## Belle II 実験 ARICH 検出器アップグレードのための信 号読み出し用集積回路の性能評価

## 東京都立大学 理学研究科 物理学専攻 高エネルギー実験研究室 博士前期2年 渡辺啓太

令和4年1月7日

概 要

Belle II 実験は、 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 と陽電子を用いた粒子衝突型加速器実験である。実験の目的は標準模型を超える新物理の探索 である。標準模型は素粒子物理学において最も強力な理論だが、重力やニュートリノ等に関す る記述に不十分な点がある。そこで7 GeV の電子と 4 GeV の陽電子を衝突させ、大量に発生 させた B 中間子等の崩壊過程に含まれる稀な現象を観測することで、新物理の探索を行って いる。

この実験には、電子と陽電子を加速・衝突させる Super KEK-B 加速器と電子と陽電子の衝 突点を囲むように設置された Belle II 測定器が用いられる。Belle II 測定器は B 中間子の崩壊 により生成される

mu 粒子・ $\pi$  粒子・K 粒子・電子・陽子等の検出が可能な複合型検出器であり、その中で東京 都立大チームが担当しているのが、荷電  $\pi/K$  中間子の識別をエンドキャップ部で行う ARICH 検出器である。

ARICH 検出器は輻射体であるシリカエアロゲルと光検出器である HAPD の 2 層構造になっ ている。荷電粒子が輻射体を通過する際に放出されるチェレンコフ光を後段の光検出器で検出 し、そのリングイメージの半径から粒子の識別を行う。現在 ARICH 検出器内部で光検出器と して使用されている HAPD が生産を終了したため、新しい光検出器として MPPC が提案され ている。 MPPC が合採用された際場合は新しい信号読み出し回路に更新する必要がなる。そ こでアナログ信号のデジタル信号化を行う回路として開発されたのがアナログ信号処理用集積 回路 ASIC 「TF01A64 」 である。TF01A64 は、MPPC から出力されるアナログ信号を増幅 し、閾値電圧を超えた場合デジタル信号に変換し出力する。

本研究では、TF01 性能評価用のテストボードを用いて動作確認と性能評価を行った。動作 確認では出力される信号の幅を制御する機能以外のおおよその機能の動作確認を行った。性能 評価では、アナログ信号の増倍率を変化させた際の回路の性能の変化がシミュレーションで予 想されたものとは反対であることが判明し、性能面での最適な設定が決定した。またオフセッ トの動作の正確性と誤差の範囲を定量的に確認することができた。

# 目 次

第1章	Belle II 実験	6
1.1	Belle II <b>実験にて期待される物理</b>	6
	1.1.1 標準模型	6
	1.1.2 CP 対称性の破れ	7
	1.1.3 B 中間子崩壊の測定	8
	1.1.4 新物理の探索	8
1.2	SuperKEKB 加速器と Belle II 測定器	10
	1.2.1 Belle <b>実験</b>	11
	1.2.2 SuperKEKB 加速器	12
	1.2.3 概要	12
	1.2.4 加速器の性能	13
	1.2.5 Belle II <b>測定器</b>	14
<b>箪</b> 2音	ARICH 検出器とそのアップグレード	20
21	ARICH の概要	20
2.1	211 輻射体シリカエアロゲル	$\frac{20}{23}$
	212 米榆出器 HAPD	20 24
	213 信号処理システム	27
2.2	光検出器のアップグレードと MPPC	$\frac{-1}{28}$
2.3		30
2.4		32
<b>弗3</b> 草	MPPC 用信亏集積回路 TF01A64	33
3.1		33
3.2	TF01A64 の内部構造	35
	$3.2.1  \mathbf{F} \neq \mathbf{J}  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  \dots  $	36
		37
	3.2.3 <b>オノセット</b> 調整回路	37
0.0		38
3.3		38
3.4	T-spice simulation	40
第4章	テストパルスを用いた TF01A64 の性能評価	41
4.1	TF01A64 <b>用テストボード</b>	41

第6章	まとめと今後	63
	5.2.2 オフセットの定量的な位置	61
	5.2.1 ゲインごとの信号の波高値及び S/N 比	59
5.2	パラメーター測定及び性能評価	59
5.1	アナログ信号を用いた実験のセットアップ...............	54
第5章	アナログ信号を用いた TF01A64 の性能評価	<b>54</b>
	4.3.2 オフセットの定量的な位置	52
	4.3.1 <b>ゲインごとの信号の波高値及び</b> S/N 比	50
4.3	threshold scan を用いた パラメーター測定	49
4.2	テストパルスを用いた動作確認	43

# 図目次

1.1	標準模型	7
1.2	荷電ヒッグス粒子を生む相互作用	9
1.3	LFV <b>事象の模式図</b>	10
1.4	エキゾチックハドロン検出の様子	11
1.5	BELLE <b>測定器</b>	12
1.6	Super KEK-B 加速器全容	13
1.7	加速器ごとのルミノシティの最大値.............................	14
1.8	BELLE II <b>測定器の概要</b>	15
1.9	BELLE II <b>測定器の組成</b>	15
1.10	VXD の外見	16
1.11	PXD の外見	16
1.12	SVD の外見	17
1.13	TOP の外見と構造	18
1.14	KLM の構造	19
0.1	チートンココルのノイン	01
2.1		21
Z.Z	松丁蔵別の侘玖凶・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	ZZ
0.9	約ファレの実動具とたいのイーレンココンタウハナ	00
2.3	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布	22
2.3 2.4	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布	22 23
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布	22 23 24
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布	<ul> <li>22</li> <li>23</li> <li>24</li> <li>24</li> <li>24</li> </ul>
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> <li>2.8</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布	<ul> <li>22</li> <li>23</li> <li>24</li> <li>24</li> <li>25</li> <li>26</li> </ul>
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> <li>2.8</li> <li>2.0</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD の動作原理 (2)	<ul> <li>22</li> <li>23</li> <li>24</li> <li>24</li> <li>25</li> <li>26</li> <li>26</li> </ul>
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> <li>2.8</li> <li>2.9</li> <li>2.10</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子	<ul> <li>22</li> <li>23</li> <li>24</li> <li>24</li> <li>25</li> <li>26</li> <li>26</li> <li>28</li> </ul>
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> <li>2.8</li> <li>2.9</li> <li>2.10</li> <li>2.11</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MDPC の外見	<ul> <li>22</li> <li>23</li> <li>24</li> <li>24</li> <li>25</li> <li>26</li> <li>26</li> <li>28</li> <li>20</li> </ul>
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> <li>2.8</li> <li>2.9</li> <li>2.10</li> <li>2.11</li> <li>2.12</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の外見MPPC の動作原理 (2)HAPD かしの動作原理 (2)	<ul> <li>22</li> <li>23</li> <li>24</li> <li>24</li> <li>25</li> <li>26</li> <li>26</li> <li>28</li> <li>29</li> <li>20</li> </ul>
<ol> <li>2.3</li> <li>2.4</li> <li>2.5</li> <li>2.6</li> <li>2.7</li> <li>2.8</li> <li>2.9</li> <li>2.10</li> <li>2.11</li> <li>2.12</li> <li>2.12</li> </ol>	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の動作原理 (2)HAPD と MPPC の性能比較	22 23 24 24 25 26 26 26 28 29 30
$\begin{array}{c} 2.3 \\ 2.4 \\ 2.5 \\ 2.6 \\ 2.7 \\ 2.8 \\ 2.9 \\ 2.10 \\ 2.11 \\ 2.12 \\ 2.13 \end{array}$	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の外見HAPD と MPPC の性能比較ダークパルスと信号	22 23 24 24 25 26 26 26 28 29 30 31
$\begin{array}{c} 2.3 \\ 2.4 \\ 2.5 \\ 2.6 \\ 2.7 \\ 2.8 \\ 2.9 \\ 2.10 \\ 2.11 \\ 2.12 \\ 2.13 \\ 3.1 \end{array}$	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の動作原理 (2)HAPD と MPPC の性能比較ダークパルスと信号NMOS トランジスタ	22 23 24 25 26 26 28 29 30 31 33
$\begin{array}{c} 2.3 \\ 2.4 \\ 2.5 \\ 2.6 \\ 2.7 \\ 2.8 \\ 2.9 \\ 2.10 \\ 2.11 \\ 2.12 \\ 2.13 \\ 3.1 \\ 3.2 \end{array}$	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の外見MPPC の動作原理 (2)HAPD と MPPC の性能比較ダークパルスと信号NMOS トランジスタPMOS トランジスタ	22 23 24 25 26 26 26 28 29 30 31 33 33
$\begin{array}{c} 2.3 \\ 2.4 \\ 2.5 \\ 2.6 \\ 2.7 \\ 2.8 \\ 2.9 \\ 2.10 \\ 2.11 \\ 2.12 \\ 2.13 \\ 3.1 \\ 3.2 \\ 3.3 \end{array}$	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の外見MPPC の動作原理 (2)HAPD と MPPC の性能比較ゲークパルスと信号NMOS トランジスタPMOS トランジスタ実際の TF01	22 23 24 25 26 26 28 29 30 31 33 33 33 35
$\begin{array}{c} 2.3 \\ 2.4 \\ 2.5 \\ 2.6 \\ 2.7 \\ 2.8 \\ 2.9 \\ 2.10 \\ 2.11 \\ 2.12 \\ 2.13 \\ 3.1 \\ 3.2 \\ 3.3 \\ 3.4 \end{array}$	粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布リングイメージの1例シリカエアロゲルが設置されている様子HAPD の外見HAPD の動作原理 (1)HAPD の動作原理 (2)HAPD が設置されている様子MPPC の外見MPPC の外見MPPC の動作原理 (2)HAPD と MPPC の性能比較ダークパルスと信号NMOS トランジスタPMOS トランジスタ実際の TF01TF01 の模式図	22 23 24 25 26 26 28 29 30 31 33 33 33 35 36

3.6	可変抵抗部の回路....................................	37
3.7	オフセット調整用回路	38
3.8	デジタル信号出力用回路	38
4.1	テストボード外見....................................	41
4.2	テストボード概要..................................	43
4.3	実験のセットアップ	44
4.4	PTS の内部構造	44
4.5	ゲインが最大のときのアナログ信号............................	46
4.6	ゲインが2番目に大きいときのアナログ信号	46
4.7	ゲインが 2 番目に小さいときのアナログ信号1	46
4.8	ゲインが最小のときのアナログ信号............................	46
4.9	オフセットの最大値	47
4.10	オフセットの最小値	47
4.11	閾値電圧の最大値....................................	47
4.12	閾値電圧の最大小値・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	47
4.13	highgain mode <b>でのアナログ信号</b>	48
4.14	lowgain mode <b>でのアナログ信号</b>	48
4.15	アナログ信号がでデジタル信号に変換される様子・・・・・・・・・・・・・・	48
4.16	アナログ信号での threshold scan の様子	49
4.17	カウント数からのパラメーターの求め方	50
4.18	ガウス関数のフィッティング...............................	50
4.19	相補誤差関数のフィッテイング...............................	50
4.20	オフセットの定量的な変化................................	52
5.1	実験のセットアップ	54
5.2	微分回路から出力される信号	55
5.3	ゲインが最大のときのアナログ信号..............................	56
5.4	ゲインが2番目に大きいときのアナログ信号	56
5.5	ゲインが2番目に小さいときのアナログ信号	56
5.6	ゲインが最小のときのアナログ信号...............................	56
5.7	オフセットの最大値	57
5.8	オフセットの最小値	57
5.9	閾値電圧の最大値....................................	57
5.10	閾値電圧の最小値....................................	57
5.11	highgain mode でのアナログ信号	58
5.12	lowgain mode でのアナログ信号	58
5.13	アナログ信号がでデジタル信号に変換される様子	58
5.14	オフセットの定量的な変化..................................	61

