

2020 年度 修士学位論文

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

指導教員 角野秀一 教授

東京都立大学大学院 理学研究科 物理学専攻

博士前期課程 2 年 高エネルギー物理実験研究室

19844418 鶴藤昌人

2021 年 1 月 8 日

## 概要

現在の素粒子物理学において、標準模型はニュートリノの振動現象を除いてこれまでに観測されたあらゆる素粒子実験の結果を矛盾なく説明する強力な理論である。しかしながら標準模型には重力が含まれておらず、また階層性の問題や、暗黒物質の候補となる粒子が存在しない、などといった不十分な側面がある。

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、標準模型を超える新物理を探索することを目的とした B ファクトリー実験である。KEK 構内に設置されている電子・陽電子衝突型加速器 SuperKEKB により、電子 7 GeV と陽電子 4 GeV を衝突させることで B 中間子対を大量に生成し、その崩壊過程に含まれるごく稀な事象を観測することで新しい物理現象を見つけようとしている。

同実験における測定器である Belle II 測定器は、電子・陽電子ビームの衝突点に設置され、役割によって最適な動作原理を持った 7 つの装置を組合わせた複合型検出器である。Belle II 測定器で測定するのは崩壊により生成された安定粒子であり、主に電子、 $\mu$  粒子、 $\pi$  粒子、 $K$  粒子、陽子といった荷電粒子を識別できる。

Belle II 測定器に搭載されている検出器の一つである Aerogel Ring Imaging Cherenkov counter (ARICH) は、Belle II 測定器の前方エンドキャップ部において、主に荷電  $\pi/K$  中間子の粒子識別という役割を担っている。ARICH は輻射体シリカエアロゲルと光検出器 Hybrid Avalanche Photo Detector (HAPD) の 2 層構造で、荷電粒子がシリカエアロゲル内を通過する際に円錐状に発生するチェレンコフ光を、HAPD で 2 次元のリングイメージとして観測し、その測定したリングの半径から放射角を導出することで荷電  $\pi/K$  中間子の識別が可能となる。現在、この ARICH はアップグレードが計画されており、HAPD に代わる新たな光検出器として MPPC (Multi-Pixel Photon Counter) の使用が検討されている。それに伴い、光検出器からの信号を読み出す回路についても新たなシステムの開発が必要となった。

本研究では、新たに ARICH のための MPPC 用信号読み出し ASIC のプロトタイプである TF01A64 を開発した。TF01A64 は MPPC64 チャンネルの信号読み出しが可能で、基本回路構成として増幅器-波形整形器-増幅器-オフセット調整回路-比較器を持つ。開発においては T-Spice と呼ばれる回路シミュレーターを用いて、回路特性や回路雑音の評価、高レート下における応答能力の見積もりなどを行った。また、本研究ではこの TF01A64 チップの性能評価のためのテストボードを作成し、TF01A64 回路の機能として搭載されているテストパルスを用いた動作確認を行った。この確認により、各種パラメーターの設定、増幅率調整やオフセット調整などについての正常な動作を確かめることができた。

# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>9</b>
1.1	素粒子標準模型と CP 対称性の破れ . . . . .	9
1.1.1	標準模型 . . . . .	9
1.1.2	CP 対称性の破れ . . . . .	10
1.1.3	CKM 行列 . . . . .	11
1.2	B の物理と B ファクトリー . . . . .	13
1.3	Belle 実験から Belle II 実験へ . . . . .	15
<b>第 2 章</b>	<b>Belle II 実験</b>	<b>17</b>
2.1	SuperKEKB 加速器 . . . . .	17
2.1.1	概要 . . . . .	17
2.1.2	性能 . . . . .	19
2.2	ビームバックグラウンド . . . . .	20
2.2.1	ビーム由来 . . . . .	21
2.2.2	衝突事象由来 . . . . .	21
2.3	Belle II 測定器 . . . . .	22
2.3.1	VXD (PXD, SVD) . . . . .	24
2.3.2	CDC . . . . .	25
2.3.3	TOP . . . . .	26
2.3.4	ARICH . . . . .	26
2.3.5	ECL . . . . .	27
2.3.6	超伝導ソレノイド電磁石 . . . . .	28
2.3.7	KLM . . . . .	29
2.3.8	トリガーシステムと DAQ . . . . .	30
2.4	Belle II で期待される新物理 . . . . .	31
2.5	Belle II 実験のシフト体制とコミッショニング . . . . .	33
2.5.1	シフト体制 . . . . .	33
2.5.2	コミッショニングと今後の見通し . . . . .	33

<b>第 3 章</b>	<b>ARICH 検出器</b>	<b>36</b>
3.1	ARICH 検出器の原理 . . . . .	36
3.1.1	チェレンコフ光の発生原理 . . . . .	36
3.1.2	粒子識別原理 . . . . .	37
3.2	ARICH 検出器への要求性能 . . . . .	39
3.3	ARICH 検出器の構造と構成要素 . . . . .	39
3.3.1	輻射体シリカエアロゲル . . . . .	40
3.3.2	光検出器 HAPD . . . . .	42
3.3.3	読み出しシステム . . . . .	44
3.3.4	その他の構成要素 . . . . .	46
<b>第 4 章</b>	<b>ARICH における光検出器と読み出しシステムのアップグレード</b>	<b>48</b>
4.1	光検出器 HAPD の現状 . . . . .	48
4.2	新たな光検出器候補 MPPC . . . . .	48
4.2.1	動作原理と構造 . . . . .	49
4.2.2	選定候補 . . . . .	50
4.3	MPPC の利点と課題 . . . . .	51
4.3.1	MPPC 導入によるメリット . . . . .	52
4.3.2	ダークカウントレート . . . . .	52
4.3.3	低放射線耐性 . . . . .	53
4.4	本研究の目的 . . . . .	53
<b>第 5 章</b>	<b>MPPC 用信号読み出し ASIC の開発</b>	<b>55</b>
5.1	ASIC の製作 . . . . .	55
5.1.1	ASIC への要求性能 . . . . .	55
5.1.2	ASIC の概要 . . . . .	56
5.2	TF01A64 の基本回路構成 . . . . .	59
5.3	SPICE シミュレーションと入力信号の設定 . . . . .	62
5.4	各回路の基本性能の見積もり . . . . .	63
5.4.1	増幅器 . . . . .	63
5.4.2	波形整形器 . . . . .	65
5.4.3	オフセット調整 . . . . .	67
5.4.4	比較器 . . . . .	67
5.5	雑音解析 . . . . .	69
5.5.1	電子雑音の種類 . . . . .	69
5.5.2	雑音のシミュレーション結果 . . . . .	70
5.6	オフセットの検証 . . . . .	73

5.6.1	オフセットの要因 . . . . .	73
5.6.2	オフセットのシミュレーション結果 . . . . .	74
5.7	ダブルパルスセパレーションの検証 . . . . .	76
5.7.1	パルスセパレーションの概要 . . . . .	76
5.7.2	シミュレーション結果 . . . . .	77
5.8	レジスタ構成 . . . . .	81
<b>第 6 章</b>	<b>TF01A64 用評価ボードの製作</b>	<b>84</b>
6.1	ASIC 評価ボードの設計 . . . . .	84
6.2	テストパルスを用いた動作確認 . . . . .	88
6.2.1	実験セットアップ . . . . .	88
6.2.2	実験結果 . . . . .	90
<b>第 7 章</b>	<b>まとめと今後</b>	<b>95</b>
付録 A	TF01A64 Operation Manual	99
付録 B	T-Spice Analysis	109
参考文献		118

# 目次

1.1	素粒子標準模型 . . . . .	10
1.2	C 変換、P 変換及び CP 変換の概念図 . . . . .	11
1.3	ユニタリー三角形 . . . . .	12
1.4	$(\rho, \eta)$ への実験からの制限 . . . . .	13
1.5	$B^0 - \bar{B}^0$ 混合のボックスダイアグラム . . . . .	14
1.6	B ファクトリーにおける B 中間子崩壊の例 . . . . .	14
1.7	ツリーダイアグラムとペンギンダイアグラムの例 . . . . .	15
1.8	電子陽電子衝突型加速器とその瞬間ルミノシティの発展 . . . . .	16
2.1	SuperKEKB 加速器の全体図 . . . . .	18
2.2	世界の加速器のエネルギーとルミノシティ . . . . .	18
2.3	ナノビーム大角度交差衝突方式と KEKB での衝突イメージ . . . . .	20
2.4	Belle II 測定器の全体図 . . . . .	22
2.5	Belle II 測定器の断面図 . . . . .	23
2.6	VXD の概略図 . . . . .	24
2.7	VXD のセンサー配置の断面図 . . . . .	24
2.8	CDC のワイヤー構成図 . . . . .	25
2.9	CDC と SVD におけるシミュレーションによる $dE/dx$ と $p$ の関係 . . . . .	26
2.10	TOP の外観 . . . . .	27
2.11	TOP の粒子識別の概念図 . . . . .	27
2.12	ARICH の外観 . . . . .	27
2.13	ECL 全体の構成図 . . . . .	28
2.14	ビーム衝突点でのソレノイド磁場分布 . . . . .	29
2.15	バレル部 KLM 用シンチレータ . . . . .	29
2.16	エンドキャップ部 KLM 用シンチレータ . . . . .	29
2.17	トリガーシステムの概略 . . . . .	30
2.18	Belle II データ収集システムの全体図 . . . . .	31
2.19	$B \rightarrow \tau \nu$ 崩壊 . . . . .	32
2.20	エキゾチックハドロンの発見 . . . . .	33

2.21	KEKB から SuperKEKB のタイムライン	34
2.22	SuperKEKB 加速器の瞬間ルミノシティの値	34
2.23	SuperKEKB 加速器のルミノシティの見通し	35
3.1	チェレンコフ光の発生原理	37
3.2	Belle 測定器における ACC の配置図	38
3.3	ARICH における粒子識別の概念図	38
3.4	$K/\pi$ のチェレンコフ角度分布	39
3.5	シミュレーションによる ARICH の $K/\pi$ 分離能の運動量依存性	40
3.6	ARICH 構成要素の配置	40
3.7	シリカエアロゲル	41
3.8	シングルレイヤーとデュアルレイヤー	41
3.9	HAPD	42
3.10	HAPD インストールの様子	42
3.11	HAPD の動作原理	43
3.12	ARICH 読み出しシステムのデータフロー	44
3.13	Front End Board 信号読み出し側とピンコネクタ側の外観	45
3.14	Front End Board 内部の電子回路の構成	45
3.15	Merger Board の外観	46
3.16	ミラーの役割	47
4.1	Phase3 初期の ARICH のイベントあたり APD あたりのヒット分布	49
4.2	様々なタイプの MPPC	49
4.3	MPPC の構成	50
4.4	MPPC の典型的な波形	50
4.5	MPPC のフォトカウンティングイメージ	51
4.6	ダークパルス	53
4.7	APD 内での中性子の振る舞い	54
5.1	オフセット電圧	56
5.2	nMOS トランジスタ	57
5.3	pMOS トランジスタ	57
5.4	TSMC におけるプロセスノードの歴史	58
5.5	TF01A64 最上位階層 (Topview)	59
5.6	ASIC の基本回路構成	59
5.7	カレントコンベアの回路ブロック	60
5.8	可変抵抗部の回路ブロック	60
5.9	オフセット調整回路ブロック	61

