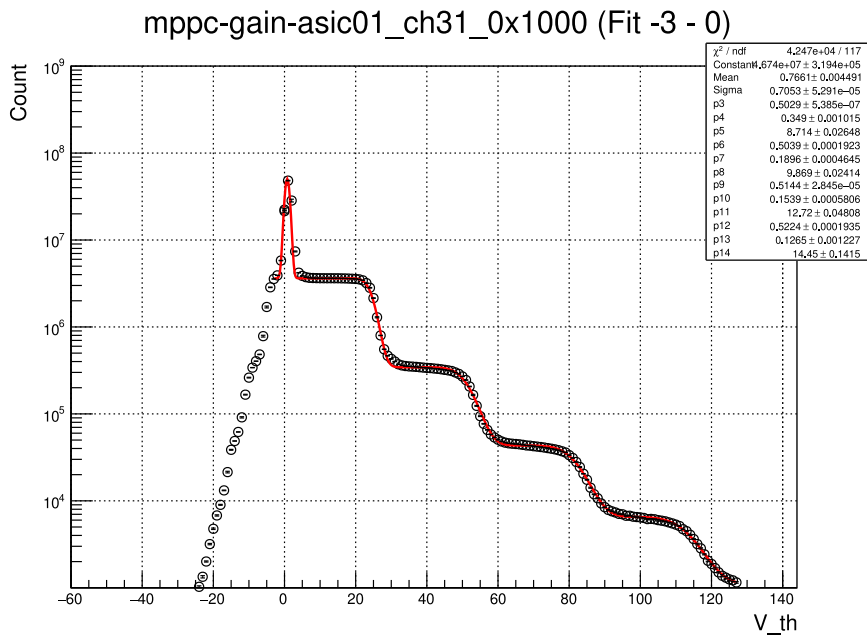


図 5.26: MPPC 信号での threshold scan の例 (ダークパルス)

One Shot 機能

5.1.3 節で述べたように、TF01 の比較器には閾値型と One Shot 型があり、スイッチで切り替え可能となっているが、これまでの測定の threshold scan で用いていたモニタリング出力のデジタル信号は閾値型に固定されており、One Shot 型の動作確認には FPGA ボードからの読み出しが必要である。FPGA ボードのモニタリングコネクタからデジタル出力 (DOUT) を確認した結果は図 5.29 のようになった。左側の波形は閾値型からの出力、右側の波形はチャンネル No.3 に対して One Shot 出力を指定した結果である。"DOUT[3]" について、デジタル信号の時間幅が 20 ns に固定されていることを確認できた。

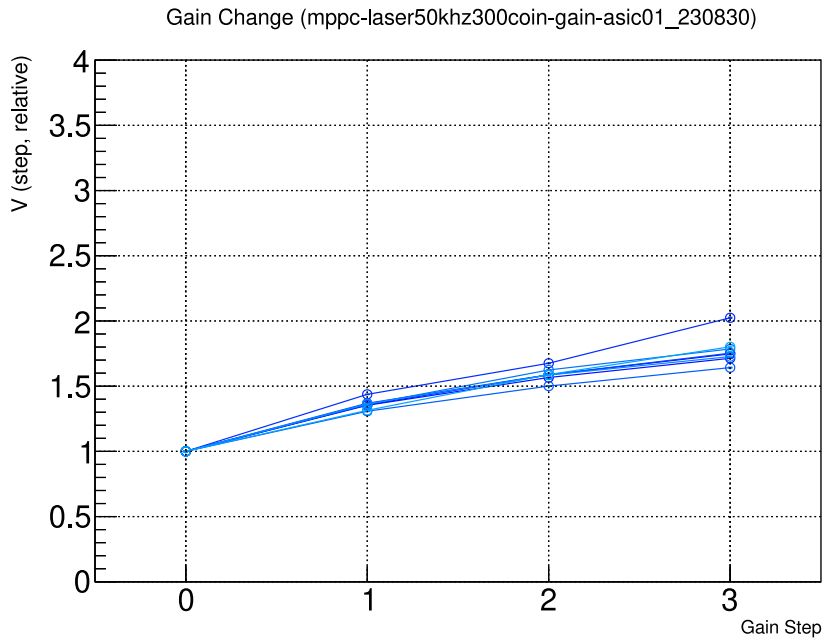


図 5.27: MPPC を用いた増幅率調整の測定結果 (8 チャンネル分)

表 5.6: MPPC 信号、テストパルスでの S/N 比の測定結果と、シミュレーション結果の比較

増幅率段階	S/N 比			
	MPPC 信号測定値 (1 光子信号)	テストパルス測定値		(参考) シミュレーション値 [34]
		平均値	標準偏差	
0	27	8.6	1.3	22.3
1	23	9.5	0.89	26.8
2	21	9.9	0.85	29.3
3	22	9.8	0.91	30.7

5.5 光子入射位置の検出によるデータ収集系の検証

5.5.1 実験セットアップ

ここまでの測定では TF01 からの信号を TF01 評価ボードを経由したモニタリング用のデジタル信号出力を用いて、外部モジュール機器による信号カウントを行っていた。実際の ARICH の運用では TF01 を FPGA ボードに接続し、64 チャンネルの信号を同時に読み出して光子入射位置を測定する必要がある。今回は MPPC への接続基板は専用が開発したものではないため、MPPC との接続可能チャンネル数が限られているほか、FPGA ボードも TF01 専用に設計したものではないため同時読み出し可能チャンネル数が限られている。したがって、10 チャンネルのみについて MPPC 信号を同時に読み出し、外部トリガーを用いて信号収集する評価を行った。

図 5.30 に示すセットアップを準備した。パルスレーザー光を MPPC に入射するとともにパルスレーザーカ

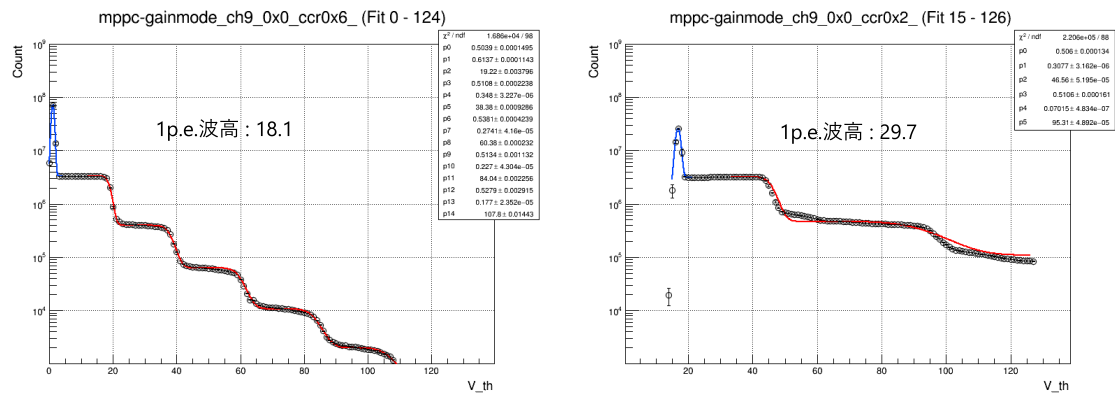


図 5.28: Gain Mode 切り替え前後の threshold scan の比較

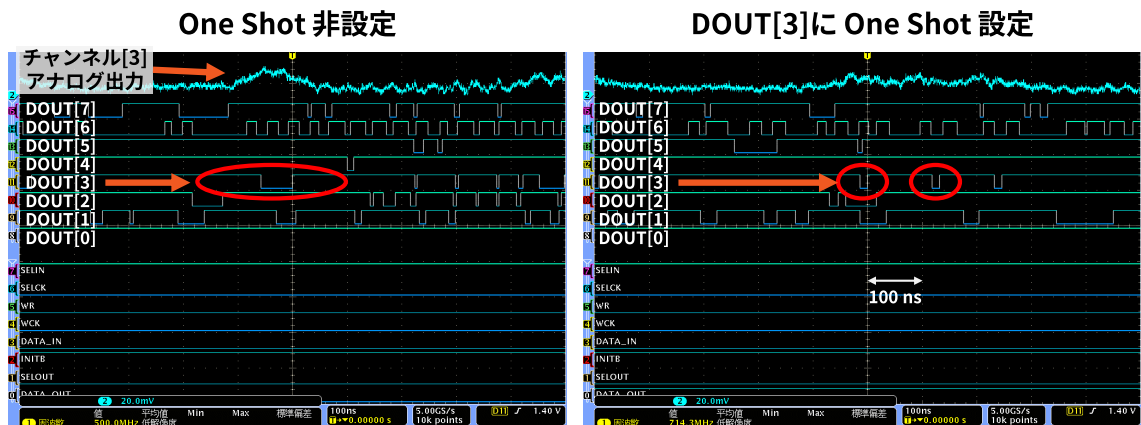


図 5.29: One Shot 機能適用前後のデジタル信号の比較

らのトリガー出力信号を FPGA に入力し、トリガーのタイミングで MPPC の信号をカウントした。

TF01 が出力する光子信号はパルスレーザーからのトリガー信号よりも遅れて出力されるため、トリガー信号の方を遅延させる必要がある。この調整を ARICH では図 5.31 のように行っている。FPGA では TF01 から出力された信号を所定の時間 (25 ns × (cycle), cycle は調節可能なパラメータ) ごとにビット情報で保存し、それらをパイプラインとして N 個保存している。トリガー信号の遅延時間を FPGA 内で調整することで、パイプラインの中のデータを真の光子ヒット情報のタイミングで取り出すことができる。本セットアップにおいてはトリガーの遅延量、および cycle はそれぞれ 16 段階で調節可能であり、パイプラインは N = 8 セットのデータを保持している。

実際の ARICH では他のサブ検出器が発行するトリガー信号、すなわち物理事象が発生したタイミングの信号を用いてデータ収集を行うが、本測定においては、パルスレーザーからのトリガー信号がこれに該当する。

5.5.2 評価結果

初めにトリガー信号の遅延時間の調節を行った。結果は図 5.32 に示すとおりとなり、横軸が遅延時間の段階、縦軸が各チャンネルのトリガー回数に対するヒットレートを表す。光子が入射していると思われる

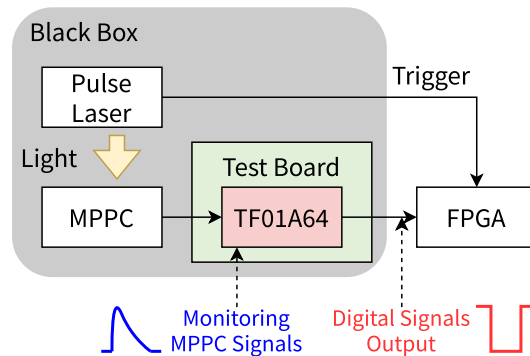


図 5.30: 光子入射位置検出のセットアップ概念図

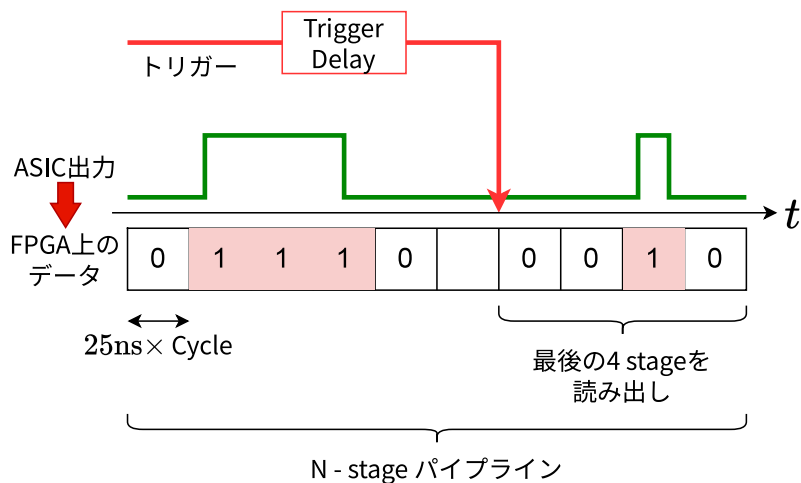


図 5.31: ARICH でのデータ収集の仕組み

チャンネルは (Trigger Delay) = 6 ~ 9 程度でヒットレートが大きくなっていることが確認できた。よって、(Trigger Delay) = 7 に固定し、ヒットレートの分布を測定した。

ヒットレート分布の測定時には、パルスレーザーの出力周波数は 50 kHz、確認できた。増幅率段階は 0 とし、あらかじめ各チャンネルのベースラインをオフセット調整機能によって揃えた。さらに閾値電圧は各チャンネルの平均の 1 光子波高値の 80% に設定した。

図 5.33 に MPPC の全 64 チャンネルのうちの、測定した 10 チャンネルのヒットレートの分布を示した。本測定においては、図 5.24 の位置にファイバーを設置しており、この結果で高いヒットレートを示しているチャンネル G4、G5、H4、H5 は図 5.24 での光ファイバーの照射位置に相当するチャンネルである。光ファイバーコネクタを覆うカバーは直径 8 mm 程度、MPPC の 1 チャンネルの 1 辺の長さは 3.0 mm であることから、正しく光子入射位置を判別できたといえる。より正確な測定には、64 チャンネルを同時に読み出し可能なシステムを構築する必要がある。

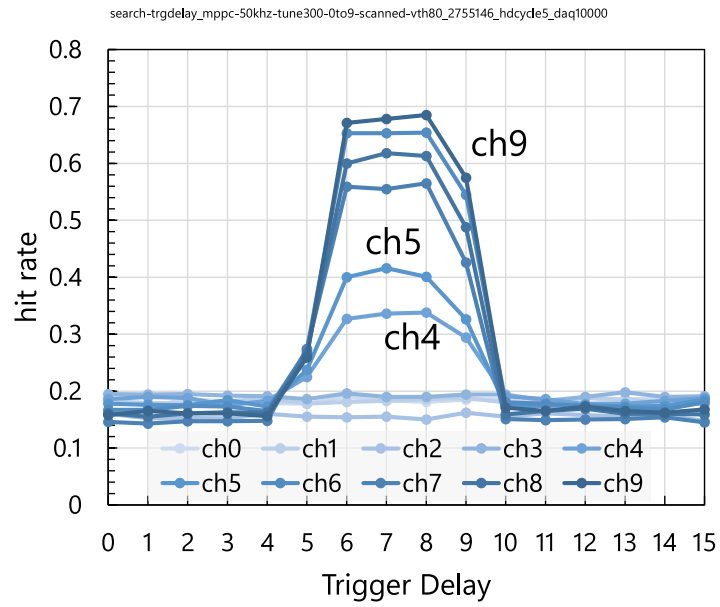


図 5.32: MPPC 信号に対するトリガーの遅延時間の調節結果

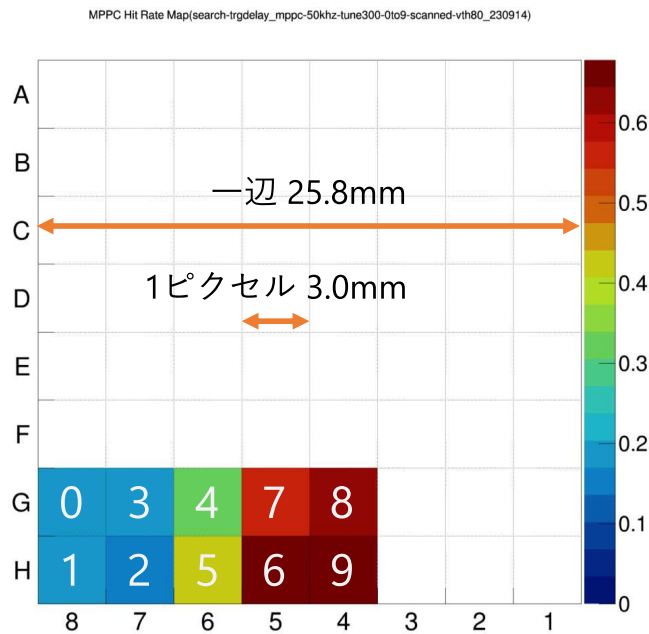


図 5.33: MPPC のヒットレート分布 (マス内の数字は図 5.32 のチャンネル番号に対応)

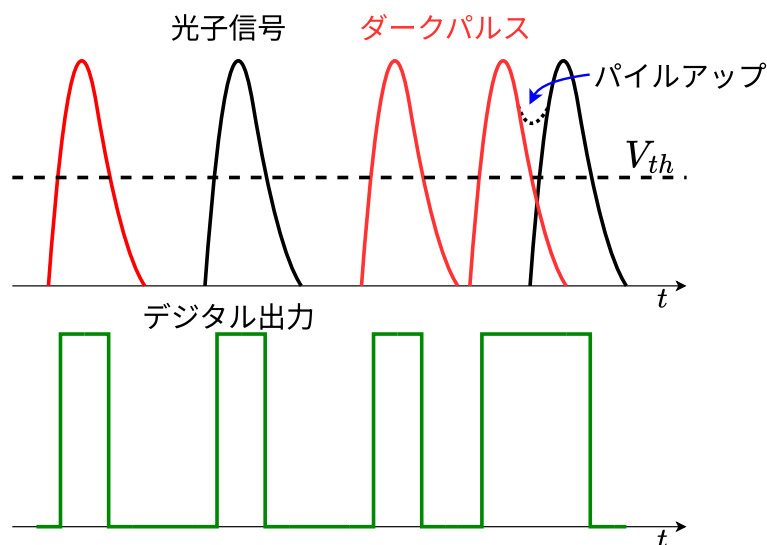


図 5.34: MPPC の光子信号とダークパルスのパイルアップの概念図

5.6 ダブルパルスを用いた信号分離性能の評価

5.6.1 評価の目的

5.1.2 節で述べたように、TF01 には近接して入力される光子信号とダークパルスを分離する性能が要求されている。これは図 5.34 に示すように、光子由来の信号と、ダークパルスが近接して入力された場合パイルアップが発生し、閾値電圧の設定によっては 1 つの信号とみなされる。ダークパルス出力時は、光子が入射しても光子信号を検出することはできず、不感時間となる。また、TF01 に装備されている One Shot 機能を用いてデジタル信号の時間幅を一定にしても、残りの時間は不感時間となる。したがって近接したダブルパルスを分離する性能の評価を行った。

先行研究 [34] では信号分離時間のシミュレーションが行われ、結果は図 5.35 と報告されている。ここで、横軸の analog interval と縦軸の digital interval の定義は図 5.36 で示したとおりである。これによれば、digital interval が 0 ns になるときの analog interval が、分離して処理できるダブルパルスの入力時間差の最小値（限界分離時間）となる。閾値電圧が波高値の 80% のときの限界分離時間は 39 ns、50% のときは 48 ns である。

本測定では analog interval を変化させたときの digital interval を測定することで、シミュレーションとの比較を行った。ただし、デジタル信号については信号の立ち上がり時刻の時間差を測定したため、図 5.36 に示したように digital interval の定義がシミュレーションとは異なることに留意が必要である。

5.6.2 実験セットアップ

実験セットアップは図 5.37 に示したとおりで、光ファイバーでダブルパルス光を生成し、TF01 からの出力を CAMAC TDC に入力してデジタル信号の時間差 (digital interval) を測定した。ダブルパルスの生成には、パルスレーザー光を光ファイバースプリッターで分岐させ、片方のファイバー長を変更し、両方のファイバーか

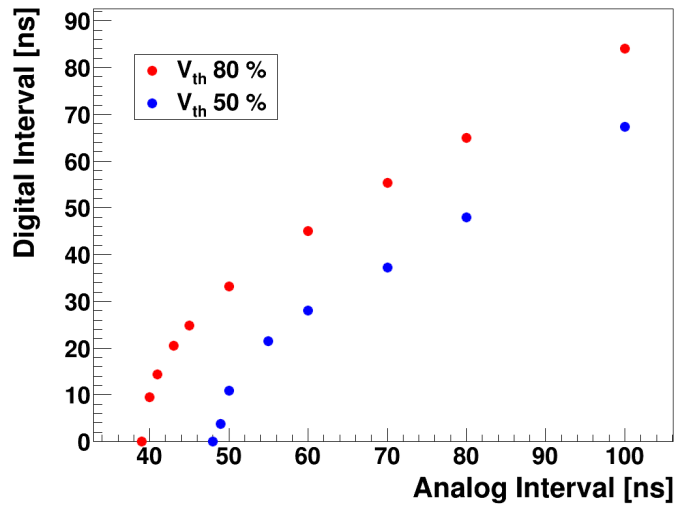


図 5.35: 信号分離のシミュレーション結果（増幅率段階 0） [34]

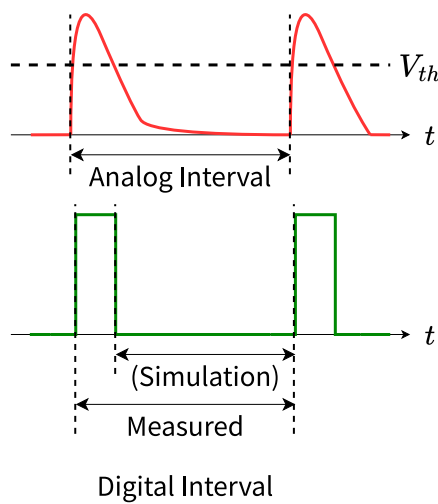


図 5.36: Analog interval と Digital interval の定義

ら ND フィルタを介して MPPC に入射した。このときファイバーの本数を変更することで 1 m 単位で光路差を変更し、ダブルパルスの analog interval の調節を行った。

用いたファイバースプリッタは THORLABS 製 TW470R5F1 で、1 入力・2 出力のコネクタをもち、波長 470 nm 付近について光量が 1 対 1 になるように分岐する製品である [35]。

5.6.3 評価結果

生成したダブルパルス TF01 のアナログ信号のモニタリング出力で確認した様子を図 5.38 に示した。

Analog interval を調節するため、光ファイバーの長さを 7 m ~ 24 m にかけて 1 m 単位で調節した。このとき、光ファイバー 1 m の光路差による analog interval の時間差には、2 つのパルス光が十分離れて入射す

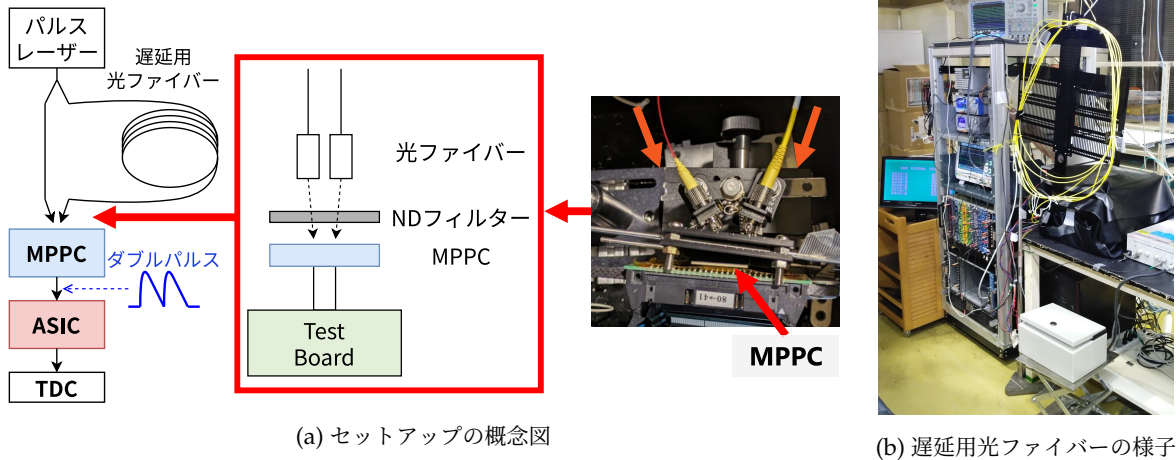


図 5.37: ダブルパルスによる測定のセットアップ

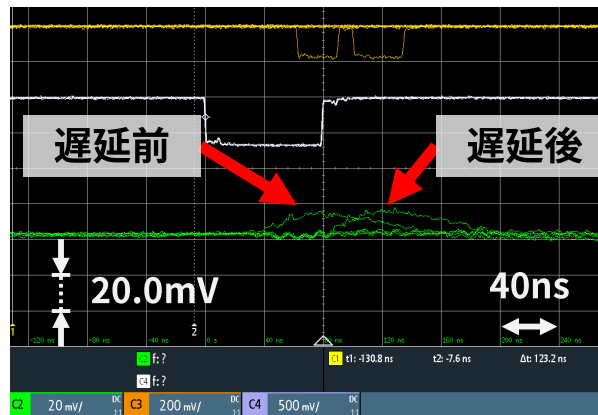


図 5.38: 実際に測定したダブルパルス

る 23 m と 24 m の場合の digital interval の差が等しいものとみなした。これは測定結果により 5.1 ns と求められた。

また、5.4.2 節の Gain Mode 切り替え機能の項で述べた FIB 加工によって波形整形回路 (shaper) が未接続であった点を修正し、加工によって接続した。本測定においては、FIB 加工前のチップと加工後のチップ (各チップは異なるサンプル) の両方について測定を行った。