# 表目次

1.1	KEKB 加速器と Super KEKB 加速器の比較	13
2.1	MPPC の選定候補	29
3.1	TF01A64 の仕様	34
3.2	CCR のパラメーター内訳	39
3.3	DAC レジスタのパラメーター内訳	39
3.4	LCR のパラメーター内訳	39
4.1	ゲインを変化させたときの波高値の変化・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	51
4.2	ゲインを変化させたときの波高値の変化の勾配..............	51
4.3	ゲインを変化させたときの S/N 比の変化	51
4.4	gainmode を変化させたときの波高値・ S/N 比の変化	52
5.1	ゲインを変化させたときの波高値の変化	59
5.2	ゲインを変化させたときの波高値の変化の勾配..............	59
5.3	ゲインを変化させたときの S/N 比の変化	60
5.4	gainmode を変化させたときの波高値・ S/N 比の変化............	60
5.5	gainmode を変化させたときの波高値・ S/N 比の変化	61

## 第1章 Belle II 実験

Belle II 実験は、陽子と陽電子を衝突させることで発生する B 中間子や τ レプトンの崩壊を 測定し、標準模型を超える新物理の探索を行う実験である。ここでは、実験の主な目的と使用 される加速器・測定器について述べていく。

## 1.1 Belle II 実験にて期待される物理

まず実験の目的である標準模型を超える新物理について述べる。

#### 1.1.1 標準模型

標準模型は現代の素粒子物理学において基本となる理論であり、これまでの数多の実験や観 測の結果を説明できる強力なものである。標準模型の中での素粒子の区分は、物質を構成する 2種類のクオーク(+<sup>2</sup>/<sub>3</sub>の電荷をもつアップタイプクオークと -<sup>1</sup>/<sub>3</sub>の電荷をもつダウンタイプク オーク)と電子やニュートリノの属する 2種類のレプトン(-1の電荷をもつ荷電レプトンと電 荷をもたないニュートリノ)に分けられ、それぞれに第三世代までの種類があると考えられて いる。また粒子同士での相互作用(力)にはそれを媒介する粒子が必要であり、4種の相互作用 それぞれに対応するゲージ粒子が存在する。また一部の質量が0であるゲージ粒子を除くこれ らの粒子に質量を与えたヒッグス粒子の存在も示されている。

また粒子が行う相互作用には4種類あり、媒介する粒子(ゲージ粒子)がそれぞれに必要である。標準模型には4種類のうち

- 強い力:グルーオン
- 電磁気力:光子
- 弱い力: Wボソン

が記述されている。実際に働く力はこの3種類に加え重力が存在する。重力はグラビトンという粒子によって媒介されるといわれているが、標準模型での記述はない。

ヒッグス粒子は物質に質量を与える「相転移」の証拠となる粒子であり、2013年に発見された。標準模型の中で最も後に発見された粒子である。この「相転移」の際に現在のヒッグスポテンシャルが形成され、ヒッグス場と粒子との相互作用がそのまま粒子の質量に対応することになる。

ここまで述べてきた通り、標準模型は素粒子の種類や体系についてまとめたものであり、多く の実験との符合が確認されている。しかしゲージ粒子のなかに重力の記述がなかったり、ニュー



図 1.1: 標準模型

トリノ振動やダークマター・ダークエネルギー等の説明が出来ておらず、完璧とは言い難い。 そのため、標準模型を包含しながらも超えていくような理論が素粒子物理学で求められている。

### 1.1.2 CP 対称性の破れ

全ての粒子には、性質や質量が同じで電気的性質が反対である反粒子が存在する。ビッグバンの直後では粒子と反粒子が大量に対生成されたと考えられており、宇宙には我々を構成する 粒子と対を成す反粒子が同程度存在していたはずである。しかし現在の宇宙では粒子の数が反 粒子よりも圧倒的に多い。この現象を説明するものが CP 対称性の破れである。 CP 対称性の C と P は物理法則における 3 つの基本的な対称性である

● 空間反転 (P:パリティ変換) ・・・ 鏡像反転の後、鏡像に垂直な軸に対し半回転する

- 時間反転(T) ··· 時間を逆行させる
- 電荷共役反転(C) ・・・ 粒子と反粒子を入れ替える

の中の空間反転と電荷共役反転を同時に行うということである。1964年以前は弱い相互作用において、C 変換や P 変換の対称性が破れることが確認されていたものの、CP 変換 (粒子と反粒子を本当に意味で入れ替える変換)の対称性は保存されると考えられていた。しかし、1964年に J.W;Cronin, V.L.Fitch らによって行われた中性 K 中間子の崩壊  $K_L^0 \rightarrow \pi^+\pi^-$ の測定により、CP 変換においても対称性が敗れることが発見された。

この CP 対称性の破れを 3 世代のクオークを導入することで説明したのが小林・益川理論に おける CKM(カビボ・小林・益川) 行列である。CKM 行列は Cabibbo - GIM 機構における「質 量固有状態では W ボソンが相互作用する状態が混合している」というアイデアに基づいた、質量固有状態を弱固有状態に変換するユニタリー行列である

$$\begin{pmatrix} d'\\c'\\b' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{ud} & V_{us} & V_{ub}\\V_{cd} & V_{cd} & V_{cd}\\V_{td} & V_{td} & V_{td} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d\\c\\b \end{pmatrix}$$
(1.1)

3 世代のクオークを導入することで行列内に複素位相を含めるようになった。この CP 対称性 を破る複素位相のことを CP 位相と呼ぶ。このとき、混合角を  $\theta_i(i = 1, 2, 3)$ 、 CP 位相を  $\delta$ とすると、CKM 行列 ( $V_{CKM}$ ) は以下のように表せる。

$$V_{CKM} = \begin{pmatrix} c_{12}c_{13} & s_{12}c_{13} & s_{13}e^{-i\delta_{13}} \\ -s_{12}c_{23} - c_{12}s_{23}s_{13}e & i\delta_{13} & -s_{12}c_{23} - c_{12}s_{23}s_{13}e & i\delta_{13} & s_{23}c_{13} \\ s_{12}c_{23} - c_{12}s_{23}s_{23}e & i\delta_{13} & -s_{22}c_{12} - c_{12}s_{23}s_{13}e & i\delta_{13} & s_{23}c_{13} \end{pmatrix}$$
(1.2)

ここで  $s_{ij} = \sin \theta_{ij}$ 、  $c_{ij} = \cos \theta_{ij}$  である。 また CKM 行列のユニタリー性より

$$V_{tb}^* V_{td} + V_{ub}^* V_{ud} + V_{cb}^* V_{cd} = 0 aga{1.3}$$

が成り立つはずであり、上式は複素平面上の三角形として表現することができる。この三角 形のパラメーターを実験によって決定していくことでユニタリー性を実証できる。

1981年には、A. Carter や三田らにより、小林益川模型によると B 中間子を用いると CP 対称性の破れを観測できる可能性があることが指摘された。そこで日本の KEK ・アメリカの SLAC それぞれで KEKB ・ PEP-II という同様の加速器をほとんど同時期に建設し、非対称エ ネルギーの電子陽電子衝突実験が開始された。これらの実験にはそれぞれ Belle ・ Babar 実験 と呼ばれ、 2001年に両実験で  $B \ 0 \ge \overline{B^0}$ の崩壊分岐比の差を観測することで、正式に B 中間 子における CP 対称性の破れが発見された。

### 1.1.3 B 中間子崩壊の測定

B 中間子は、ボトムクオークとその反クオークとの束縛状態やその反粒子状態を指す。ここでは電荷が中性のものも加えた  $B^0, \bar{B^0}, B^{\pm}$ を中間子と呼ぶ。

Belle 実験に代表される B ファクトリー実験では、電子と陽電子を衝突させ大量の B 中間子 を発生させる。この B 中間子生成は  $\Upsilon(4)$  と呼ばれるポジトロニウム共鳴状態が B 中間子対 に崩壊することを利用している。(ポジトロニウムの共鳴状態のうち、電子・陽電子衝突で生成 されるものが  $\Upsilon$  中間子と呼ばれる)  $\Upsilon(4)$  のうち約 48.6% が  $B^0\bar{B}^0$  ・ 約 1.4% が  $B^+B^-$  に 崩壊するため、B 中間子が必要な実験において重要な共鳴状態である。

## 1.1.4 新物理の探索

#### (1) 荷電ヒッグス粒子

ヒッグス粒子は 1.1.1 で述べたように標準模型によって予言され実際に発見された粒子である。標準模型に次いで新しい物理を説明できると目されている超対称性理論では、発見された

ヒッグス粒子の他にも他の中性なヒッグス粒子や電荷を帯びた荷電ヒッグス粒子の存在が予言 されている。

BelleII 実験で期待できる荷電ヒッグス  $H^+$  の効果が表れるのは例えば、 $B \rightarrow \tau \nu$  という稀崩壊の反応の中である。この反応は標準模型では荷電ウィークボソン  $W^+$  の交換によって起きると考えられているが、荷電ヒッグス粒子が存在し反応に関与した場合崩壊の分岐比が標準模型のものと大きく異なることになる。



図 1.2: 荷電ヒッグス粒子を生む相互作用

(2) 右巻き相互作用

標準模型において、弱い相互作用は左マキノフェルミオンと右巻きの反フェルミオンに作用 する。そのため  $\gamma$  線を伴うような B 中間子の崩壊においても光子はほぼ左巻きになるはずで ある。しかし右巻きの相互作用について新物理が存在する場合、 $B^{0}(bd) \rightarrow B^{-}0(bd) \rightarrow X_{d\gamma R}$  と  $B^{0}(bd) \rightarrow X_{d\gamma R}$ の振幅の量子力学干渉効果は大きくなり、より高い確率 (SUSY のモデルによ ると 10% ほど) で右巻き光子が表れると予想される。

(3) 粒子の LFV 事象

LFV とはレプトンのフレーバー数が保存しないような崩壊のことであり、荷電レプトンにおいては発見されていない。 Belle II 実験では、B 中間子と共に大量に生成される  $\tau$  レプトンを用いて、 $\tau$  粒子が  $\mu$  粒子に遷移する過程を見つけようとしている。LFV は標準模型とは相いれない現象であるため、観測されれば標準模型を超える新物理ということになる。



図 1.3: LFV 事象の模式図

(4) エキゾチックハドロン

我々の存在する物質世界を構成するハドロンは通常、クオーク3つで構成されるバリオンと クオーク反クオーク対で構成されるメソンの2種類に分類される。しかし量子色力学ではバリ オンやメソン以外にもクオーク4つ以上で構成されるクオークの存在は否定しておらず、その ような粒子はエキゾチックハドロンと呼ばれた。

ここで 2003 年に Belle II 実験の前進である Belle 実験にて発見された X(3872) という粒子 の質量がメソンである D 中間子 2 つ分であることより、4 つのクオークで構成されているので はないかと注目を受けた。2008 年に発見された Z(4430)<sup>+</sup> は、電荷を有しており少なくとも 4 つのクオークで構成されていることが確実な粒子の1 つである。このように Belle 実験ないし は Belle II 実験ではこれまでに 20 種類以上のエキゾチックハドロンが確認されている。

## 1.2 SuperKEKB 加速器と Belle II 測定器

ここからは実験に用いる加速器と測定器について述べる。



図 1.4: エキゾチックハドロン検出の様子

## 1.2.1 Belle 実験

Belle 実験は 1999 年から 2010 年の約 10 年間にかけて行われた粒子衝突実験である。2001 年には上記の通り B 中間子と反 B 中間子の崩壊時間の差を測定し、 CP 対称性の破れの証明に 多大の貢献をした。Belle 実験は粒子の加速を行う KEK-B 加速器と衝突後の測定を行う Belle 測定器にて構成されていた。

KEK-B 加速器は一周約 3km のリング状の加速器で、8GeV の電子と 3.5GeV の陽電子を加速し衝突させる。その重心エネルギーが約 10.58GeV に達し、 $\Upsilon(4S)$  という共鳴状態を経て、大量の B 中間子と反 B 中間子対が生成される。同時期に行われた Babar 実験における PEP-II とは、測定の正確さにそのまま直結する B 中間子の数を競い合っていた。B 中間子の生成能力の指標にはビーム衝突型加速器における単位面積単位時間あたりの衝突頻度を表すルミノシティが用いられ、KEK-B のルミノシティは最大で  $2.2 \times 10^{34} cm^{-2} s^{-1}$  という当時の世界最高の値を記録した。