5.10	比較器 (閾値型) の回路ブロック . . . . .	62
5.11	比較器の出力選択部の回路ブロック . . . . .	62
5.12	Low Gain Mode の時に使用する入力信号の波形 . . . . .	63
5.13	High Gain Mode の時に使用する入力信号の波形 . . . . .	64
5.14	増幅率調整後の波形図 . . . . .	64
5.15	可変抵抗部の抵抗値 . . . . .	65
5.16	波形整形器の前と波形整形器の後での波形図 . . . . .	66
5.17	High Gain Mode における増幅器 2 後の波形図 . . . . .	66
5.18	オフセット調整後の波形図 . . . . .	67
5.19	オフセット調整後の波形図 . . . . .	68
5.20	比較器の出力 . . . . .	68
5.21	High Gain Mode における雑音解析 . . . . .	71
5.22	Low Gain Mode における雑音解析 . . . . .	72
5.23	オフセット調整と閾値電圧 . . . . .	73
5.24	プロセス変動とコーナーパラメータ . . . . .	74
5.25	プロセス変動によるオフセット . . . . .	75
5.26	温度変動によるオフセット . . . . .	75
5.27	ダブルパルスセパレーションの概要図 . . . . .	76
5.28	閾値電圧の設定値 . . . . .	77
5.29	Analog Interval の定義 . . . . .	77
5.30	Digital Interval の定義 . . . . .	78
5.31	増幅率 Step 0 のパルスセパレーション結果 . . . . .	79
5.32	増幅率 Step 1 のパルスセパレーション結果 . . . . .	79
5.33	増幅率 Step 2 のパルスセパレーション結果 . . . . .	80
5.34	増幅率 Step 3 のパルスセパレーション結果 . . . . .	80
5.35	レジスタ構成 . . . . .	82
6.1	パッケージ済み TF01A64 . . . . .	84
6.2	TF01A64 用評価ボードの外観 . . . . .	85
6.3	評価ボードへ TF01A64 を取り付けた様子 . . . . .	86
6.4	評価ボード設計の説明図 . . . . .	86
6.5	MPPC 用電源 C11204-01 . . . . .	87
6.6	テストパルスを用いた動作確認のセットアップ . . . . .	88
6.7	PTS モジュール . . . . .	89
6.8	増幅器 Step 0 におけるアナログ信号のモニター波形 . . . . .	90
6.9	増幅器 Step 1 におけるアナログ信号のモニター波形 . . . . .	90
6.10	増幅器 Step 2 におけるアナログ信号のモニター波形 . . . . .	90

6.11	増幅器 Step 3 におけるアナログ信号のモニター波形 . . . . .	90
6.12	オフセット調整なしの波形図 . . . . .	91
6.13	オフセット調整 Step 8 におけるアナログ信号のモニター波形 (+10 mV) . . . . .	91
6.14	オフセット調整 Step 136 におけるアナログ信号のモニター波形 (-10 mV) . . . . .	91
6.15	オフセット調整 Step 15 におけるアナログ信号のモニター波形 (+20 mV) . . . . .	92
6.16	オフセット調整 Step 143 におけるアナログ信号のモニター波形 (-20 mV) . . . . .	92
6.17	Step 63 における閾値電圧 . . . . .	92
6.18	Step 191 における閾値電圧 . . . . .	92
6.19	Step 127 における閾値電圧 . . . . .	93
6.20	Step 255 における閾値電圧 . . . . .	93
6.21	閾値電圧の 10 通りの設定値のグラフ . . . . .	93
6.22	テストパルスとそのデジタル化後の信号 . . . . .	94

# 表目次

1.1	$\Upsilon$ 中間子とその質量 . . . . .	13
2.1	$e^+e^-$ 衝突事象での主要な物理過程と反応断面積 . . . . .	19
2.2	KEKB と SuperKEKB のパラメータ比較 . . . . .	19
2.3	Belle II 測定器の構成要素とその適用範囲 . . . . .	23
3.1	輻射体とその屈折率 . . . . .	41
3.2	HAPD の仕様 . . . . .	43
4.1	MPPC の仕様 . . . . .	51
5.1	TF01A64 の仕様 . . . . .	58
5.2	High/Low Gain Mode における波高値 . . . . .	65
5.3	High Gain Mode における雑音値と S/N 比 . . . . .	71
5.4	Low Gain Mode における雑音値と S/N 比 . . . . .	72
5.5	ダブルパルスセパレーションの限界値 . . . . .	81
5.6	CCR の設定パラメータ . . . . .	82
5.7	DAC レジスタの設定パラメータ . . . . .	82
5.8	LCR の設定パラメータ . . . . .	83
6.1	TF01A64 及びその評価ボード開発のタイムライン . . . . .	85
6.2	閾値電圧の設定値 . . . . .	94

# 第 1 章

## 序論

かつて、物質や我々の宇宙を構成する最小単位は原子 (Atom) だと考えられていた。しかしながら、19 世紀に入ると観測技術や粒子加速器の飛躍的な発展とともに様々な現象や粒子が観測されるようになり、現在は素粒子が最小単位だと考えられている。そして、素粒子の性質やその反応の法則が標準模型と呼ばれる枠組みにまとめられ、これがこれまで観測してきたあらゆる素粒子実験の結果をほぼ矛盾なく説明できる基本的な理論となっている。

この章では、素粒子標準模型について、及び本研究のキーワードの一つである B 中間子とその周辺の物理等について概説する。

### 1.1 素粒子標準模型と CP 対称性の破れ

#### 1.1.1 標準模型

標準模型とは、現在の素粒子物理学において基本的な枠組みとなっている理論で、これまで観測してきたあらゆる素粒子実験の結果をほぼ矛盾なく説明する強力な理論である。現在発見されている素粒子には、物質を構成する粒子 (フェルミオン) であるクォークとレプトンがそれぞれ 6 種ずつ、力を媒介する粒子であるゲージボソンが 4 種、そしてクォークやレプトン、一部のゲージボソンに質量を与えるヒッグス粒子がある。図 1.1 に素粒子標準模型の図を示す。

図に示した通り、物質を構成するクォークやレプトンは電荷によってさらに 2 種類ずつに分類される。クォークの場合、電荷  $+\frac{2}{3}$  を持つものはアップタイプ、電荷  $-\frac{1}{3}$  を持つものはダウンタイプに分類される。レプトンの場合は、電荷  $-1$  のものは荷電レプトン、電荷  $0$  のものはニュートリノに分類される。以上の 4 つのどのタイプも 3 つのフェルミオンから構成されており、この 3 種類は世代と呼ばれ、質量の軽いほうから、第一世代、第二世代、第三世代と並んでいる。

一方で、力は物質を構成する粒子間でゲージ粒子を交換することで生じるとされている。素粒子が受ける力には、電磁気力、強い力、弱い力、重力の 4 つがあるが、標準模型には重力を除く 3 つの力についてが記述されていて、相互作用 (力) を媒介する素粒子としてはそれぞれ光子、グルーオン、W(Z) ボソンが対応している。

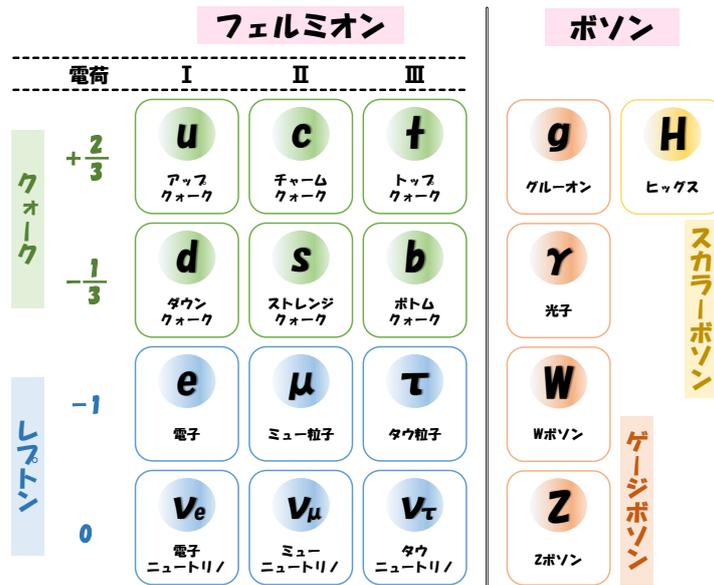


図 1.1 素粒子標準模型

ヒッグス粒子は 2013 年に発見された [1] 標準模型最後の粒子で、宇宙初期に起きた相転移の直接証拠となるものである。宇宙の誕生直後には光速で動き回っていたあらゆる粒子が、この相転移によってヒッグス場を通過する際に光速より遅くしか運動できなくなり、質量を獲得するようになったと考えられている。

前述のとおり、標準模型はこれまで観測してきたあらゆる素粒子実験結果をほぼ矛盾なく説明できる優れた理論であることは確かであるが、重力についての記述がない等、この世の物理現象をすべて説明できる万能な理論ではないこともまた事実である。重力について以外にも、階層性の問題や、ダークマター・ダークエネルギーを説明できないなど、解決できていない問題は数多く存在する。これらを説明可能な、標準理論を包含する上位の新物理が存在する証拠を実験を通じてつかむことが、これからの素粒子物理学の大きな目標となっている。

### 1.1.2 CP 対称性の破れ

全ての粒子には、反粒子と呼ばれる電気的性質が逆でそれ以外の性質がほとんど同一な粒子が存在する。宇宙のはじまりであるビッグバン直後の初期宇宙は粒子と反粒子が対生成されたと考えられており、だとすれば宇宙には粒子と反粒子は同じ数だけあったはずである。しかしながら現在の宇宙は粒子だけからできており、反粒子でできた反宇宙なるものは存在しない。CP 対称性の破れは、このような物質優勢の宇宙を説明するための重要な要素の一つである。

ここで、対称性について少し述べておく。物理法則がある変換の元で不変な場合、その変換の対称性は保存していると言い、対して不変でない場合、対称性は破れていると言う。また物理法則には、3つの基本的な対称性が存在する。それは、空間反転 (P:パリティ変換) と時間反転 (T)、電荷共役変換 (C) である。空間反転とは、鏡像反転の後、鏡面に垂直な軸に対して 180 度回転するよう

な変換である。時間反転とは時間を逆行させるような変換で、電荷共役変換は電荷を入れ替える変換、つまり粒子と反粒子を入れ替える変換を指す。CP 変換は、C と P を同時に行う変換を指す。C 変換と P 変換、及び CP 変換の概念図を図 1.2 に示す。

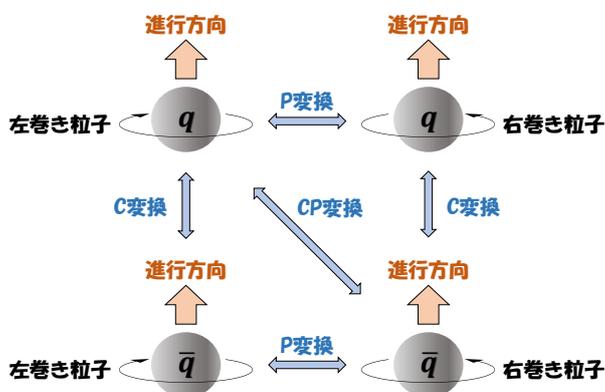


図 1.2 C 変換、P 変換及び CP 変換の概念図

さて、CP 対称性の破れは、1964 年に J.W.Cronin、V.L.Fitch らによってストレンジクォークを含む中性 K 中間子  $K_L^0$  の崩壊から世界で初めて観測された [2]。これ以前は、弱い相互作用は C 変換や P 変換に対しては対称性が破れていることが知られていたものの、CP 変換 (つまり真に粒子と反粒子を入れ替える変換) はその対称性は保存すると考えられていた。しかしながら、中性 K 中間子の崩壊  $K_L^0 \rightarrow \pi^+ \pi^-$  の測定に始まり、その後の追認実験や  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 \pi^0$  等でも CP 対称性の破れは観測され、その発見は確実なものとなった。

### 1.1.3 CKM 行列

CP 対称性の破れを、3 世代のクォークを導入することで説明したのが小林・益川模型における CKM(カビボ・小林・益川) 行列 (式 1.1) であった [3]。CKM 行列は Cabibbo - GIM 機構 [4][5] の、「質量の確定した状態 (質量固有状態) は W ボソンが相互作用する状態 (弱固有状態、フレーバー固有状態) が混合している」というアイデアを拡張した理論で、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。

$$\begin{pmatrix} d' \\ s' \\ b' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{ud} & V_{us} & V_{ub} \\ V_{cd} & V_{cs} & V_{cb} \\ V_{td} & V_{ts} & V_{tb} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ s \\ b \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