測定結果は図 5.39 に示したとおりである。閾値電圧を 1 光子信号の波高値の 80% と設定し、パルス光の入射間隔 (analog interval) を変化させたときのデジタル信号の時間間隔 (digital interval) の測定結果を FIB 加工後 (shaper あり、オレンジ色) と加工前 (shaper なし、水色) のそれぞれについて表示した。全ての analog interval について shaper 接続後の方が長い digital interval となっており、digital interval が 0 となる限界分離時間についても shaper 接続後の方が短く、51 ns となった。したがって、shaper が FIB 加工によって正しく機能するようになったと考えられる。

したがって、ダークパルスの入力後 51 ns は不感時間となり、光子が入射しても計測されないことを意味する。MPPC のダークカウントレート $N = 1 \text{ Mcps}$ を仮定すると、データ収集時間に占める不感時間 (dead

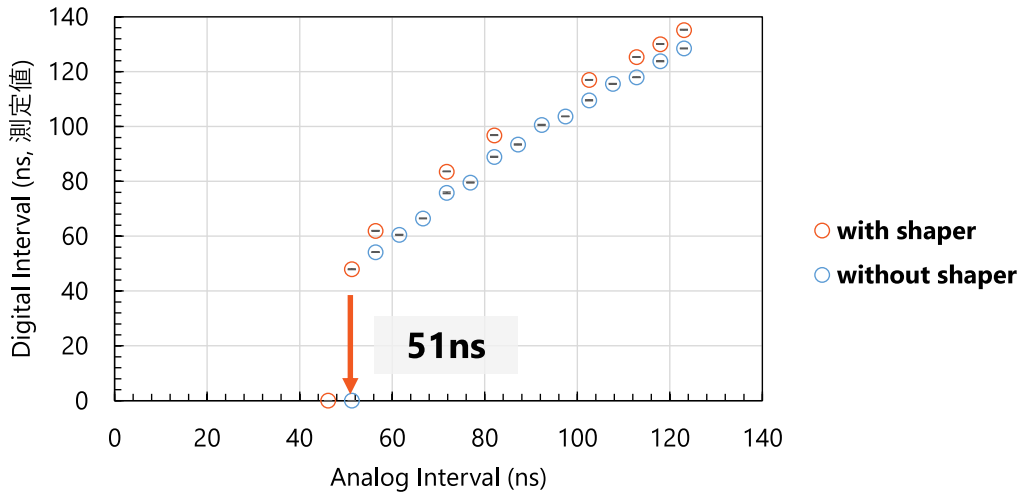


図 5.39: Analog interval と Digital interval (測定値) の対応

time) の割合 D は

$$D = 51 \text{ [ns]} \times 1 \text{ Mcps} = 0.05 \quad (5.5)$$

となり、 $D = 5\%$ と求められる。

先述のように、先行研究のシミュレーションにおいては、同増幅率段階で閾値電圧が波高値の 80% の条件での限界分離時間は 39 ns と求められており、このときは $D = 0.039 \sim 4\%$ と求められていた。したがって、不感時間の割合の測定結果はシミュレーションと 1% 程度の差であり、設計通りのダブルパルス分離性能が得られているといえる。なお、 $D = 4 \sim 5\%$ という不感時間の割合は、同先行研究 [34] においては、現状の ARICH での 1 イベントあたりの検出光子数 10 ~ 20 個程度を想定すると大きいですが、MPPC への置き換えで光子検出効率は 2 倍以上に向上する見込みであり、許容可能であると結論付けている。但し、この想定には検出位置精度の向上や、放射線耐性の悪化によるダークカウントレートの増加は含まれていないため、今後は MPPC 自体の性能評価、MPPC の配置といった運用方法と合わせて検討する必要がある。

5.7 まとめと今後

本章では MPPC 向け 64 チャンネル ASIC、TF01A64 の性能評価を行った。ARICH においては 1 イベントあたりの検出光子数が $O(10)$ 個程度であり、1 光子の検出が求められる。実際に MPPC を用いて TF01A64 の評価を行った結果、信号の増幅率、S/N 比については 1 光子信号の識別に十分な性能であることを確認できた。また、パルスレーザーのトリガー信号に同期して、10 チャンネルの信号を同時に読み出し、光子の入射位置を識別することに成功した。さらに、MPPC で多く出力されるダークパルスと光子信号の識別を目的としたダブルパルス分離性能の評価の結果、回路シミュレーションの結果と同程度の分離性能を確認できた。

一方で、全 64 チャンネルに共通の閾値電圧を適用するためにベースラインを揃えるオフセット調整機能については、チャンネル間で調整量や電圧領域に大きな差があることが確認された。これは次回試作における改良を必要とする。

同時に全 64 チャンネルを読み出すことによる TF01 のさらなる評価のためには、新たな評価ボードの開発

が必要であり、これを次章で述べる。

第 6 章

TF01A64 を利用した信号読み出しシステムの開発

6.1 既存の信号読み出しセットアップの課題

第 5 章で用いた TF01A64 の読み出しシステムは、以下のように同時に読み出し可能なチャンネル数に制約があった。

- アレイ型 MPPC 3075AE 自体は 64 チャンネル存在するが、3075AE を接続する基板は専用に開発されたものではないため、16 チャンネルのみ同時に読み出し可能。
- TF01A64 のベアチップは 64 チャンネルをもつが、性能評価に用いたパッケージは 40 チャンネルのみ対応。
- TF01A64 の評価ボード側で、後段の FPGA ボードに接続可能なチャンネルは 32 チャンネルのみ。
- FPGA ボードとして用いた PTS は Belle 実験で用いていたモジュールを再利用しているため、コネクタ数に制限があり、デバッグと同時には 10 チャンネルのみ読み出し可能で、デバッグを取りやめても 64 チャンネルに満たない。

しかし、今後 TF01 の全チャンネルを同時に動作して性能を満たすことの確認を行い、加速器ビームを用いたチェレンコフ光の検出試験を行うには、全チャンネルを同時に読み出し可能なシステムが必要である。

したがって、TF01 向けの新たな評価ボードの開発を行った。

6.2 新たな評価ボードの設計

6.2.1 必要要件

新たな評価ボードへの必要要件は以下のとおりである。

1. MPPC 3075AE を全チャンネル接続可能であること
2. ASIC TF0164 のベアチップを全チャンネル接続すること
3. 今後の MPPC サンプルの変更、および ASIC の改版による新チップへの交換に対応可能であること
4. FPGA による 64 チャンネル同時読み出しに対応すること
5. ビームテストにおいて複数のボードを、MPPC を近づけて配置可能であること

6. 外部システムからのトリガー信号による信号収集が可能であること
7. コンピュータから制御可能であること

6.2.2 設計の概要

以上の要件を考慮したうえで、新たな評価ボードの設計は図 6.1 で示すように決定した。本設計は FPGA ボード、MPPC-ASIC ボード、ASIC ドーターボード、MPPC ドーターボードの 4 枚から構成され、コネクタで接続される。4 枚のボードの組み立て概念図は図 6.2 で示すとおりである。

必要要件のうち、2 については、ASIC を 64 チャンネル対応のパッケージ化するのではなく、ベアチップを直接ワイヤーボンディングによって接続する形態を採用した。なお、本ボードに製造に用いた TF01A64 は、5.4.2 節で述べた FIB 加工を行っていないサンプルである。

3 については、MPPC 接続部、ASIC 搭載部をそれぞれドーターボードとして、将来の交換が可能な設計とした。さらに、FPGA 側と、2 枚のドーターボード側も切り分ける設計とした。

4 について、64 チャンネルの読み出しに十分なピン数をもつ AMD 製 FPGA “Artix-7” (XC7A100T-1FGG484C) を採用した。さらに、FPGA への外部トリガー信号入力コネクタを用意し 6 に対応した。

5 については、MPPC 接続部をボードの端に配置し、図 6.3 で示すような、4 セットのボード配置で 4 個の MPPC を近接させ、チェレンコフ光リングイメージの検出が可能な設計とした。

また、7 については FPGA ボードに光トランシーバを搭載し、FPGA とコンピュータ間は SiTCP で通信を行う設計とした。SiTCP は FPGA 上に実装するネットワークプロセッサで、KEK の内田智久氏によって開発され、(株) Bee Beans Technologies によって管理・配布されているものである [36]。FPGA 上に、測定データ処理プログラムと共に書き込むことができ、コンピュータとはイーサネット接続するため、コンピュータ側には特別なドライバが不要である点が利点であり、素粒子原子核実験分野で採用例が多くある。Belle II 実験では Belle2Link によるデータ収集が行われているが、本評価ボードの段階では Belle II のシステムに対応させる必要はないため、SiTCP を採用した。

本ボードの製造は (有) ジー・エヌ・ディーに依頼した。現在 ARICH で運用している ASIC である SA03 用の評価ボードや、第 5 章で用いた PTS モジュール、TF01 の現行の評価ボード等の製造も依頼した経緯がある。2024 年 9 月から製造を開始し、2024 年 10 月 31 日に納品された。

実際のボードの写真は図 6.4 に示したとおりである。FPGA ボードには FPGA “Artix-7” と光トランシーバに加えて、外部から供給する 5V 電源を $\pm 3.3V$ 、1.0V、1.2V、1.8V に変換するチップ、外部トリガー入力用 LEMO コネクタ、モニタリング信号用 LEMO コネクタ、デバッグ用 LED、ディップスイッチを備える。LED はファームウェアで制御可能であり、MPPC 信号の測定中は点灯しないように設定できる。また、FPGA プログラミングのための JTAG コネクタを備える。

MPPC-ASIC ボードには、MPPC ドーターボードと ASIC ドーターボードへのコネクタを備え、さらに FPGA 信号の 3.3V と ASIC 出力の 1.65V を変換するチップを備える。このほかに ASIC から直接信号をモニタリングするコネクタ、MPPC への高電圧供給用コネクタを備える。

MPPC ドーターボードは MPPC “3075AE” に対応するコネクタを備える。ASIC ドーターボードの中央の黒い部分には TF01A64 のベアチップがワイヤーボンディングで実装されている。それぞれ裏側に MPPC-ASIC ボードへのコネクタを備える。

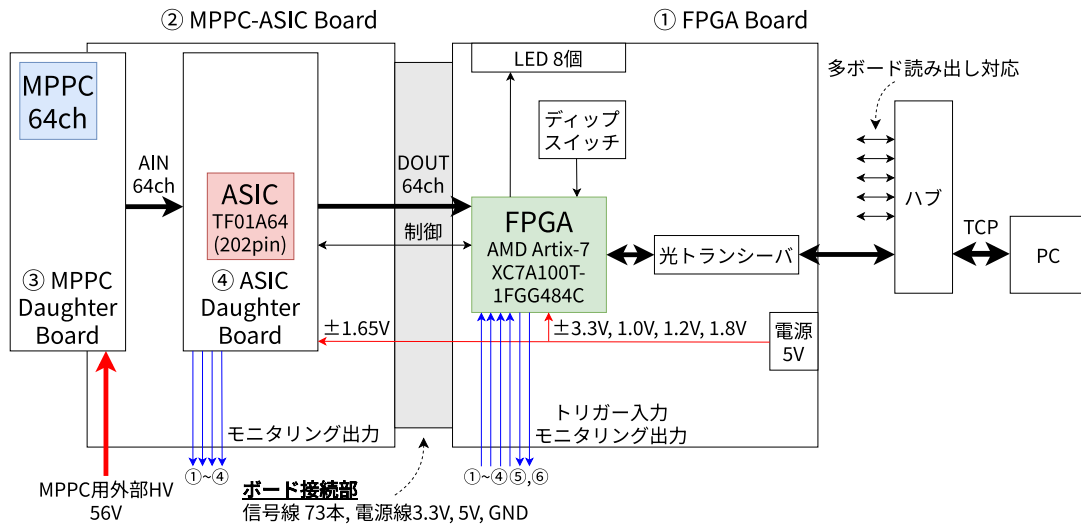


図 6.1: 新たな評価ボードの部品配置概念図

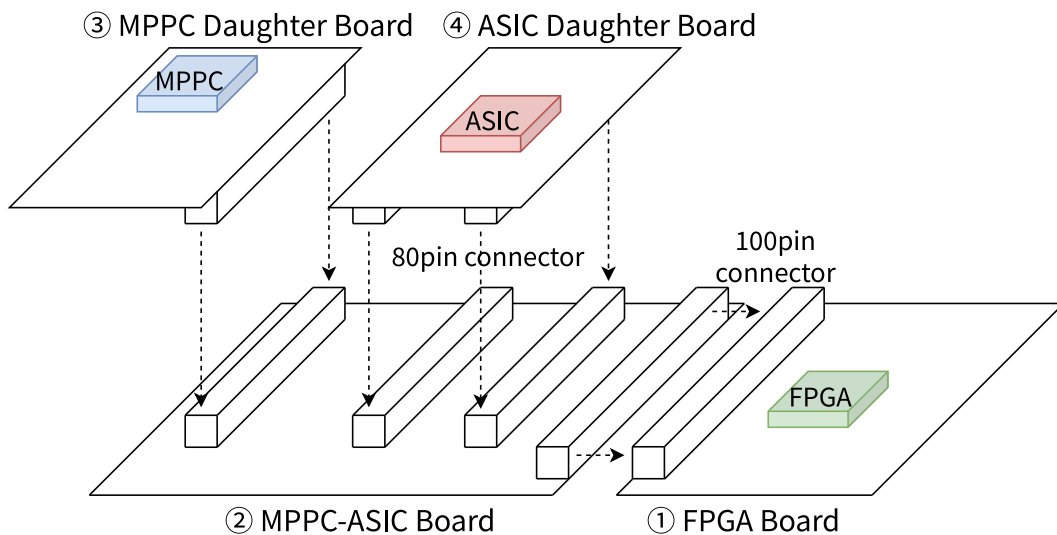


図 6.2: 新たな評価ボードの組み立て概念図

6.3 FPGA ファームウェアの開発

以上の設計にしたがって FPGA に書き込むファームウェアを用意した。現行の評価ボード上の TF01 からの信号を PTS 上で処理するプログラムを基本として、SiTCP 経由での制御と、threshold scan、信号モニタリングに対応させたものとなっている。図 6.5 に概念図を示した。Threshold scan は FPGA ファームウェアに実装した 64 チャンネル分の 32 ビットカウンタで全チャンネル同時に行い、コンピュータで各チャンネルのカウンタ数を順番に読み出す。

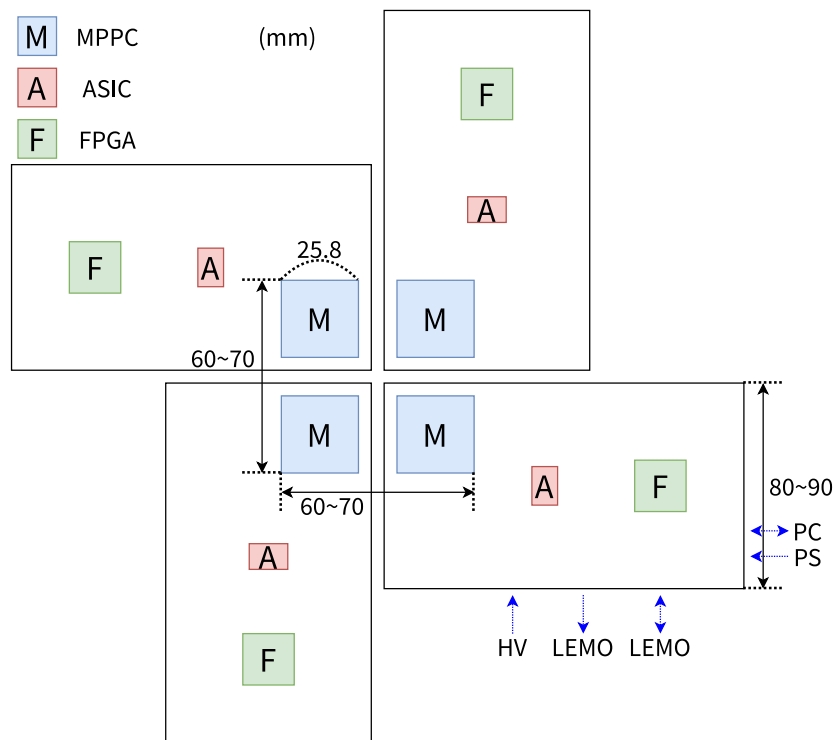


図 6.3: ビームテストにおける複数の評価ボードの配列案

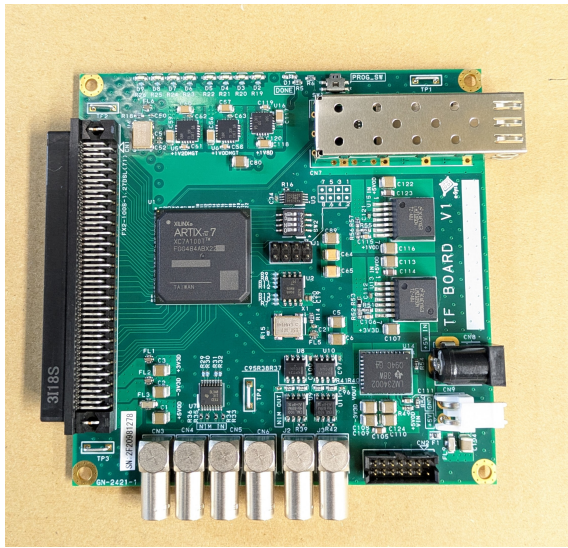
6.4 信号読み出し試験

6.4.1 実験セットアップ

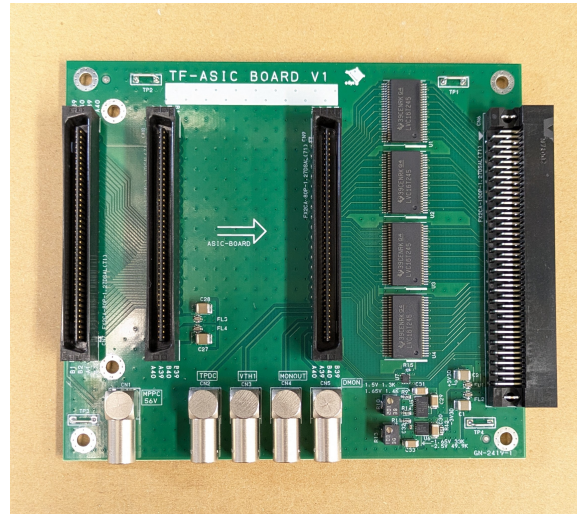
実際にボードを組み立て、MPPC を接続して信号読み出し試験を行った。図 6.6 に暗箱内でのセットアップの写真を示す。FPGA ボード上の光トランシーバに接続されている光ファイバーはメディアコンバータを介してコンピュータに接続されている。MPPC への高電圧供給には菊水電子工業製、直流安定化電源 PMX350-0.2A を用いた。

実際に MPPC の信号をデジタル化している様子は図 6.7 のように確認できた。オシロスコープのチャンネル 3 (オレンジ色) が ASIC からのアナログ信号のモニタリング出力、チャンネル 2 が TF01 からのデジタル信号のモニタリング出力、チャンネル 4 が FPGA を経由したデジタル信号である。MPPC 信号の入力のタイミングで、FPGA 上で正常にデジタル信号を読み出せていることが確認できる。

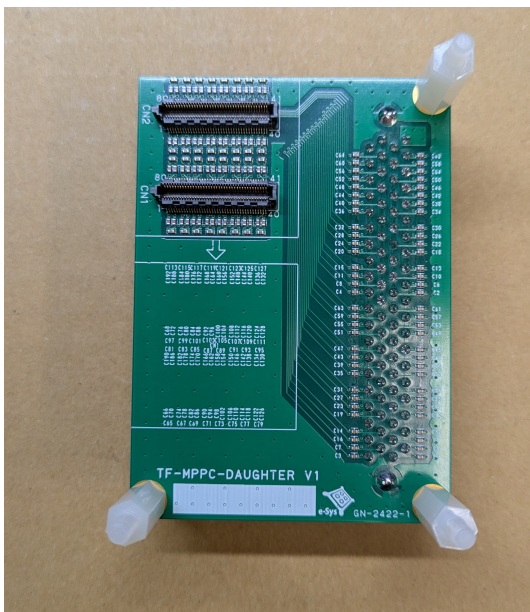
また、MPPC へのパルスレーザーの照射には浜松ホトニクス製ピコ秒パルスレーザーコントローラ C10196 と、レーザーダイオードヘッド M10306-50 を用いた。これは波長 441 nm、パルス幅 85 ps のパルス光を発生させるもので、光ファイバーで MPPC 直上から照射を行った。図 6.6 では設置していないが、実際の測定中は ND フィルタを光ファイバーと MPPC の間に設置して、ASIC のモニタリング出力において 1 光子信号を確認できる光量に調節した。



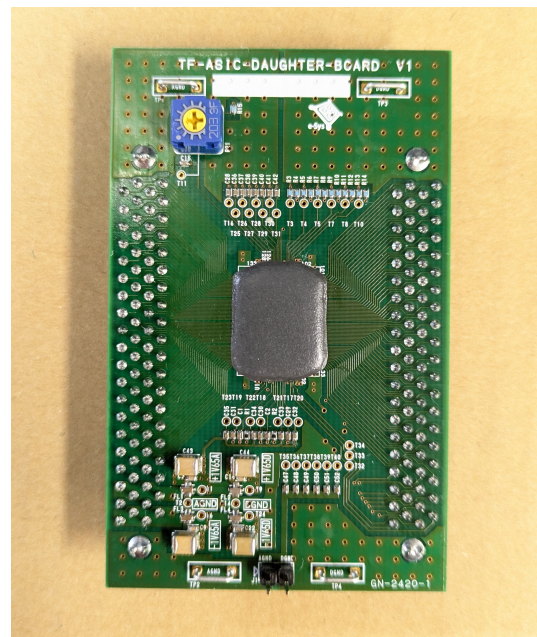
(a) FPGA ボード



(b) MPPC-ASIC ボード



(c) MPPC ドーターボード (表面)



(d) ASIC ドーターボード (表面)

図 6.4: 新たな評価ボードの実際の写真

6.4.2 Threshold Scan

実際に 64 チャンネル同時に threshold scan を行った結果は図 6.8 のようになった。

今回は図 6.7 で確認できた、FPGA 上で受信したデジタル信号について、FPGA 上での threshold scan を行った。第 5 章での threshold scan は TF01 からのデジタル信号のモニタリング出力 (図 6.7 のチャンネル

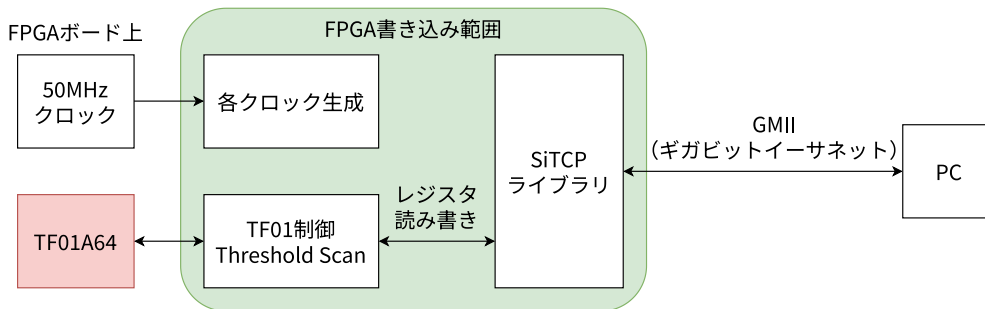


図 6.5: FPGA ファームウェアとその周辺の概念図

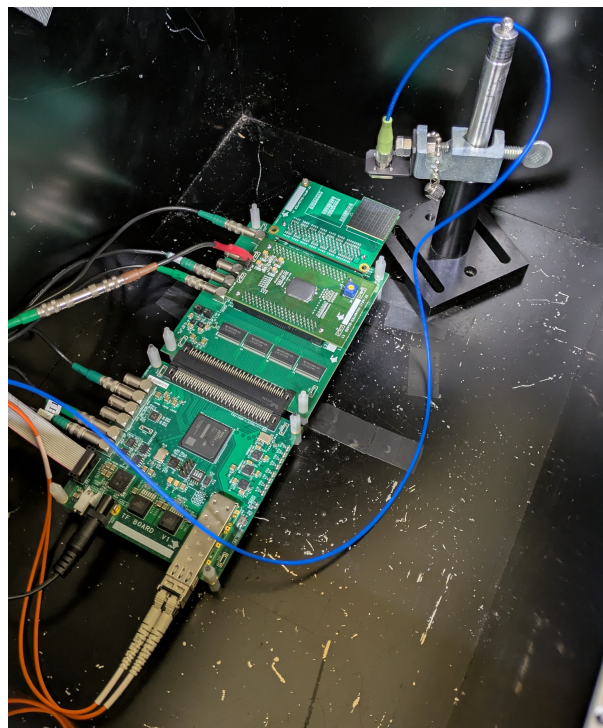


図 6.6: 暗箱内におけるボードと光ファイバーのセットアップ。ボード右上に MPPC が接続されている。

2 に相当) を用いて、1 チャンネルずつ NIM モジュールを経由して VME 上のスケアラでカウントしていたが、本ボードの開発により、全チャンネル同時のカウントが可能になった。これにより、全チャンネルの threshold scan による各増幅率の測定について、各閾値電圧について 10 秒間 ×5 回測定する場合、これまでのセットアップでは自動化しても 1 週間程度要していたが、16 時間程度で完了する見込みとなった。