図 1.5: BELLE 測定器

## 1.2.2 SuperKEKB 加速器

### 1.2.3 概要

SuperKEKB 加速器は茨城県つくば市の高エネルギー加速器研究機構 (KEK) の地下に存在 する衝突型加速器である。7CeV まで加速させた電子と 4GeV まで加速させた陽電子を衝突さ せ、重心系エネルギーがおよそ  $\sqrt{s} = 10.58 GeV$  に達する非対称型の衝突型加速器である。この 値は高い分岐比で B 中間子を発生させる状態である  $\Upsilon(4S)$  の質量と一致する。加速器の大きさ は直径 1km 周長 3km にも及ぶ。電子と陽電子が通過するリングにはそれぞれ High Enenergy Ring(HER) と Low Energy Ring(LER) と呼ばれ、ビーム入射用の 1 km の線形加速器 LINAC を持つ。

大型の加速器を用いる実験の手法には大まかにエネルギーフロンティアとルミノシティフロ ンティアの2種類に分類される。エネルギーフロンティアとは観測したい物理現象のエネルギー のスケールに加速器の重心エネルギーを合わせ、直接的に物理現象を観測する手法である。標 準模型を超えるような新物理のエネルギースケールは TeV まで到達するため、スイスの CERN に建設されている陽子陽電子衝突型の円形加速器である LHC(Large Hadron Colider)の重心エ ネルギーは 14TeV に達する。それに比べてルミノシティフロンティアは、加速器の重心エネ ルギーを合わせないが、目的の物理現象に関わる事象(粒子等)を大量に生成することで、間接 的にエネルギースケールの異なる物理現象を観測する手法である。不確定性原理によ低エネル ギー事象であっても稀に高エネルギー事象に寄与しかねないため、感度を良くするためには統 計量を増やす必要がある。

Belle II 実験は上記の2種類のうちルミノシティフロンティアの実験であり、B 中間子を大量に発生させる(Bファクトリーと呼ばれる)ことで新物理の探索を行っている。実際に発生するのは B 中間子だけでなく  $\tau$  レプトンや c クオーク等も大量に発生するが、これは Belle II 実験における多様なフレーバー物理の研究を可能にしている。



図 1.6: Super KEK-B 加速器全容

## 1.2.4 加速器の性能

SuperKEKB 加速器は Belle 実験における KEKB 加速器を衝突点におけるビームサイズを 1/20 にし、蓄積ビーム量を 2 倍に上げることで衝突頻度をおよそ 40 倍にしたものである。2 つの加速器の性能をパラメーターとして以下の表にまとめた。

パラメーター	KEKB 加速器 (最終値)	Super KEKB 加速器 (設定値)
ビームエネルギー [CeV/c](LER/HER)	3.5/8.0	4.0/7.0
ビーム電流 I <sub>±</sub> [A](LER/HER)	1.64/1.19	3.6/2.6
<b>交差角度</b> [mrad]	22	83
$\xi_{y\pm}(\text{LER/HER})$	0.129/0.0881	0.090/0.0807
$egin{array}{c} eta_{y\pm} \end{array}$	5.9/5.9	0.27/0.3
パンチ数	1584	2500
ルミノシティ $L[10^{34} cm^2 s^{-1}]$	2.11	80

表 1.1: KEKB 加速器と Super KEKB 加速器の比較

上表において  $\xi_{y\pm}$  はビームパラメーターと呼ばれる量であり、衝突点でのビーム同士の相互 作用の大きさを表す無次元量である。  $\beta_{y\pm}^*$  は電子陽電子それぞれのビームの絞り込みに相当す る量である。ルミノシティ *L* は前述した通り、単位面積単位時間当たりの衝突頻度を表す量で あるが、式で表すと以下のようになる。

$$L \simeq \frac{\gamma_{\pm}}{2qr_e} \left( \frac{I_{\pm}\xi_{\pm}}{\beta_{y\pm}^*} \right) \tag{1.4}$$

上記の表に出ていないパラメーターのうち、 $\gamma$ はローレンツ因子・qは素電荷・ $r_e$ は古典半径である。この式よりわかる通り、ビームのルミノシティは  $I_{\pm}$ に比例し  $\beta_{y\pm}^*$ に反比例する。



図 1.7: 加速器ごとのルミノシティの最大値

Belle 実験に使用された KEKB 加速器からのアップグレードとして、当初はビーム電流を大幅に上昇させることによってルミノシティを増加させる予定であったが、コスト等の問題によりビーム電流の大きさは 2 倍程度の上昇にとどまった。その代わりに取られた方法が、ビームサイズを絞り  $\beta_{y\pm}^*$  の値を小さくすることだった。その際に衝突部分においてビームが膨らんでしまう現象を抑えるため、SuperKEKB 加速器ではナノビーム大角度交差衝突方式が採用された。進行方向 5.6mm ・水平方向  $10\mu$ m ・垂直方向 5.60nm の電子・陽電子のパンチ同士を約 5 度の大角度で衝突させることで、2 つのビームの重なる面積を小さくし、ビームを細く絞った。

#### 1.2.5 Belle II 測定器

BelleII 測定器は、B 中間子の崩壊によって生成された粒子(電子・μ 粒子・光子・π 粒子・ K 粒子・陽子等)を運動量やエネルギーを測定し識別する複合型検出器である。SuperKEKB 加 速器の電子・陽電子ビームの衝突点を囲むように設置されており、それぞれ異なる役割をもっ た検出器が層をなしている。それぞれの検出器の名称と配置を以下に示す。各々の検出器の詳 細については後述する。

また BelleII 測定器の円柱状の形状から、側面部はバレル部・底面部はエンドキャップ部と呼ばれる。このエンドキャップ部のうち陽電子入射側を前方エンドキャップ部・電子入射側を後方 エンドキャップ部と区別する。



図 1.8: BELLE II 測定器の概要



図 1.9: BELLE II 測定器の組成

## (1) VXD

Vertex Deterctor(VXD)は、B中間子の崩壊点の測定を行う検出器であり、Belle II 測定器の最も内側に位置している。SVD は荷電粒子がシリコン板を通過する際に発生する電子・正孔対を観測することで、荷電粒子の通過位置の2次元情報を測定する。また SVD は 2 層の PXD

と4層の SVD から構成されている。



図 1.10: VXD の外見

PXD は VXD の内側の 1 層目と 2 層目に位置する検出器で、半径方向 14mm と 22mm に 位置している。PXD はピクセル型シリコン検出器 DEPFET(DEPlated Field Effect Transistor) で構成されており、空乏層で発生した電子・正孔対の量に比例した電流が流れる。この検出器 は多重散乱に対応するため非常に薄い 75µm のピクセル型の検出器として内側に設置された。 PXD の導入により、ハドロンの崩壊点をおよそ 50µm の精度で検出することや寿命の長い粒 子の再構成の効率の向上に貢献している。



図 1.11: PXD の外見

SVD は VXD 内部 3~6 層目、それぞれ中心から 39mm・80mm・104mm・135mm の距離 に円形に設置されている。SVD には Belle 実験でも使用されていたシリコン型検出器である DSSD(Double Sided Silicon Detector) が用いられている。DSSD は名前の通り 2 つの SSD を 両面に配置した検出器であり、SSD はストライプ上のフォトダイオードの形状をと取っており、 n 型半導体のストライプのある面と p 型半導体のストライプのある面の 2 つが存在する。DSSD は単体で2次元での位置検出が可能なため、複数層にわたって設置することで3次元的な位置 検出を可能にしている。



図 1.12: SVD の外見

#### (2) CDC

CDC は VXD の外側に位置するドリフトチェンバーであり、粒子の飛跡や運動量の測定だ けでなく飛跡情報によるトリガー生成や dE/da 測定による低運動量領域での粒子識別等々の複数 の役割を担っている。チェンバー中のワイヤーには、信号観測用のセンスワイヤーと電場を生 み出すフィールドワイヤーの2種類が存在し、それぞれ 14336 本と 42240 本張られている。装 置内部の空間はヘリウムとエタンが均等に混合されたガスが充満している。ここに荷電粒子が 通過するとガスの分子が電離し、全体に印加されている電場の影響で電子なだれを起こしセン サーワイヤーまでドリフトする。この際のドリフトにかかった時間や飛跡からセンスワイヤー との距離を算出し、これを複数のヒット点で行い飛跡を再構成することで、粒子の通過位置や 運動量を求めることができる。

(3) **TOP** 

TOP は Belle II 測定器のバレル部に位置しており ECL と CDC に挟まれている。役割は 主に荷電 K 中間子と荷電  $\pi$  中間子の識別である。主に 2 枚の合成石英板と光検出器 Micro-Channel-Plate(MCP)-PMT で構成されている。石英板に荷電粒子が入射した際に発生するチェ レンコフ光を内部で反射させ、端面に設置された光検出器で検出を行う。この際に検出した光 子の位置と時間よりリングイメージを再構成することで粒子識別が可能になる。



Figure 7.2: Schematic side-view of TOP counter and internal reflecting Cherenkov photons.

図 1.13: TOP の外見と構造

(4) ARICH

ARICH は Belle II 測定器のエンドキャップ部に位置し、荷電 K 中間子と荷電 π 中間子の識 別を行う検出器である。TOP と同様に荷電粒子の発するチェレンコフ光を用いた粒子識別装 置でり、輻射体であるシリカエアロゲルと光検出器 HAPD で構成されている。詳細は次の章 に述べる。

(5) ECL

ECL はバレル部とエンドキャップ部にて光子や電子のエネルギーを測定する電磁カロリメー タである。シンチレーターと光検出器で構成されていて、それぞれバレル部に 6624 個、フォ ワード部に 1152 個、バックワード部に 960 個配置されている。光子や電子がシンチレーター内 部で発生させる電磁シャワーの光量がエネルギーに比例することを利用し、幅広いエネルギー 範囲での反応に対応することができる。

(6) 超伝導ソレノイド電磁石

ECL の外側には、内径 1.7m ・外径 2.00m ・長さ 4.41m のソレノイド型電磁石が設置されている。CDC 内部を通過する荷電粒子はこの電磁石の発する 1.5T の強磁場によって軌道を曲げられる。この際に求まる曲率から運動量の測定を行う。コイルの組成はニオブチタン合金であり、液体ヘリウムで-268 まで冷却して超伝導状態になっている。ここに 4160A もの電流を流すことで 1.5T の磁場を発生させている。

(7) KLM

KLM は Belle II 測定器の最も外側に位置し、透過力の高いμ粒子や寿命が長く反応を起こ しづらい K<sup>0</sup><sub>L</sub> 中間子の検出を行っている。この検出器は薄い鉄板と粒子の検出を行う検出層の を交互に重ねた多重構造になっている。この検出器にはプラスチックシンチレータが用いられ、 シンチレータ内部に波長変換ファイバーを通しその先に光検出器 MPPC を取り付けたものを 並べることで、物質との相互作用の様相から粒子の通過を観測し軌跡を再構成を可能にしている。また階層構造にする際に向きを直行するように重ねることで2次元データを取得できるようになっている。この構造体はバレル部とエンドキャップ部に分かれており、中央のバレル部 を前後からエンドキャップ部で取り囲み、超伝導ソレノイド磁石の作る磁石を外部に漏れないようにしている。





# 第2章 ARICH 検出器とそのアップグ レード

## 2.1 ARICH の概要

ARICH(Aerogel Ring Imaging Cherenkov counter) は Belle-II 検出器のエンドキャップ部に 存在し、荷電 K 粒子と荷電 π 粒子の識別を行う検出器である。輻射体であるシリカエアロゲ ルと光検出器 HAPD から構成され、シリカエアロゲルを通過した際に荷電粒子の発する円錐 状のチェレンコフ光を HAPD で捉え、リングイメージの半径より粒子の識別を行う。この章 では ARICH 検出器の詳しい動作原理や構成要素、更には今後見込まれるアップグレードにつ いて述べる。

チェレンコフ光の発生原理

物質中を荷電粒子が通過するとき、その速度が物質中での光速を超えることができる。その 際の荷電粒子の媒質との相互作用によって生じる電磁波がチェレンコフ光として放出される。 チェレンコフ光は可視光線から紫外線領域の光で粒子の進行方向に対して円錐状に放出される。 チェレンコフ光の放出角 θ は

$$\cos \theta = \frac{1}{n\beta} (\beta : 荷電粒子の速度)$$
 (2.1)