3 世代のクォークを導入することで行列内に複素位相を含めることができるようになり、これが CP の破れの起源となる。この CP を破る複素位相のことを CP 位相と呼び、混合角を  $\theta_i (i=1,2,3)$ 、CP 位相を  $\delta$  とすると、CKM 行列 ( $V_{CKM}$ ) は次のように表すことができる。

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

ここで、 $s_{ij} = \sin\theta_{ij}$ 、 $c_{ij} = \cos\theta_{ij}$  である。さらに、 $\lambda, A, \rho, \eta$  をパラメータとして、式 1.2 を  $s_{12} = \lambda$ 、 $s_{23} = A\lambda^2$ 、 $s_{13}e^{i\delta} = A\lambda^3(\rho + i\eta)$  と置き換えると、

$$V_{CKM} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{\lambda^2}{2} & \lambda & A\lambda^3(\rho - i\eta) \\ -\lambda & 1 - \frac{\lambda^2}{2} & A\lambda^2 \\ A\lambda^3(1 - \rho - i\eta) & -A\lambda^2 & 1 \end{pmatrix} + \mathcal{O}(\lambda^4) \quad (1.3)$$

と表される。式 1.3 はウォルフエンシュタイン (Wolfenstein) パラメータ表示 [6] と呼ばれる表記法で、行列要素の関係がより分かる形式であることが見て取れる。2019 年の最新結果 [7] によれば  $\lambda \approx 0.2248$  であり、その平方は 1 より十分小さいことから、CKM 行列の対角成分は近似的に 1 に近い値を取るのに対し、対角成分から離れるほど値は小さくなり 0 に近くなる。これは、クォーク混合が世代が近いほど強く起こり、遠いほど起こらないことを表している。

また、CKM 行列のユニタリー性から

$$V_{tb}^*V_{td} + V_{ub}^*V_{ud} + V_{cb}^*V_{cd} = 0 \quad (1.4)$$

が成り立つはずであり、この関係式は  $\rho - \eta$  の複素平面上的な三角形 (図 1.3) として表現することができる。様々な実験により、 $\rho, \eta, \phi_i$  を独立に決定することで CKM 行列のユニタリー性を検証することができる。

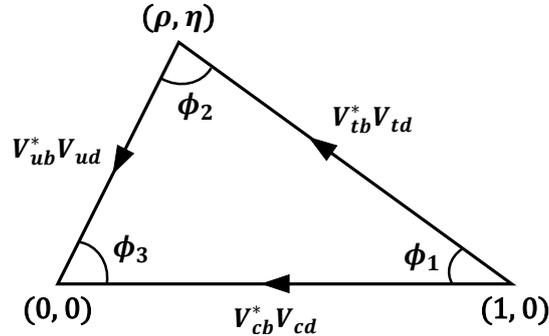


図 1.3 ユニタリー三角形

また、図 1.4 はこの検証の現状を示している [7]。

1981 年には、A. Carter や三田らにより、小林・益川模型によると B 中間子で大きな 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 [8]。このことから、日本の KEK やアメリカの SLAC それぞれが KEKB と PEP-II という同様の加速器をほぼ同時期に建設し、B ファクトリーと呼ばれる「非対称エネルギー電子・陽電子衝突型加速器実験」が行われることになった。これらの実験はそれぞれ Belle 実験、Babar 実験と呼ばれ、2001 年に両実験でほぼ同時に  $B^0$  と  $\bar{B}^0$  の崩壊時間分布の差を観測することで、B 中間子における CP 対称性の破れが発見された。

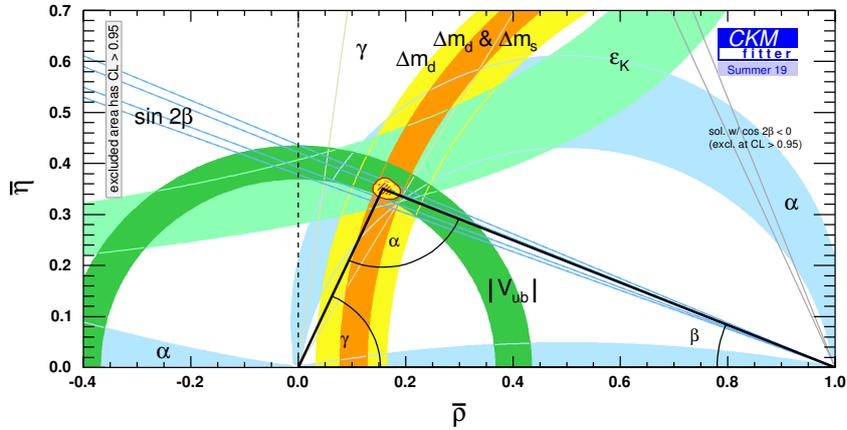


図 1.4  $(\rho, \eta)$  への実験からの制限

## 1.2 B の物理と B ファクトリー

B 中間子は、ボトムクォークとそれより軽い反クォークのとの束縛状態およびそれらの反粒子である。B 中間子と呼ばれるものにはいくつもの種類があるが、これ以降の議論では  $B^0, \bar{B}^0, B^\pm$  の3つのことを B 中間子と呼ぶことにする。 $b$  クォークの弱い相互作用による崩壊は、 $b \rightarrow c, u$  と世代を越えて起こるため、B 中間子の崩壊を調べることにより、CKM 行列における  $V_{cb}, V_{ub}$  などの大きさを決定することができる。

前節で述べた Belle や Babar 等に代表される B ファクトリー実験では、電子・陽電子の衝突から大量の B 中間子を生成しその崩壊を測定しているが、これは  $\Upsilon(4S)$  と呼ばれるボトムニウム共鳴状態が B 中間子対に崩壊する事を利用している。ボトムニウム共鳴状態は多く知られているが、このうち電子・陽電子衝突実験で生成されるものを  $\Upsilon$  中間子と呼んでいる。 $\Upsilon(4S)$  は  $\Upsilon$  中間子のうち 4 番目に軽く、約 48.6% が  $B^0\bar{B}^0$ 、約 51.4% が  $B^+B^-$  へと崩壊するため、B ファクトリー実験において有用な共鳴状態である。表 1.1 に  $\Upsilon$  中間子についてまとめた表を示す。

表 1.1  $\Upsilon$  中間子とその質量 [9]

共鳴状態	質量 [GeV]
$\Upsilon(1S)$	9.46
$\Upsilon(2S)$	10.02
$\Upsilon(3S)$	10.34
$\Upsilon(4S)$	10.58
$\Upsilon(5S)$	10.88
$\Upsilon(6S)$	11.24

また、中性 B 中間子  $B^0, \bar{B}^0$  では、図 1.5 に示すように W ボソンを 2 回交換するボックスダイアグラムにより互いに入れ替わる。これを  $B^0 - \bar{B}^0$  混合 (mixing) と呼ぶ。

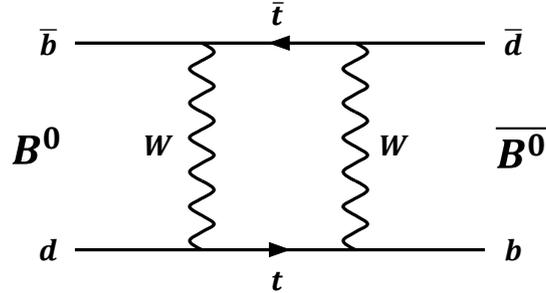


図 1.5  $B^0 - \bar{B}^0$  混合のボックスダイアグラム

### CP 対称性の破れの測定

A. Carter や三田らの指摘にもあったように、CP 対称性の破れの測定は B ファクトリー実験において重要な測定対象の一つである。B 中間子の CP 対称性の測定において重要なのは、崩壊した B 中間子が  $B^0$  であったか  $\bar{B}^0$  であったかを知る必要があるということである。 $\Upsilon(4S)$  でできた B 中間子対が同時に  $B^0, B^0$  もしくは  $\bar{B}^0, \bar{B}^0$  になることはできないため、B ファクトリー実験ではこれを利用して片方の B 中間子の状態 ( $B^0$  もしくは  $\bar{B}^0$ ) 固有の崩壊を観測することでもう片方の B 中間子の状態を特定する。この方法を「フレーバータギング」と呼ぶ。

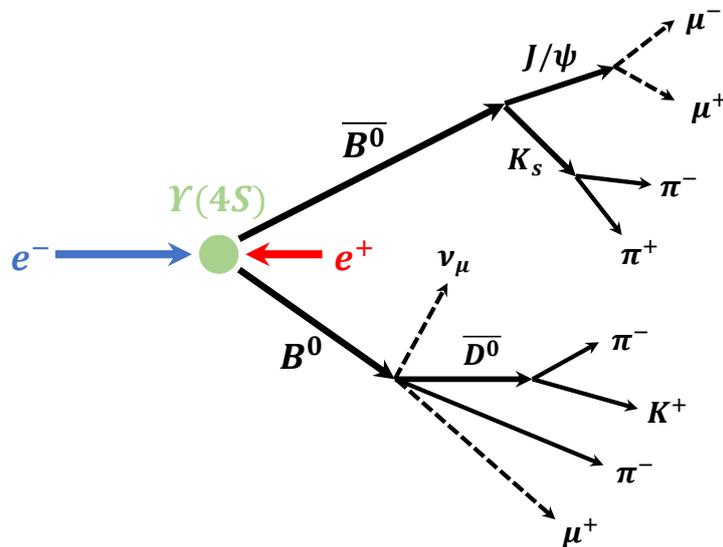


図 1.6 B ファクトリーにおける B 中間子崩壊の例

図 1.6 に示したように、例えば片方の B 中間子が  $(B^0 \rightarrow \bar{D}^0 \pi^-)$  に崩壊した場合、もう片方の B 中間子は  $\bar{B}^0$  だと同定できる。それぞれの B 中間子が  $B^0, \bar{B}^0$  のどちらかの状態であったかを特定し、崩壊時刻を比較することで時間に依存した CP 対称性を調べることができる。

## 稀崩壊の探索

B 中間子の稀崩壊探索も B ファクトリー実験での重要な測定対象である。B 中間子の崩壊では、 $b$  クォークはほとんどの場合  $c$  クォークを含む終状態に崩壊してしまい、 $b \rightarrow c$  の遷移を含まないものはほとんどの場合  $10^{-5}$  程度もしくはそれ以下の崩壊分岐比しか持たない。このようなものが一般に稀崩壊と呼ばれている。

弱い相互作用による  $b \rightarrow c$  のような通常のクォーク間遷移は「ツリーダイアグラム」(図 1.7: 左) と呼ばれ、電荷の変わる Charged Current である。一方で、 $b \rightarrow d$  のような電荷の変わらない崩壊は「ペンギンダイアグラム」(図 1.7: 右) と呼ばれる FCNC(Flavor Changing Neutral Current) 過程にて起こり、ツリーレベルでの崩壊は標準模型で禁止されている。そのため、この過程は最低でも 1 次のループダイアグラムを通して起こる。

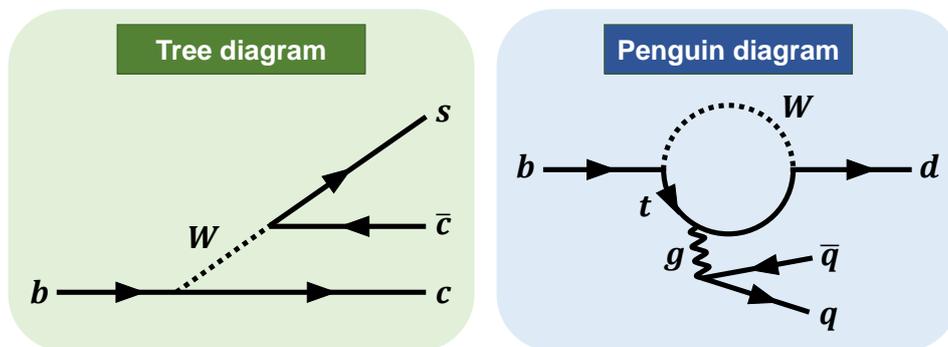


図 1.7 ツリーダイアグラムとペンギンダイアグラムの例

例に示したような、 $b \rightarrow d$  遷移である  $B^0 \rightarrow \rho^0 \gamma$  の崩壊分岐比は  $8 \times 10^{-7}$  程度で、非常に小さい。ペンギンダイアグラムのループには  $t$  クォークと  $W$  ボソンが介在し、これらの質量の和は B 中間子の静止質量の 500 倍近くにもなり非常に重い。したがって、このループ部分に未発見の重い新粒子が寄与してる可能性は高く、だとすれば崩壊分岐比の標準模型からのずれを測定することで新物理を見つけることができる。