実際に 64 チャンネルについて threshold scan を行った結果は図 6.8 に示したとおりである。各チャンネルについて、5.4.2 節で述べた図 5.26 と同様に、横軸が閾値電圧、縦軸が 10 秒間のカウント数である。MPPC の 1 光子、2 光子、3 光子、、、といった光子数に比例した波高に対応する、階段状のプロットが確認できた。

また、このとき一部のチャンネルにおいて、主にアンダーシュート部で MPPC 信号の波形とは一致しないカウント数の増加を確認した。図 6.8 の最終行のチャンネルのプロット中、低閾値電圧側 (各プロットの左側) で 1 度カウント数が増えてから減って、再び増加している部分などが相当する。これについては 6.4.4 節で考

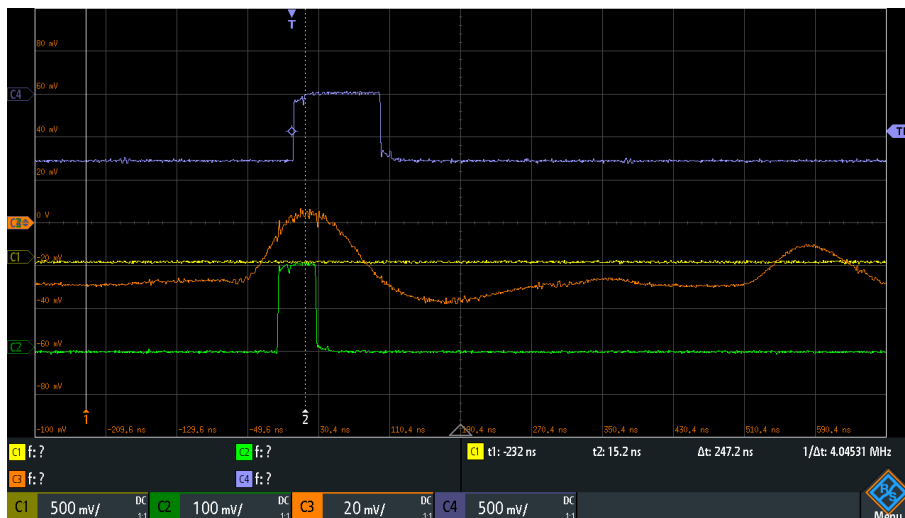


図 6.7: MPPC の波形と、FPGA を経由した対応するデジタル信号

表 6.1: 増幅率調整の測定結果の比較。測定値は 64 チャンネルの平均。

増幅率段階	相対波高値				
	MPPC 信号測定値		テストパルス測定値 (5.3.3 節)		(参考) シミュレーション値 [34]
	平均値	標準偏差	平均値	標準偏差	
0	1	-	1	-	1
1	1.73	0.10	1.64	0.12	1.62
2	2.27	0.16	2.21	0.24	2.03
3	2.67	0.21	2.68	0.36	2.34

察する。

6.4.3 増幅率調整機能 (増幅器 1) の評価

TF01A64 の全 64 チャンネルでの MPPC 信号測定が可能となったことから、5.4.2 節で一部チャンネルのみについて測定していた、MPPC の 1 光子信号に対する増幅率調整の評価を行った。

4 段階の増幅率調整の測定結果は図 6.9 のとおりとなった。また、増幅率調整による相対波高値の変化の、テストパルスの結果およびシミュレーション値との比較を表 5.2 に追加する形で表 6.1 に示した。相対波高値の MPPC 信号での測定値、テストパルスでの測定値は全 64 チャンネルの平均値である。テストパルス、MPPC 信号ともに、増幅後の相対波高値がシミュレーション値よりも若干大きい、十分な増幅性能を確認でき、テストパルスと MPPC 信号で大きな傾向の違いは見られなかった。なお、MPPC 信号とテストパルスは異なる TF01 のチップの結果であり、個体差も含まれていると考えられる。

以降の測定では (増幅率段階)= 3 と設定した。

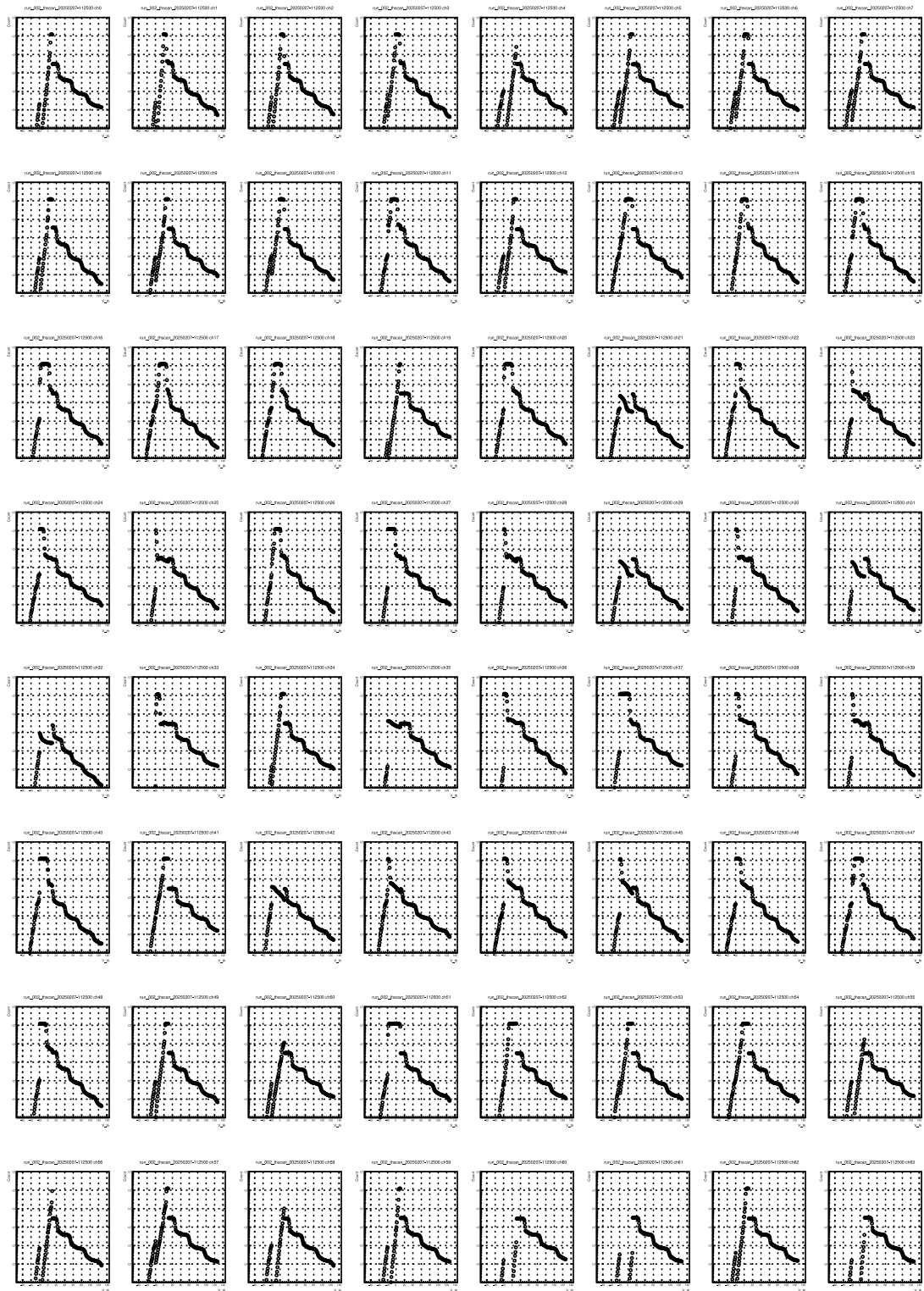


図 6.8: 新ボードでの、MPPC 信号を用いた 64 チャンネル同時 threshold Scan の結果

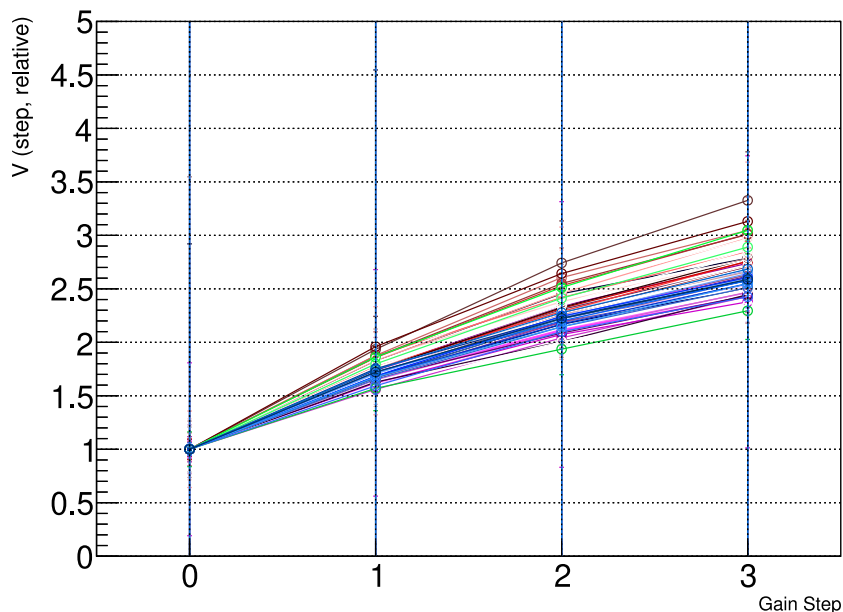


図 6.9: MPPC を用いた増幅率調整の測定結果 (全 64 チャンネル分)

6.4.4 信号同時読み出しによる光子照射位置の検出

オフセット調整機能の利用と閾値電圧の設定

全チャンネルに共通の閾値電圧を設定することによる信号同時読み出しを行うため、オフセット調整機能を用いてベースラインを統一する必要がある。したがって、threshold scan によって、64 チャンネルそれぞれについてオフセット調整機能によるベースラインの変化を測定し、全チャンネルのベースラインの平均値にベースラインを揃えた。

オフセット調整は第 5 章で述べたように、正電位方向に +127 段階、負電位方向に -127 段階の設定が可能である。今回は、各チャンネルのベースラインレベルを、オフセット調整段階 0 における全チャンネルのベースラインレベルの平均値と等しくなるように設定した。ただし、5.3.3 節での測定結果の通り、オフセット調整可能量が大幅に小さいチャンネルが存在し、この場合は調整段階の最大値に設定しても平均ベースラインレベルに到達しなかった。波高値に対する閾値電圧レベルによって、信号がデジタル化される時間幅が変化し、パイルアップ信号の分離性能にも影響するため、本来はベースラインレベルと波高は統一することが望ましい。本評価においては光子照射位置の検出のみを考慮して、波高に対する閾値電圧レベルは問わずに、できるだけ多いチャンネルについて共通の閾値電圧を設定することとした。

オフセット調整後の threshold scan の結果を、各チャンネル、各閾値電圧段階のカウント数を z 軸にプロットした 3 次元ヒストグラムで表示すると図 6.10 ようになった。

図 6.10 における、縦軸 V_{th} がおよそ -20 ~ 10 の領域では、全チャンネルに共通して、前後の閾値電圧領域とは独立したカウント数の変化が見られた。これは図 6.8 における MPPC 信号の波形とは一致しないカウント数の増加に対応する。実際に $V_{th} = -20 \sim 10$ の領域に閾値電圧を設定し、オシロスコープでアナログ信号をモニタリングすると周期 80ns のノイズが、全チャンネルに共通して確認できた。これは MPPC を接続した場合にのみ確認されるノイズであり、MPPC の容量に起因するものと考えられる。新評価ボードの開発前には

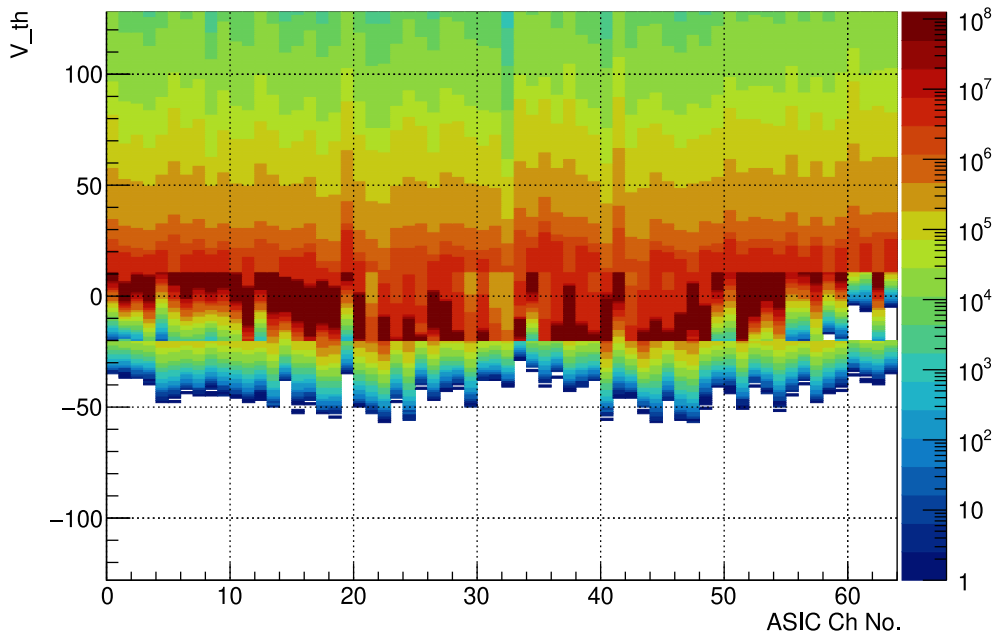


図 6.10: オフセット調整後の 64 チャンネルの threshold scan 結果の 3 次元ヒストグラム

確認されていなかったものであり、新ボードの開発による全 64 チャンネルの MPPC と ASIC の接続によって問題点の洗い出しに成功したといえる。今後の TF01A64 の改良時にノイズの低減を考慮する必要がある。

また、このノイズは TF01A64 中の比較器からのデジタル出力を、半分程度のチャンネルについて無効にすることで低減されることを確認した。実際に半分の 32 チャンネルのみの出力を有効にした場合の threshold scan の結果を図 6.11 に示した。この結果から、ノイズが確認される閾値電圧の領域を $V_{th} = -14 \sim 2$ に低減できたことが確認できた。

また、図 6.8 より、1 光子信号は 10 秒間のヒット数が 10^6 程度の部分に相当し、ノイズが存在していても対応する閾値電圧を $V_{th} = 13$ と設定できることを確認できた。以降の測定はこの閾値電圧を用いて行った。

全チャンネル同時データ収集

5.5 節と同様の仕組みを本セットアップの FPGA 上および読み出しソフトウェアにも実装し、データ収集を行った。図 5.30 におけるトリガー遅延時間、および time window の調整段階である cycle はそれぞれ 16 段階で調節可能であり、パイプラインは $N = 8$ セットのデータを保持する。パルスレーザーのトリガー出力をトリガー信号として用いた。本測定ではパルスレーザーの照射頻度は 100 Hz と設定した。

トリガー信号の遅延時間の調節も同様にパルスレーザーの照射によって行い、結果は図 6.12 に示すとおりとなった。横軸が遅延時間の段階、縦軸がヒットレートを表し、(Trigger Delay) = 6 ~ 9 程度でヒットレートが大きくなるチャンネルを確認できたことから、(Trigger Delay) = 7 に固定し、ヒットレートの分布を測定した。

ヒットレートの測定結果は図 6.13 に示したとおりとなった。ヒットレートは測定中のヒット数をイベント数で割ったものである。本測定においてはイベント数は 1000 とした。高ヒットレートの位置を確認し、光ファイバーの移動に対応して (a) と (b) のように高ヒットレートの位置も変化したことから、正しく光子入射位置を判別できたといえる。一方で、(b) のおけるチャンネル C2 のように、光子照射位置から離れたチャンネル

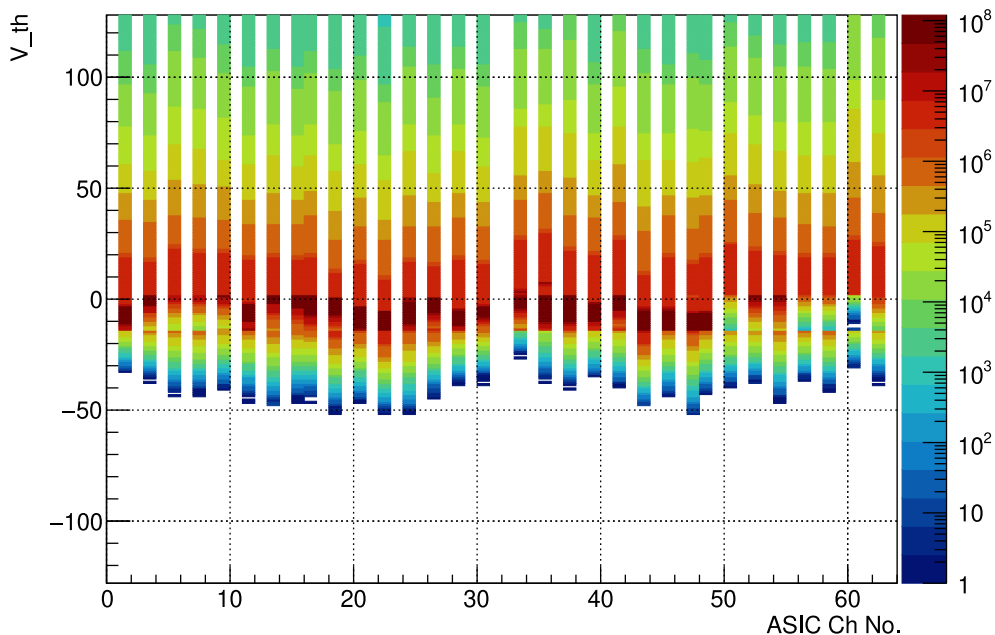


図 6.11: 32 チャンネルの比較器のみを有効にした場合の threshold scan 結果の 3 次元ヒストグラム

ルで高ヒットレートとなる場合も確認された。これは図 6.10 におけるチャンネル No.35 に相当し、オフセット調整機能で調節後もベースラインが他チャンネルよりも高電位の位置、あるいは波高値が大きいため、共通の閾値では 1 光子信号によらずデジタル信号が出力されているためであると考えられる。このようなチャンネルは数個にとどまっていることから、ビームテストを見据える上では、必要に応じて当該チャンネルを無効とすることで対処できると考えられる。

イベントあたりのヒット数

実際のチェレンコフ光のリングイメージの検出には、チェレンコフ光由来の光子と、ダークパルス由来の光子をできるだけ区別することが必要である。これにはトリガー信号による信号の読み出し時間幅の調整が必要である。本評価では、1 イベントあたりのヒット信号数の測定を行った。このとき、パルスレーザーのトリガー出力を用いた測定と、レーザーを照射せずにトリガー用の光電子増倍管を設置し、宇宙線による光電子増倍管からの出力をトリガー信号として MPPC のダークパルスを用いた測定を行った。光電子増倍管からのアナログ信号はディスクリミネータで NIM レベルのデジタル信号に変換することで用いた。レーザー利用時はイベント数を 100000 回、宇宙線利用時はイベント数を固定せず 12 時間の測定とした。

トリガー遅延時間の調整段階と、time window の調整段階の設定値を変化させたときの、イベントあたりのヒット数の測定結果は表 6.2 に示したとおりとなった。表中「トリガー信号」列の「レーザー」はレーザーコントローラからのトリガー信号出力を、「宇宙線」は光電子増倍管からの信号をデジタル化した信号を指す。パルスレーザー照射時には図 6.13 で確認できるように 4~6 個程度の光子の照射があるとみられることから、レーザー照射時の方が宇宙線トリガーによるダークパルス測定時よりもイベントあたりのヒット数が多いことが確認できた。また、time window の調整段階を小さい値にすることで、イベントあたりのヒット数とその標準偏差が小さくなることも確認できた。(time window の調整段階)=3 では、宇宙線トリガーにおいて平均 6.6 個のヒットを記録しているが、これはチェレンコフ光のリングイメージ 1 イベントの想定光子数 $O = 10$

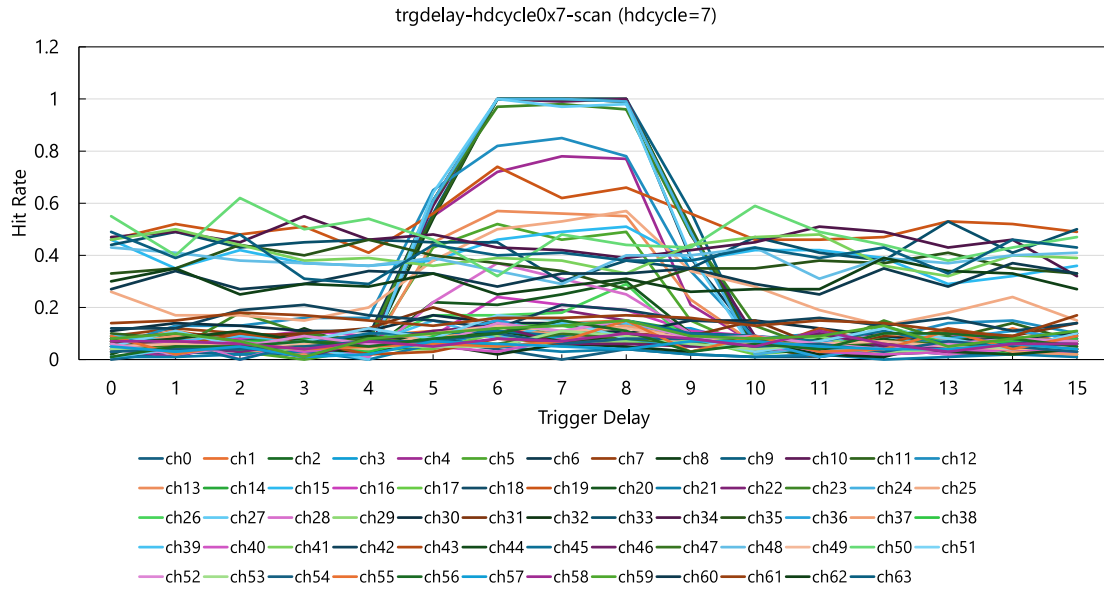


図 6.12: パルスレーザー照射時のトリガー遅延時間の調節結果

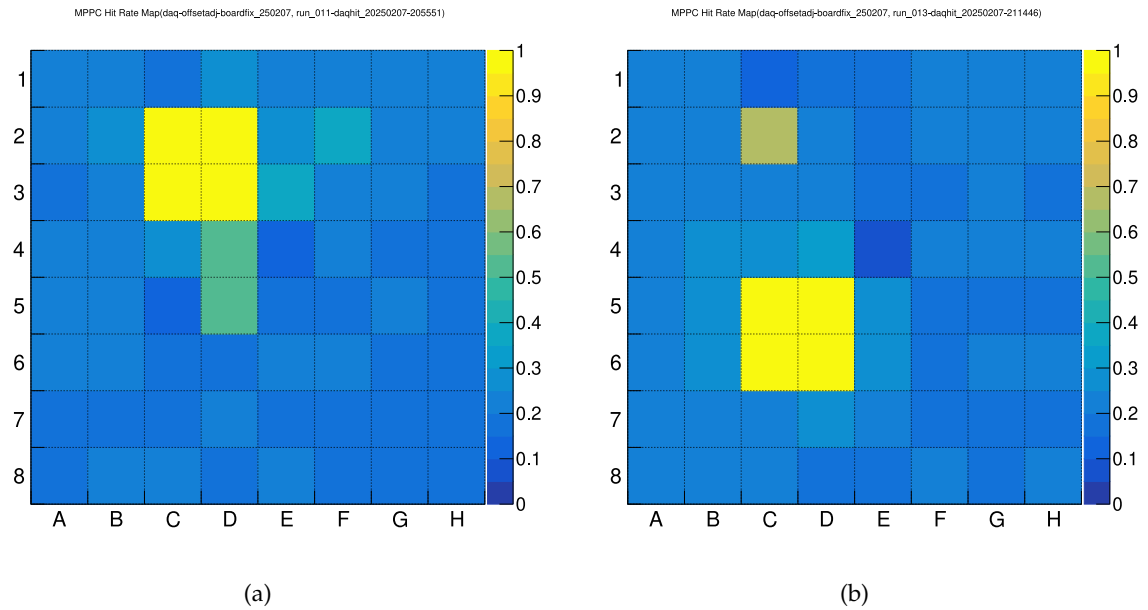
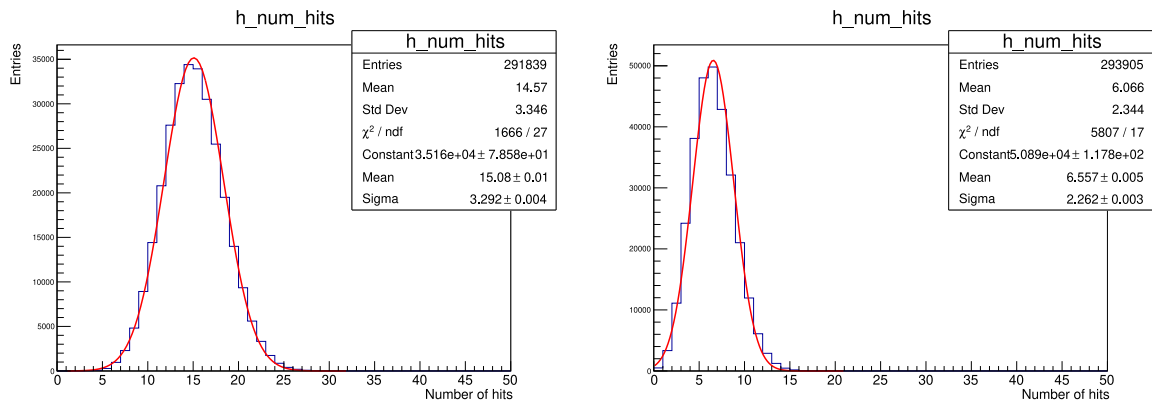