また光子数は以下の式のように表せる。

$$\frac{d^2N}{dxd\lambda} = \frac{2\pi\alpha z^2}{\lambda^2} \left(1 - \frac{1}{\beta^2 n^2(\lambda)}\right) \tag{2.2}$$

ここでの  $\alpha$  は構造微細定数 (値は  $\frac{1}{137}$  )、 $\lambda$  は光の波長で n は媒質の屈折率、z は荷電粒子の 電荷 (ここでは電子電荷を単位とした絶対値)、x は媒質の厚みである。なお上式では自然単位 系として c = 1 が成り立つことを前提としている。



図 2.1: チェレンコフ光のイメージ

#### ARICH 検出器の粒子識別原理

ARICH 検出器は荷電粒子が前段にある輻射体シリカエアロゲルを通過する際のチェレンコ フ光を、後段の光検出器 HAPD で検出する。この際に捉えた光子はリングイメージ状になり、 その半径から放射角を割り出し、通過した粒子を識別する。この識別方法はリングイメージ法 と呼ばれる方式である。通常リングイメージ法を用いるときは輻射体と光検出器の距離は離れ ている方が望ましいが、ARICH はインストールできるスペースの関係上、奥行き 30cm ・副 斜体光検出器間距離 20cm という近接型の検出器になっている。

導出された放射角より以下の式を用いて粒子の識別を行う。

$$m = p\sqrt{n^2 \cos^2 \theta_C - 1} \tag{2.3}$$

ここで m は粒子の質量、p は運動量、n はエアロゲルの屈折率、 $\theta_C$  はチェレンコフ角を表している。



図 2.2: 粒子識別の模式図

下図は副斜体であるシリカエアロゲルの屈折率 n = 1.05 のときの粒子の運動量当たりのチェ レンコフ角度分布である。ここで粒子の運動量を 3.5GeV と仮定すると、荷電 K 中間子は 277mrad ・荷電  $\pi$  中間子は 307 mrad になる。(下図だと正確には見えづらいかもしれないが) こ れを HAPD 面でのリングイメージの半径に直すとそれぞれ 48 mm ・ 54mm であるので、実際のリング半径差はおおよそ 6mm ほどということになる。



図 2.3: 粒子ごとの運動量当たりのチェレンコフ光角度分布

検出器の荷電粒子ごとの角度分解能  $\Delta \theta$  は、荷電粒子あたりの検出光子数  $N_{p.e.}$  と 1 光子あたりの角度分解能  $\Delta \theta_c$ を用いて下式のように表され、この値を粒子識別の基準として想定される角度差 30mrad と比べることで検出器の粒子識別性能が決まることになる。

$$\Delta \theta = \frac{\theta_c}{\sqrt{N_{p.e.}}} \tag{2.4}$$



図 2.4: リングイメージの 1 例

ここから輻射体シリカエアロゲルと光検出器 HAPD について詳しく述べていく。

## 2.1.1 輻射体シリカエアロゲル

エアロゲルはゲル状の物質を乾燥させて作成される多孔性の固体物質であり、シリカ (SiO<sub>2</sub>) が原料となっているエアロゲルのことをシリカエアロゲルと呼ぶ。体積のうち 90ARICH 検出 器には厚さ 40mm 一辺 18cm の正方形を扇状にカットしたシリカエアロゲルが 248 枚設置さ れている。チェレンコフ光の光子数は多いに越したことがないので媒質が長いほうが好ましい が、厚さを増すとチェレンコフ光の発生位置によるリングイメージの誤差が大きくなってしま う。それを防ぐために ARICH では屈折率の異なる 2 種類のエアロゲル (屈折率  $n_1 = 1.045$  の ものと  $n_2 = 1.055$  のもの)を用いることで性能悪化を防いでいる。この方法をデュアルレイ ヤー方式といい、これにより安定性を保ったまま光子数を増加させている。



図 2.5: シリカエアロゲルが設置されている様子

## 2.1.2 光検出器 HAPD

ARICH 検出器の光検出器部には HAPD(High Avalanche Photo Detector) が用いられている。HAPD は ARICH 専用の光検出器として、浜松フォトニクス (株) と共同で開発したもの である。



図 2.6: HAPD の外見

HAPD は真空管内に 36 チャンネル分にピクセル化された APD(Avalanche Photo Diode) が 4 つ並んでおり、真空管の上部は合成石英ガラス製の入射窓で閉じられている。入射窓の内側に はスーパーハイアルカリが蒸着されており、光電面の役割を果たす。このスーパーハイアルカ リは典型的なチェレンコフ光の波長である 400nm 付近の領域で 30 ここで HAPD の動作原理 を述べる。HAPD に光子が入射するとまず上部の光電面で電子に変換される。光電面と APD の間には 8kV の電圧が印加されているため、光電面から放出される電子は加速され、APD に 入射された際に約 1800 対の電子正孔対を生成する。ここで生成された電子は APD に印加さ れた逆バイアス電圧によってドリフトを行う。ドリフト時に電子が格子原子周囲の電子と衝突 をすることで 2 次キャリアが生成され、2 次キャリアがドリフトしていく中で新たな 2 次電子 を複製していく電子なだれが発生する。この増幅方法をアバランシェ (Avalanche) 増幅と呼び、 増幅率は約 40 倍である。この増幅機構により HAPD の増幅率は最終的に 7×10<sup>7</sup> 程度まで到 達する。この増幅機構は増幅率が比較的高いだけでなくノイズの影響も少ないため、1 光子の 検出に適している。



図 2.7: HAPD の動作原理 (1)



図 2.8: HAPD の動作原理 (2)

ARICH ではリングイメージの半径差を用いて粒子の識別を行うため、1 光子検出に優れてい てかつ検出器 1ch のサイズが 6mm 以下 (運動量 p = 3.5 GeV/c 屈折率 n = 1.05 を想定した際 に  $K/\pi$  の作るリングイメージの半径差)が望まれる。HAPD は一光子検出に優れておりピク セルサイズも 4.9mm×4.9mm であるため要求を十分満たしているといえる。また ARICH で の動作を考慮した際の、Belle II 測定器内部における 1.5T の磁場や、10 年間の稼働を想定し た際の  $1.0 \times 10^{12} neutron/cm^2$  という高い放射線量にも HAPD は耐えることができる。以上 の理由で HAPD は ARICH に光検出器として導入されており、合計で 420 台が半径方向に 5 層に円状に配置されている。



図 2.9: HAPD が設置されている様子

### 2.1.3 信号処理システム

ARICH に配置される 6 万チャンネルの HAPD を用いるため、測定のためには多チャンネルの同時読み出しや HAPD の増幅率を補うため高利得な増幅機能を有する読み出しシステムが必要である。この要求を満たすような読み出しシステムの開発が行われた。

ARICH の読み出しシステムは、主に Front End Board(FEB) と Merger Board(MB) で構成 されている。FEB は HAPD 1 台にそれぞれ 1 基づつ付随していて、HAPD から出力される アナログ信号をデジタル信号に変換する回路である。複数(5 つか 6 つ) FEB からのデジタル データを統合する役割を持つのが MB である。72 基の MB でデータを統合した後、圧縮等の 処理を施して光ファイバー経由の Belle2Link を通して、解析を行うため Belle II DAQ にデー タが送信される。

#### FEB(Front End Board)

FEB(Front End Board) は HAPD の信号読み出し用に開発された回路であり、アナログ信号 をデジタル信号に変換する SA03 と呼ばれる ASIC(Applicaton Specific Integrated Circuit) 4 つとデジタル信号を処理する FPGA(Field Programmble Gate Array) 1 つで構成される。ASIC とは特定の用途に向けて作られた多数の機能を有する集積回路のことを指し、実装面積の縮小 や動作速度の向上といった利点を有する。後段の FPGA も集積回路という意味では ASIC と 同様だが、任意の論理機能をすぐさまアップグレードできるため、出荷後でも機能を切り替え ることができる。

SA03 の読み出しチャンネルは 36ch で HAPD 1 台に対して 4 つ搭載されており、アナログ信 号のデジタル信号への変換が役割である。よって SA03 を主に構成するのは比較器(Comparator)であり、その前段にアナログ信号を増幅する増幅器(Amp)と立ち上がりの時間の調整を行 う波形成型機(Shaper)が存在する。この増幅器と波形成型機には 4 段階の調整機能がついて おり、それぞれ増幅率と立ち上がり時間の調節を行えるようになっている。このほかの機能と してオフセットを調節することができる。SA03 では比較器内部で用いる閾値電圧が全チャン ネルで共通なため、それぞれのチャンネルでオフセットの調節ができる必要がある。オフセッ トの調節は 16 個のビットが担当しており、計 256 段階の調節が可能である。

回路の後段部のシフトレジスタでは、光子検出の判別から得られるビッチ情報をある程度保存し外部のトリガーによって読み出せるようになっている。このようなデジタル信号処理を行う回路が XILINX 製の Spartan-6 と呼ばれる FPGA によって構成されている。この FPGA は SA03 あ内部の様々なパラメーターの設定を行うだけでなく、出力されたデータをパケット化して、MB に送信する役割も持つ。

#### Merger Board(MB)

Merger Board(MB) は FEB と後段の Belle II DAQ をつなぐや役割を担っており、FEB から のデータの受信および統合などのデータ処理や Belle II DAQ へのデータの送信等を行う。DAQ へは Belle2Link という光ファイバーを用いて検出器からのデータ収集を行うフレームワーク が合存在する。MB は中央の Virtex-5 と呼ばれる FPGA ・下部の 6 つの FEB との接続部 ・ Belle2Link 接続用の光ファイバーコネクタで構成される

## 2.2 光検出器のアップグレードと MPPC

現在 ARICH の光検出器としては HAPD が用いられているが、 HAPD の生産はすでに終 了している。 HAPD はおよそ 10 年間の稼働に耐えうる素子であることは確認済みであるが、 今後 Belle II 実験ではビームルミノシティの向上に伴う放射線量の増加や運転期間の延長等が 予想される。そのため新しい光検出器を選定することになった。ARICH では候補の 1 つとし て SiPM(Silicom PhotoMultiplier) の一種である MPPC(Multi-Pixel Photon Counter) があげ られている。



図 2.10: MPPC の外見

MPPC は半導体を用いた光検出器だが、他のものと比べた際の最も大きな違いは、APD を ガイガーモードで動作させる点にある。APD に印加する電圧がをブレークダウン電圧よりも 大きくすると、リーク電流の量が急増し、素子固有の飽和状態が発生する(この状態のことをガ イガーモードと呼ぶ)。この状態で光子が入射すると、光子数に関わらず出力信号が発生する。

MPPC はガイガーモードの APD とクエンチング抵抗の 1 セットを 1 ピクセルと呼び、数 100 ~ 数 1000 ピクセルが集まり 2 次元的に配置されたものを 1 チャンネルと呼ぶ。ガイガー モードは 1 光子さえ入射してしまえば大きな飽和出力が得られる一方で、電圧が下がらない限 りこの飽和状態が継続される。そのため一度光子を検出した後には電圧を下げる必要がある。 この役割を担うのがクエンチング抵抗であり、出力電力がクエンチング抵抗を流れる際に電圧 降下を起こし、直列に接続された APD の印加電圧を下げる。そのため MPPC から出力され る信号は立ち上がりが鋭く、立下りが緩やかになる。



図 2.11: MPPC の動作原理 (2)

MPPC の各ピクセルは光子の入射時に同じ波高の出力を出すため、複数のピクセルに光子 が入射すると、出力はそれらが重なった高さの信号になる。しかし、同一ピクセル内に複数の 光子が入射した場合は複数の光子とは認識できず1光子としてカウントしてしまう。このとき MPPC の出力の線形性は悪化するが、ARICH では直径は10cm 以上のリングイメージという 広い範囲に40個以上の光子が飛来するため、この事象の影響は考えないものとする。