## 1.3 Belle 実験から Belle II 実験へ

1.1 節で述べた通り、Belle 実験は B 中間子での CP 対称性の破れを観測し、CKM 行列の有効性を実証した。この結果により 2008 年には小林誠・益川敏英両氏両博士はノーベル物理学賞を受賞し、その後 2010 年 6 月 30 日をもって 11 年間にわたる運転を終了した。KEKB 加速器は最終的にピークルミノシティ(詳しくは 2.1 節で述べる)  $2.11 \times 10^{-34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$  (2009 年 6 月) を獲得し、これは電子・陽電子衝突型加速器としては 2019 年 3 月に SuperKEKB 加速器(詳しくは次章で述べる) が更新するまで世界最高の値であった。また、Belle 実験によって取得したデータ量は約  $1 \text{ ab}^{-1}$  であった。

Belle II 実験は Belle 実験の後継実験として発足し、より高精度な測定を行なうためのアップグ

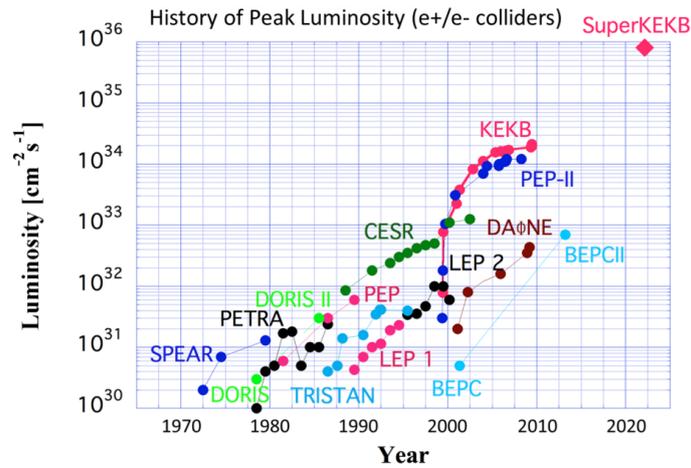


図 1.8 電子陽電子衝突型加速器とその瞬間ルミノシティの発展 [10]

レードがなされた。ビーム電流を 2 倍に、ビームサイズを 1/20 に絞り込むことでピークルミノシティを Belle 実験の 40 倍に増やし、最終的に  $50 \text{ ab}^{-1}$  のデータ取得を目指す。高精度の測定により、CP 対称性の破れの精密測定に加え、標準模型を超えるような新物理現象の発見が期待される。

## 第 2 章

# Belle II 実験

Belle 実験の後継実験として始まった Belle II 実験は、B 中間子や  $\tau$  レプトンの崩壊を精密に測定することで、標準模型を超えるような新物理を探索することを目的としている。この章では Belle II 実験で使用される加速器と測定器や現在の運転状況などを中心に概説する。

### 2.1 SuperKEKB 加速器

#### 2.1.1 概要

SuperKEKB 加速器は電子を 7 GeV、陽電子を 4 GeV に加速させ、重心系エネルギー  $\sqrt{s} = 10.58$  GeV にて衝突させる非対称エネルギー衝突型加速器である。このエネルギーはちょうど、1.2 節で述べた  $\Upsilon(4S)$  の質量に一致しており、この状態を媒介すると非常に高い分岐比で B 中間を生成することができる。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) 内部の直径 1 km、周長 3 km の地下トンネル中に建設されている。電子、陽電子が走るリングはそれぞれ High Energy Ring (HER)、Low Energy Ring (LER) と呼ばれ、またビーム入射用の 1 km の線形加速器 LINAC を持つ。図 2.1 に SuperKEKB の全体図を示す。

ここで、加速器実験に存在する二つのタイプについて説明する。一つ目はエネルギーフロンティアと呼ばれるタイプである。これは、観測したい物理のエネルギースケールに加速器の重心エネルギーを合わせ、たとえば粒子を直接生成することを通して、そのエネルギースケールにおける物理を観測する。標準模型を超える新物理は TeV スケールに存在するとされており、陽子と陽子を衝突させ最大重心エネルギー 14 TeV を生み出す円形加速器である LHC (Large Hadron Collider) がその代表で、スイスの CERN に建設されている。また次世代加速器として、ILC (International Linear Collider) と呼ばれる電子・陽電子の直線型衝突加速器の建設計画があり、岩手県の北上山地が候補地として選定されている。重心系エネルギーとしては、250 GeV ~ 1 TeV が予定されている。

二つ目は、ルミノシティフロンティアである。重心エネルギーは観測したい物理のエネルギースケールよりも小さいが、新物理に感度のある事象を大量に生成することで、間接的に高エネルギー

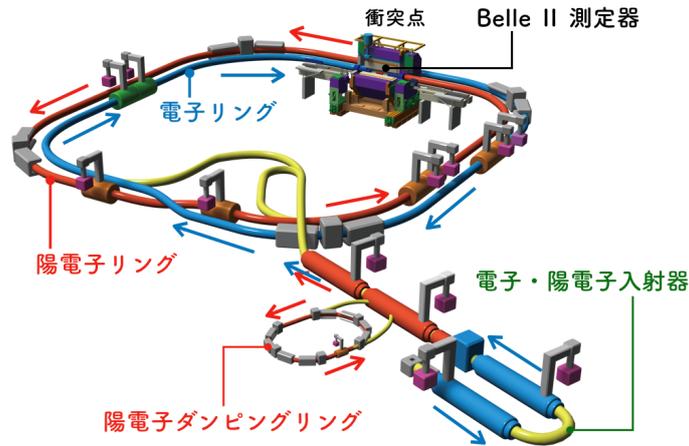


図 2.1 SuperKEKB 加速器の全体図 [11]

スケールに存在する新物理現象を観測することができる。不確定性原理により、低エネルギーの事象であっても稀に高エネルギー物理の寄与がある事象が存在するため、統計量が多ければ多いほど新物理への感度は増すこととなる。図 2.2 に、世界の加速器のエネルギーとルミノシティを示す。

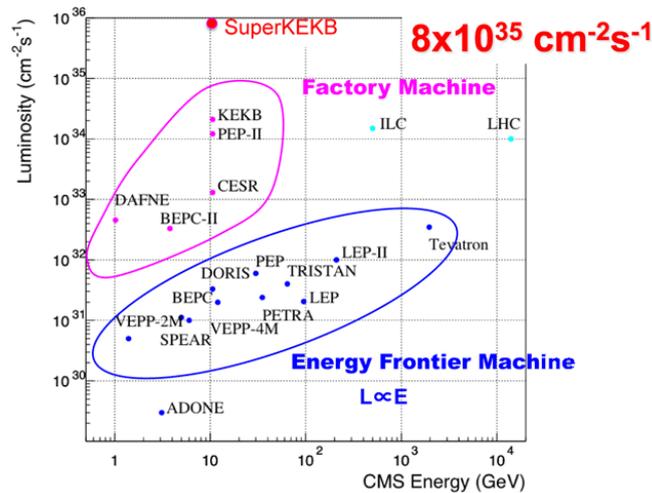


図 2.2 世界の加速器のエネルギーとルミノシティ [12]

Belle II 実験はルミノシティフロンティアの実験であり、B 中間子を大量に生成する B ファクトリー実験の一つである。実際には B 中間子の他にも、 $\tau$  レプトンや  $c$  クォークなども大量に生成されており、このことは Belle II におけるフレーバー物理の多様な研究を実現している。 $\sqrt{s} = 10.58 \text{ GeV}/c^2$  における  $e^+e^-$  衝突事象での主要な物理過程と反応断面積を表 2.1 に示す。

また、電子と陽電子のエネルギーが非対称な理由であるが、これは CP 対称性の測定の為である。 $B^0$  と  $\bar{B}^0$  の CP 対称性の測定の為には崩壊時間の差を測定することが必要であるが、実験的には  $B^0$  と  $\bar{B}^0$  の崩壊位置の距離の差を測定する事に対応する。しかしながら、 $B^0$  の平均寿命は

表 2.1  $e^+e^-$  衝突事象での主要な物理過程と反応断面積 [9]

物理過程	生成断面積 [nb]
$e^+e^- \rightarrow \Upsilon(4S)$	1.110
$e^+e^- \rightarrow u\bar{u}$	1.61
$e^+e^- \rightarrow d\bar{d}$	0.40
$e^+e^- \rightarrow s\bar{s}$	0.38
$e^+e^- \rightarrow c\bar{c}$	1.30
$e^+e^- \rightarrow \mu^+\mu^-$	1.148
$e^+e^- \rightarrow \tau^+\tau^-$	0.919

約 1.5 ps と短く、もし静止状態で生成されれば測定器で観測可能な距離の差を確保することができない。一方、非対称エネルギーであれば衝突でできる B 中間子はブーストされ、相対論的効果で寿命が延び、検出可能な距離の差を確保できる。

## 2.1.2 性能

SuperKEKB 加速器は、Belle 実験で用いた KEKB 加速器から衝突点におけるビームサイズを 1/20 に、蓄積ビーム電流を 2 倍に高めることで衝突頻度を 40 倍に増やした加速器である。表 2.2 に KEKB 加速器 [13] と SuperKEKB 加速器 [14] の各パラメータの比較を示す。なお、KEKB のパラメータは最終的に到達した値、SuperKEKB については設計値である。

表 2.2 KEKB と SuperKEKB のパラメータ比較

パラメータ	KEKB 加速器	SuperKEKB 加速器
ビームエネルギー [GeV/c](LER/HER)	3.5/8.0	4.0/7.0
ビーム電流 $I_{\pm}$ [A](LER/HER)	1.64/1.19	3.6/2.6
交差角度 [mrad]	22	83
$\xi_{y\pm}$ (LER/HER)	0.129/0.0881	0.090/0.0807
$\beta_{y\pm}^*$ [mm](LER/HER)	5.9/5.9	0.27/0.30
バンチ数	1584	2500
ルミノシティ $\mathcal{L}$ [ $10^{34}\text{cm}^2\text{s}^{-1}$ ]	2.11	80

$\xi_{y\pm}$  はビームビームパラメータと呼ばれる量で、衝突点でビーム同士が互いに及ぼし合う力の大きさを示す無次元量である。また、 $\beta_{y\pm}^*$  は y 方向衝突点の  $\beta$  関数で、ビームサイズを決める絞り込みの大きさに対応する量である。添え字の  $\pm$  は電子と陽電子を表している。

ルミノシティ  $\mathcal{L}$  は、ビーム衝突型加速器において単位面積単位時間当たりの衝突頻度を示す量

であり、加速器のパラメーターを用いると、以下の式のように表すことができる。

$$\mathcal{L} \simeq \frac{\gamma_{\pm}}{2qr_e} \left( \frac{I_{\pm} \xi_{y\pm}}{\beta_{y\pm}^*} \right) \quad (2.1)$$

$\gamma$  はローレンツ因子、 $q$  は素電荷、 $r_e$  は古典半径である。この式から分かる通り、ルミノシティ  $\mathcal{L}$  は  $\xi_{y\pm}$  が一定であれば、 $I_{\pm}$  に比例し、 $\beta_{y\pm}^*$  に反比例して大きくすることができる。