図 6.13: 同時多チャンネル読み出しによるヒットレートの測定結果の例（ファイバーの位置移動前後）

個程度を考慮すると、まだ多いといえる。本測定でのファームウェアでは、図 5.31 で示したように、パイプラインのうち最後の 4 ステージを読み出している。これは $\text{cycle} = (\text{time window の調整段階}) = 3$ においては $25 \text{ ns} \times 3 \times 4 = 300 \text{ ns}$ の幅で信号を読み出していることに相当する。MPPC "3075AE" のダークカウントレートは表 5.4 より 500 kcps であるから、300 ns 間では、64 チャンネルに対して $500 \text{ kcps} \times 300 \text{ ns} \times 64 \text{ ch} = 9.6$ 回のダークパルスが入射することが予想され、本測定結果と近い値である。



(a) (トリガー遅延)=7 step, (time window)=7 step

(b) (トリガー遅延)=10 step, (time window)=3 step

図 6.14: 宇宙線トリガーによる測定時の、イベントあたりのヒット数の分布

表 6.2: イベントあたりのヒット数の比較

トリガー遅延時間の調整段階	time window の調整段階	信号源	トリガー信号	イベントあたりのヒット数	
				平均値	標準偏差
7	7	パルスレーザー	レーザー	19.0	3.1
7	7	ダークパルス	宇宙線	15.1	3.3
10	3	パルスレーザー	レーザー	12.4	2.6
10	3	ダークパルス	宇宙線	6.6	2.3

したがって、今後チェレンコフ光のリングイメージの検出に向けては、読み出しステージ数の調整や、低ダークカウントレート（低クロストーク）のMPPCサンプルの利用、温度を下げた環境での測定などを検討する必要があると考えられる。

6.5 まとめと今後

本章では、TF01 向けの新たな評価ボードの設計、開発により、MPPC の全 64 チャンネルの同時読み出しの試験を行った。TF01 の制御および信号読み出しに成功し、threshold scan も FPGA 上で行うことができた。これは MPPC を用いた ARICH 読み出しシステムの構築といえる。

また、TF01 の増幅率調整機能およびオフセット調整機能を利用したうえで、1 光子信号のレベルに閾値電圧を設定し、パルスレーザーのトリガーを用いた光子入射位置の検出に成功した。全チャンネルのデジタル出力にノイズが確認されているが、これを避けて信号収集ができています。一方で、データ収集における 1 イベントあたりのヒット数については、time window の調整後もダークパルス由来の信号により 64 チャンネル中 6 個程度と測定されたことから、今後読み出し時間幅や、MPPC サンプルの変更とそれに合わせた閾値電圧設定が必要であると考えられる。

以上の評価結果を踏まえ、今後は実験セットアップの改良やより高ヒットレートでの読み出し試験も行い、加速器ビームを用いたチェレンコフ光のリングイメージの検出試験による性能評価を目指す。

第7章

光検出器 LAPPD の性能評価

LAPPD の性能評価は各国の研究機関で行われており、スロベニア共和国、リュブリャナに所在する Jožef Stefan Institute (以下 JSI) はその 1 つである。JSI は KEK、東京都立大学等とともに Belle II 実験に参加し、ARICH 検出器に関する研究開発、運用に携わっている機関である。本章の内容は著者が当研究所に滞在し研究したものである。

本研究における LAPPD の評価は、主に以下 3 点を目的として行った。

- LAPPD 全領域の増幅率、時間分解能の一様性の評価
- 新サンプルにおける、電極上での信号拡散の改善の確認
- ASIC と FPGA による信号読み出しシステムによる 1 光子信号検出の性能評価

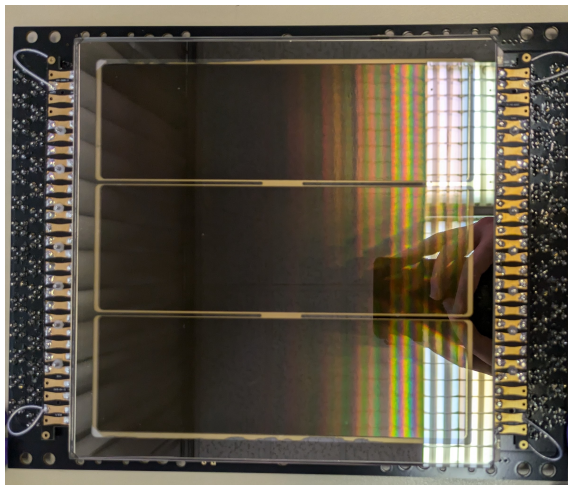
7.1 改良型 LAPPD サンプルの概要

LAPPD の全体の構造を図 7.2 に示した。光子がフォトカソードに入射後、電子が放出されると、2 層の MCP によって増幅され、セラミックのバックプレートを通り、LAPPD の裏側に密着しているプリント基板であるベースプレート (図 7.5) 上のセンシングパッドによって電気信号として読み出される。高電圧 (HV) の系統は Photocathode、MCP1 IN、MCP1 OUT、MCP2 IN、MCP2 OUT の 5 系統に分かれており、光電面、2 層の MCP への電圧印加を独立に制御することができる。

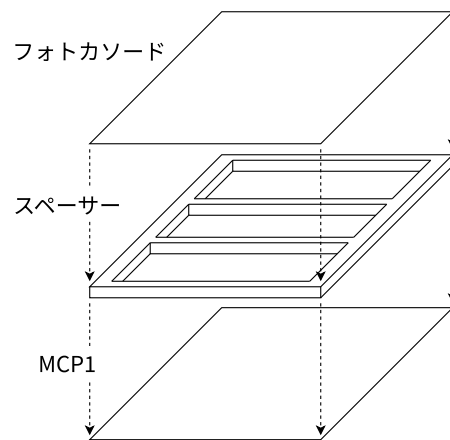
各層間にはスペーサーが設けられており、このうち最表層に存在するものは図 7.1 で示すように、2 本の平行線構造となっている。

現在の LAPPD の懸念点は、“charge sharing” と呼ばれる、1 光子由来の電子が増幅後に隣接するアノード間で共有される現象により、信号の拡散が発生している点である (図 7.2) [37]。

これまで JSI で評価が行われた LAPPD サンプルは #109 および #162 と呼ばれる。#109 の評価結果を図 7.3 に示した。左図でセンシングパッドの配置を示している。パルスレーザー光を入射した光ファイバーを D 行のセンシングパッド 1、2、3、4 に沿って移動させ、各パッドからの信号が ADC で記録された。右図は横軸でファイバーの位置 (mm)、縦軸で 4 つのパッドの ADC 値の合計に対する、パッド No.2 の ADC 値の割合を示している。2 つの図はそれぞれ同じデータを z 軸 (ADC 値のカウント数) について線形目盛、log 目盛で示したものである。パッド No.1、2、3 周辺にファイバーが位置しているときのデータであり、1 パッドは 25.4 mm 幅である。このヒストグラムより、隣接するパッド No.1、3 上にファイバーが位置しているときにも無視できない割合の信号がパッド No.2 から検出されていることがわかる。



(a) #172 サンプルの表面から撮影した画像



(b) 最表層のスペーサーの概念図

図 7.1: #172 サンプルのスペーサーの構造

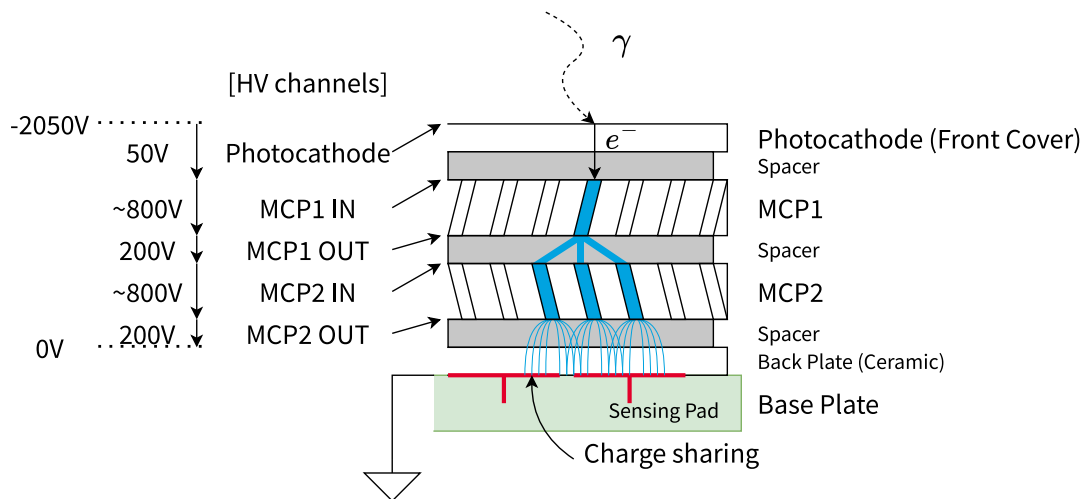


図 7.2: LAPPD の断面の概念図

今回、INCOM 社はこの信号拡散の改善のため、サンプル#172 を製作した。本研究では#172 を用いて、基本的な評価を行った。信号読み出しを行うセンシングパッドのまわりの構造を図 7.4 に示した。サンプル#109 と#162、#172 の違いはバックプレートの厚さであり、5 mm から 2 mm に変更されている。

本測定では、サンプル#109 や#162 の測定では行われていなかった、LAPPD の全領域の評価を目的とした。

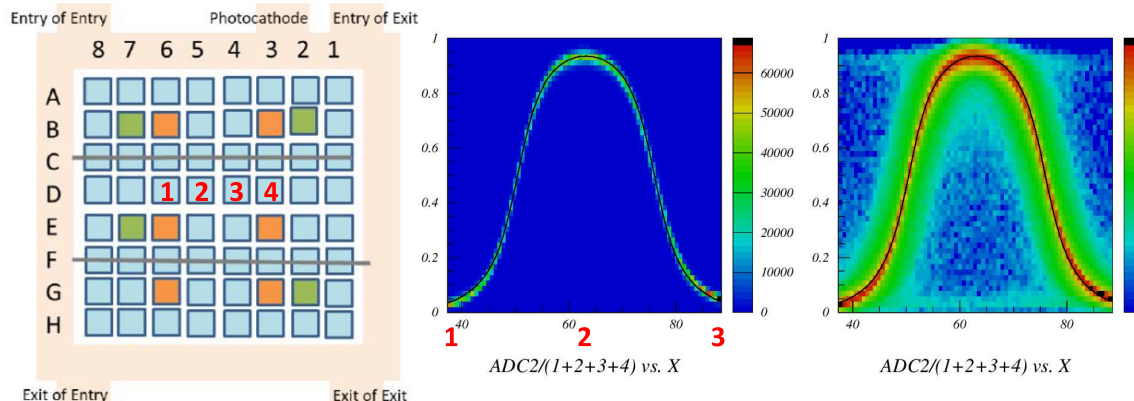


図 7.3: 先行研究での LAPPD #109 における信号拡散の評価 [38]

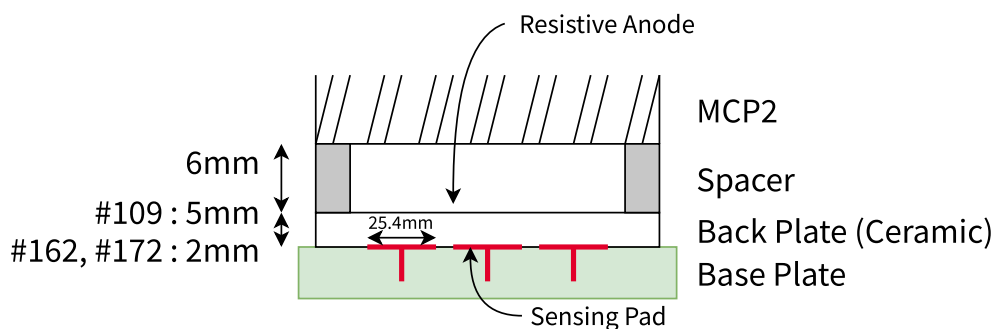


図 7.4: LAPPD サンプルの違い

7.2 #172 サンプルの性能評価

7.2.1 実験セットアップ

実験セットアップは図 7.8 に示したとおりである。LAPPD サンプルを暗箱の中に設置し、光ファイバーが LAPPD の光電面の全領域に到達できるように、30 cm ステージを x 、 y 方向に、20 cm ステージを z 方向に設置した。LAPPD の各センシングパッドと軸の向きは図 7.6 のように定めた。なお、図 7.3 とは裏向きに表示しているため、パッドの x 方向の配置が逆になっている。

パルスレーザーの強度は、各チャンネルに照射したときに 1 個程度の光子が検出されるように調整した。LAPPD からの信号は VME 上の ADC モジュール（積分型）と CAMAC 上の TDC モジュールによって読み出され、パルスレーザーから出力されるトリガー信号を用いてデータ取得を行った。LAPPD のベースプレートは交換可能であるため、センシングパッドの形状や位置は、ベースプレートの設計により変更可能である。本節の測定では、INCOM 社製の 8×8 チャンネルのベースプレート（図 7.5）を用いた。各 pad は $25.4 \text{ mm} \times 25.4 \text{ mm}$ の面積をもつ。ADC、TDC モジュールはそれぞれ 8 チャンネルのみ同時に接続可能であるため、全 64 チャンネルの評価のため 8 回に分けて測定を行った。

また、LAPPD に印加する高電圧は図 7.2 に示した各系統について、「MCP2 OUT / MCP2 IN / MCP1 OUT / MCP1 IN / フォトカソード」の順に 200/825/200/825/50 V と設定した。用いたコントローラは

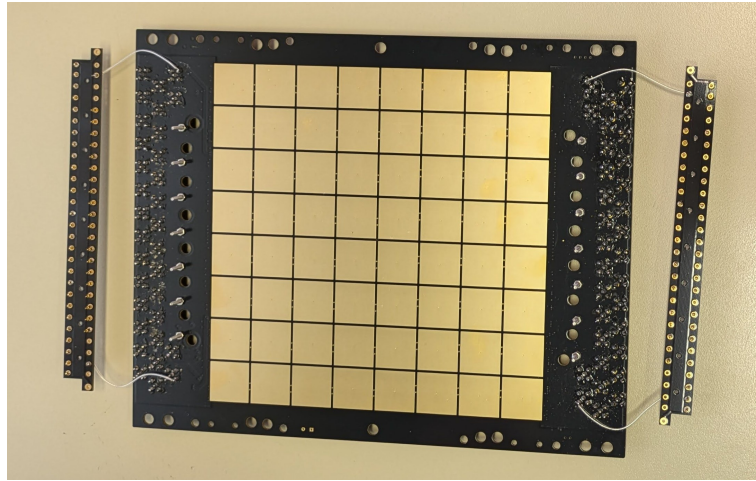


図 7.5: LAPPD #172 サンプルに用いたベースプレート

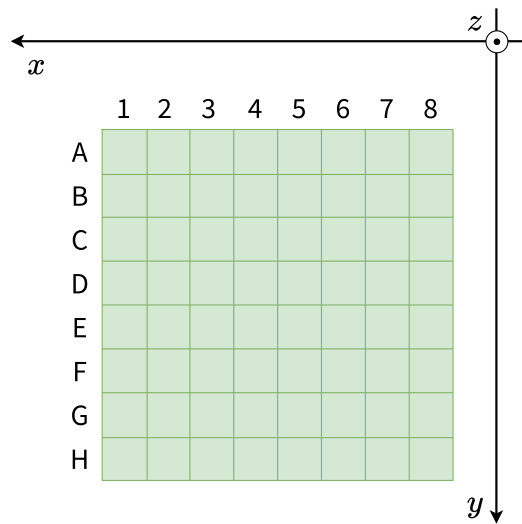


図 7.6: LAPPD #172 で用いたセンシングパッドの配置と、ステージの軸の向きの定義

CAEN HiVolta (DT1415ET) である。

7.2.2 全領域の増幅率

光ファイバーを順番に各チャンネルの中央に移動させて測定を行い、得られた ADC ヒストグラムをフィッティングすることによって各チャンネルの増幅率を評価した。第 5 列の結果を図 7.10 に示す。LAPPD の ADC 分布は MPPC とは異なり、2 光子以上の信号が十分少なく、1 光子信号と、MCP 表面での後方散乱による分布のみが確認できる。

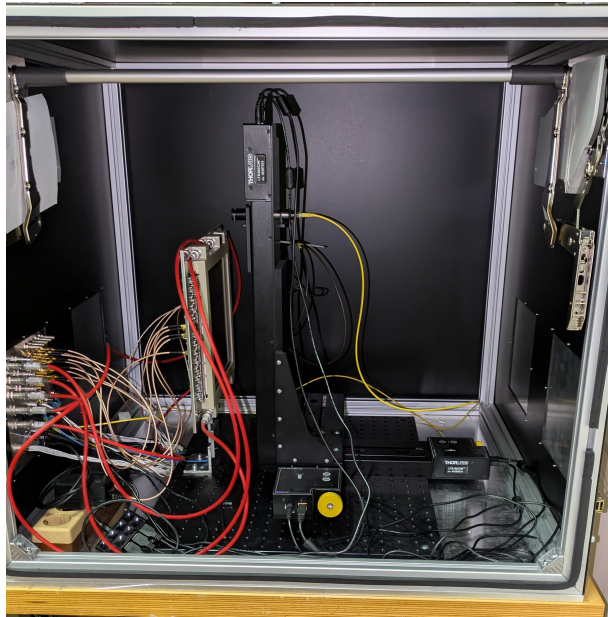


図 7.7: LAPPD #172 サンプルの実験セットアップの画像

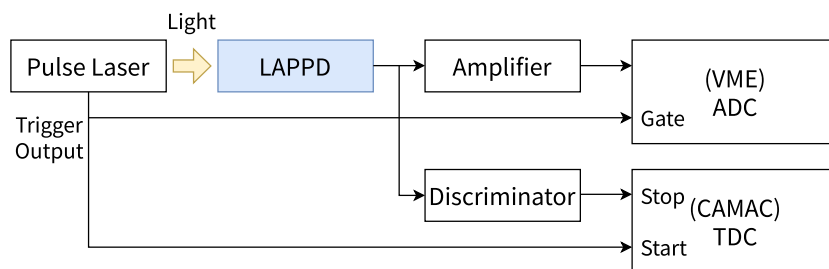


図 7.8: LAPPD #172 サンプルの実験セットアップ

ADC ヒストグラムのフィッティング

ADC ヒストグラムのフィッティング関数には Polya 分布の確率密度関数を用いた。これは $x + n - 1$ 回の試行において x 回の失敗と $n - 1$ 回の成功があり、 $x + n$ 回目の試行で成功する確率を示す。MCP-PMT 等の電子増幅による波高分布によくフィットすることが知られている [39]。さらに、ベDESTAL の影響を考慮するため、実際には Polya 分布に指数関数を足した関数を用いた結果を採用した。

Polya 分布の確率密度関数の表式には、ROOT で負の二項分布 (Negative Binomial Distribution) の定義として採用されている式 (7.1) を採用した。

$$P(x) = \frac{(x + n - 1)!}{x!(n - 1)!} p^n (1 - p)^x \quad (7.1)$$

このとき、増幅率を相対的に評価するパラメータとして Polya 分布の平均値では、ADC 分布のうち 1 光子信号だけではなく後方散乱などの影響を受けやすいため、モード (最頻値) を採用した。これは式 (7.2) のよう

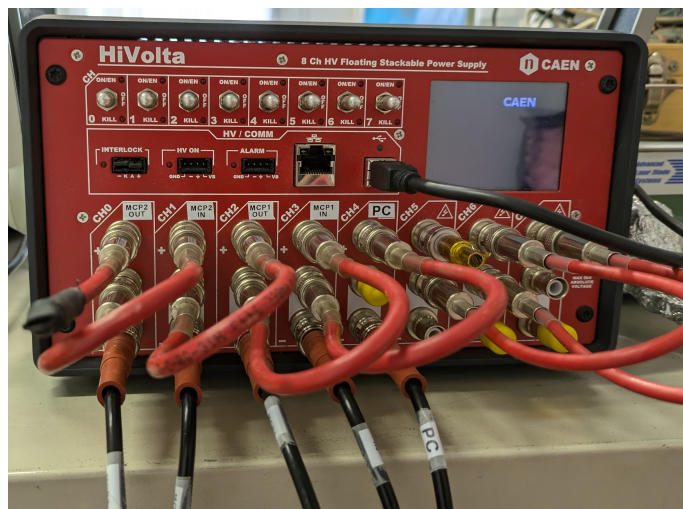


図 7.9: LAPPD への高電圧供給用コントローラ CAEN HiVolta (DT1415ET)

に表示される。

$$\text{Mode} = \frac{(n-1)(1-p)}{p} \quad (n > 1) \quad (7.2)$$

この結果より、ヒストグラム上で、ペDESTALとは分離して明確に波高値のピークが確認できるチャンネルについては、1光子信号の識別に十分な性能をもっているといえる。逆に波高値が小さく、ペDESTALと区別できないチャンネルについては、1光子信号の識別が難しいと考えられ、図 7.10 においてはチャンネル No.4、5 は十分な性能が確認できなかった。

各列の ADC 分布の比較

測定は8チャンネルごとに行っているため、第6列についても同様に測定し、結果は図 7.11 のようになった。このときはチャンネル No.4、5 は十分な大きさのピークを確認できたが、チャンネル No.3、6 が低い増幅率となった。このことから、低増幅率は信号読み出しモジュールに起因するものではないと考えられる。

また、同列について、フォトカソードに印加する電圧値を 50V から 100V に変更したときのチャンネル No.3、6 の ADC ヒストグラムを図 7.12 に示した。同様に MCP に印加する電圧値を変更したときの結果を図 7.13 に示した。チャンネル No.3 が C6、No.6 が F6 に対応する（電圧の表示は「MCP2 OUT / MCP2 IN / MCP1 OUT / MCP1 IN / フォトカソード」の順）。