#### MPPC の選定候補

以下に MPPC の選定候補となっている 7 種類のものを挙げる。

サンプル	ピクセルピッチ	増倍率	PDE	チャンネルサイズ	静電容量
S13361-3050AE	$50\mu m$	$1.7 \times 10^{6}$	40	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	320 pF
S13361-3075AE	$75 \mu m$	$4.0 \times 10^{6}$	50	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	$320 \mathrm{pF}$
S14160-1315PS	$15 \mu m$	$3.6 \times 10^5$	32	$1.3 \times 1.3 \text{ mm}^2$	100  pF
S14160-1310PS	$10\mu m$	$1.8 \times 10^5$	18	$1.3 \times 1.3 \text{ mm}^2$	100 pF
S14160-3010PS	$10\mu m$	$1.8 \times 10^5$	18	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	$530 \mathrm{ pF}$
S14160-3015PS	$15\mu m$	$3.6 \times 10^5$	32	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	$530 \mathrm{ pF}$
S14160-3050HS	$50\mu m$	$2.5 \times 10^6$	50	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	500  pF

表 2.1: MPPC の選定候補

ここでの PDE(Photon Detection Efficiency) とは MPPC の感度を表すパーセンテージであ り、量子効率・開口率・アバランシェ確率の積で求められる。このアバランシェ確率という値 には電圧依存性がある。この表を見るとわかる通り、MPPC 内部の増倍率には 10 倍以上の幅 があるため、後段の回路での調節が必要である。また信号幅に影響する静電容量の値も MPPC によって異なっており、これは読み出し回路の時間分解能に影響する。

## 2.3 MPPC の利点と問題点

HAPD の代わりとなる光検出器として挙げられている MPPC には HAPD に比べ動作電圧 が低く検出効率や増幅率が高いという長所がある一方で、ダークカウントレートが高く放射線 耐性が低いという短所も存在する。この2つは実際に光検出器として ARICH で運用していく 上で大きな課題となっている。

HAPD		(multi-50um-type)
144(12 × 12)	チャンネル数	64(8 × 8)
4.9 × 4.9 mm <sup>2</sup>	有効受光面面積	3.0 × 3.0 mm <sup>2</sup>
73 × 73 mm <sup>2</sup>	サイズ	25.8 × 25.8mm <sup>2</sup>
~65 %	開口率	74%
200-600 nm	有効波長範囲	320-900 nm
~19%	光子枝出効率	40%
~0 cps	ダークカウント	0.5 Mcps
5.6 × 104	増倍率	1.7 × 10 <sup>6</sup>
7~8 kV	動作電圧	~50 V

図 2.12: HAPD と MPPC の性能比較

#### MPPC 運用の利点

MPPC 運用の利点は簡単に示すと以下のようになる。

- 1. 位置精度の向上
- 2. 検出効率の向上
- 3. 増倍率の向上
- 4. 動作電圧の低下
- 5. 印加電圧数の減少
- 6. コストの低下

1 や 2 は、チェレンコフ光の放射角の測定精度の向上をもたらす。HAPD に比べ 1 チャンネ ルが小さいため、光子の入射位置をより正確に同定できるだけでなく、検出効率が向上したた め、光子の入射時に検出できる確率が上昇することが期待できる。 3 については、検出器の増倍率が上昇は S/N 比の向上につながるだけでなく、後段の回路に おけるアンプのゲインの要求倍率を下げる効果も期待できる。

4 や 5 は、検出器自体の運用の簡易化が期待できる。HAPD では、1 台の HAPD につき 6 種類の電圧を供給する必要があり、そのうちには -8kV という高電圧を要求するが、MPPC は 1 種類であり更に 50 V という低電圧である。

MPPC 運用の問題点

MPPC 運用上の問題点は大まかに2種類存在する。ダークカウントレートと低放射線耐性である。

MPPC はダークパルスという特性を持っている。ダークパルスとは、光子が入射していない にも関わらず MPPC 内でキャリアが発生してしまうことを言い、熱的な要因で発生すること が多い。このダークパルスは、光子が入射したの信号と同じ形であるため、形状での区別が不 可能なのである。このダークパルスの数をダークカウントといい、1秒あたりのダークカウン トの数をダークカウントレートと呼ぶ。ダークカウントレートの単位は cps(count per second) と呼ばれるものであり、この単位は周波数とは異なるものである。今回用いる MPPC サンプ ルの中には 1Mcps を変えるようなダークカウントレートを持つものもある。また製作元の浜 松フォトニクスによる定義では、暗状態にて 0.5<sub>p.e.</sub> の閾値を超えるパルスの数をダークカウン トレートと呼んでいる。ダークカウントレートの温度依存性は以下の式で表わされる。

$$N_{0.5_{p.e.}} = AT^{\frac{3}{2}} exp(\frac{E_g}{2KT})$$
(2.5)

ここで T は温度 [K]、*E<sub>g</sub>* はバンドギャップエネルギー [eV]、*k* はボルツマン定数、*A* は任意 定数である。動作温度範囲内でのダークカウントレートの温度依存性の目明日の値として、温 度が 8 上昇すると 2 倍になると言われている。



図 2.13: ダークパルスと信号

MPPC の問題点はダークカウントレートだけではない。それが放射線耐性である。加速器を 用いた高エネルギーでは、用いる装置ないし素子の放射線耐性は重要である。Belle II 実験で は Radiative Bhabha 散乱によって生じた 線が Belle II 測定器外部の構造体と衝突した際に 発生しる中性子の散乱を気にするひつようがある。MPPC はシリコンデバイスであるため、こ の中性子によって大いに損傷するとが確認されている。

放射線損傷の概略を説明する。 APD 内部のシリコン (Si) 原子に中性子が衝突すると、原子 が光子間に移りその分の空孔が残ることがある。この格子欠陥をフレンケル欠陥といい、価電 子帯と電同帯の間に新たな準位を作成し、ダークパルスやリーク電流を増加させる。またアバ ランシェ増幅過程においてもキャリアが格子欠陥部に一時的に拘束されることで、アフターパ ルスが発生しやすくなる。,

## 2.4 本研究の目的

ここまで ARICH 検出器内部の光検出器 HAPD の代わりとして MPPC という素子が考え られていることを述べた。もし MPPC が採用された場合、アナログ信号処理用回路も HAPD 使用時のものではなく MPPC 用の回路が新しく必要になってくる。

本研究では、MPPC 用の信号読み出し回路の試作機である ASIC TF01 の動作確認と性能評価を行った。

## 第3章 MPPC 用信号集積回路 TF01A64

前章で述べたように ARICH の光検出器のアップグレードとして MPPC という素子が検討 されている。もし MPPC が採用された場合、信号読み出し用 ASIC も MPPC 専用のものが必 要である。そこで開発されたのが ASIC TF01A64 である。この章では開発された TF01 につ いて述べていく。

## 3.1 ASIC TF01A64 の概要

開発された MPPC の信号読み出し用の ASIC には「 TF01A64 」という名前がついた。これ以降は簡略化のため TF01 と呼ぶ。

TF01 の各回路は MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistors) で構成されている。MOSFET はトランジスタの一種であり、 n 型半導体と p 型半導体で構成されてお リ、ソース・ゲート・ドレインの 3 端子を持つ。ゲートに電圧を印加することで、ソースとド レインの間に電流を流し、その量を調節することでスイッチの役割を果たしている。この特性 より MOSFET はスイッチング回路として用いられることも多い。MOSFET の MOS とは半 導体であるシリコンの表面を酸化させ  $SiO_2$  の層を生成したうえで電極として金属を取り付け か構造を取る素子のことで、光子の検出に用いることもある。この伝導部の半導体の型によっ てそれぞれ n チャネルトランジスタ ・ p チャネルトランジスタが存在し、それぞれ伝導チャ ネル部はそれぞれ p 型 ・ n 型の半導体で構成されていいて、正・負の電圧をかけることで ソースドレイン間が導通する。



図 3.1: NMOS トランジスタ

図 3.2: PMOS トランジスタ

MOSFET の特徴はトランジスタの特性をゲートの形状 (W,L) によって大幅に制御できるこ とである。ここでの W はソースとドレインの横方向のずれを表し、L はソースとドレインの 距離を表すパラメーターである。この 2 つのパラメーターを決めることで MOSFET をオン にした時のドレインソース間の抵抗値 (オン抵抗)を決めることが出来る。この特性を用いて MOSFET を抵抗として用いることも多い。この際のオン抵抗の値は以下の式で表せる。

$$R_{ON} = \frac{1}{\frac{W}{L}\mu C_{\sigma x}(V_G - V_T)}$$
(3.1)

 $\mu$  は半導体中の電子の移動度、 $C_{\sigma x}$  は単位面積当たりのゲート酸化膜容量、 $V_G$  と  $V_T$  はそれ ぞれゲート電圧と MOSFET をオンさせるための閾値電圧である。この  $C_{\sigma x}$  は主に酸化被膜の 厚さによって決まる。

TF01 の半導体プロセスには、TSMC(Taiwan Semiconductor Manufacuturing Company(台 湾積体電路構造))の  $0.35\mu$ m Mixed Mode を用いている。 $0.35\mu$ m とはプロセスノードとい うデバイスの特定部位の寸法を表している。一般的に、プロセスが小さいほど高性能なデバイ スを作製できるため、この大きさはデバイスの発展が反映されることが多い。

下表に TF01 の仕様を簡単にまとめた。

名称	TF01A64	
半導体プロセス	TSMC 0.35 $\mu \rm{m}$ Mixed Mode	
読み出しチャンネル数	64ch	
ピン数	202 pin	
	CCR: 1	
レジスタ数	DAC レジスタ: 4	
	LCR: 64	
	VDD: $+1.65V$	
電圧的仕様 (アナログ)	GND: $0V$	
	VSS: -1.65V	
	VDD1: $+1.65V$	
電圧的仕様 (デジタル)	DGND: 0V	
	VSS1: -1.65V	

表 3.1: TF01A64 の仕様



図 3.3: 実際の TF01

この表のレジスタにおける CCR(Central Control Resister) とはチップ全体で共通に用いら れているレジスタであり、LCR(Local Control Resister) は信号チャンネルごとに設けられてい るレジスタである。MPPC からのアナログ信号の処理を司るのが後者の LCR であり、CCR に よってレジスタ選択や書き込み・読み出しを行う。

最後に TF01 の回路図の最上位階層を示す。202 あるピン数のうち、アナログ信号入力 (AIN) が 64、デジタル信号出力 (AOUT) も 64 ピン存在する。その他には TF01 の操作に関するもの やアナログ信号のモニタリング用のピン等が 73 ピン配置されている (残った 1 ピンは NC(non Connection) である)。

## 3.2 TF01A64 の内部構造

下図は TF01 の模式図である。MPPC からの信号は増幅器で増幅され場合によっては波形整 形機を通り 2 つ目の増幅器へ入る。その後オフセットを調整し、比較器にて閾値電圧をかけデ ジタル信号に変換され出力される。それぞれの区分について詳しく述べる。



図 3.4: TF01 の模式図

## 3.2.1 アンプ

ここでは回路中において信号の波高の増幅を行うアンプ回路について述べる。TF01 にはア ンプ回路が3箇所に設置してあり、そのうち2つをMPPC内部の増倍率によって使い分けて いる。そのため最初に必ず通るアンプを前段、2つに分かれたそれぞれのアンプを後段と呼ぶ ことにする。

前段のアンプはカレントコンベア部と可変抵抗部から構成される。従来のフィードバック式 だと周波数に利得帯域幅の制限がつくため使用できなかったが、カレントコンベアは従来のオ ペアンプ回路等で使用される電圧フィードバック式ではなく電流フィードバック式の回路で、 高周波数かつ高精度という性能を持つ。可変抵抗部は信号の増幅率の調整用であり、トランジ スタを成業することにより内部の抵抗値を4段階に変更することができる。この変化が前段の アンプの増幅率に反映されるため、アンプの増幅率の種類としては4種類あることになる。回 路上のSWL04という回路はCMOS回路であり、オン抵抗が5kωに設定されている。ロジッ クゲートを使用することで4つのSWL04のうち任意の11つをオンにすることにより、2倍ご との抵抗値に設定することが出来る

後段の増幅器は MPPC 内部の増倍率の差を埋めるためのモノである。MPPC のサンプル間 では増倍率に最大で 10 倍以上の差があり、これによるアナログ信号の波高値の差を埋めるた めの回路がこの 2 つの増幅器である。基本的な構造は前段のものと同じく電流フィードアップ 式の回路である。2 つに分岐した回路のうち波形成型機を含んだ側の回路を Low Gain Mode、 含まない方を High Gain Mode と呼ぶ。MPPC の増倍率が低い方の場合 (およそ 10<sup>5</sup> 程度) は High Gain Mode を、増倍率が高い方の場合は (およそ 10<sup>6</sup> 程度) Low Gain Mode を用いる。 Low Gain Mode には波形成型機が付属しておりこれは、増幅率が高い方の MPPC から出る信 号は立下り時定数が非常に長い影響で大きなテールを含んだ信号を出力するためである。この テールの大きさもそろえる必要があり、この波形成型機はそのための回路である。