KEKB からのアップグレードとして、当初 SuperKEKB ではビーム電流を大幅に上げることでルミノシティを稼ぐ予定であったが、コスト等の問題により 2 倍程度上げるにとどまった。よって、ルミノシティを大幅に上げるには、ビームサイズを絞ることで  $\beta_{y\pm}^*$  の値を十分小さくする必要がある。しかしながら、ビームサイズを極端に絞る副作用として、衝突部分の両側で砂時計のようにビームが膨らむ現象 (Hourglass 効果) が問題になる。この影響を減らすため、SuperKEKB では世界で初めてナノビーム大角度交差衝突方式 (図 2.3) を採用した。進行方向 5 mm~6 mm、水平方向 10  $\mu\text{m}$ 、垂直方向 50 nm~60 nm の電子と陽電子のバンチ同士を約 5 度の大きな交差角で衝突させることで、ビームの重なり部分を短くし、ビームを非常に細く絞った。また参考として、KEKB 加速器での衝突のイメージも図 2.3 に示した。

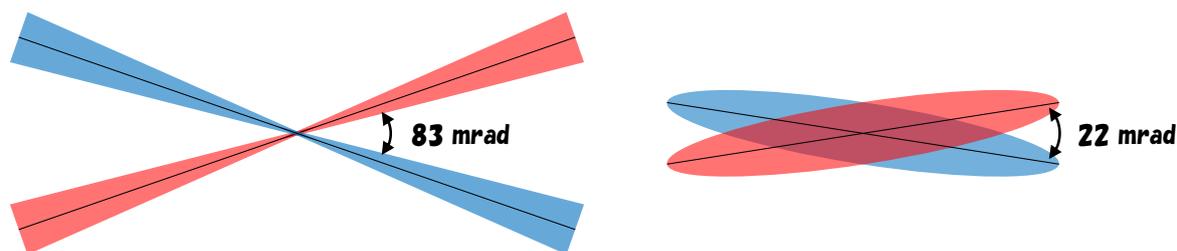


図 2.3 ナノビーム大角度交差衝突方式 (左) と KEKB での衝突イメージ (右)

このように、ビーム衝突実験ではビームの重なった部分が実質的なバンチ長となる。ナノビーム大角度交差衝突方式では、ビームを絞ることで中心点で高いルミノシティを確保し、ビームが広がる周辺部は衝突を起こさないようになっている。

## 2.2 ビームバックグラウンド

電子・陽電子ビームの軌道を外れた粒子が電磁シャワーや中性子を生じ、各検出器へ入射する。これをビームバックグラウンドと呼ぶ。ビームバックグラウンドは、信号事象の再構成性能の低下や、放射線損傷による検出器の劣化の原因となる。SuperKEKB で想定されるビームバックグラウンドには以下のようなものがある [15]。

## 2.2.1 ビーム由来

### (1) タウチェック散乱

同一バンチ内の  $e^\pm$  同士が衝突し、運動量が増加または減少する。軌道を外れた粒子が、衝突点付近でビームパイプに当たってシャワーを生成することでバックグラウンドとなる。散乱確率はビームサイズやビームエネルギーに反比例するため、ビームサイズを大幅に絞った SuperKEKB にとって、タウチェック散乱によるバックグラウンドは激増する。特に LER にとっては深刻で、この対策のためビームエネルギーは KEKB より 0.5 GeV 高い 4 GeV となった。

### (2) ビームガス散乱

ビームパイプ内の残留ガスにビーム粒子が衝突し、クーロン散乱により角度が変わったり、制動放射により光子を放出してエネルギーが減少する。散乱確率はビーム電流と真空度に比例するため、KEKB と同程度の真空度を達成できればそれほど深刻なバックグラウンドになりえない。

### (3) シンクロトロン放射

ビームが磁場によって曲げられる際に放射光を出す。衝突点手前の最終収束電磁石で発生した放射光が、内層の SVD や PXD に当たるとバックグラウンドとなる。

### (4) 後方散乱

衝突点を通り過ぎたビームが反対側の最終収束電磁石で曲げられる際に発生する放射が、散乱されて衝突点側に戻ってくるとバックグラウンドとなる。KEKB では最終収束電磁石が両リングで共有だったため、反対側の最終収束電磁石の中心から離れた所を通過して大きく曲げられ強い放射光が出ていたが、SuperKEKB では各リングが専用の最終収束電磁石を持っているので、この寄与は少なくなっている。

### (5) ビーム・ビーム相互作用

ビームの衝突の際に、相手側のビームから受ける電磁力によって散乱されることで、バックグラウンドの増加につながる。

## 2.2.2 衝突事象由来

電子・陽電子衝突に由来するバックグラウンドで、ルミノシティに比例して大きくなる。

### (1) Radiative Bhabha 散乱

$$e^+e^- \rightarrow e^+e^-\gamma$$

衝突点で電子と陽電子が Radiative Bhabha 散乱すると、ビーム軸方向に光子が出る。この光子がずっと下流の偏極電磁石の鉄に当たって巨大双極子共鳴反応によって中性子が発生し、検出器付近まで戻って来たものがバックグラウンドとなる。後述の ARICH 検出器において、Radiative Bhabha 散乱は光検出器の性能悪化の一番の原因だと考えられる。

## (2) 2 光子過程

$$e^+e^- \rightarrow e^+e^-e^+e^-$$

ビームの電子・陽電子が放出する 2 光子の衝突により生成した電子・陽電子対が主に PXD のバックグラウンドとなる。運動量がとても低くなるため、ソレノイド磁場に巻きついて、 $1/r^2$  に比例するバックグラウンド分布となる。

## 2.3 Belle II 測定器

Belle II 測定器 (図 2.4) は、役割によって最適な動作原理の装置を組合わせた複合型検出器である。SuperKEKB 加速器からの電子・陽電子ビームの衝突点を囲むように設置され、B 中間子の崩壊により生成された安定粒子 (電子、 $\mu$  粒子、光子、 $\pi$  粒子、 $K$  粒子、陽子など) の運動量、エネルギー等を正確に測定することで粒子識別を行っている。

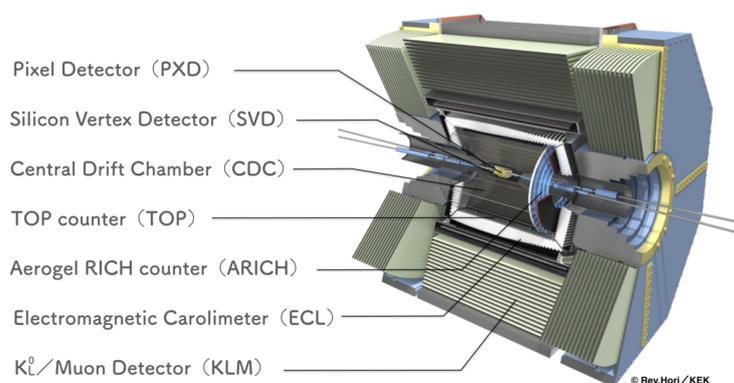


図 2.4 Belle II 測定器の全体図 [16]

図に示すように、内側から崩壊点検出器 Pixel Detector(PXD) 及び Silicon Vertex Detector(SVD)、中央飛跡検出器 Central Drift Chamber(CDC)、粒子識別・飛行時間測定装置 Time-of-Propagation counter(TOP)、荷電粒子識別装置 Aerogel Ring-Imaging Cherenkov counter(ARICH)、電磁カロリメータ Electromagnetic Calorimeter(ECL)、長寿命粒子識別装置  $K_L$  and Muon detector(KLM) が配置されている。図 2.5 に Belle II 測定器の断面図を、表 2.3 に Belle II 測定器の構成要素とその適用範囲をまとめた表を示す。

また Belle II 測定器は大きく 2 つの領域に分けることができ、Belle II 測定器を円柱と見立てた

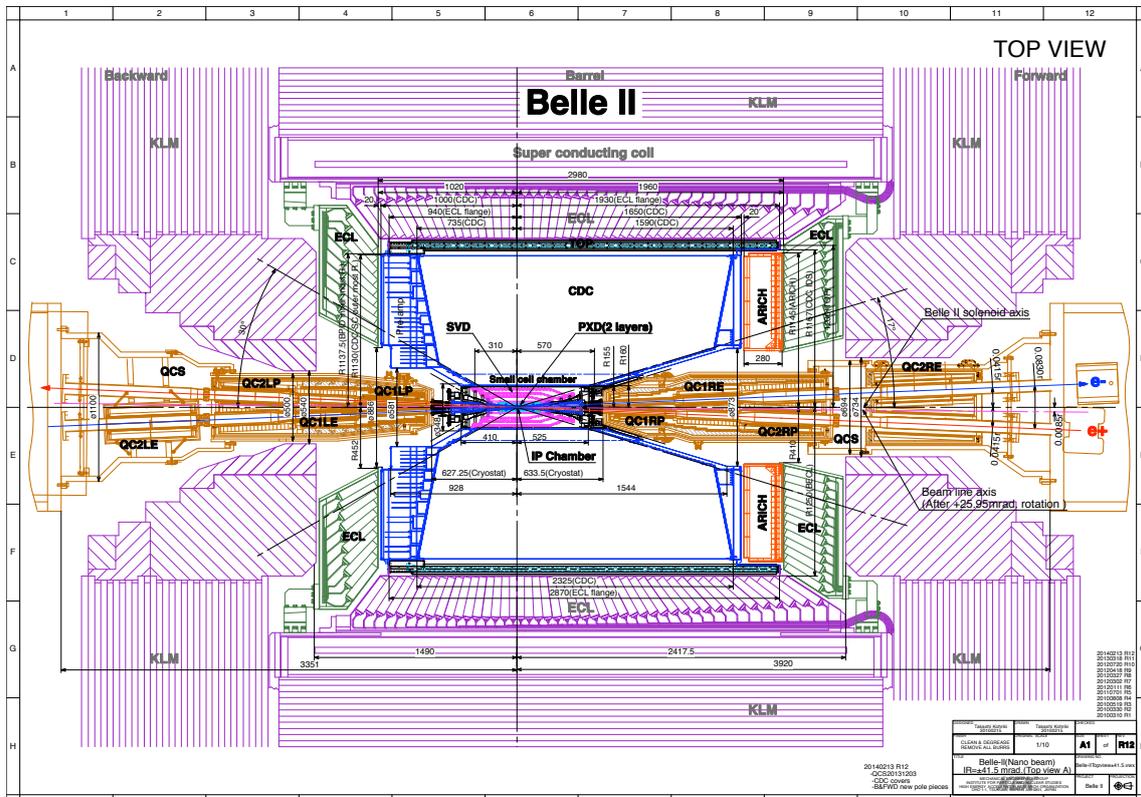


図 2.5 Belle II 測定器の断面図 [17]

表 2.3 Belle II 測定器の構成要素とその適用範囲

検出器	用途	適応範囲 $\theta$
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	カロリメーター	[12.4°; 31.4°](バレル) [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	$\mu$ 粒子検出	[40°; 129°](バレル) [25°; 40°](前方エンドキャップ) [129°; 155°](後方エンドキャップ)

場合、側面にあたる領域をバレル部、底面にあたる領域をエンドキャップ部と呼んでいる。さらにエンドキャップ部は陽電子の入射側を前方エンドキャップ、電子の入射側を後方エンドキャップと呼んで区別している。

この節では、以上の Belle II 測定器を構成する 7つの検出器と、データ収集のための DAQ とトリガーシステムについて概説する [17][18]。

### 2.3.1 VXD (PXD, SVD)

VerteX Detector(SVD)(図 2.6) は、B 中間子の崩壊点を測定することを目的とした半導体検出器で、Belle II 測定器の最も内側にある。B 中間子の崩壊点位置の精密測定は、 $B^0\bar{B}^0$  の崩壊時間差  $\Delta t$  の決定に非常に重要である。図 2.7 に示すように、VXD は 2 層の PXD と 4 層の SVD から構成され、荷電粒子がシリコン板を通過するとき作られる電子・正孔対を読み出すことで、荷電粒子の通過位置の 2 次元情報を測定する。また、この通過位置情報と、後述の CDC を用いて粒子の飛跡を測定している。