以上の結果において、フォトカソードに印加する電圧値を変更しても ADC ヒストグラムに大きな変化は見られなかったが、少なくとも MCP2 の電圧を大きくした図 7.13e、7.13f、7.13g、7.13h では、チャンネル No.3、6 の ADC ピークが若干大きくなり、1光子信号の波高も確認できた。このことから、実際に LAPPD の各層に印加されている高電圧値に異常があるのではなく、第6列におけるチャンネル No.3、6 では入射・検出されている信号数が少ないと考えられる。また、MCP への印加電圧値を変更しても、電圧値変更前の他のチャンネルに比べると検出された波高は小さいため、1光子信号の識別においては、同一の閾値を用いた他のチャンネルとの同時読み出しが困難であると考えられる。

lappdfull-172_082

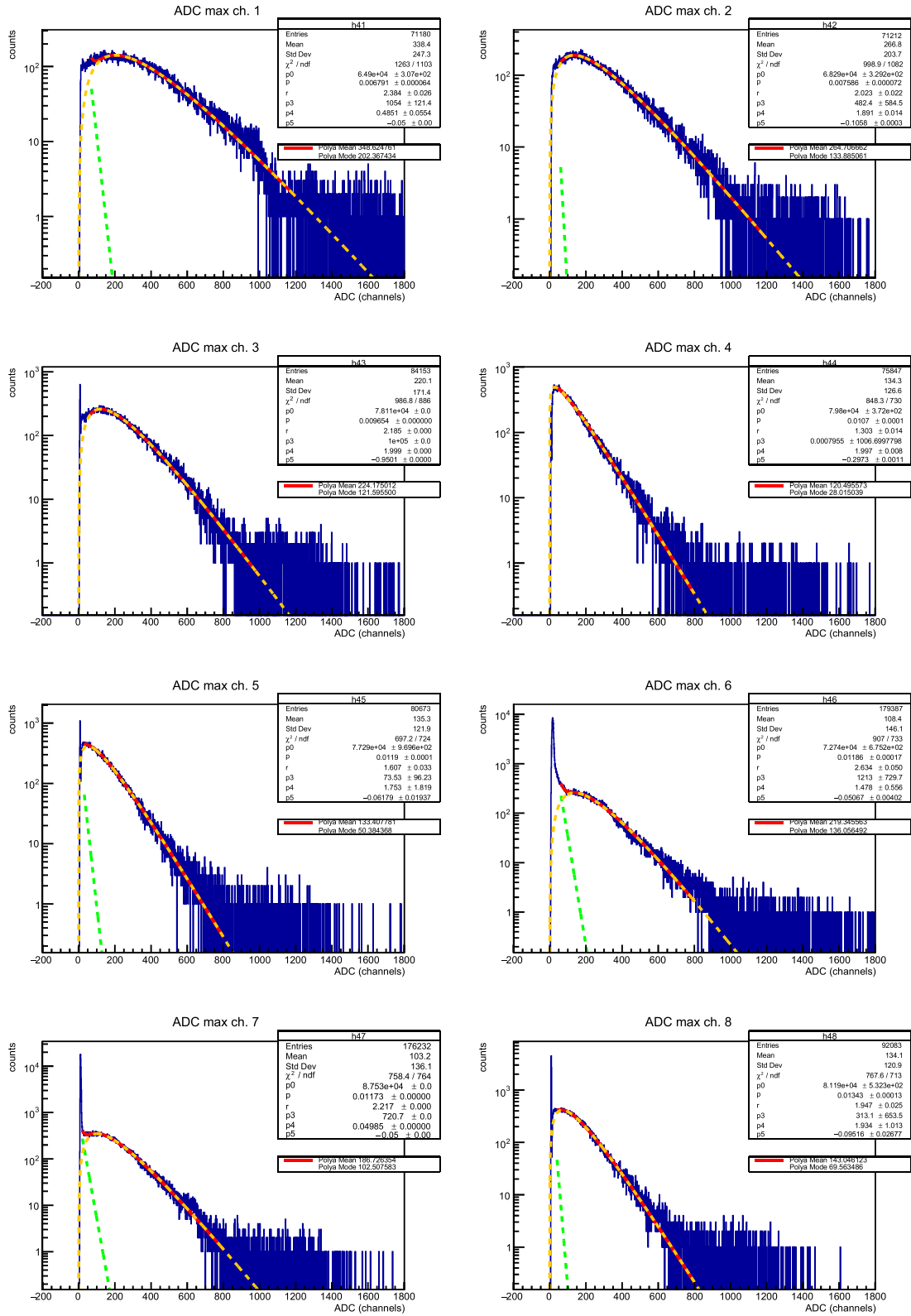


図 7.10: LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 5 列の結果)。オレンジで Polya 分布と指数関数の和でのフィットを示す。そのうち Polya 分布、緑で指数関数部分を描写した。

lappdfull-172_079

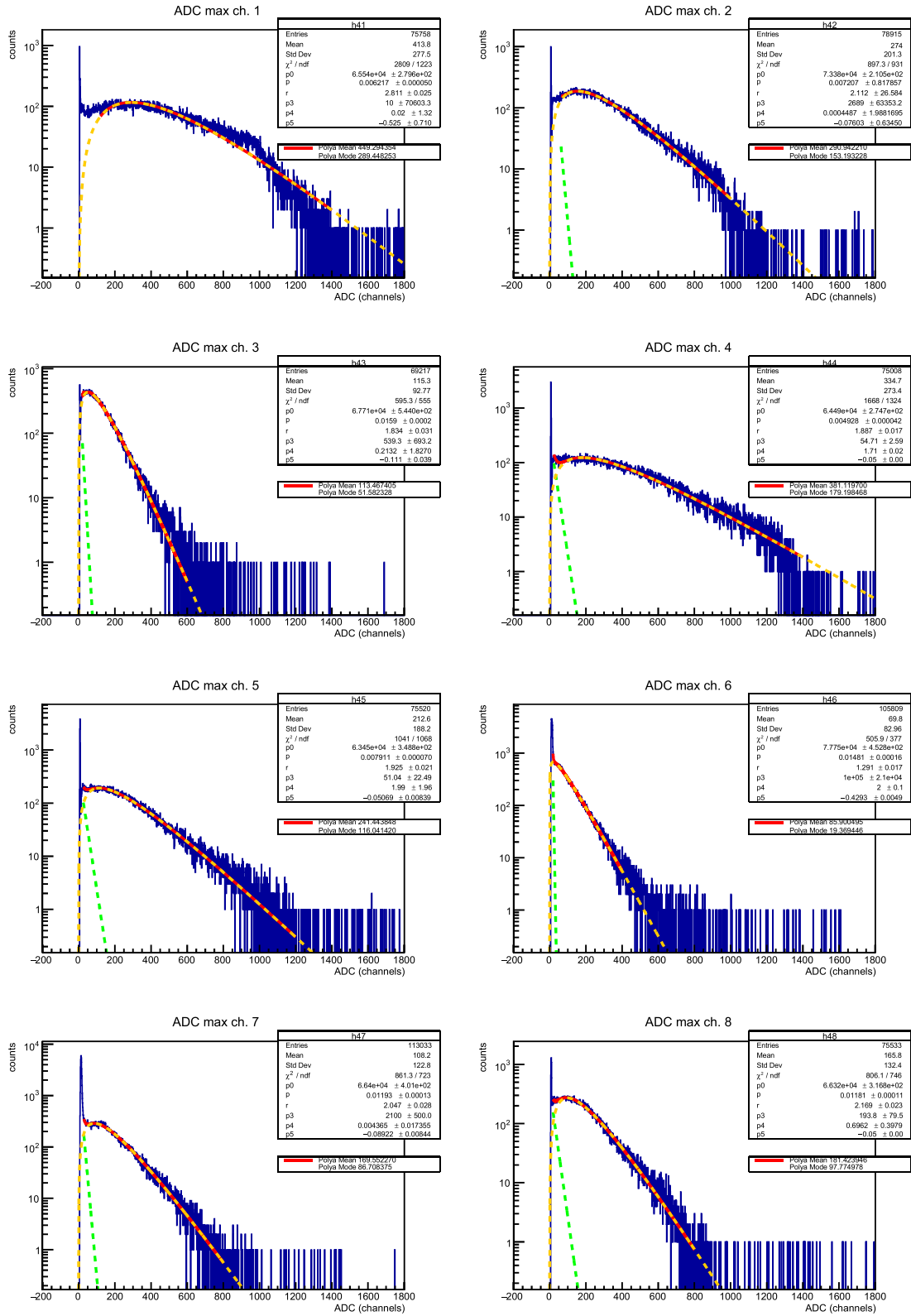


図 7.11: LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 6 列の結果)

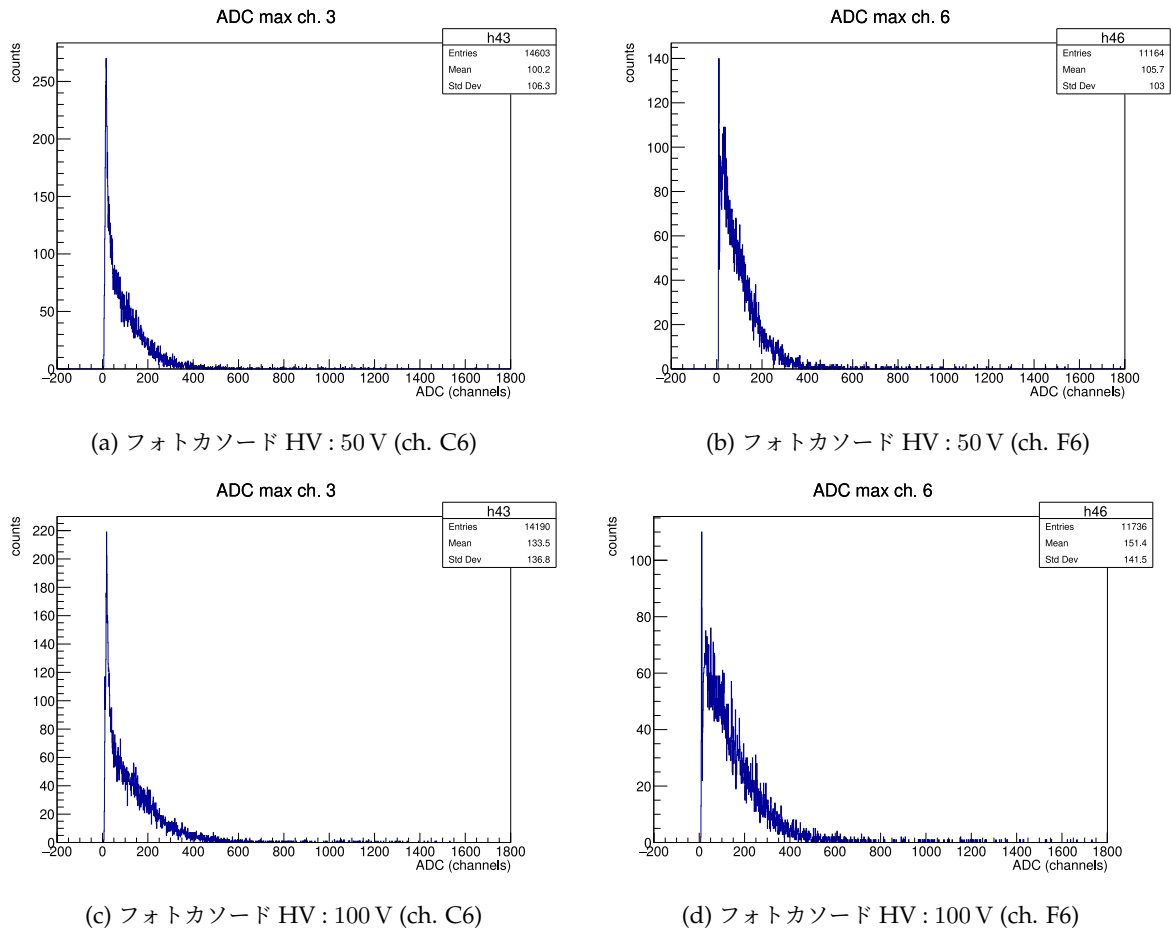


図 7.12: フォトカソード電圧の変化前後の ADC ヒストグラムの比較

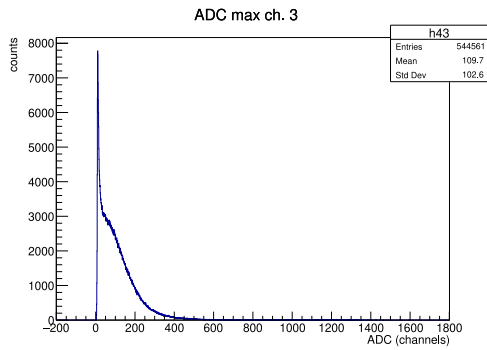
全チャンネルの測定結果

よって、本測定では全チャンネルを同一の条件で測定し、低増幅率チャンネルの位置、性質を明らかにするため、HV の設定は 200/825/200/825/50 V と統一して残りのチャンネルも測定を行った。

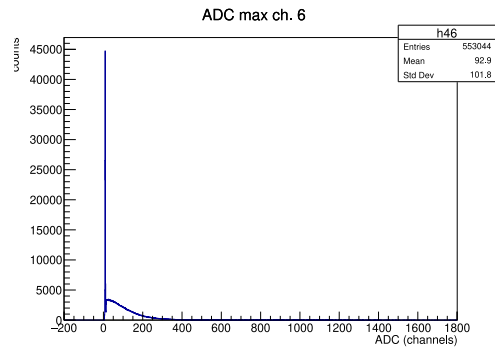
以上の測定・フィッティングによる全 64 チャンネルの増幅率の測定結果を図 7.14 に示した。これは図 7.10 と同様に、Polya 分布フィッティングの結果のモードの値を表示したものである。先述したように、各チャンネルの中央にそれぞれ光を照射して測定したため、この図は光の照射位置に依存するものではない。多くのチャンネルで十分な増幅率をもち、ARICH における 1 光子信号の識別には十分であると考えられるが、図 7.10 のチャンネル No.4, 5 (D5, E5) を含め、LAPPD の対角線上に存在する 16 個のチャンネルは ADC 値で 55 以下の増幅率であり、特に低い増幅率をもつてであることがわかる。

対角線上以外に位置するチャンネルについては、上部の方が比較的高い増幅率、下部の方が低い増幅率であるとみることもできるが、十分な波高をもっており 1 光子信号の識別には問題のない程度のばらつきであると考えられる。

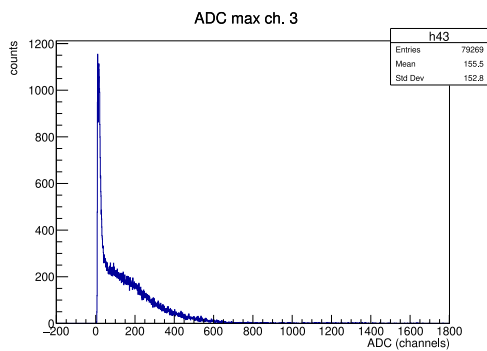
光ファイバーを y 方向に連続的に移動しながら ADC 値の測定を行った結果を図 7.15 に示す。これは第 5



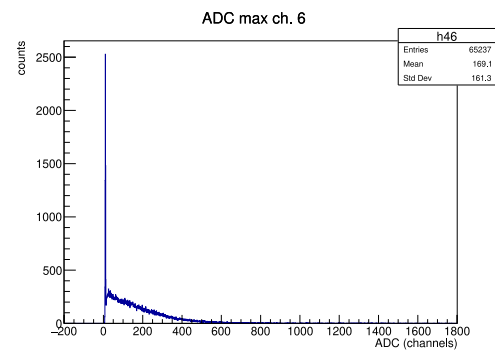
(a) HV : 200/825/200/825/50 V (ch. C6)



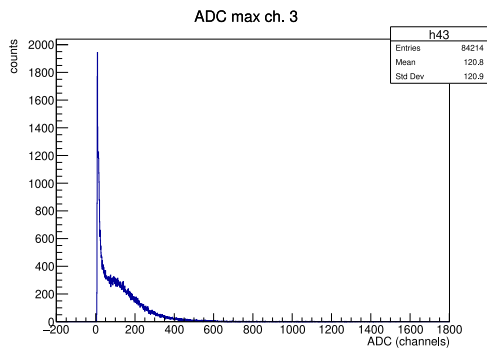
(b) HV : 200/825/200/825/50 V (ch. F6)



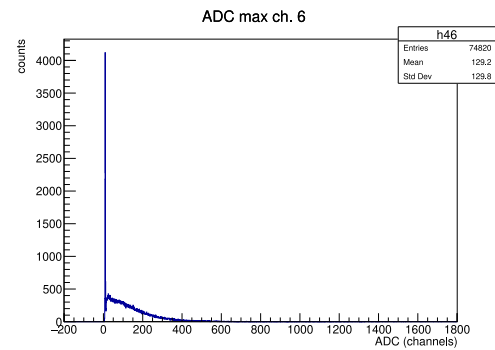
(c) HV : 200/850/200/825/50 V (ch. C6)



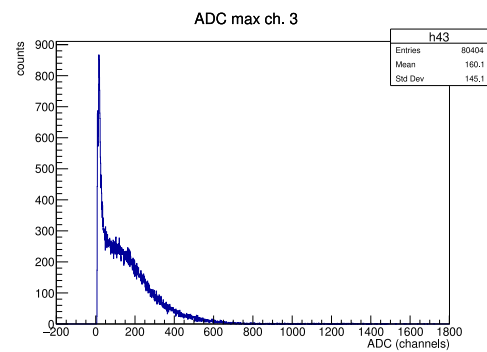
(d) HV : 200/850/200/825/50 V (ch. F6)



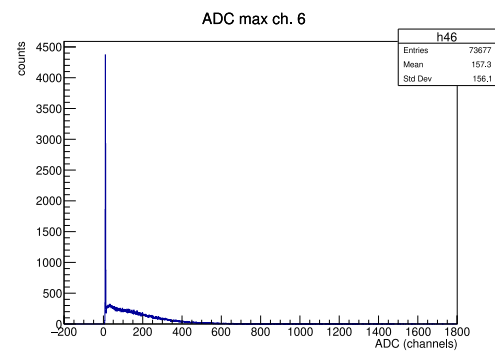
(e) HV : 200/850/200/800/100 V (ch. C6)



(f) HV : 200/850/200/800/100 V (ch. F6)



(g) HV : 200/860/200/800/100 V (ch. C6)



(h) HV : 200/860/200/800/100 V (ch. F6)

図 7.13: MCP 電圧の変化前後の ADC ヒストグラムの比較

LAPPD Map (lappdfull-172, gainnew)

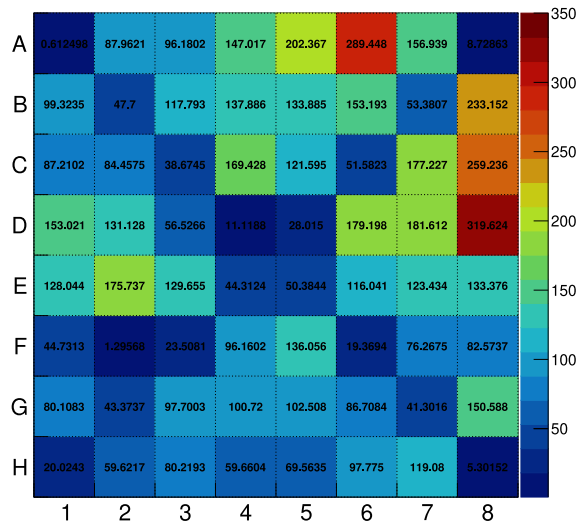


図 7.14: LAPPD #172 サンプルの増幅率の分布

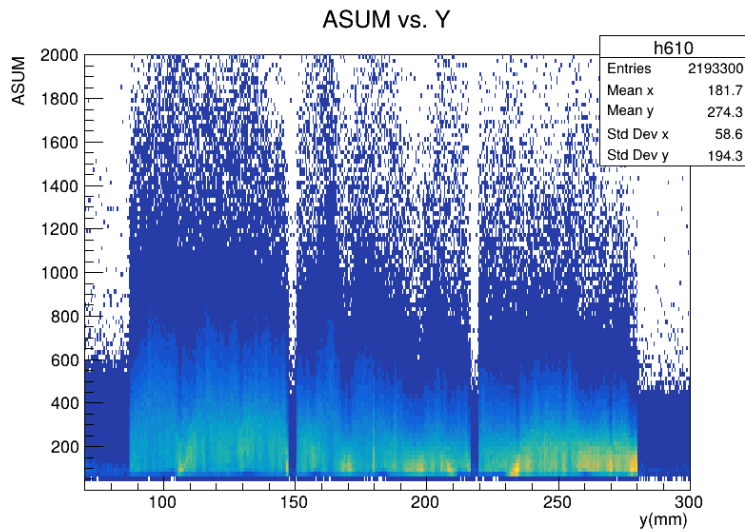


図 7.15: A5 → H5 チャンネルの増幅率合計と、 y 方向のファイバーの位置の対応 (LAPPD #172 サンプル)

列についてチャンネル A5 から H5 にかけてファイバーを移動させたときの、全 8 チャンネルの ADC 値の合計を示している。この図からも、上部 (y 座標が小さい方) から下部 (y 座標が大きい方) にかけて、ADC 値が低くなる傾向があることがわかる。なお、2 箇所あるすきま状の ADC 値降下は、表面の平行線構造のスペーサーに起因するものである。

7.2.3 有感面積

図 7.1 で示したように、サンプル#172 における光電面の直下のスペーサーは、2 本の平行線の構造になっている。これは#109 より前のサンプルでは、全てのスペーサーが図 4.5 で示したように対角線構造になっていたのに対し、変更されたものである。しかし、図 7.14 の示す結果は、LAPPD 内部に対角線状の構造が存在することを示唆する結果となった。

光の照射位置と ADC 値の関係を調べるため、 y 軸方向に連続的に光ファイバーの位置を移動させて測定を行った。対角線上 (チャンネル B7)、平行線のスペーサー上 (C7)、どちらでもない通常のチャンネル (E7) についての ADC ヒストグラムの測定結果を図 7.16 に示す。それぞれ横軸が光ファイバーの y 座標、縦軸が ADC チャンネル、 z 軸が ADC カウント数を示す。各チャンネルの y 座標は B7 が $y = [107.0, 132.4]$ mm、C7 が $y = [132.4, 157.8]$ mm、E7 が $y = [183.2, 208.6]$ mm である。座標の零点は LAPPD の検出領域ではなく、ファイバーを移動させるステージの原点である。

平行線構造のスペーサーのチャンネルでは、3 mm の幅で、明瞭に波高値がほぼ 0 となっていることが確認できた。一方、対角線上のチャンネルでは、対角線が通るチャンネルの中央付近で波高値が低くなっているが、平行線構造による影響と比べ、連続的に ADC 値が変化し、中央から ± 7 mm で ADC 値が最大となることが確認できた。これは、LAPPD 内部のスペーサー構造の情報は INCOM 社から公開されていないが、対角線状のスペーサー構造が光電面の直下ではなく、MCP の下の層に 1 層または 2 層存在することにより、直上または隣接領域からの電子が、MCP で増幅後に散乱されて検出されているためであると考えられる。特に、1 光子信号の識別が困難な領域は、LAPPD の外枠を座標系とした縦軸または横軸方向にチャンネルの中央 5 mm 幅程度の領域である。

また、 x 方向に光ファイバーを連続的に移動させた場合の ADC ヒストグラムは図 7.17 のようになった。対角線上のチャンネル D4 の x 座標は $[109.2, 134.6]$ 、通常のチャンネルの例である D6 の x 座標は $[58.4, 83.8]$ である。 x 方向についても y 方向と同様に、対角線がセンシングパッドの中央を通る場合、中央から ± 7 mm 程度の領域で ADC 値が最大となり、中央 5 mm 幅程度は 1 光子信号の識別が困難である。

これを確かめるため、光子の入射位置 (光ファイバーの設置位置) を各センシングパッドの中央から x 軸方向に +7 mm ずらして ADC 測定を行った。第 7 列について測定を行い、ずらす前が図 7.18、ずらした後が図 7.19 となった。第 7 列についてはチャンネル No.2、No.7 が対角線上のセンシングパッドである。図 7.18 においては、それぞれの Polya 分布フィット結果による Mode の値は 53.38、41.30 であったが、図 7.19 においてはそれぞれ 140.6、89.25 となり、2 倍以上の改善が見られた。これより、対角線状の構造による影響は、構造付近以外には及んでいないことが確認できた。

以上の測定で判明した、1 光子に対する不感領域の配置の概念図を図 7.20 に示す。2 本の平行線のスペーサーと、対角線状の低増幅率領域を反映したものであり、LAPPD の光電面の 1 辺が 195 mm であることを考慮すると、不感領域の合計は 3035 mm^2 と求められた。総面積が 38025 mm^2 であることから、不感領域率は 8.0%、有感面積率は 92% と求められた。このとき、ベースプレート上の各センシングパッド間の領域を考慮しないものとした。不感領域のうち対角線状構造による領域 (平行線構造との重複領域を除く) の面積は 1865 mm^2 で、全体の 4.9% を占める。INCOM 社の製造情報では、有感面積率は 97% であるとされており、対角線状構造による増幅率の現象が考慮されていないものと考えられる。

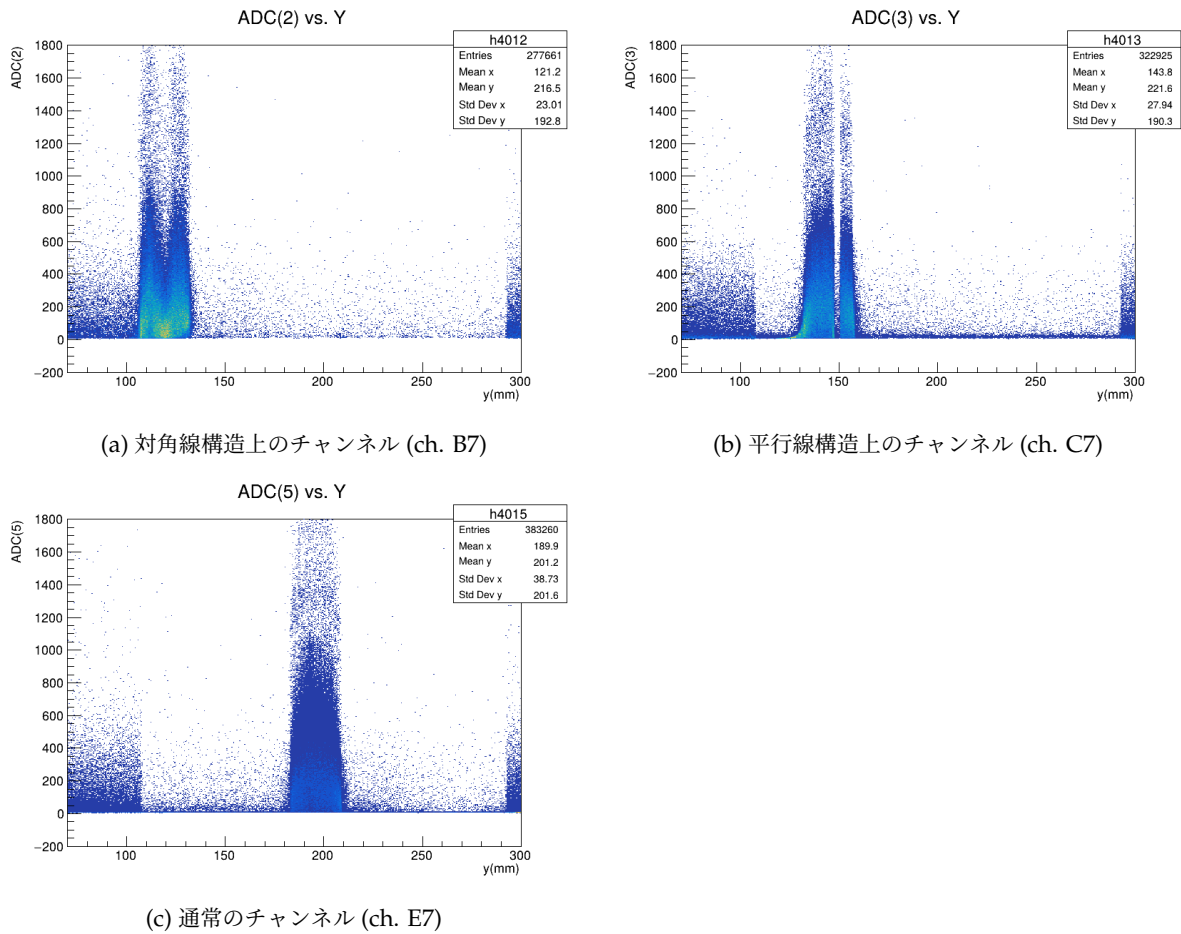


図 7.16: 光ファイバーの y 方向スキャンによる ADC ヒストグラムの例

7.2.4 信号拡散

LAPPD #172 による信号拡散の測定

7.1 節までに説明したように、本研究の目的の 1 つは LAPPD #172 サンプルの信号拡散を評価することである。今回は光ファイバーを連続的に移動させたときの、各センシングパッドの ADC 値の変化の測定を行った。