図 3.5: カレントコンベア部の回路



図 3.6: 可変抵抗部の回路

## 3.2.2 シェイパー

シェイパー (波形成型機) は微分回路部とポールゼロキャンセル部で構成される。前述のとお リシェイパーの役割は増倍率の異なる MPPC の波形 (主にテールの部分)の抑制である。

微分回路の役割はパイルアップを抑制するために信号を微分し鋭くすることにある。パイル アップとは信号のテールが長すぎるために次の信号に重なったしまい、次の信号が本来の信号 よりも波高値の高いアナログ信号になってしまうことである。これは後述の比較器内部での閾 値電圧の設定に大きない影響を与えかねない。特に MPPC の場合 HAPD よりも大幅にダーク カウントレートが高くただでさえパイルアップが発生しやすいためこの機能は大切である。

ポールゼロキャンセル部の役割はこの微分回路ないで発生したアンダーシュートを抑制する ことである。アンダーシュートはパイルアップとは逆で信号の立下り部分においてオフセット よりも波高値が下回ることをいい、これも比較器内部での閾値電圧の設定への影響が懸念され る。これをポールゼロキャンセルし、最小限にするのが目的である。

#### 3.2.3 オフセット調整回路

オフセットの調整は DAC(Digital to Analog Converter) によって行われる。より厳密に言えば、電流出力用の DAC を用いてトランジスタの動作電圧を調整することで、オフセット電圧

の調整を可能にしている。オフセットには8ビット分の区画が用意されており、幅を調節する 7ビットと符合を調節する MSB(Most Significant Bit) で構成されている。



図 3.7: オフセット調整用回路

## 3.2.4 比較器

信号をデジタル信号に変換する比較器には2種類存在する。1種類目はオーソドックスな入 力信号が閾値を超えた際に矩形波を出力するものである。後段に備わっている2種類目はその 際に出力された矩形波の幅を20nsにして出力するものである(One Shot型)。この後段の比 較器はスイッチによってオンオフの調節ができる。



図 3.8: デジタル信号出力用回路

## 3.3 レジスタ構成

レジスタとは、 簡単に言えばフリップフロップ回路を用いて 0 か1 かの 2 進数上の数字を 記憶し、それを読み出せる回路のことを指す。TF01 には全部で 69 個のレジスタが搭載されて いる。内訳としては、読み出しチャンネルごとのもうけられた LCR(64)、回路全体の制御を行 う CCR(1)、回路全体で共通に用いられるアナログ電圧を生成する DAC レジスタ (4) となる。 それぞれのレジスタの順番としては、CCR-DAC(0)-DAC(1)-DAC(2)-DAC(3)-LCR(0)-LCR(1)・・・-LCR(62)-LCR(63) となっている。レジスタにはそれぞれの役割があり、CCR・DAC は 8 ビッ ト、LCR は 18 ビットのパラメーターの設定が可能である。それぞれに役割があると前述した が、LCR は信号読み出し用のレジスタなので、レジスタ自体の動作は すべて同様である。全 節で述べたオフセット調整やゲインの調整は、この LCR のパラメーターを操作することで調 整する。いかにレジスタの種類ごとの設定パラメータを示す。

表 3.2: CCR のパラメーター内訳				
ビット番号	パラメータ内訳			
0,1	アナログ信号のモニター位置決定			
2	Highgain mode/Lowgain mode 切り替え			
3,4	バイアス電流の調整			
5,6,7	PZG における抵抗値調整			

表 3.3: DAC レジスタのパラメーター内訳DAC 番号パラメータ内訳0トリガー生成のための閾値電圧の生成1テストパルスの振幅用の電圧の生成2比較器出力のドライブ機能を制御する3MPPC の増幅率を制御するための基準電圧の生成

表:	3.4: LCR のパラメーター内訳
ビット番号	パラメータ内訳
0-7	オフセット調整
8-11	漏れ電流回路のバイアス電流調整
$12,\!13$	ゲイン調整
14	空欄
15	比較器出力の選択 (閾値 or OneShot)
16	テストパルス入力の無効化
17	比較器の動作無効化

ここでいうテストパルスとは、MPPC 等からアナログ信号を入力させずともタイミングとな る矩形波を入力すれば、TF01 内部で疑似的なアナログ信号を生成できるという TF01 の機能 を表す。これにより、それぞれのレジスタへのパラメーターの設定の確認ができるだけでなく、 アンプやオフセット調整等が機能しているかの確認をすることができる。このテストパルスを 用いて最初の動作確認および性能評価を行った。

## 3.4 T-spice simulation

SPICE(Simulation Program with Intergrated Circuit Emphasis) シミュレーションは、電子 回路の制作における代表的な回路シミュレータの1つである。回路図エディタを用いて描画し た電子回路を、SPICE が認識できるフォーマットに変換し、そのフォーマット上のコマンドを 用いてシミュレーションを実行する。このフォーマットには回路の接続状況や組成、ないし解 析設定などが記述される。本研究では Mentor 社の T-Spice を使用した。このシミュレーショ ンでは TF01 内部の 4 段階あるゲインや 256 段階設定できるオフセット・閾値電圧だけでな く、入力する信号の波高値や間隔の調整も行い、様々な条件下でのシミュレーションが可能で ある。

# 第4章 テストパルスを用いた TF01A64 の性能評価

開発された TF01 の能評価を行うため、テストボードを用いてテストパルスによる実験を行った。ここではその詳細を述べる。

## 4.1 TF01A64用テストボード

MPPC 専用の ASIC TF01A64 は実際にパッケージ済みで完成しており、全部で 6 個ある。 この ASIC におけるピンの必要数は 202 であるが、プロトタイプとしてのパッケージの都合上 ピンの数は 160 となっている。これ以外では、24 個のアナログ信号入力用ピンとその分のデ ジタル信号出力用のピン 24 個分が存在するため、全部で 64 チャンネルある信号読み出しチャ ンネルのうち、40 チャンネル分が使用できるものになる。この ASIC はアナログ信号を入れる だけでは動作できず、アンプやオフセット調節部にパラメーター調節のためのパターン信号を 送ることと、駆動用電源に接続する必要がある。そのために TF01 用のテストボードが作成さ れた。



図 4.1: テストボード外見

このテストボードはジー・エヌ・ディー(株)社に依頼したものであり、前述の SA03 や後述の PTS も同社に依頼したものである。中央に ASIC TF01 を格納する場所があり、ねじによって固定できる。次にボードについている部品のそれぞれの機能について紹介する。それぞれの部品の説明の簡略化のために、部品ごとに J1 ~ J7 という番号をつける

ボード中央に位置する J0 は、ASIC TF01 装填用の GFP(Quad Flat Package) 用ソケット (IC149-160-023-B5) である。上記の通り ASIC TF01 のピンの数は 160 であるため、このソ ケットのピンの数も 160 に設定されている。

左側に位置する J1 は 50 ピンのフラットケーブルコネクタ (FAP-50-07) であり、同じものが 2 つ並んでいる。このコネクタは MPPC からのアナログ信号を入力する際に用いる。

右側に位置する J2 は 34 ピンのフラットケーブルコネクタである。このコネクタには FPGA が設置され、TF01 内部のパラメーターを調整する信号をの送信や、TF01 から出力されたデジ タル信号の処理を行う

J3 は 10 ピンと 6 ピンのストレートタイプのピンソケットである。このソケットには MPPC を駆動させるための電源が装填される。

J4 は 9 ピンの RS232 ケーブルが接続される Dsub コネクタである。このコネクタやケーブ ル類はテストボードと制御用 PC をつなぐためのものであり、これによって接続した PC を用 いて MPPC 駆動用電源の調節を行う。

J5 は 4 つの LEMO コネクタである。TF01 内部において処理されている途中のアナログ信 号やデジタル信号の様子を外部のオシロスコープ等で確認するため、3 つの LEMO コネクタ が搭載されており、それぞれアンプによって増幅されたアナログ信号・閾値電圧・幅の調節を 行う前のデジタル信号の様子を確認することが出来る。

J6 は電圧を変換するためのレベル変換用チップである。TF01 内部で使用されるデジタル信号の電圧は 1.65V であるが、FPGA で使用される信号は 3.3V であるため、出力されるデジタル信号の波高を 3.3V に変換する役割を持つ。

J7 は TF01 への電源供給のためのアナログ電源 (+1.65V/0V/-1.65V) やデジタル電源 (+3.3V/+1.65V/0V/-1.65V) の端子や、MPPC への電源供給用 (+5.0V) の端子である。

j上記の他に回路全体の電流の値を調節する抵抗や、デジタルマルチメーター等でテストボード内部の随所の電圧を測定するためのテストピンが配置されている。



図 4.2: テストボード概要

## 4.2 テストパルスを用いた動作確認

TF01 には簡易的な動作確認や性能評価を行うためのテストパルスの生成機能が備わっている。この機能を用いて動作確認と性能評価を行った。まず実験のセットアップについて述べる。

実験のセットアップ

セットアップを簡単にまとめたものを以下に示す。



図 4.3: 実験のセットアップ

ここでの PTS とは VME で動作するモジュールであり、前実験である BELLE 実験のトリ ガーに用いるボードとして開発されただけでなく、現在 ARICH に使用されている HAPD 用 ASIC の信号読み出しテストにも使用されているものである。この PTS モジュールには XILINX 製の FPGA ・ 6 つの LEMO コネクタ・4 つの 34 ピンフラットケーブルコネクタが搭載さ れている。この 34 ピンのうち 18 ピンはグラウンドにつながっているため、実際に使用でき るのは 16 ピンということになる。今回の性能評価にもこの PTS を行った。この PTS の役割 は、各レジスタへのパラメーターの書き込み読み出し・ファンクションジェネレーター等のト リガー (今回の実験ではファンクションジェネレーターを使用)を用いたテストパルス発生のた めの信号出力の 2 つである。



図 4.4: PTS の内部構造

ファンクションジェネレーターは、PTS へ NIM レベル (-0.8V 以上)の任意の信号幅の矩形

波を入力する役割を担っている。PTS はその信号をトリガーとしてテストパルスのタイミング となる矩形波(信号幅 10 μs 波高値 3.3V)を TF01 に入力する。この矩形波の立ち上がりと立 ち下がりのタイミングで TF01 はテストパルスを発生させる。本来テストに必要なのは正の信 号 1 つなのだが、テストパルス生成時に矩形波を微分している性質上もう 1 つ逆方向に信号が 生成されていしまう。このもう 1 つの信号の影響を少なくするため、入力する信号の信号幅は テストパルスの信号幅に対して十分大きくなっている。

オシロスコープは上記の TF01 内部での信号の変化やパラメーターの変化を目視するための ものである。詳細を言えば、ファンクションジェネレーターからの矩形波・アンプを通過した 後のテストパルス・閾値電圧・アナログ化した後の信号等を見る。

またスケーラーでカウント数を測定するために、信号を NIM 信号に変換する必要があった。 そのため、TF01 から出力されたデジタル信号を反転増幅回路で負に反転させ、それをディス クリミネーターにかけることで NIM 信号を出力し、デジタル信号のカウント数の測定を行っ た。ここからは lowgain mode でのテストパルスを用いた動作確認の実験結果を示す。

#### 動作確認1 gain 調整

以下に gain を切り替えた際の動作確認の結果を示す。





図 4.5: ゲインが最大のときのアナログ信号

図 4.6: ゲインが 2 番目に大きいときのア ナログ信号





図 4.7: ゲインが 2 番目に小さいときのア 図 4.8: ゲインが最小のときのアナログ信号 ナログ信号 1

2 番目と 3 番目の差が少しわかりづらいが、4 段階ある gain が動作していることが確認で きる。

### 動作確認2 offset 調整

以下に offset を最大 (step128) と最小 (256) に切り替えた際の動作確認の結果を示す。オフ セットの調整における段階は 256 段階存在し、最大値と最小値はそれぞれ段階でいうと step128 と step256 ということになる。