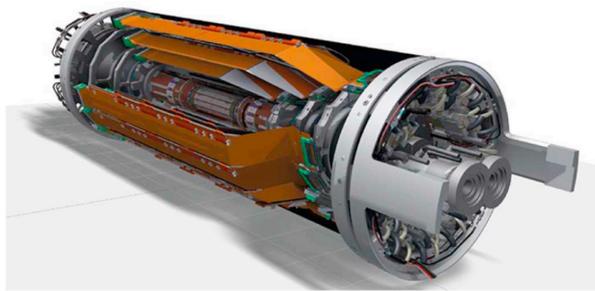


図 2.6 VXD の概略図 [17]

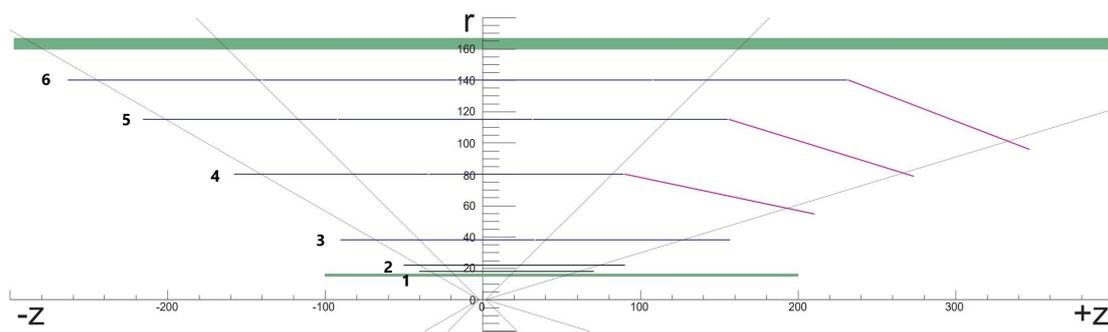


図 2.7 VXD のセンサー配置の断面図 [18]

#### PXD

PXD は VXD の 1 層目と 2 層目の検出器で、半径方向 14mm と 22mm の場所に設置されている。PXD は DEPFET(DEPleted Field Effect Transistor) と呼ばれるピクセル化されたシリコン

検出器で構成されており、空乏層で生じた電子の電荷量に比例した電流が流れ、専用線から読み出される。

Belle II 実験では Belle 実験に比べ高いバックグラウンドが予想されたが、B ファクトリー程度の低いエネルギーの実験では多重散乱が非常に多くなるため、従来のものよりも非常に薄い厚さ  $75\mu\text{m}$  のピクセル検出器が SVD の内側に設置された。PXD の導入により、様々なハドロンの崩壊点を約  $50\mu\text{m}$  の精度で検出することや、比較的命が長い  $K_s^0$  中間子や  $\Lambda$  バリオンの再構成効率の向上が可能となった。

## SVD

SVD は VXD の 3~6 層目の検出器で、半径方向 39 mm、80 mm、104 mm、135 mm の場所に設置されている。SVD には DSSD(Double Sided Silicon Detector) と呼ばれる半導体検出器が使用されていて、これは Belle 実験にも用いられていた。DSSD はシリコンセンサーを直交するように 2 枚張り合わせた検出器で、一方には n 型半導体ストリップが、もう一方には p 型半導体ストリップが刻まれている。これを複数層使用することで 3 次元的に位置測定ができるようになっている。

また、SVD では崩壊点を測定することと同時に、エネルギー損失  $dE/dx$  を用いた低運動量領域での粒子識別も行っている。

## 2.3.2 CDC

CDC は VXD 外層に設置されたドリフトチェンバーであり、粒子の飛跡や運動量測定、飛跡情報による level 1 トリガー生成、SVD と同様に  $dE/dx$  測定による低運動量領域での粒子識別など、さまざまな役割を担っている。ワイヤーには、信号を観測するためのセンスワイヤーと電場を生成するためのフィールドワイヤーがあり、それぞれ 14336 本と 42240 本張られている。ワイヤー構成図を図 2.8 に示す。また、装置内部はヘリウムとエタンが 1:1 で混合したガスで満たされている。

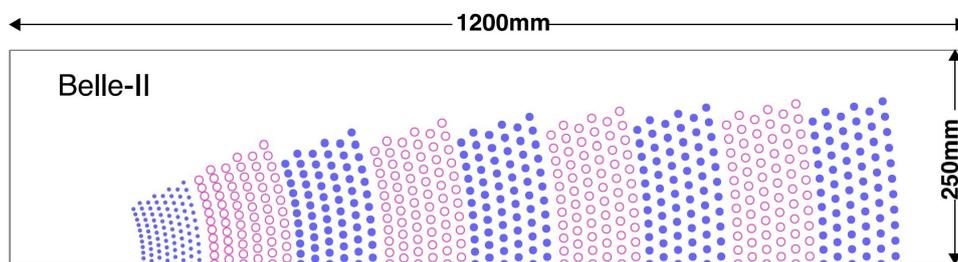


図 2.8 CDC のワイヤー構成図 [17]

CDC に荷電粒子が通過するとガスが電離し、強い電場により電子雪崩を起こしながらセンスワイヤーへドリフトする。このドリフト時間や粒子の飛跡からセンスワイヤーまでの距離を求めることができ、複数のヒット点でこれを行い飛跡の再構成をすることで、粒子の通過位置と運動量を求

めることが可能である。

ここでエネルギー損失を用いた粒子識別について概説する。SVD や CDC を通過した際に損失した荷電粒子のエネルギー損失  $dE/dx$  は粒子のローレンツ因子  $\beta\gamma$  に依存する。特殊相対性理論から導かれる関係式  $\beta\gamma = p/m$  を用いて、飛跡情報から求めた運動量  $p$  と  $dE/dx$  から求めた  $\beta\gamma$  によって粒子の質量  $m$  がわかる。図 2.9 に示すように、特に  $p < 1.5 \text{ GeV}/c^2$  の領域において粒子識別が可能である。

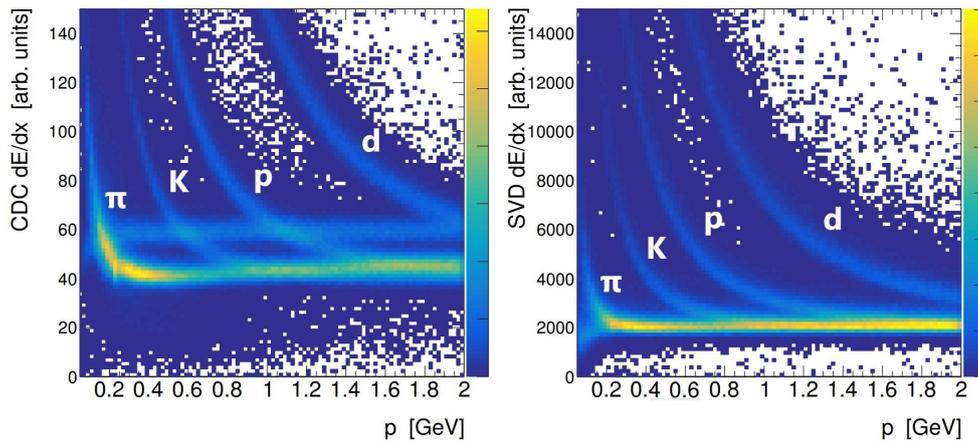


図 2.9 CDC(左) と SVD(右) におけるシミュレーションによる  $dE/dx$  と  $p$  の関係 [9]

### 2.3.3 TOP

TOP は Belle II 測定器のバレル部で主に荷電 K 中間子と荷電  $\pi$  中間子の識別を担う検出器で、外層側を ECL に、内装側を CDC に挟まれている。検出器の外観を図 2.10 に示す。

TOP は 2 枚の合成石英板と、光検出器 Micro-Channel-Plate(MCP)-PMT<sup>\*1</sup> で構成されている。この石英板が輻射体かつ伝搬体として働いており、発生したチェレンコフ光を石英内部で反射させ、片側端面に設置された光検出器で検出する。そして、光検出器で検出したチェレンコフ光の位置と時間から、リングイメージを再構成することで粒子識別を行うことが可能である。TOP はリングイメージを伝搬時間と検出位置の 2 次元平面に投影することで、非常にコンパクトなサイズとシンプルな構造を実現した。図 2.11 に粒子識別の概念図を示す。

### 2.3.4 ARICH

ARICH(図 2.12) は Belle II 測定器のエンドキャップ部で、主に荷電 K 中間子と荷電  $\pi$  中間子の識別を担う検出器である。TOP と同様チェレンコフ光を用いた粒子識別装置で、輻射体であるシリカエアロゲルと光検出器である Hybrid Avalanche Photo Detector(HAPD) から構成される。

\*1 Photomultiplier の略。光電子増倍管。

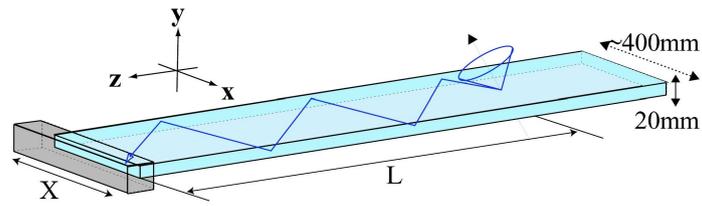


図 2.10 TOP の外観 [18]

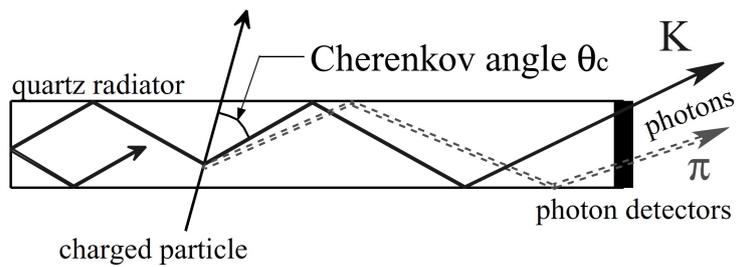


図 2.11 TOP の粒子識別の概念図 [18]

詳細は 3 章で述べる。

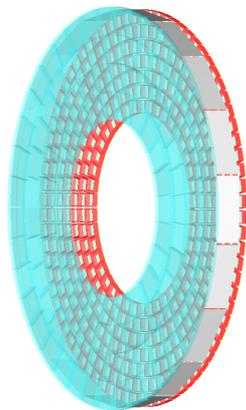


図 2.12 ARICH の外観

### 2.3.5 ECL

ECL はバレル部とエンドキャップ部におい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。この検出器は主にシンチレーター (CsI(Tl)) と光検出器で構成されており、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 個使用されている。図 2.13 に ECL 全体の構成図を示す。

ECL は、光子や電子がシンチレーターに入射した際に発生する電磁シャワーの光量がエネル

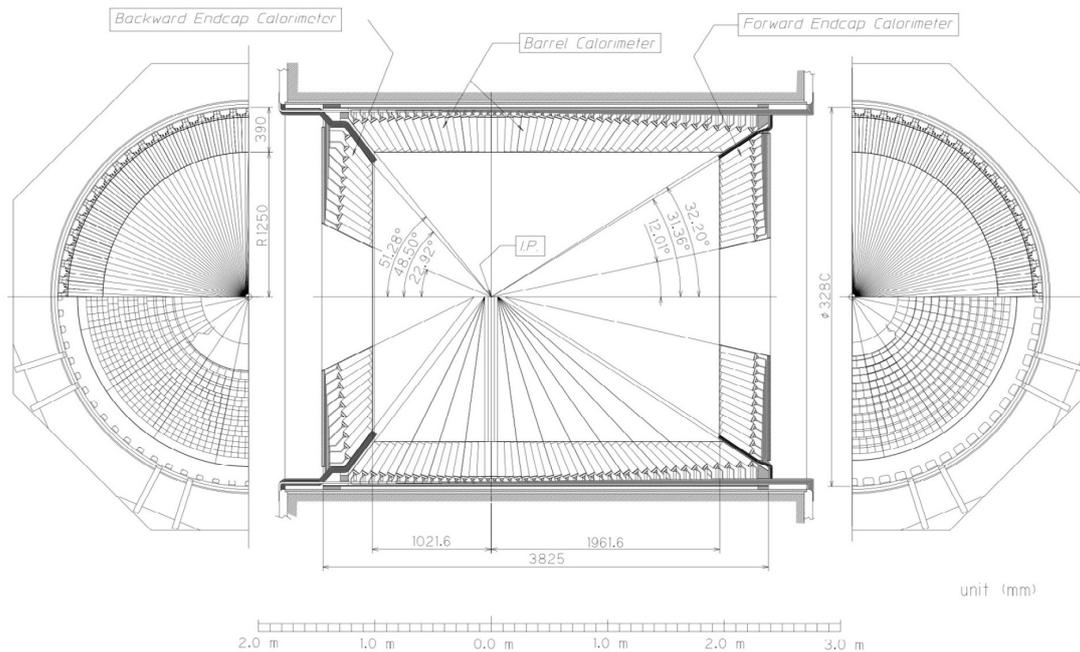


図 2.13 ECL 全体の構成図 [17]