チャンネル A5→H5 (第 5 列) の 8 チャンネルについてスキャンを行ったときの、各センシングパッドの ADC 値の、全 ADC 値の合計に占める割合を示した結果を図 7.21 に示す。この図における立ち上がり、立ち下がりの傾きが小さいと信号が隣接するチャンネルからも読み出されていて、信号拡散が大きいことを示す。逆に、立ち上がり、立ち下がりの傾きが大きいと信号が隣接するチャンネルから読み出されていないことを示し、位置分解能向上のためには傾きは大きい方が望ましい。

このとき、横軸の y 座標は 0.5 mm ごとにプロットしている。ヒストグラムを横軸の各 y 座標のビンについて縦軸に射影すると各ビンの ADC 割合の分布を得ることができる。これをそれぞれガウス分布でフィットしたときの平均値、すなわち各座標における ADC 割合の平均値をプロットし、以下の式 (7.3) でフィットした。

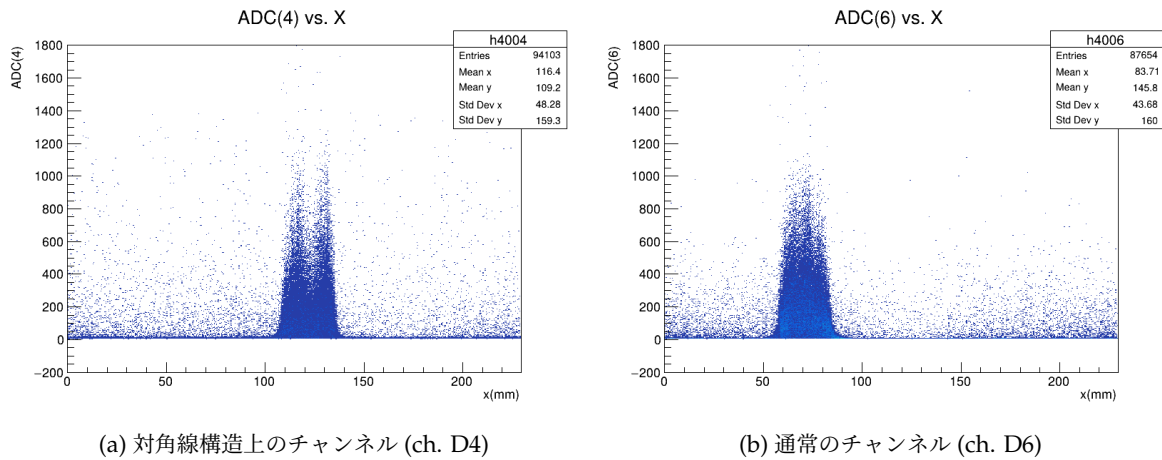


図 7.17: 光ファイバーの x 方向スキャンによる ADC ヒストグラムの例

表 7.1: 7.21 の y 軸方向スキャンによる ADC 値の割合のフィット結果

Ch. No.	第 5 列		第 6 列	
	a_1	a_3	a_1	a_3
1		0.59		0.43
2	0.60	0.59	0.43	0.40
3	0.24	0.24	0.32	0.33
4	0.24	0.24	0.40	0.40
5	0.33	0.39	0.48	0.40
6	0.44	0.44	0.35	0.35
7	0.24	0.24	0.26	0.27
8	0.48		0.32	

$$f(y) = a_0 \{ \arctan(a_1(y - a_2)) - \arctan(a_3(y - a_2 - 25.4)) \} + a_4 \quad (7.3)$$

但し a_i ($i = 0, 1, 2, 3, 4$) はフィットのパラメータである (a_2 のみ [mm]、他は無次元量)。2つある $\arctan(y)$ はそれぞれ ADC 割合分布の立ち上がりと立ち下がりに対応し、両者の y 方向の位置のずれがセンシングパッドの 1 辺の長さ 25.4 mm に対応することを反映している。このフィット結果を、元の 3 次元プロット上に赤線で描画したものが図 7.21 である。

この表式は粗い近似式であるが、 a_1 を立ち上がりの傾き、 a_3 を立ち下がりの傾きを示すパラメータとして取り扱うことができる。図 7.21 に示した第 5 列の結果に加えて第 6 列についても同様にフィットした結果は表 7.1 のようになった。但し、チャンネル No.1 の立ち上がり、No.8 の立ち下がりについては LAPPD の感度領域外であるため、フィットは行っていない。このうち第 5 列についてはチャンネル No.4、5 が、第 6 列についてはチャンネル No.3、6 が対角線上のチャンネルである。これらのチャンネルと、通常のチャンネルでフィット結果に有意な差は確認されなかった。

lappdfull-172_066

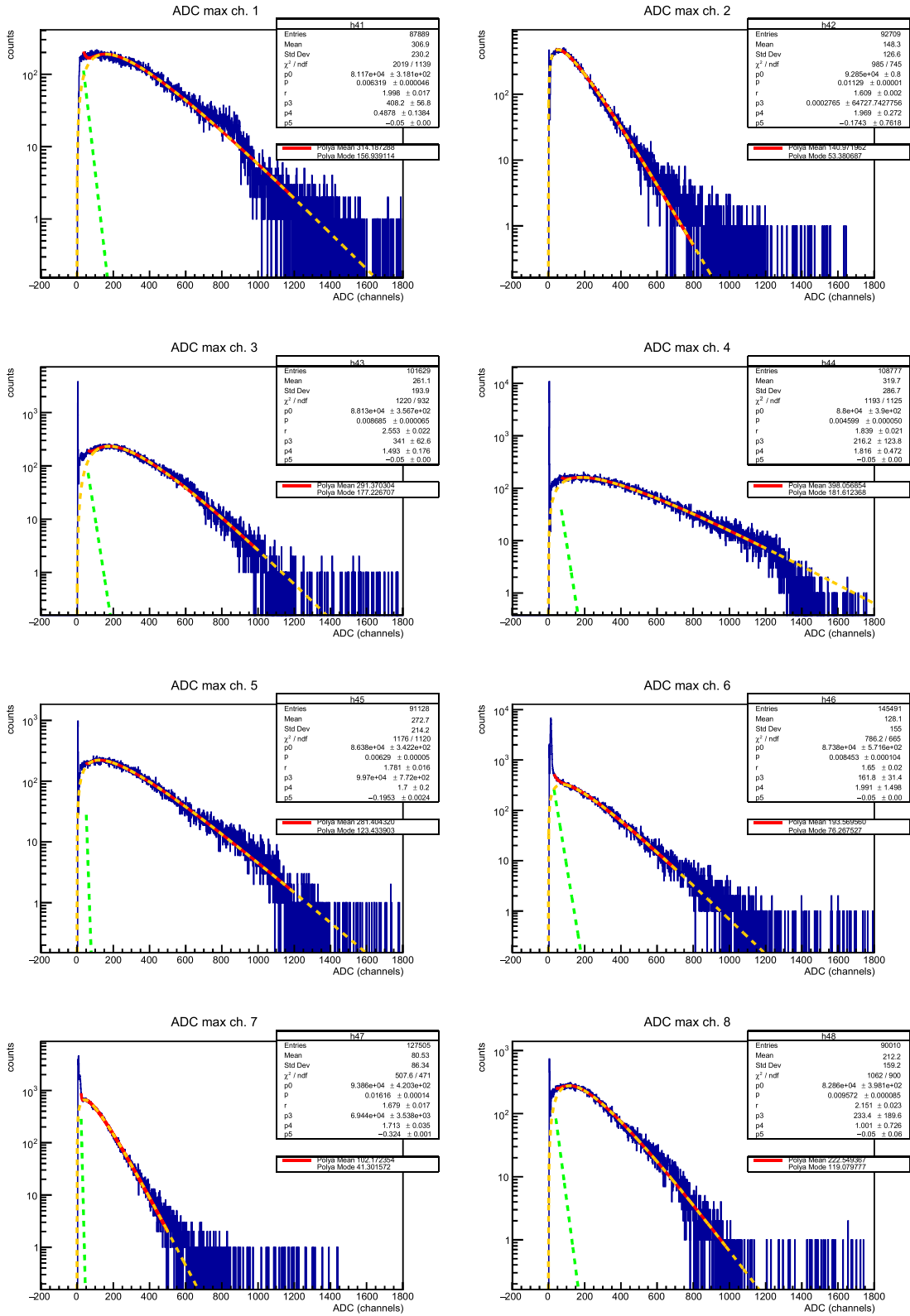


図 7.18: LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 7 列の結果)

lappdfull-172_078

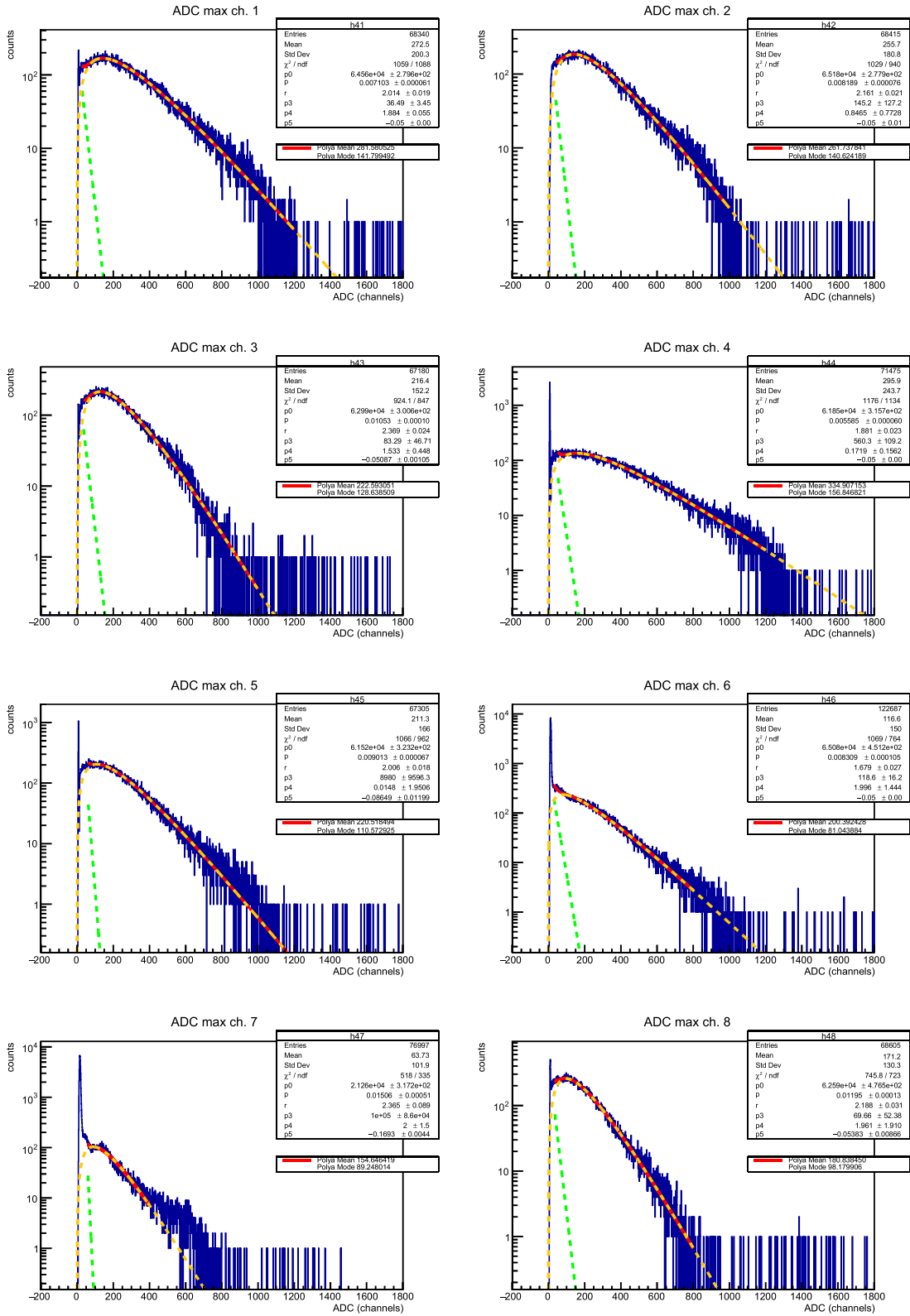


図 7.19: LAPPD #172 サンプルの ADC 分布 (第 7 列の結果、入射位置を中心から 7 mm 移動)

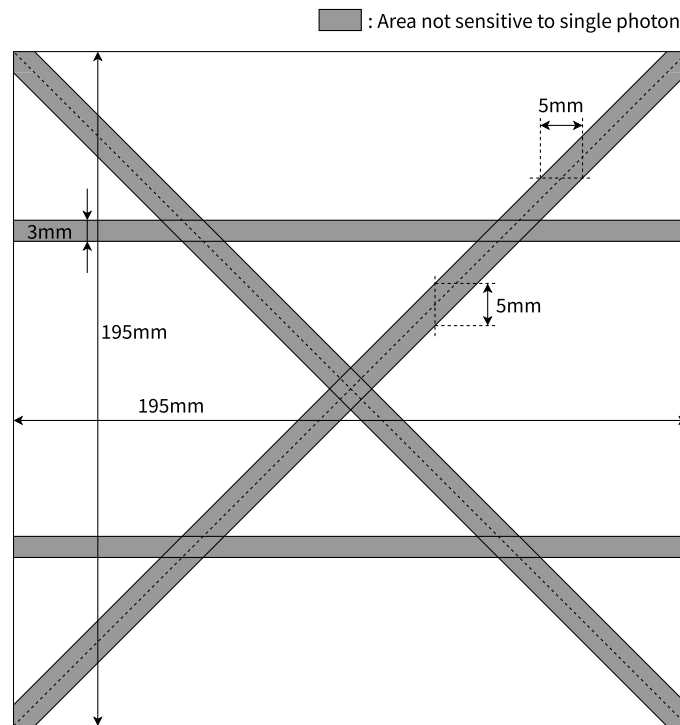


図 7.20: LAPPD #172 サンプルの 1 光子識別困難な領域の配置概念図

LAPPD #162 による信号拡散の測定

以上の#172 による測定と同様に#162 についても測定を行った。但し#162 については図 7.22 に示す、JSI で製作されたベースプレートを用いて測定を行った。本ベースプレートは、INCOM 製のベースプレートと同様の 25.4 mm × 25.4 mm のセンシングパッドの他に、5 mm × 50.8 mm のパッドや、後述する信号読み出しシステムに対応したパッドと、コネクタを備えている。

本測定では、#172 の測定と並行して測定を行うため、異なるステージを用いた。ステージの可動領域の制約から、1 列 8 チャンネルを同時に測定することはできず、3 チャンネル分のみに対してファイバーを連続的に移動させて測定を行った。用いたセンシングパッドは#172 の測定と同様に 25.4 mm × 25.4 mm のものであり、F4、F5、F6 に相当するチャンネルである (x 軸方向)。

測定結果は図 7.23 に示す。この図においても、各センシングパッドの ADC 値が全測定チャンネルの ADC の合計に占めるの割合を示しているが、3 チャンネルのみ測定しているため、他チャンネルのノイズの寄与の大きさが異なる。なお、光を照射しているチャンネルと、チャンネルの端に照射しているときの隣接チャンネルを除き、照射されていないチャンネルからの信号は十分小さいと考えられる。

また、同様にフィッティングを行った結果は表 7.2 のようになった。本結果でのチャンネル No.2 が図 7.21 のチャンネル No.6 (第 5 列、チャンネル F5) に相当する。

#162 の結果と#172 の結果は、測定チャンネル数が異なり単純比較はできないが、少なくとも#172 で信号拡散が改善はしていないと考えられる。図 7.21 を見ると、フィッティング関数は立ち上がり・立ち下がりのペー

lappdfull-172_035

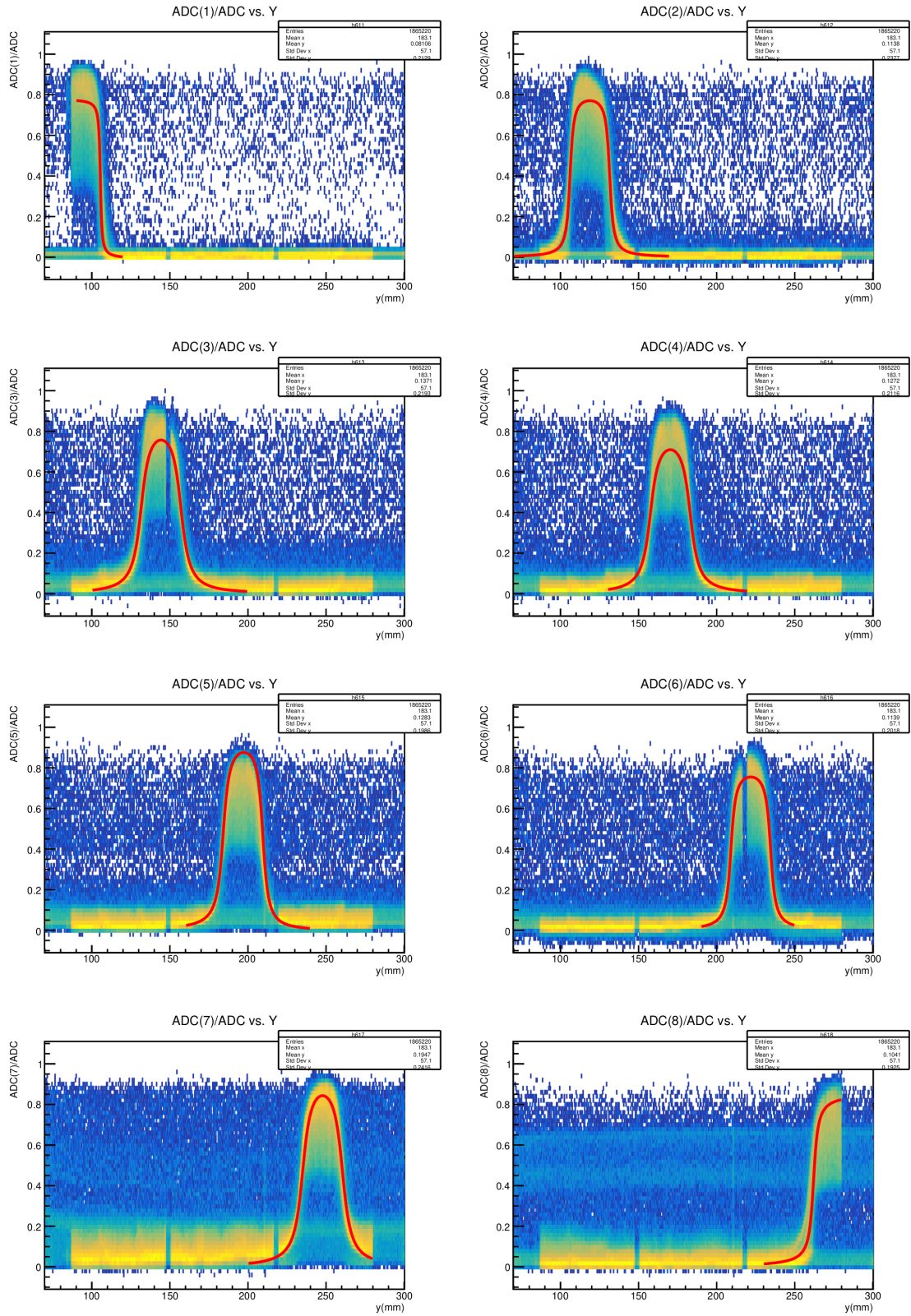


図 7.21: LAPPD #172 サンプルの各チャンネルの ADC 値の割合の y 軸方向スキャン結果 (A5 → H5)

表 7.2: 7.23 の x 軸方向スキャンによる ADC 値の割合のフィット結果 (#162)

Ch. No.	a_1	a_3
1		0.72
2	0.60	0.52
3	0.48	

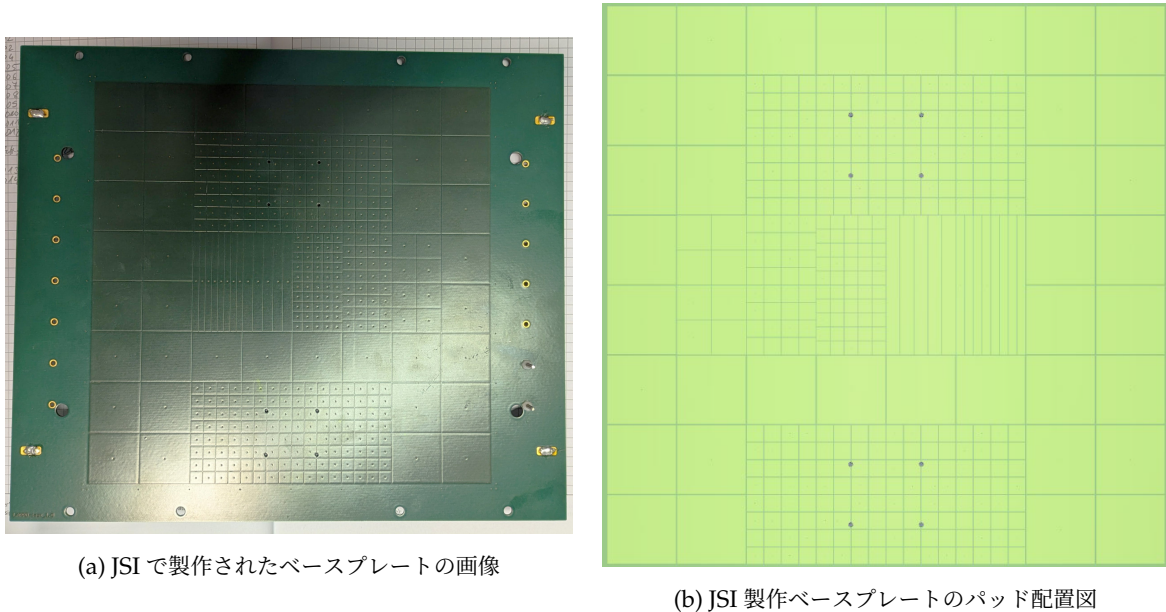


図 7.22: JSI で製作されたベースプレート

スライン付近の分布を表現できていないことがあり、波高値の小さい信号による拡散の影響が考えられる。また、#172 の ADC 値の分布ではセンシングパッドの中央部分でも ADC 値にばらつきがあり、#162 よりも波高値に差があると考えられる。但し不感領域を除き、1 光子信号として閾値を設定するには十分な波高であると考えられる。

先行研究 [37] では、現状の信号拡散の程度でも、隣接するパッドからの電荷量の情報を用いることで、 $6.35 \text{ mm} \times 6.35 \text{ mm}$ のパッドの場合には 1 mm の位置分解能を得ることができるとされている。これは ARICH の要求性能を満たしており、1 光子信号の識別が可能であることと合わせて、LAPPD の ARICH への適用は可能であると考えられる。

7.2.5 時間分解能

時間分解能の評価は、増幅率の測定と同様に各センシングパッドの中央に光を照射したときに、TDC モジュールにパルスレーザーのトリガー信号を start として入力、各チャンネルの信号を stop として入力して得られた時間差の分布を用いて行った。

TDC に入力されるデジタル信号は、信号がディスクリミネータの閾値を超えた時刻に出力されるが、アナログ信号の波高値によって立ち上がり速度が異なるために、立ち上がり時刻は波高値に依存する (タイムウォー