図 4.9: オフセットの最大値

図 4.10: オフセットの最小値

ベースラインの位置が変化していることが見て取れる。正負のオフセットの最大値の絶対値 が一致しないのは、オフセットの値を0にした際の値(これがこれ以降のオフセットを変更し ない際の値である)が0ではないためである。

## 動作確認3 閾値電圧 (Vthreshold) 調整

以下に閾値電圧を最大と最小に切り替えた際の動作確認の結果を示す。閾値電圧の変化の段 階は offset と同じく 256 段階存在し、最大値と最大値も同じく step128 と step256 である。



図 4.11: 閾値電圧の最大値



図 4.12: 閾値電圧の最大小値

閾値電圧のベースラインは黄色である。黄色のベースラインに注目すると位置が大きく変化 していることが見て取れる。offset とは異なり閾値電圧の基準値はほぼ 0V である。この範囲 で閾値電圧を 1 step づつ上昇させ、入力信号 1 つにおける出力信号のカウント数の変化から パラメーターの測定を行う。

## 動作確認 4 gain mode 変更の確認

lowgain mode と highgain mode を切り換えた際の動作確認の結果を以下に示す。なおここでの gain 自体の調整は 4 段階のうち最小のものにしてある。



図 4.13: highgain mode でのアナログ信号 図 4.14: lowgain mode でのアナログ信号

gain mode を変化させたことで波高値が変化していることが見て取れるが、同時に大幅にオフセットが変化しているように見える。

動作確認5 デジタル信号化の確認

増幅された後のデジタル信号のデジタル信号への変化の動作確認を行った。



図 4.15: アナログ信号がでデジタル信号に変換される様子

青線が増幅されたアナログ信号・緑線が変換された直後のデジタル信号・黄線は反転増幅回 路で正負が反転した後のデジタル信号である。アナログ信号が観測されたのと同じタイミング でデジタル信号が観測されていることより、アナログ信号のデジタル信号化ができていること が確認できる。

この後に出力したデジタル信号の信号幅を 20ns に縮める機能も存在するはずだが、現状で は正常に動作してはいない。

## 4.3 threshold scan を用いた パラメーター測定

基本的な動作確認が終了したため、定量的な性能評価を行う。ここでいう回路自体の性能と は、ゲインやオフセット調整の実際の比率とテストパルスに対して回路由来のノイズの量(S/N 比)のことである。回路の雑音には、電源や周囲の環境が原因の「電気雑音」と素子や信号源が 原因の「電子雑音」の2種類存在するが、前者の「電気雑音」は後の対処が可能であるため、 ここでいう雑音とは主に後者の「電子雑音」を指す。今回は性能評価の方法として threshold scan を用いた。threshold scan は、オフセットより低い値に設定した閾値電圧を一定の間隔で 上昇させていき、出力信号のカウント数/入射信号数の値の変化を測定することで、オフセット の中心値や信号の波高値を閾値電圧基準で測定する方法である。以下に threshold scan 法の模 式図を示す。



図 4.16: アナログ信号での threshold scan の様子

右図は閾値電圧の高さが変化した時ののときの信号のカウント数の変化を表している。この カウント数の変化からパラメーターを算出する方法を述べる。今回の実験におけるカウント数 とは、入射信号数 10000 回における出力されたデジタル信号の数を表している。まず回路自 体のノイズの波高値の分布をガウス分布と仮定すると、オフセットの中心値は赤線部をガウス フィットした際の中央値 (mean) ということになり、ノイズの波高値の平均はその際の標準偏 差 (sigma) ということになる。また信号の波高値の平均は、閾値電圧が信号を超えると平均の カウント数が 1 から 0 に下がっていくことより、オフセットと右図の黄線部の中央値の差を取 ることで求まる。黄線部のカウントの減少は誤差関数 *erf(x)* を用いた相補誤差関数 (下式) に 沿ったものなっている。

$$f(x) = 1 - erf(x) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$
(4.1)

この関数の中央値は ∫ 中のガウス関数の中央値 (mean) を求めることで決まる。実際のフィットの様子を以下に示す。



図 4.17: カウント数からのパラメーターの求め方



図 4.18: ガウス関数のフィッティング 図 4.19: 相補誤差関数のフィッテイング

ここからは求めたパラメーターについて述べていく。ここでいうパラメーターの単位は mV ではなく閾値電圧を動かす最小単位である1ビット分の電圧差である。そのため、これ以降の 波高値やオフセットの単位はすべて閾値電圧の1ビットとなる。

## 4.3.1 ゲインごとの信号の波高値及び S/N 比

ゲインを変化させた際の波高値の変化を以下の表に示す。

ゲイン	波高値[ビット]	誤差 [ビット]
gain03	8.8633	0.0137
gain02	7.306	0.4146
gain01	6.241	0.0108
gain00	4.2237	0.0050

表 4.1: ゲインを変化させたときの波高値の変化

この表における gain03~00 は付随する数字の大きい順に増倍率の設定値も大きくなる。この 表の一番低い gain00 とその他の gain03 での波高値との比を取り Spice シミュレーションで得 た値との比較を行った。

ゲイン	シミュレーション	実測値
gain03	2.432	2.098
gain02	2.098	1.730
gain01	1.653	1.478
gain00	1.0	1.0

表 4.2: ゲインを変化させたときの波高値の変化の勾配

この表を見ると実測値の方がシミュレーションの値よりも最小の gain と比べた際の増倍率 の差が小さいことがわかる。

ゲインごとの S/N 比

S/N (シグナルノイズ) 比は信号を処理する回路の性能の指標となる数値の 1 つであり、処理する対象である信号の波高値と回路由来のノイズの波高値の比を取ることで求まる。以下に gain ごとの S/N 比の値とシミュレーションとの比較を示す。

ゲイン	実測値	シミュレーション
gain03	19.10	12.59
gain02	14.96	13.93
gain01	13.49	15.63
gain00	12.24	16.06

表 4.3: ゲインを変化させたときの S/N 比の変化

ここで注目したいのは、gain の変化に対する S/N 比の値の変化がシミュレーションと実測 値で反対であることである。シミュレーションでは gain が上昇すると S/N 比の値は下がるの に対し、実測値では gain が上昇すると S/N 比も上昇している。しかしここでは素直に値を比 較して性能の評価を素直にすることが出来ない。なぜならシミュレーションでは外部 (MPPC) からのアナログ信号が入射したことを想定しているのに対し、テストパルスは外部からの矩形 波をトリガーとして内部でアナログ信号を生成・処理を行うため、正確な性能評価ができない ためである。そのため、正確な性能評価は次章に行う。

## gainmode を変えたときの波高値と S/N 比

highgain mode ・ lowgain mode での波高値と S/N 比をそれぞれ以下に示す。

パラメーター	lowgain mode	highgain mode
波高値 [ビット]	$8.332 \pm 0.013$	$15.653 {\pm} 0.023$
ノイズの波高値 [ビット]	$0.530 {\pm} 0.001$	$1.825 {\pm} 0.002$
S/N L	$15.721 \pm 0.385$	$8.577 {\pm} 0.108$
S/N比(シミュレーション)	12.259	30.94

表 4.4: gainmode を変化させたときの波高値・S/N 比の変化

動作確認通り波高値は highgain mode の方が大きいが、ノイズの波高値も大きくなっている。 S/N 比の値を実測値とシミュレーションで比較してみると、4 段階のゲインを変化させた際と 同様にシミュレーションでは波高値の低い (gain の小さい) ほうが S/N 比は大きくなり、実測 値では波高値の方が高い (gain が大きい)。これに関しても正確な性能評価は次章で行う。

## 4.3.2 オフセットの定量的な位置

オフセットの設定値を一定量ごとに変化させた際の実際のオフセットの位置を threshold scan によって確かめる。



図 4.20: オフセットの定量的な変化

横軸がオフセットの設定値[ビット](16 進数表記)、縦軸が threshold scan [ビット]である。 オフセットの1ビットの大きさと閾値電圧の1ビットの電圧はもちろん異なる。オフセットの 実際の値を見てみると、ほとんどが一定量で上昇しており、オフセットがおおむねコマンド通 りに変化していることが分かる。しかし、設定値-30の1点のみは直線を外れている。TF01 のオフセットの動作は時間に関わらずコマンドとずれることがあり、時間をおいてもう一度同 じコマンドを送信すると正常な値にもどることがある。その際のずれの幅は今回のようにおよ そ閾値電圧単位のビットで10ビット程である。これに関して明確な原因は明らかになっては いないが、温度の変化や半導体の動作特性等があげられる。

# 第5章 アナログ信号を用いた TF01A64 の性能評価

テストパルスを用いた動作確認・性能評価が終了したため、次に実際にアナログ信号を入力 した際の TF01 の動作の確認やテストパルスでは正確に求まらなかった性能評価を行っていく。

## 5.1 アナログ信号を用いた実験のセットアップ

アナログ信号を用いる実験のセットアップは以下のようになる。



図 5.1: 実験のセットアップ

回路の後半部はテストパルスと同じ構成になるが、TF01 への入力はテストパルスを用いる 際は PTS のみだったのに対し、ファンクションジェネレーターから出力される矩形波を微分 回路で微分しアナログ信号として入力する回路が追加されている。PTS に関しては TF01 への パラメーター変更用のコマンドを送り結果を読み出すことが必要なため、テストパルスを用い た時と同様に TF01 への入力として接続される。

微分回路から実際に出力された信号の波形を以下に示す。



図 5.2: 微分回路から出力される信号

これはファンクションジェネレーターから出てくる矩形波を微分したものであるため正負に 信号が1つづつあることが望ましいが、矩形波の立ち上がりと立下りの直前の影響を受けてし まい正負に2つづつの信号が出力された。ここからの波高値やカウント数等の測定は2つめの 正方向の大きい方のアナログ信号を用いて行った。これは立ち下がり直前の影響を受けたため に出力された信号であり、矩形波の立ち下がりを直接微分したものではないが、他と識別でき るアナログ信号1つあればよいのでこれを用いることとした。

このアナログ信号の波高値から逆算できる電荷量は、MPPC に 1 光子が入射した際の 2.5 倍 であることが確認されている。そのためこのアナログ信号を用いた際の波高値や S/N 比の値 は、ノイズが変わらないとすると TF01 が本来想定している MPPC から出力されるアナログ 信号よりもおよそ 2.5 倍大きい値ということになる。ここからこのセットアップでの動作確認 を行っていく。

#### 動作確認1 gain 調整

以下に gain を切り替えた際の動作確認の結果を示す。









図 5.5: ゲインが 2 番目に小さいときのア 図 5.6: ゲインが最小のときのアナログ信号 ナログ信号

これも2番目と3番目の差が少しわかりづらいが、4段階あるgain が動作していることが 確認できる。

動作確認 2 offset 調整

以下に offset を最大 (step128) と最小 (256) に切り替えた際の動作確認の結果を示す。

込中 <u>り/ガ検出 M20.0 μs ズーム倍率</u> :50 X 条	112-71119-17		<u>ガ検出 M 20.0,us ズーム倍率:50 X</u>	ノイズ・フィルタオ
		B		
			Λ	
D		D House		
100mV 20100mV 2400hs 488000nsjaus (40 100mV 2100mV 2010mV 2010年1月 100mV 2010mV 2010年1月 100mV 2010年1月 100m	18:38:37	100mV 3 500mV	100mV 2 400ns 488.000ns ▲ 100mV ● 第頁技術 -54.58nV	Auz \400mV \$99.960 Hz i s @ 57.63ns 18:38:58

図 5.7: オフセットの最大値

図 5.8: オフセットの最小値

オフセットの変化と最大値最小値の確認ができる。ここでオフセットの最大値と最小値の幅 はおよそ -160mV~+160mV であり、テストパルス使用時とほぼ一致する (-150mV~+150mV) 。

#### 動作確認3 閾値電圧 (Vthreshold) 調整

以下に閾値電圧を最大と最小に切り替えた際の動作確認の結果を示す。



図 5.9: 閾値電圧の最大値

図 5.10: 閾値電圧の最小値

閾値電圧の変化と最大値最小値の確認ができる。ここで閾値電圧の最大値と最小値の幅はおよ そ -250mV~+280mV であり、テストパルス使用時とは少し範囲が異なる (-300mV~+250mV) 。