ギーに比例することを利用し、エネルギー測定を行う。 $\pi^0 \rightarrow \gamma\gamma$  に代表されるような典型的な  $\gamma$  のエネルギーである数十～数百 MeV から、 $B^0 \rightarrow \pi^0\pi^0$  などの二体崩壊由来の  $\pi^0$  のエネルギーである 4GeV を超えるエネルギーまで幅広く対応できる。

ECL の情報はトリガーに使用されたり、シャワーの形状とエネルギーと運動量の比 ( $E/p$ ) を用いた電子/ハドロン識別も行っている。

### 2.3.6 超伝導ソレノイド電磁石

ECL の外側には、内径 1.7 m、外径 2.00 m、長さ 4.41 m のソレノイド型電磁石が設置されていて、1.5 T の強磁場を測定器の内部に作っている。CDC 内の荷電粒子はこの磁場によってローレンツ力を受けてその軌道を曲げられ、その曲率から運動量を測定することができる。コイルはニオブ・チタン合金で作られ、液体ヘリウムで-268 °Cまで冷却して超伝導状態にする。超伝導状態で 3mm×3mm の断面積の電線に 4160 A という大電流を流すことにより、1.5 T の磁場を生成している。

この磁場は交差角を持つビームの衝突性能を著しく劣化させるため、ビームライン上のソレノイド磁場は積分値としてゼロとなるようにしている。図 2.14 にビーム衝突点でのソレノイド磁場分布の図を示す。

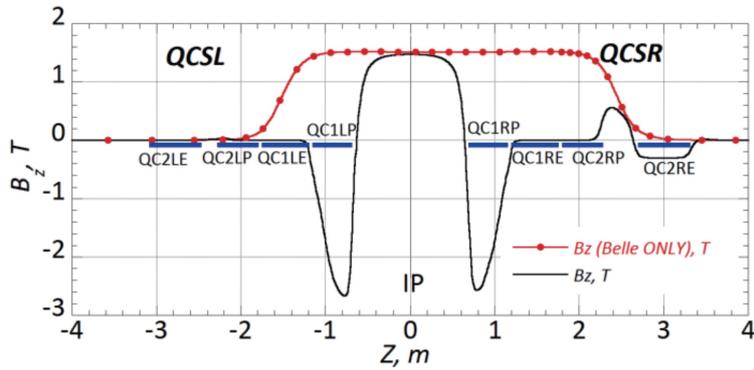


図 2.14 ビーム衝突点でのソレノイド磁場分布 [19]

### 2.3.7 KLM

KLM は Belle II 測定器の最外層に位置し、透過力の高い  $\mu$  粒子の同定と、中性で寿命が長い  $K_L^0$  中間子を検出している。この装置は薄い鉄板と荷電粒子を検出できる検出層を交互に重ねたサンドウィッチ構造となっており、物質との相互作用の仕方から粒子の通過を検出できるようになり、軌跡を再構成できる。また、構造体はバレル部とエンドキャップ部からなっており、中央にあるバレル部を前後2つのエンドキャップ部で蓋をして、超伝導ソレノイドが作る磁力を鉄の構造体内を通すことにより外部に磁場が漏れないようにしている。

検出器にはプラスチックシンチレーターが用いられている。プラスチックシンチレーター内に波長変換ファイバーを通し、その先に光検出器 MPPC を付けこれを並べる。また、これらと直交する方向にも重ねることで2次元情報が得られるようになる。プラスチックシンチレーターは、バレル部とエンドキャップ部で違うものが採用されているが、波長変換ファイバーと光検出器 MPPC に関しては同様のものが使われている。

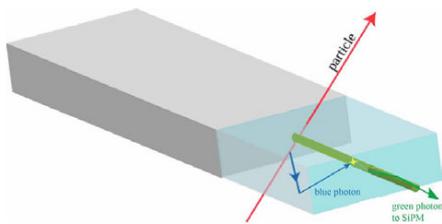


図 2.15 バレル部 KLM 用シンチレーター [20]

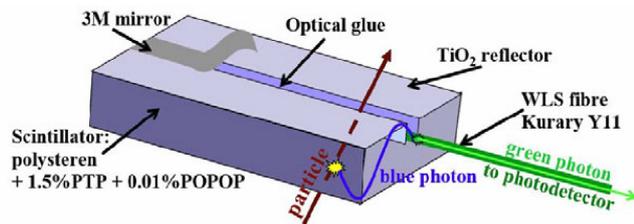


図 2.16 エンドキャップ部 KLM 用シンチレーター [20]

### 2.3.8 トリガーシステムと DAQ

Belle II 実験では Belle 実験の 40 倍以上の高いルミノシティでデータ収集が行われるため、検出器は占有率増加を抑えるために検出要素を高精細化した設計がなされている。検出器からのデータ量はイベントあたり総計で 1 MB を越え、トリガーレートも最大で 30 kHz と見積もられている。よって、データ収集システム内のリアルタイム処理でどこまでデータ量を削減出来るかが重要である。

まずはトリガー信号である。図 2.17 に Belle II トリガーシステムの概略を示す。サブトリガーは CDC、ECL、TOP、KLM の 4 つで、すべて独立かつ並列に動作する。物理事象に対するトリガー判定はおもに CDC と ECL のサブトリガーを用いられ、TOP サブトリガーは事象の発生時間をより精密に求めるために使われる。それから、KLM サブトリガーは  $\mu$  粒子同定により、CDC と ECL のサブトリガーと組み合わせて使用する。

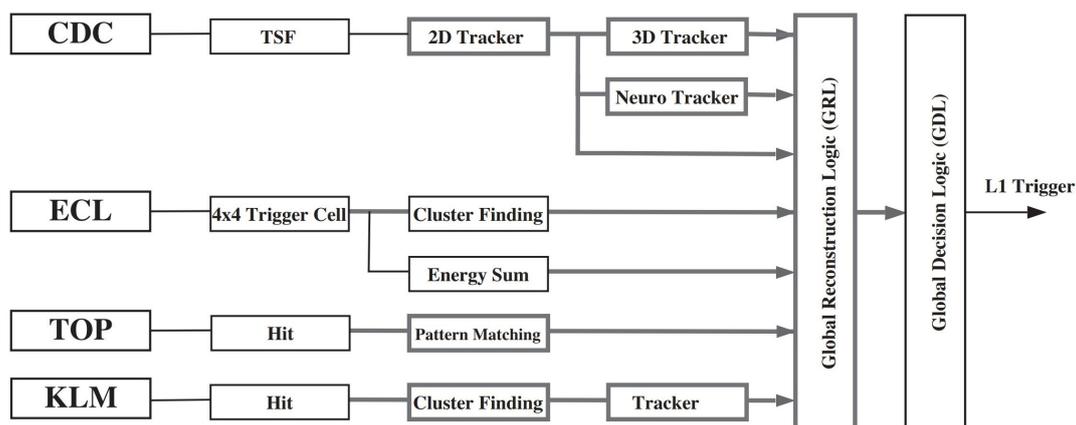


図 2.17 トリガーシステムの概略 [21]

これらのトリガー信号は、SuperKEKB 加速器の高周波信号から作られたクロックに同期され、各検出器のフロントエンド電子回路に分配される。この各検出器それぞれのフロントエンド回路でデータはすべてデジタル化されている。デジタル化された信号は共通の Belle2link と呼ばれる高速光データ転送システムを用いて共通読み出しモジュール COPPER に送られる。さらに、200 枚を越える COPPER から送られたデータは 40 台の Readout PC に集められ、部分的にイベント形成が行われる。Readout PC で前処理されたデータは 2 段のネットワークスイッチを通して全てのイベント形成を行い、最終的に 10 GbE ネットワークで高次トリガー (HLT) に送られる。HLT はオフラインとまったく同じ全イベント再構成がイベント毎の並列処理で行われ、その結果を用いて物理イベントの選択を行う。

しかしながら、PXD だけはそのデータ量は他の検出器と比較して圧倒的に大きく、COPPER を使用して読み出すことが難しい。そこで ONSEN(Online Select Node) と呼ばれる特別な読み

出しシステムを用い、HLT で再構成された粒子の飛跡を PXD センサーの表面まで外挿して信号が発生するピクセルを予測し、その部分だけへのデータを後段に送ることでデータ量の削減を図っている。このデータは HLT での処理の後に他の検出器のデータと結合される。

図 2.18 に Belle II データ収集システムの全体図を示す。

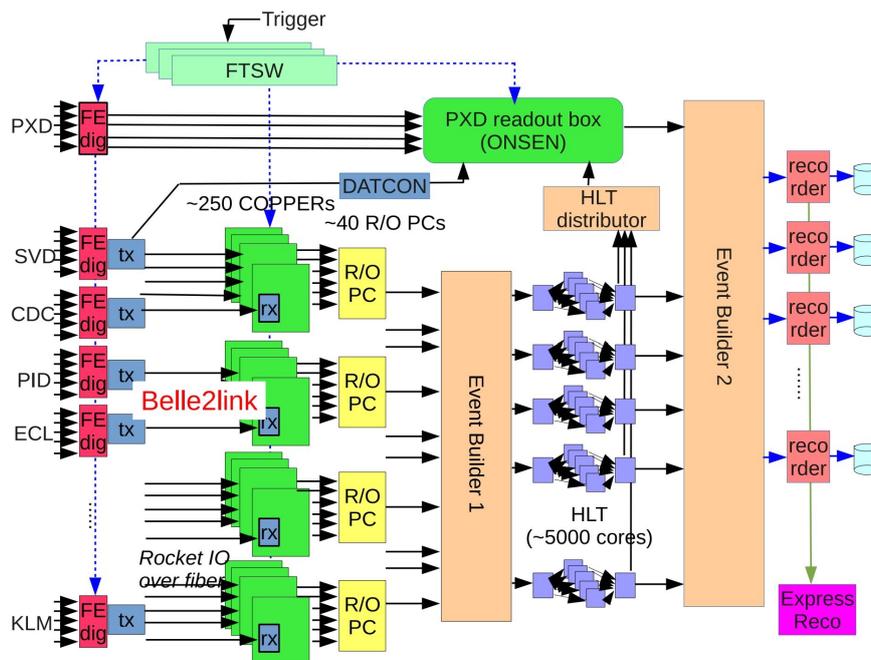


図 2.18 Belle II データ収集システムの全体図 [22]

## 2.4 Belle II で期待される新物理

Belle II 実験ではアップグレードした加速器である SuperKEKB により、KEKB と比べて 40 倍のルミノシティを実現し、Belle 実験の 50 倍のデータを収集することで、新物理の探索を行う。Belle 実験をはじめとしたこれまでの B ファクトリー実験の測定結果の中にも新物理の手がかりがいくつかあったものの、ほとんどの測定は統計精度がリミットしていたが、Belle II 実験では数パーセントでの高精度測定が可能である。以下に、Belle II 実験で期待される新物理現象についてまとめた。