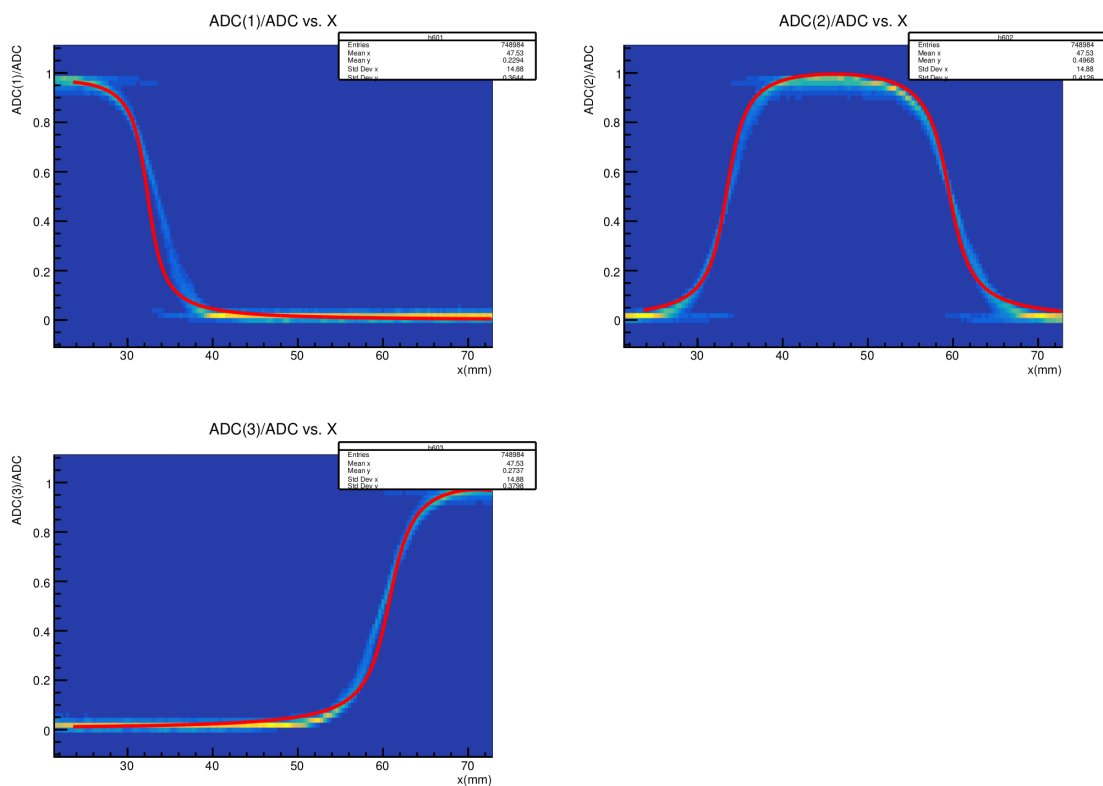


図 7.23: LAPPD #162 サンプルの各チャンネルの ADC 値の割合の x 軸方向スキャン結果 (F4 → F6)

ク)。したがって、波高値による依存の影響をなくすため、ADC で測定した波高値と、TDC で測定した時間の相関をフィッティングし、補正した時間を用いて解析を行った。フィッティングには式 (7.4) を用いた。

$$\text{TDC} = a_0 + \frac{a_1}{\sqrt{\text{ADC} - 2}} \quad (7.4)$$

ADC 値と TDC 値の相関およびフィッティング結果は図 7.24 のようになった (第 5 列のうちチャンネル A5→D5)。各ヒストグラムの横軸が ADC 値、縦軸が TDC 値である。右側の 3 次元ヒストグラムについて、各 ADC 値で縦軸に射影したヒストグラムをそれぞれガウス分布でフィッティングし、その平均値と標準偏差 σ を左側のヒストグラムに示した。この平均値の分布を式 7.4 でフィットし、3 次元ヒストグラムに重ねて表示している。

ADC 値と、この結果をもとに補正した TDC 値の相関のヒストグラムは図 7.25 のようになった。TDC 値が ADC 値によらず一定に近いことが確認できる。また、各チャンネルの補正後の TDC 値分布は図 7.26 のようになり、それぞれガウス分布でフィットした。このときの標準偏差を各チャンネルの時間分解能として取り扱うことができる。

以上と同様に、サンプル#172 全 64 チャンネルについての補正 TDC 分布を測定した結果、時間分解能 σ の分布は図 7.27 に示したとおりとなった。チャンネル F2 は空白となっているが、これはチップの破損により信号が取得できなかったためである。

lappdfull-172_082

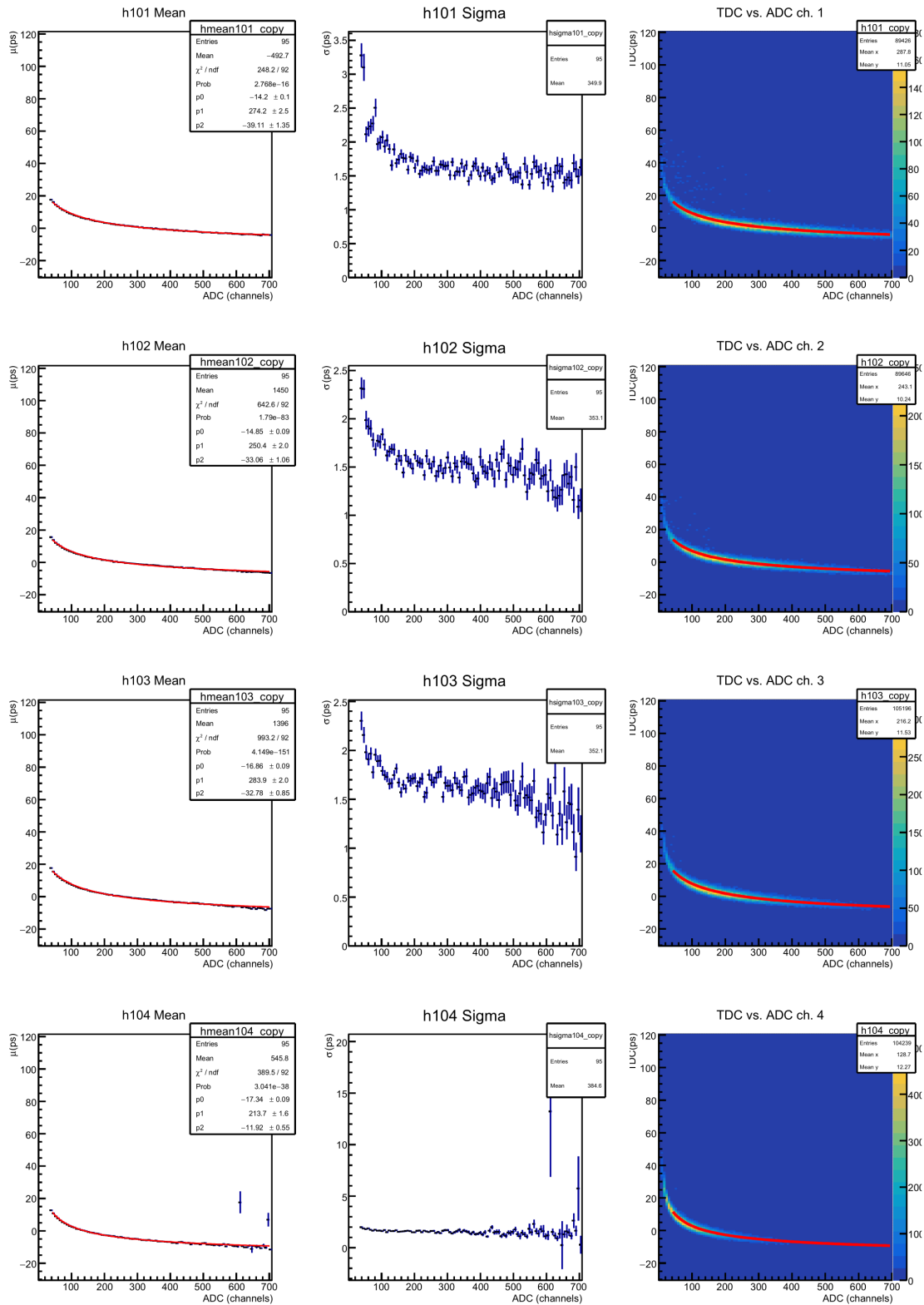


図 7.24: LAPPD #172 サンプルの ADC 値と TDC 値の相関のヒストグラム (第 5 列)

lappdfull-172_082

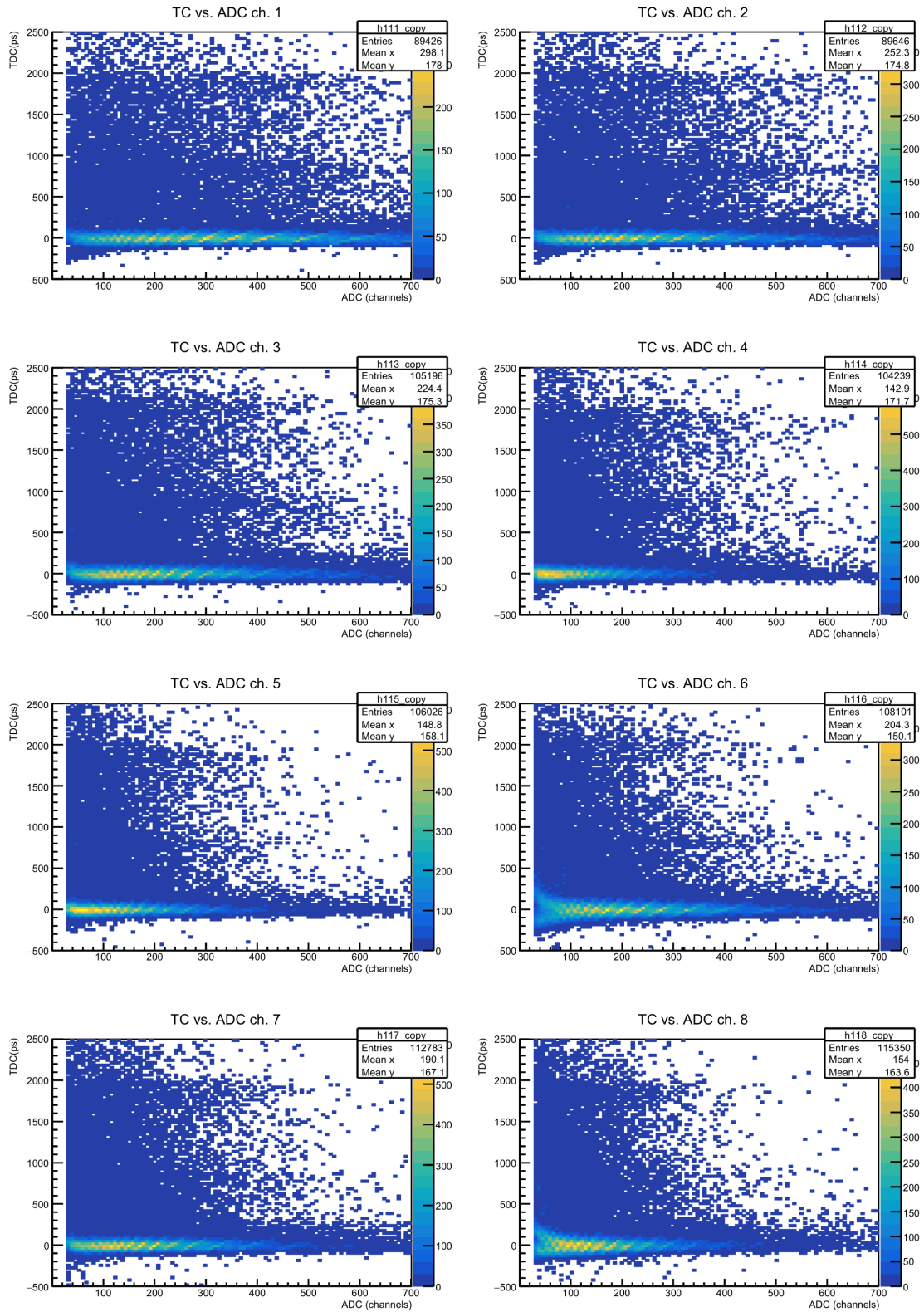


図 7.25: LAPPD #172 サンプルの ADC 値と補正した TDC 値の相関のヒストグラム (第 5 列)

lappdfull-172_082

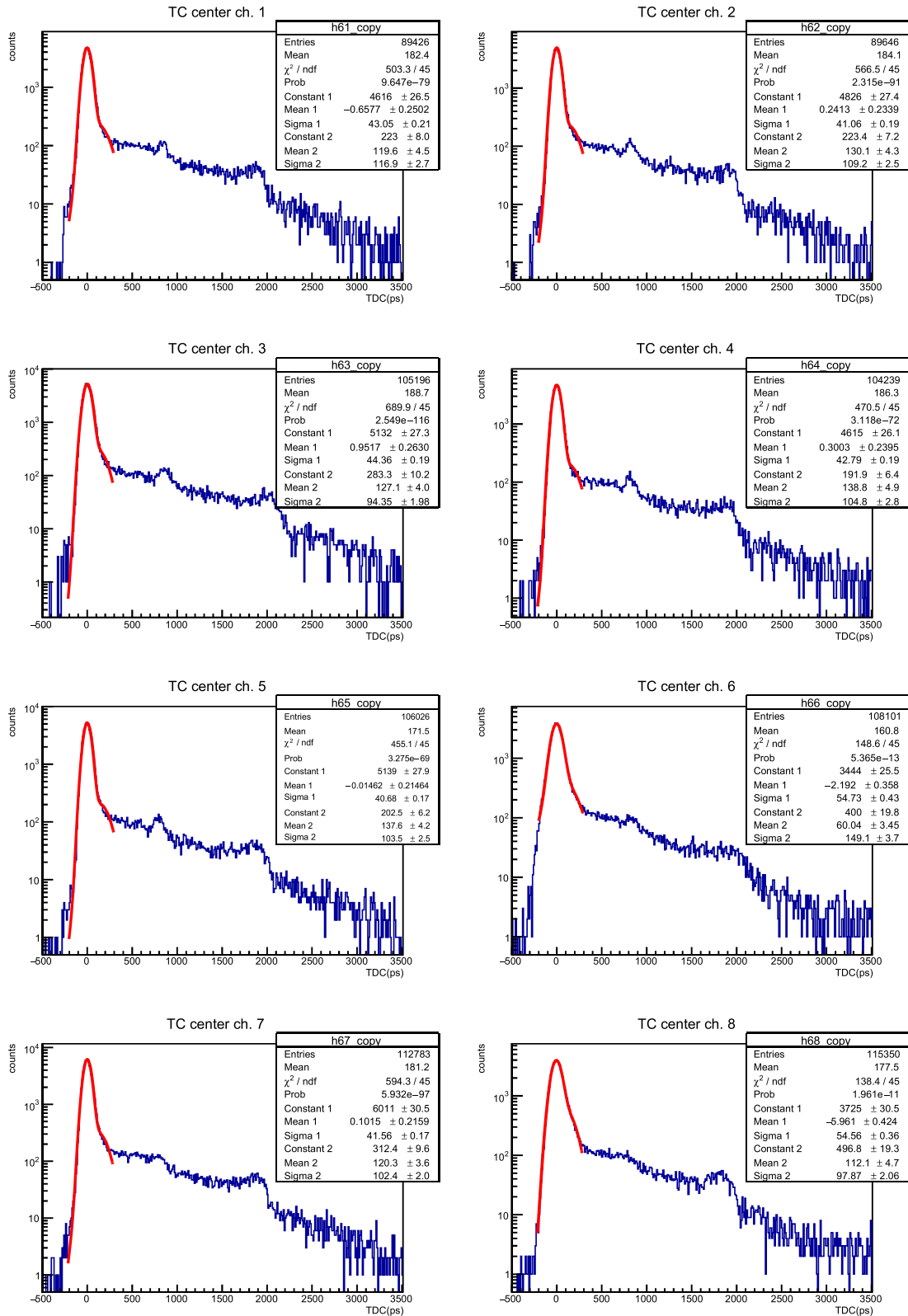


図 7.26: LAPPD #172 サンプルの、補正した TDC 値のヒストグラム (第 5 列)

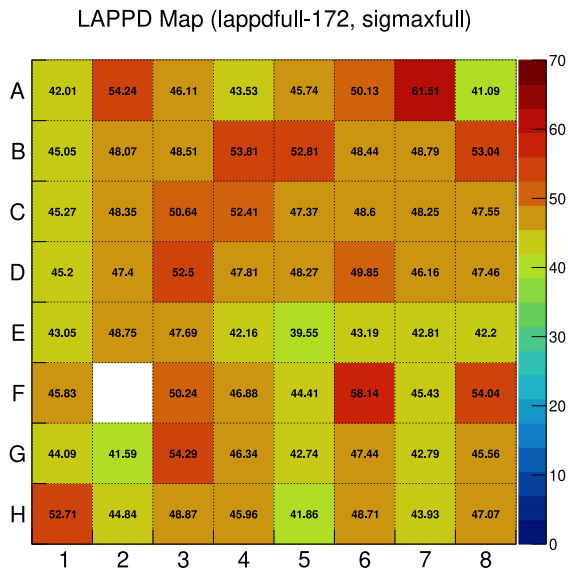


図 7.27: LAPPD #172 サンプルの時間分解能 σ の分布 (ps)

増幅率の分布と比較すると、対角線状の低増幅率領域の影響は確認できず、上部の領域と下部の領域による有意な時間分解能の差も確認されなかった。また、 σ は最大でも 70 ps 未満に抑えられており、これは ARICH の要求性能を満たしている。

7.3 TOFPET2 ASIC を用いた LAPPD の信号読み出し

7.3.1 信号読み出しシステムの概要

MPPC と同様に、LAPPD についても同時多チャンネルの信号読み出しを行うシステムが必要とされ、今後のビームテストでの利用が検討されている。LAPPD の信号読み出しにはポルトガルの PETsys Electronics 社が開発した ASIC “TOFPET2” を用いることが検討されている。TOFPET2 は、元々は SiPM の信号読み出し用途に開発された汎用 ASIC であり、1 チップあたり 64 チャンネルを備え検出器からのアナログ信号のデジタル化を行う。図 7.28 信号の増幅、QDC または TOT (Time Over Threshold) モードでのデジタル化、TDC 機能を備える。本研究においては QDC モードを用いて評価を行った。なお、図中の“GLOBAL BIAS AND POWER SUPPLY” は SiPM 向け電源制御機能であり、本評価では用いていない。本研究では PETsys 社が提供する TOFPET2 の評価キットを用いた。

図 7.29 に PETsys の信号読み出しシステムの概念図を示す。LAPPD には front-end module が接続され、TOFPET2 ASIC を搭載する。ここで信号がデジタル化され、後段の FEB/D_v2 ボード (図 7.30) 上の FPGA で処理を行い、ギガビットイーサネットを介してコンピュータへ送信される。

LAPPD と TOFPET2 ASIC との接続には、先述した JSI で製作されたベースプレート (図 7.22) を用いた。このベースプレートには ASIC 基板を接続するためのコネクタが搭載されており、実際に PETsys の front-end module を接続した様子は図 7.31 のとおりである。ベースプレートに直接接続されている 2 枚のボードに TOFPET2 ASIC がそれぞれ搭載されており、2 枚セットで 128 チャンネルの読み出しに対応する。接

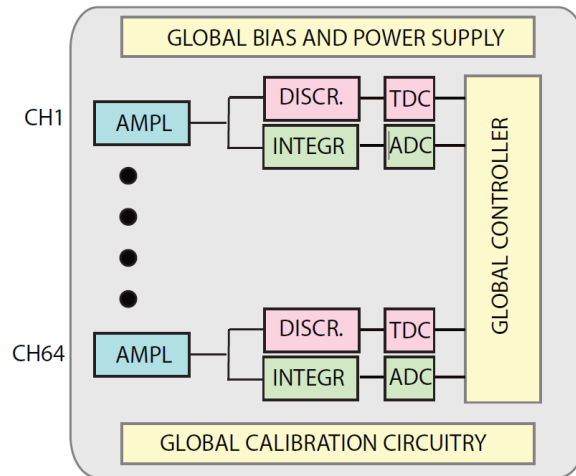


図 7.28: TOFPET2 ASIC のブロックダイアグラム [40]

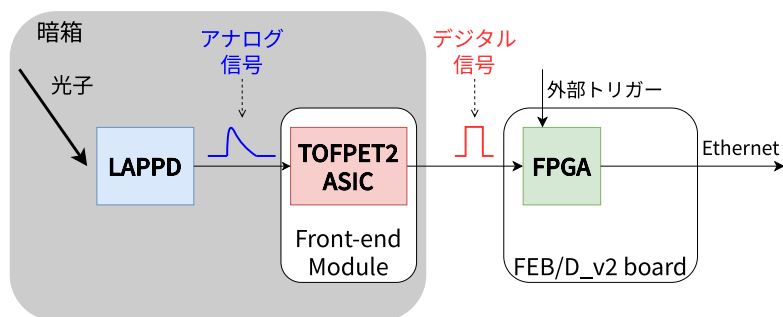


図 7.29: PETsys キットを用いた信号読み出しシステムの概念図

続したチャンネルは図 7.31b 中に枠で囲んだ範囲の 128 チャンネルで、大きさはそれぞれ 6.35 mm × 6.35 mm である。なお、この領域は対角線状の低増幅率領域には含まれない。また、FEB/D_v2 ボードは front-end module への接続ポートを 8 つもち、1 個あたり 128 チャンネルに対応する。したがって、LAPPD の全領域を 6.35 mm × 6.35 mm のチャンネルで分割した場合（全 1024 チャンネル）でも、1 個のモジュールで読み出しが可能である。

PETsys 社は本システム向けのデータ収集ソフトウェアを提供しているが、外部トリガーによる LAPPD の信号読み出しに対応するためには、データ取得スクリプトの修正が必要であり、対応を行った。今回はパルスレーザーコントローラから出力されるトリガー信号を外部トリガーとして用いた。

7.3.2 信号読み出し試験

本測定には LAPPD #162 サンプルを用い、高電圧は 200/850/200/825/50 V に設定した。

今回は入力した外部トリガー信号を約 2 μs 幅として、ゲート信号として用いた。したがって、ゲート信号が入力中の間のみ、LAPPD からの信号を読み出すことができる。ゲート信号の、LAPPD からの信号に対する遅延時間はソフトウェアを介して調整することができ、調整結果を図 7.32 に示した。横軸が遅延時

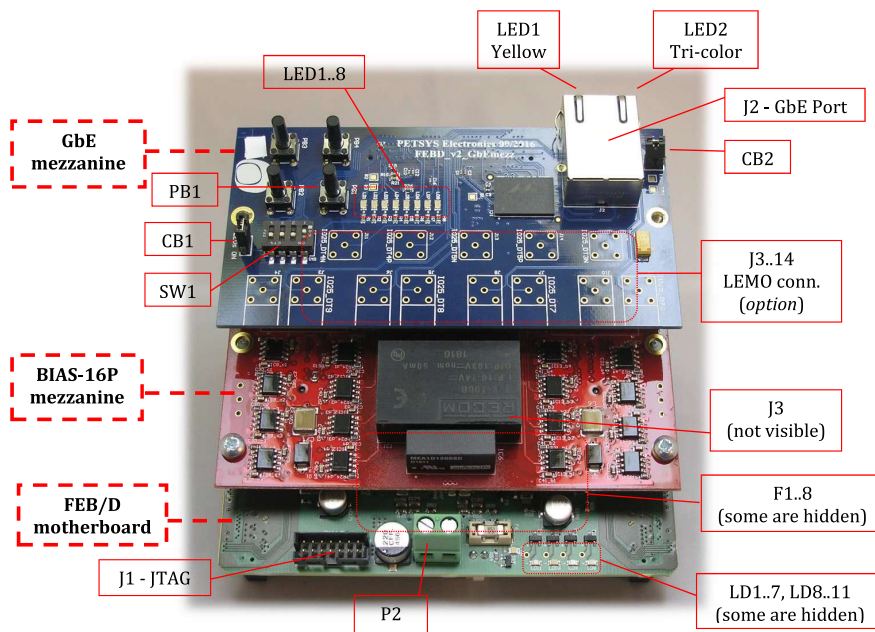
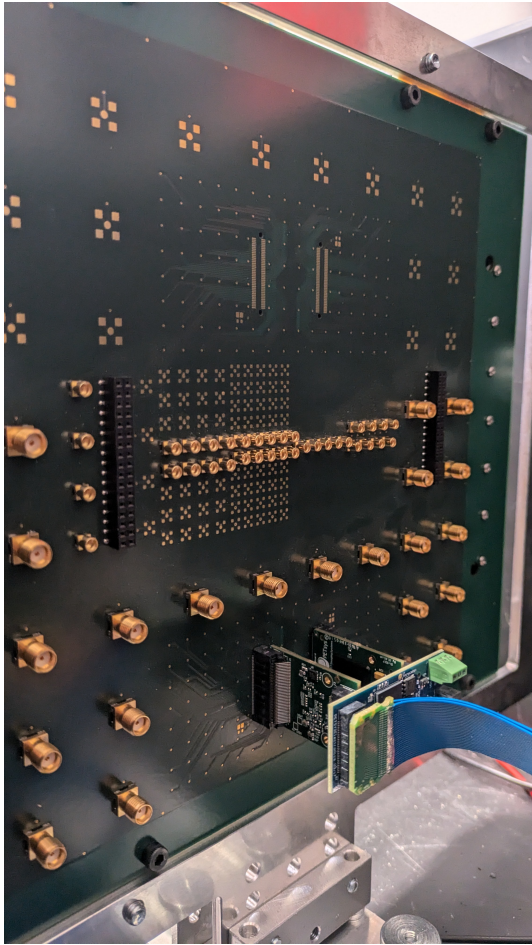