## 動作確認 4 gain mode 変更の確認

lowgain mode と highgain mode を切り換えた際の動作確認の結果を以下に示す。なおここ での gain 自体の調整は 4 段階のうちの最大ものにしてある。



図 5.11: highgain mode でのアナログ信号 図 5.12: lowgain mode でのアナログ信号

gain mode を変化させたことで波高値が変化していることが見て取れるが、同時に少しだが オフセットが変化しているように見える。

動作確認5 デジタル信号化の確認

増幅された後のデジタル信号のデジタル信号への変化の動作確認を行った。



図 5.13: アナログ信号がでデジタル信号に変換される様子

黄線は増幅されたアナログ信号・青線は閾値電圧・緑線は反転増幅回路で正負が入れ替わった後のデジタル信号である。アナログ信号が閾値電圧を超えたところでのデジタル信号の出力が確認できる。

出力したデジタル信号の信号幅を 20ns に縮める機能も存在するはずだが、現状では正常に 動作してはいない。

## 5.2 パラメーター測定及び性能評価

ここからはテストパルスを用いた時と同様に threshold scan を用いて波高値や S/N 比等の パラメーターを算出していく。パラメーターの算出に用いたフィッテイングも同様である。ま た、ここでも波高値の単位は閾値電圧の設定値の1 ビットである。

## 5.2.1 ゲインごとの信号の波高値及び S/N 比

ゲインを変化させた際の波高値の変化を以下の表に示す。

ゲイン	波高値[ビット]	誤差[ビット]
gain03	44.29	0.031
gain02	40.10	0.031
gain01	35.92	0.031
gain00	27.39	0.003

表 5.1: ゲインを変化させたときの波高値の変化

この表の値がテストパルスを用いた際にくらべて大きいのは、入力したアナログ信号が大き いためである。この表の一番低い gain00 とその他の gain03 での波高値との比を取り Spice シ ミュレーションで得た値との比較を行った。

ゲイン	シミュレーション	実測値
gain03	2.432	1.617
gain02	2.098	1.464
gain01	1.653	1.311
gain00	1.0	1.0

表 5.2: ゲインを変化させたときの波高値の変化の勾配

この表を見ると gain01 以上について、実測値の方がシミュレーションの値より最小の gain00 と比べた際の増倍率の差が小さいことがわかる。またこの実測値はテストパルスを使用時より も低い値である。つまり、TF01 の実際の動作ではシミュレーションよりも 4 段階ある増倍率 の差が小さいことになる。

ゲインごとの S/N 比

S/N (シグナルノイズ) 比は信号を処理する回路の性能の指標となる数値の 1 つであり、処理する対象である信号の波高値と回路由来のノイズの波高値の比を取ることで求まる。以下に gain ごとの S/N 比の値とシミュレーションとの比較を示す。

ゲイン	実測値	シミュレーション
gain03	14.75	12.59
gain02	13.66	13.93
gain01	13.41	15.63
gain00	12.13	16.06

表 5.3: ゲインを変化させたときの S/N 比の変化

この表を見るとテストパルス使用時と同じく実測値ではゲインの上昇につれ S/N 比が上昇 していたのに対し、シミュレーションではゲインが上昇すると S/N 比は低下している。シミュ レーションの方がゲイン同士の差が大きいため、シミュレーションではゲインの上昇に伴うノ イズの波高値の上昇の方が信号の波高値の上昇よりも大きく、ゲインを上げれば S/N 比が低下 してしまうことが考えられていたことがわかる。そのため、シミュレーション段階では、ゲイ ンが小さいほうが好ましいと考えられた。しかし実際にゲインを上昇させた場合、信号の波高 値の上昇の方がノイズの波高値の上昇よりも大きいため、S/N 比の面で見れば最も大きいゲイ ンが望ましいことになる。

どの設定値でも S/N 比は 10 を超えている。しかしこのときの信号は MPPC 使用時に比べ て 2.5 倍の電荷量であることを考えると、TF01 の実際の稼働時の S/N 比の値はどの設定でも 5~6 程度になる。単純な比較はできないが、現在稼働している光検出器である HAPD の閾値 電圧の設定値はアナログ信号の波高値の 50% 程度であることを考えると、要求される性能を 満たしているといえる。

### gainmode を変えたときの波高値と S/N 比

highgain mode ・ lowgain mode での波高値と S/N 比をそれぞれ以下に示す。

パラメーター	lowgain mode	highgain mode
波高値[ビット]	$44.29 \pm 0.031$	$79.20 \pm 0.043$
ノイズの波高値 [ビット]	$3.003 \pm 0.001$	$6.454 \pm 0.002$
S/N 比	$14.749 \pm 0.152$	$12.272 \pm 0.082$
S/N 比 (シミュレーション)	12.259	30.94

表 5.4: gainmode を変化させたときの波高値 ・ S/N 比の変化

こちらでもテストパルス使用位 j と同様に動作確認通り波高値は highgain mode の方が大き いが、ノイズの波高値も大きくなっている。ここでは 4 段階の gain の調整の実測値とは逆に、 波高の大きい Highgain mode の方が S/N 比が小さい。これはシミュレーションの傾向とも反 対である。これは入力しているアナログ信号が単純な 1 つの信号でないのも起因しているが、 lowgain mode にのみ搭載されている波形成型機の効きが大きく、highgain mode になるとノイ ズの波高値が大幅に上昇してしまうため、S/N 比の値は下がってしまう。これによって TF01 によって設定できる全 8 通りの gain のうち、lowgain mode での gain03 (4 段階のうち最大) が回路の性能で見れば最も良い設定であることが分かった。

## 5.2.2 オフセットの定量的な位置

オフセットの設定値を一定量ごとに変化させた際の実際のオフセットの位置を threshold scan によって確かめた。



図 5.14: オフセットの定量的な変化

表 5.5: gainmode を変化させたときの波高値・S/N 比の変化

オフセットの設定値 [ビット (オフセット)]	実際のオフセットの位置 [ビット (閾値電圧)]
-80.0	-82.37±0.003
-60.0	$-71.72 \pm 0.002$
-40.0	$-41.51 \pm 0.002$
-20.0	$-21.17 \pm 0.002$
0.0	$-2.722 \pm 0.003$
20.0	$16.58 \pm 0.002$
40.0	$36.59 \pm 0.002$
60.0	$56.65 \pm 0.002$
80.0	$76.33 {\pm} 0.003$

横軸がオフセットの設定値 [ビット] (16 進数表記)、縦軸が threshold scan [ビット] である。 実際の電圧に換算すると、それぞれの 1 ビットの大きさは変わってくる。基本的には一定の間 隔で設定値を変えれば一定の間隔で実際の位置も変化しているのがわかる。しかし設定値 -60 ビットの点を見ると 1 つ上の設定値 -40 ビットとの差がおよそ 30 ビットであり、1 つ下の設 定値 -80 ビットとの差がおよそ 10 ビットとなっていて他の点より 10 ビットほど低い値になっ ている。しかし同設定値でもう一度測定を行うと 10 ビットほど高い値だった。前章でも述べ たが TF01 は温度や半導体の動作特性によりオフセットや波高値が変化することがあるが、実 際のオフセットの値の変化の幅は閾値電圧のビット数に換算して 10 ビットほどということに なる。実際に複数の TF01 間でオフセット調整を行う際は、この幅を考慮する必要がある。ま た上記のような特殊な場合を除いた基本的な動作におけるな誤差の平均値は 2.84 ビットであ り、電圧に換算するとおよそ 3.6 mV 程度の値のぶれが見込まれることが分かった。このブレ の幅は閾値電圧を統一するための異なる ASIC 間でのオフセットの調整という面で見ても問題 ない値である。

## 第6章 まとめと今後

Belle II 実験は B 中間子や  $\tau$  粒子の崩壊時における標準模型を超える新物理の探索を目的とした電子と陽電子を用いた粒子衝突型加速器実験である。電子と陽電子の衝突点を囲むように設置された Belle II 測定器は 7 種類の粒子の検出が可能な複合型検出器であり、その中で東京都立大チームが担当しているのが、荷電  $\pi/K$  中間子の識別をエンドキャップ部で行う ARICH 検出器である。

現在 ARICH 検出器内部で光検出器として使用されている HAPD が生産を終了したため、新 しい光検出器として MPPC が提案されている。また光検出器を MPPC にした際の新しい信号 読み出し回路が必要とされている。そこでアナログ信号のデジタル信号化を行う回路として開 発されたのがアナログ信号処理用集積回路 ASIC 「TF01A64 (以下 TF01)」である。TF01 は入力したアナログ信号を内部で増幅し、信号の波高値が閾値電圧を超えたときデジタル信号 に変換して出力する。開発された TF01 には実用性の検証のための評価ボードも作成されてお り、これを用いて性能評価を行うことが出来る。

本研究では、テストパルスとアナログ信号を用いた動作確認と性能評価を行った。動作確認 ではそれぞれの信号に対して、信号の増倍率・オフセット・閾値電圧調整やアナログ信号のデ ジタル化や MPPC サンプルの増倍率の差に対応した増倍率調整スイッチの機能が正常に動作 していることが確認できたが、出力されるデジタル信号の信号幅を狭める機能の確認はできな かった。

。threshold scan を用いた性能評価では、4 段階あるアナログ信号の増幅に関してそれぞれ の増倍率の差はシミュレーションで想定されたものよりも小さいことが判明した。また回路の 性能の指標の1 つである S/N 比を MPPC 使用時の 2.5 倍の電荷量で測定した結果、シミュ レーションではゲインが低いほど大きい値をとるのに対し、実測値ではゲインが高いほど大き い値になった。S/N 比の値としては全て 10 を超えており、MPPC の使用を考慮しても 5 ~ 6 程度の値が見積もれることが分かった。またオフセットの設定値を一定の間隔で変化させると 実際のオフセットも誤差およそ 3.6 mV で動作することが判明したが、12.8 mV 程度の原因不 明の値のずれも確認された。

今後は動作していない出力したデジタル信号の幅を狭める機能の復活だけでなく、出力した デジタル信号を実際に FPGA を用いて処理するシステムの構築が最優先で必要である。また TF01 の重要な役割の 1 つであるパルスセパレーションの評価についても行い、最適な増倍率 についての見極めを進めることも必要である。

## 謝辞

本研究を進めるにあたり、様々な方々にご助力いただきました。ここに感謝の意を表します。 角野秀一教授、汲田哲朗准教授に感謝を申し上げます。角野先生には、実験や研究で行き詰っ た際に幾度となくご助力いただいただけでなく、研究の進め方自体に関しても多大なご意見を いただきました。汲田先生にも、スライドでの発表の際のアドバイスや実験や素粒子物理学に 関する基礎的な知識をご教授いただきました。深謝申し上げます。

また KEK の西田昌平先生にも大変お世話になりました。特に ARICH グループでの活動の際に発表や研究について数多くのアドバイスをいただきました。重ねて感謝申し上げます。

学生生活におきましても、多くの方々に支えていただきました。D1の在原先輩には幾度と なくスライドや研究についてアドバイスをいただきました。同じM2の安藤くん、大島さん、 朴くんともこの2年間お互いの研究やそれ以外のことについて話し合うことができてとても楽 しかったです。ただ、まだ話足りないので是非みんなで今度飲みに行きましょう。同じARICH グループだった朴くん、M1の本橋くん、岩城さんにも同じグループの仲間として様々な話を しました。M1の古藤くん、B4の澤くん、北村くん、竹淵くん、鮫島くんにも同じ研究室のメ ンバーとしてお世話になりました。また昨年度卒業された三宅先輩と鶴藤先輩にも大変お世話 になりました。特に鶴藤先輩にはBelle 実験組の直属の先輩として研究や実験等で大変ご助力 をいただきました。重ねて感謝申し上げます。

最後に、ここまで経済面でけでなく、精神面等あらゆる面で私を支えてくれた両親に感謝の 意を示します。いまここにいてこの修士論文を書き終えられたのは、二人のおかげです。本当 にありがとうございました。

# 関連図書

- [1] 鶴藤昌人著 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
- [2] I.Adachi 他著 Detectors for extreme luminosity: Belle II
- [3] S.Uno 他著 Belle II Technical Design Report