図 7.30: TOFPET2 ASIC 評価キット (FEB/D_v2 セット) [41]

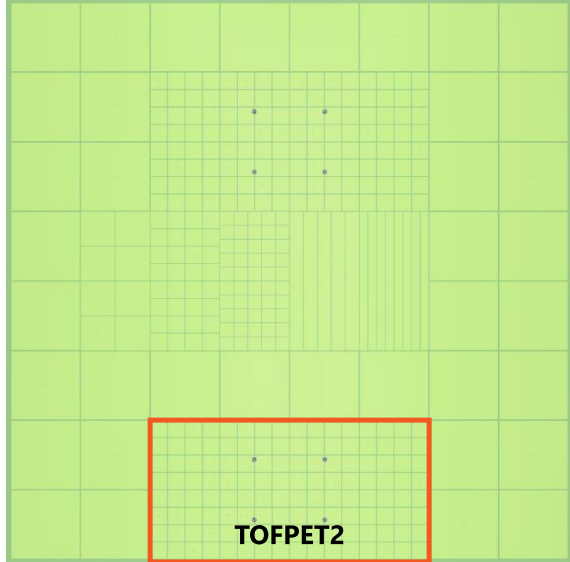
間 (time_delay) であり、1024 段階のうち、512 段階目が遅延時間 0 に相当し、1 段階が 5 ns に相当する。縦軸は 128 チャンネルをそれぞれ表し、z 軸でヒット数を表す。ただしチャンネル No.0 はタイミング信号であり、光子のヒット情報ではない。このとき、タイミング信号は (time_delay) = 555 ~ 945、すなわち約 $1.95 \mu\text{s}$ の時間幅で確認でき、ゲート信号の幅と一致する。また、多くのチャンネルのヒット数が増えるのは (time_delay) = 790 以上で、これは中心の (time_delay) = 512 から $1.39 \mu\text{s}$ の遅延に相当する。タイミング信号の範囲内で、光子信号が入射している遅延時間に設定すればデータ収集が可能となるから、以下では (time_delay) = 900 として測定を行った。また、本結果より、127 チャンネルの信号同時読み出しを確認できる。

さらに、**threshold scan** を行い、結果は図 7.33 のようになった。横軸は閾値電圧を示し、縦軸は 128 チャンネル、z 軸で閾値電圧を超えたヒット数を示す。遅延時間スキャンの場合と同様に、チャンネル No.0 はタイミング信号である。この結果より、4 つのチャンネルで特に大きい信号を確認でき、ノイズと光子信号の十分な識別を行うことができた。以下では閾値電圧を $\text{vth}_{t1} = 20$ に固定した。

同じレーザー位置で、閾値電圧を固定した測定における全チャンネルのヒットマップを図 7.34 に示した。左上の $(x, y) = (0, 7)$ チャンネルはタイミング信号のデータである。これ以外に高いヒット数を示す $(x, y) = (7, 4), (7, 5), (8, 4), (8, 5)$ が図 7.33 で高い波高値を示していたチャンネルに対応し、光ファイバーによる照射位置とも対応した。したがって、適切なゲート信号と識別電圧の調整によって、TOFPET2 ASIC による 1 光子信号入射位置の識別は可能であるといえる。一方で、波高情報を用いた入射位置識別の精度向上を行う必要がある。



(a) JSI 製ベースプレートの裏面に取り付けられた Front-end module (LAPPD #162)



(b) Front-end module の取り付け位置

図 7.31: PETsys “Front-end module”

7.4 まとめと今後

本章では光検出器 LAPPD の基本的な評価を行った。LAPPD は内部の 2 層の MCP による増幅で電気信号を得る検出器である。本研究においては、初めて全領域のスキャンが行われた。これにより増幅率は概ね一様で 1 光子信号の識別に十分であることを確認したが、対角線状の低増幅率領域も確認された。これは内部に対角線状のスペーサーが存在することを示唆する結果であり、1 光子信号に対する有感領域はメーカー公称値よりも小さく、全検出領域の 92% と求められた。ただし、これは十分大きい割合であり、ARICH での運用には問題ないと考えられる。また、時間分解能についてはスペーサーの影響は確認されず、全領域で $\sigma < 65$ ps で良好な結果となった。これは ARICH においては十分な分解能であり、Time of Flight (TOF) 測定への応用も考えられる。

また、検出器内における信号拡散については、本研究で新たに用いた LAPPD サンプルの構造が変更されて

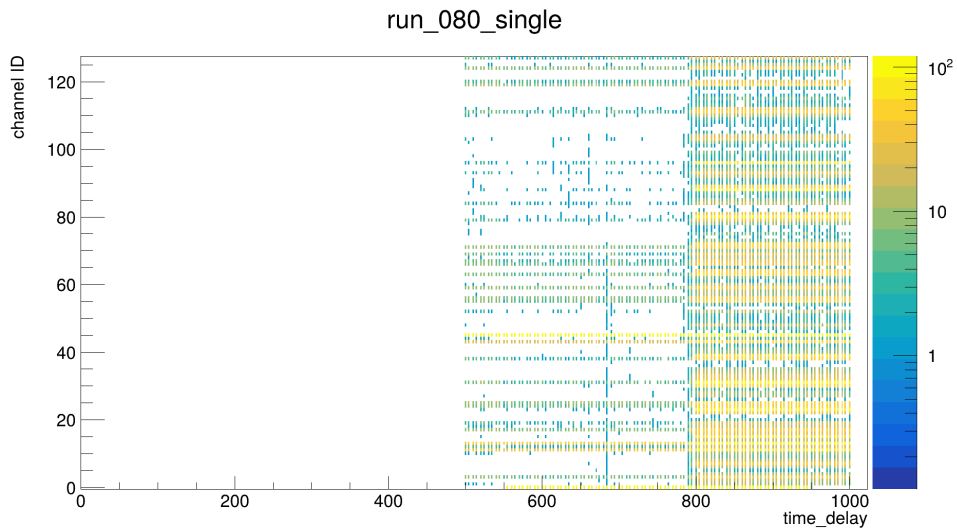


図 7.32: ゲート信号の遅延時間のスキャンの結果

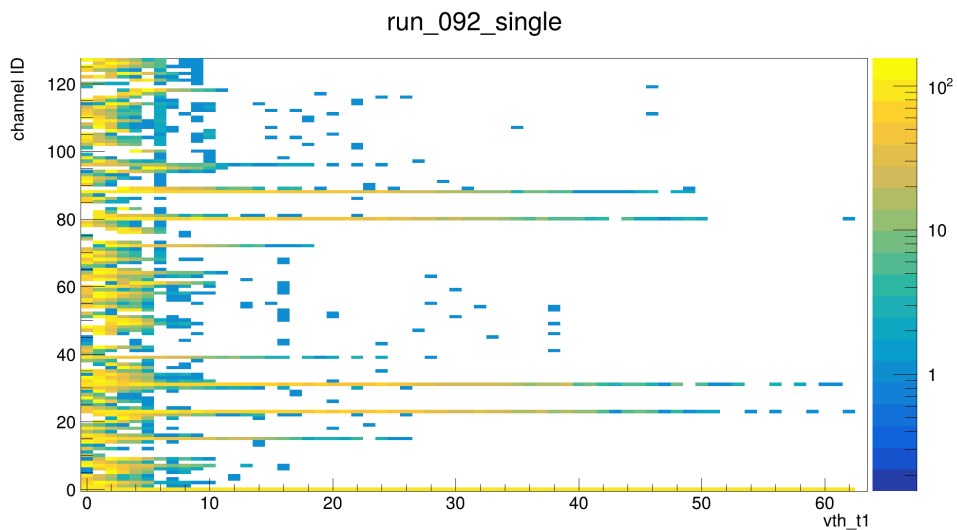


図 7.33: Threshold scan の結果

いることにより改善が期待されたが、測定では新サンプル (#172) と旧サンプル (#162) で有意な差を確認することはできなかった。ただし、隣接パッドの情報も用いることで位置分解能の向上は可能である。今後、本測定結果によるメーカーへのフィードバックが期待される。

さらに、信号読み出しシステムとして汎用 ASIC である “TODPET2” を用いた読み出し試験を行った。ASIC を含むシステム全体のセットアップを構築し、127 チャンネルの同時読み出しに成功した。Threshold scan の結果では、1 光子信号で光子入射位置の検出が可能であることが示唆された。今後は TOFPET2 による波高情報を用いて、信号拡散の影響を低減し、光子入射位置の識別精度を向上することが求められる。

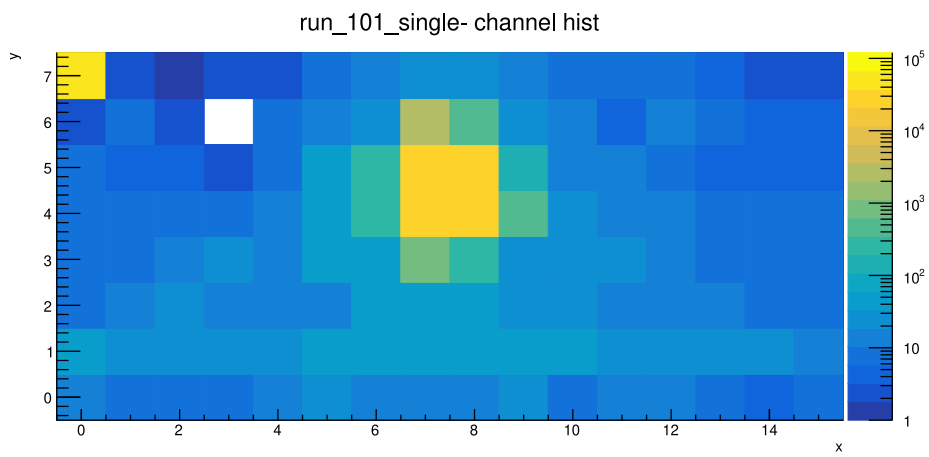


図 7.34: 閾値電圧を固定した測定におけるヒットマップ

第 8 章

まとめと今後

Belle II 実験は新物理の探索を目的として行われている加速器実験であり、Belle II 測定器で B 中間子の崩壊過程を精密に観測する。測定器を構成するサブ検出器の 1 つである ARICH 検出器は荷電 K 、 π 中間子の識別を担っている。ARICH で用いられている光検出器である HAPD は十分な性能を維持しているが、既に生産終了となっており、Belle II 実験の今後 10 年以上の運用に向けて新たな光検出器へのアップグレードが検討されている。候補には MPPC と LAPPD があり、本研究では MPPC 向け信号読み出しシステムの開発および性能評価、LAPPD とその信号読み出しシステムの性能評価を行った。

MPPC 向け信号読み出し集積回路として先行研究で開発された TF01A64 については、増幅率や S/N 比の基本的な評価を行った。また、オフセット調整機能については今後のチップ試作において改善が必要な点を明らかにした。MPPC 信号を用いた測定においては、1 光子信号の識別と光子入射位置の判別に成功し、一定の性能を確認できた。

MPPC の運用において問題となるダークパルスと光子信号の分離を目的とした、ダブルパルス分離性能の測定においては、シミュレーションでの分離性能と同等の結果を得ることができ、十分な分離性能を確認できた。

さらに、TF01A64 の全 64 チャンネルの信号同時読み出しに対応した新たな評価ボードの製作を行い、信号読み出し試験を行った。今後ボードの増産により、ビームテストに向けた準備を進める予定である。

LAPPD については、構造の厚みを変更した新しいサンプルについて基本的な評価を行った。LAPPD の全領域について初めて行われた評価であり、増幅率の一樣性の確認を行った。これにより、対角線状の低増幅率領域において、1 光子信号の識別が困難となっていることを初めて確認し、スペーサー構造が内部に存在していることを示唆する評価結果を得た。但し、これを考慮しても有感面積率は 92% であり、ARICH での運用に対しては十分な有感面積をもつと考えられる。時間分解能についてはチャンネルによらず十分な性能をもつことが確認できた。一方で信号拡散については構造の変更による大きな改善は見られなかった。

また、TOFPET2 ASIC による 128 チャンネルの同時読み出しを行い、1 光子信号の入射位置検出を確認した。Jožef Stefan Institute では LAPPD の全領域で本 ASIC に対応した、新型のベースプレートの開発を行っており、完成後にはビームテストでの全領域の性能評価が可能となる見込みである。

謝辞

本研究にあたっては以下の皆さまにご協力をいただきました。深く感謝を申し上げます。

指導教員の角野秀一教授には Belle II 実験へ参加する機会をいただき、実験の引き継ぎに始まり多くのアドバイスをいただいただけでなく、研究会等への参加や海外派遣もさせていただきました。また、快適な実験環境の整備にもご尽力いただきました。

汲田哲郎助教には、ゼミでお世話になったほか、実験の基礎や、特にモジュールエレクトロニクスのご指導いただきました。

高エネルギー加速器研究機構の西田昌平教授とは、研究計画の議論をさせていただき、発表練習へのコメントも多くいただいたほか、KEK での実験環境整備にもご協力いただきました。また、ARICH の運用についてもご指導いただきました。

宇宙航空研究開発機構の名誉教授であり、ASIC “SA03” および “TF01A64” の開発者である故 池田博一氏には、実験の再立ち上げ直後にオンラインで不明点の相談にのっていただいたほか、FIB 加工の方針やボードの開発においてもアドバイスをいただきました。残念ながら直接お会いすることはできませんでしたが、質問には常に迅速にご回答いただき、お世話になりました。ご冥福をお祈り申し上げます。

KEK のエレクトロニクスシステムグループの岸下徹一教授には、ASIC のシミュレーション環境の再構築にあたり、お忙しい中ご協力をいただきました。また、FIB 加工やシミュレーションでもご指導いただきました。

同グループ技師の庄子正剛氏には、新評価ボードの開発の際、設計指針からメーカーとの打ち合わせ、ファームウェアの構築、完成品の修正まで多大なご協力をいただきました。

TF01 の新評価ボード製造にあたっては (有) ジー・エヌ・ディーの宮澤正和氏に細かい相談にに応じていただき、要求仕様を満たしたボードの製作ができました。

スロベニア・リュブリャナの Jožef Stefan Institute への出張にあたっては、同研究所の Samo Korpar 氏に準備段階からご協力いただき、現地でも丁寧にご指導いただき、約 3 ヶ月間不安なく研究を進めることができました。また、同研究所の Peter Križan 氏、Rok Pestotnik 氏にもミーティング等でアドバイスをいただいたほか、生活面も気にかけてくださり、大変お世話になりました。Andrej Lozar 氏、Siddharth Parashari 氏には LAPPD や TOFPET2 ASIC システムの評価方法をアドバイスしていただきました。そのほか同研究所の素粒子物理実験グループの学生、スタッフの皆さまとは昼食などで充実した時間を過ごさせていただき、出身各国の文化も知ることができました。

名古屋大学の飯嶋徹教授には、研究会でのコメント等を通して、スロベニアへの出張を後押ししていただきました。

KEK の宇野健太助教には、主に ARICH の運用について丁寧にご指導いただき、研究の相談にもものっていただいたほか、海外生活のアドバイスもいただきました。

所属する高エネルギー物理実験研究室では、過年度に所属された在原さんには実験や解析の手法や研究計画

について多くのアドバイスをいただきました。本橋さんには ARICH や MPPC の評価について教えていただきました。TF01A64 の開発を行われていた鶴藤さんには、同時に所属したことはありませんでしたが、お忙しい中、実験の再立ち上げにあたり逐一アドバイスをいただきました。同期の関矢君、初芝君、望月君には、実験グループは異なりましたが研究室での議論で気分転換をさせてもらいました。Thomas さん、潮田さん、鎌田君、菊田君、田口君、村澤君とも楽しい時間を過ごさせていただきました。

KEK 出張時や研究会では Belle II Japan Student の皆さまにもお世話になりました。

研究や海外出張に理解していただき、生活を支えていただいた家族に感謝いたします。

Jožef Stefan Institute へのお出張については、国際共同研究加速基金（国際先導研究）「スーパー B ファクトリー研究による素粒子物理学フロンティアの開拓と若手研究者の育成」の支援を受けました。

参考文献

- [1] G. Aad, *et al.* (ATLAS Collaboration). Observation of a new particle in the search for the Standard Model Higgs boson with the ATLAS detector at the LHC. *Physics Letters B*, Vol. 716, No. 1, pp. 1–29, 2012.
- [2] S. Chatrchyan, *et al.* (CMS Collaboration). Observation of a new boson at a mass of 125 GeV with the CMS experiment at the LHC. *Physics Letters B*, Vol. 716, No. 1, pp. 30–61, 2012.
- [3] Takaaki Kajita. Atmospheric neutrino results from Super-Kamiokande and Kamiokande — Evidence for $\nu \mu$ oscillations. *Nuclear Physics B - Proceedings Supplements*, Vol. 77, No. 1, pp. 123–132, 1999.
- [4] J. H. Christenson, J. W. Cronin, V. L. Fitch, and R. Turlay. Evidence for the 2π Decay of the K_2^0 Meson. *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 13, No. 4, pp. 138–140, 1964.
- [5] Makoto Kobayashi and Toshihide Maskawa. CP-Violation in the Renormalizable Theory of Weak Interaction. *Progress of Theoretical Physics*, Vol. 49, No. 2, pp. 652–657, 1973.
- [6] Nicola Cabibbo. Unitary Symmetry and Leptonic Decays. *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 10, No. 12, pp. 531–533, 1963.
- [7] Luiz Vale Silva, on behalf of the CKMfitter Collaboration. 2023 update of the extraction of the CKM matrix elements, 2024. 12th Workshop on the CKM Unitarity Triangle.
- [8] D. E. Groom, *et al.* (Particle Data Group Collaboration). Review of particle physics. *Physical Review D*, Vol. 110, No. 3, pp. 1–878, 2024.
- [9] A. J. Bevan, *et al.* The Physics of the B Factories. *The European Physical Journal C* 2014 74:11, Vol. 74, No. 11, pp. 1–928, 2014. SLAC-PUB-15968, KEK Preprint 2014-3.
- [10] Kou, E, *et al.* The Belle II Physics Book. *Progress of Theoretical and Experimental Physics*, Vol. 2019, No. 12, p. 123C01, 2019. KEK Preprint 2018-27, BELLE2-PAPER-2018-001.
- [11] KEK. “SuperKEKB 加速器全体の模式図” SuperKEKB プロジェクト全体図 - KEK | 高エネルギー加速器研究機構. https://www.kek.jp/wp-content/uploads/2024/02/20180320_superkekb_001.png, 2018. (2024年12月26日閲覧).
- [12] T. Abe, *et al.* (Belle II Collaboration). Belle II Technical Design Report, 2010. KEK-REPORT-2010-1.
- [13] A. Natochii, *et al.* Beam background expectations for Belle II at SuperKEKB. 2022.
- [14] Rey.Hori/KEK. “Belle II 測定器の全体図” プレスキット「SuperKEKB/Belle II で電子・陽電子の初衝突を観測」 - KEK | 高エネルギー加速器研究機構. https://www.kek.jp/wp-content/uploads/2024/02/20180425_belle2_001.png, 2018. (2024年12月26日閲覧).
- [15] I. Adachi, *et al.* (on behalf of the Belle II Collaboration). Detectors for extreme luminosity: Belle

- II. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, Vol. 907, pp. 46–59, 2018.
- [16] N. Taniguchi. Central Drift Chamber for Belle-II. *Journal of Instrumentation*, Vol. 12, No. 06, p. C06014, 2017.
- [17] 海野祐士, 岩崎義仁, 中澤秀介. Belle II 実験トリガーシステム. *高エネルギーニュース*, Vol. 34, No. 2, pp. 105–114, 2015.
- [18] D. Levit, *et al.* Trigger Timing Interface for the Read-Out Upgrade of the Belle II DAQ. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, Vol. 70, No. 6, pp. 941–948, 2023.
- [19] 高エネルギー加速器研究機構 素粒子原子核研究所. SuperKEKB/Belle II 実験の 2024 年の運転が無事終了しました | ニュース | 素粒子原子核研究所. <https://www2.kek.jp/ipns/ja/news/6972/>. (2025 年 1 月 6 日閲覧).
- [20] Choi, S.-K., *et al.* (Belle Collaboration). Observation of a Narrow Charmoniumlike State in Exclusive $B^\pm \rightarrow K^\pm \pi^+ \pi^- J/\psi$ Decays. *Phys. Rev. Lett.*, Vol. 91, No. 26, p. 262001, 2003.
- [21] P. A. Čerenkov. Visible Radiation Produced by Electrons Moving in a Medium with Velocities Exceeding that of Light. *Phys. Rev.*, Vol. 52, No. 4, pp. 378–379, 1937.
- [22] A. Abashian, *et al.* (Belle Collaboration). The Belle detector. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, Vol. 479, No. 1, pp. 117–232, 2002.
- [23] Masanobu Yonenaga. *Particle Identification using the Aerogel RICH Counter at the Belle II Experiment*. Phd thesis, Tokyo Metropolitan University, 2020.
- [24] S. Korpar *et al.* A 144-channel HAPD for the Aerogel RICH at Belle II. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, Vol. 766, pp. 145–147, 2014. RICH2013 Proceedings of the Eighth International Workshop on Ring Imaging Cherenkov Detectors Shonan, Kanagawa, Japan, December 2-6, 2013.
- [25] 浜松ホトニクス. マルチチャンネルハイブリッドフォトディテクタ R10947-06-M144 カタログ.
- [26] Shuichi Iwata. Development of Hybrid Avalanche Photo Detector and its Readout Electronics for the Belle II Aerogel RICH counter. In *Proceedings of Technology and Instrumentation in Particle Physics 2014 — PoS(TIPP2014)*, Vol. 213, p. 072, 2015.
- [27] H. Aihara, *et al.* (Belle II Upgrades Working Group). The Belle II Detector Upgrades Framework Conceptual Design Report. 2024. KEK-REPORT-2024-1, BELLE2-REPORT-2024-042.
- [28] 浜松ホトニクス. MPPC array S13361-3075AE-08 Specification Sheet, 2018.
- [29] Incom, Inc. LAPPD 172 Test Upgrade.
- [30] 浜松ホトニクス. 技術資料 / MPPC. https://www.hamamatsu.com/content/dam/hamamatsu-photonics/sites/documents/99_SALES_LIBRARY/ssd/mppc_kapd9008j.pdf, 2024. (2024 年 12 月 30 日閲覧).
- [31] 本橋完太. Belle II 実験 ARICH 検出器アップグレードに向けた光検出器 MPPC の放射線耐性の評価. 修士論文, 東京都立大学大学院理学研究科, 2023.
- [32] 浜松ホトニクス. MPPC S14160-1315PS. https://www.hamamatsu.com/jp/ja/product/optical-sensors/mppc/mppc_mppc-array/S14160-1315PS.html. (2024 年 12 月 27 日閲覧).
- [33] Incom Inc. LAPPD™/ Large Area Picosecond Photodetector. <https://incomusa.com/lappd/>.

(2024年12月18日閲覧).

- [34] 鶴藤昌人. Belle II 実験 ARICH 検出器アップグレードのための信号読み出し集積回路の開発. 修士論文, 東京都立大学大学院理学研究科, 2021.
- [35] Thorlabs, Inc. Thorlabs - TW470R5F1 1x2 Wideband Fiber Optic Coupler, 470 ± 40 nm, 50:50 Split, FC/PC. <https://www.thorlabs.co.jp/thorproduct.cfm?partnumber=TW470R5F1>. (2024年12月30日閲覧).
- [36] 内田智久, (株)Bee Beans Technologies. SiTCP 説明書 第 3.0 版. <https://www.sitcp.net/doc/SiTCP.pdf>, 2021. (2024年12月30日閲覧).
- [37] R. Dolenc, *et al.* Experimental results using large area picosecond photo-detectors. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, Vol. 1069, p. 169864, 2024.
- [38] Samo Korpar. Recent studies of Large Area Picosecond Photon Detector. https://kds.kek.jp/event/46822/attachments/168409/220591/LAPPD-KEK_2023-06-14%20.pdf, 2023. KEK IPNS+ITDC Detector seminar.
- [39] P. B. Coates. The edge effect in electron multiplier statistics. *Journal of Physics D: Applied Physics*, Vol. 3, No. 8, p. 319, 1970.
- [40] PETsys Electronics. PETsys TOFPET2 ASIC. https://www.petsyselectronics.com/web/website/docs/products/product1/Flyer_ASIC2_V19.pdf, 2022.
- [41] PETsys Electronics. *TOFPET2 ASIC Evaluation kit Hardware User Guide (v1.5)*, 2019.