### 荷電ヒッグス

標準理論を超える新物理の多くは複数のヒッグス粒子を予言しており、例えば超対称性理論 [23] では標準理論が予言するヒッグス粒子以外に、別の中性のヒッグス粒子と電荷を持った荷電ヒッグス粒子  $H^\pm$  が存在すると考えられている。

ここで注目されるのが、B 中間子の稀な崩壊事象の  $B \rightarrow \tau \nu$  (図 2.19) である。この崩壊は標準

模型では荷電ウィークボソン  $W^\pm$  の交換で起こるが、もし荷電ヒッグスが存在すれば崩壊分岐比が標準理論の値から大きくずれる。このずれを測定することができれば、新物理の証拠となる。また、同様の探索は  $B \rightarrow D\tau\nu$  崩壊でも可能である。

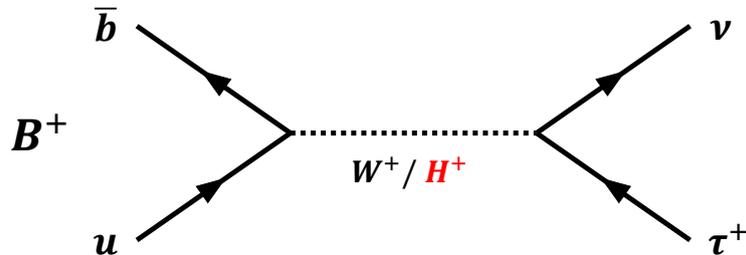


図 2.19  $B \rightarrow \tau\nu$  崩壊

## $\tau$ の LFV (Lepton Flavor Violation) 事象

LFV とはレプトンフレーバー数 (各世代のレプトン数) が保存しないような崩壊を指し、未だに荷電レプトンの過程においてその破れは見つかっていない。Belle II 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、 $\tau$  が  $\mu$  に遷移する崩壊を見つけようとしている。LFV は標準模型で禁止されているため、発見されれば即座に新物理となる。このようなレプトンフレーバー非保存をもたらす模型としては、超対称性、レプトクォーク\*2等がある。

## 右巻き相互作用

標準理論において、弱い相互作用は左巻きのフェルミオンと右巻きの反フェルミオンにしか作用しない。その結果、B 中間子の崩壊のうち  $B \rightarrow X_d \gamma$  ( $X_d$  は  $d$  クォークを含むハドロン) などの輻射崩壊では光子もほぼ左巻きであり、右巻き光子の輻射は CP 非対称度およそ 0.02 で強く抑制される。しかしながら、右巻きの相互作用が新物理として存在していれば、 $B^0(\bar{b}d) \rightarrow \bar{B}^0(b\bar{d}) \rightarrow X_d \gamma_R$  と  $B^0(\bar{b}d) \rightarrow X_d \gamma_R$  の振幅の量子力学的干渉効果は大きくなり、より高い CP 対称度として現れることが期待できる。SUSY のモデルでは 10% の CP 非対称度を予言している。

## エキゾチックハドロン

通常、ハドロンは 3 つのクォークから構成されるバリオンと、1 つのクォークと 1 つの反クォークからなるメソン (中間子) の 2 種類に分類される。しかしながら近年、チャームやボトムクォークといった重いクォークを含む系で通常の中間子やバリオンとして説明できないハドロンの候補が見つかっている。これらはエキゾチックハドロンと呼ばれ、例えば 4 つのクォークから成るテトラクォーク、5 つのクォークから成るペンタクォークなどがある。

\*2 クォークとレプトンの対にカップルするとされる架空 (今だ未発見) の粒子

エキゾチックハドロンは、Belle 実験で世界で初めて発見され ( $X(3872)$ )[24]、データ量を増すにつれ続々と見つかった (図 2.20)。Belle II 実験では Belle 実験よりも多くデータ量が得られることから、より多くのエキゾチックハドロンが見つかる可能性がある。これらを探索することは、エキゾチックハドロン候補の内部構造を解明するだけでなく、ハドロン内部のクォーク束縛に関する新たな知見につながる。

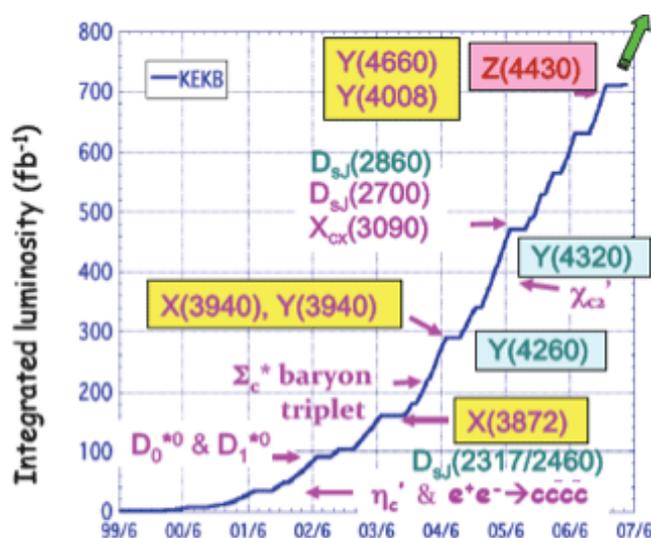


図 2.20 エキゾチックハドロン発見 [25]

## 2.5 Belle II 実験のシフト体制とコミッショニング

### 2.5.1 シフト体制

Belle II 実験の運転のためのシフトには大きく 2 つ、実験シフトと BCG (Belle II Commissioning Group) シフトがある。実験シフトは 2 人 1 組で、筑波実験棟地下 3 階の Belle II 制御室でデータ収集に関する仕事を行う。具体的には、各検出器の DAQ や HV などの監視を行い、必要に応じて各検出器の担当者であるエキスパートシフトに連絡する。BCG シフトは加速器コントロール棟盛業室で、加速器側とのリエゾンの役割を担っている。これらが、昼シフト、準夜シフト、深夜シフトの 1 日 3 交代制で Belle II コラボレーターによって行われている。

### 2.5.2 コミッショニングと今後の見通し

Belle II 実験は現在本格運転が始まっているが、実験開始からこの本格運転の段階に入るまでにいくつかの段階を踏みながら計画的に実験が進められた。図 2.21 に KEKB から SuperKEKB までの年表を示す。以下ではこの段階 (Phase と呼ぶ) について述べる。

Phase1 (2016 年 2 月～2016 年 6 月) は Belle II 測定器は衝突点の外で建設中であり、代わり



図 2.21 KEKB から SuperKEKB のタイムライン [26]

に BEAST2 と呼ばれるコミッシュニング用の測定器が設置された。また、最終収束マグネット (QCS) も設置されていなかった。この時点ではビームは衝突させず、SuperKEKB 加速器のハードウェア・ソフトウェアの性能確認や BEAST2 によるビームバックグラウンド測定などが行われた。

Phase2(2018 年 2 月～2018 年 7 月)に入ると、SVD と PXD を除くすべての検出器がインストールされた。2018 年 4 月 26 日には初のビーム衝突が確認され、その後のビーム衝突で物理データとキャリブレーション用のデータを取得した。また、SVD および PXD を設置しても問題ないバックグラウンドレベルであるかどうかや、ナノビーム大角度交差衝突方式という新しい方法でルミノシティはきちんと出るのかどうかなどが確認された。Phase2 期間で取得できた積分ルミノシティは  $0.5 \text{ fb}^{-1}$  であった。

Phase3(2019 年 3 月～)は全検出器がインストールされた完全な Belle II 測定器にて実験が進められている。2020 年 6 月 15 日には瞬間ルミノシティ  $2.22 \times 10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$  を達成し (図 2.22)、世界最高記録を更新した。

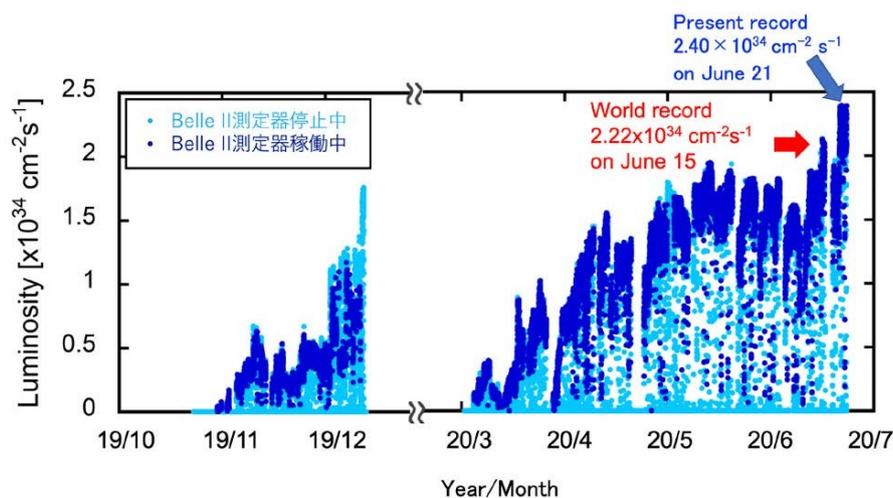


図 2.22 SuperKEKB 加速器の瞬間ルミノシティの値 [27]

今後も徐々にピークルミノシティを上げながら、想定されている運転期間である 10 年間をかけ

て目標である  $50 \text{ ab}^{-1}$  のデータ量を蓄積する予定である。図 2.23 に Belle II 実験で取得するにルミノシティの見通し図を示す。

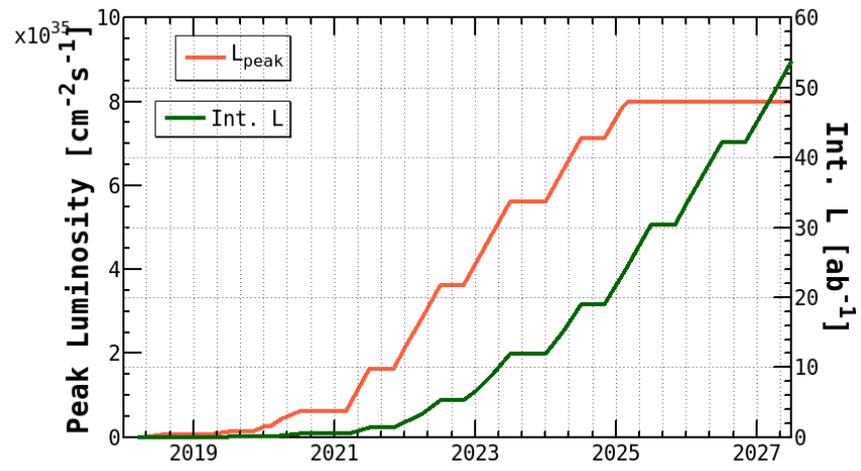


図 2.23 SuperKEKB 加速器のルミノシティの見通し [28]

## 第 3 章

# ARICH 検出器

ARICH 検出器 (Aerogel Ring-Imaging Cherenkov counter) は Belle II エンドキャップ部で荷電  $K$  中間子及び荷電  $\pi$  中間子の識別を行う検出器である。荷電粒子が輻射体を通過することで発生するチェレンコフ光を光検出器によって 2 次元のリングイメージとして検出し、その情報から放射角を導出することで粒子識別を行う。

Belle II 実験のようなフレーバー物理の実験では、荷電粒子の識別、特に  $K$  と  $\pi$  の識別はフレーバータギングや稀崩壊の測定に非常に重要である。この章では、ARICH の動作・検出原理と構成要素等について述べる。

### 3.1 ARICH 検出器の原理

#### 3.1.1 チェレンコフ光の発生原理

荷電粒子がある媒質中を通過する際、その速度が媒質中での光の伝搬速度を超えることがある。この時、媒質との相互作用により生じた電磁波は互いに干渉・増幅することで光の衝撃波のように放射される。この光をチェレンコフ光と呼び、粒子の速度に依存する放射角を持った円錐状に光子が放出される (図 3.1)。チェレンコフ光は水や空気などでも発生するため、Super-Kamiokande などの超大型検出器でも使用される [29]。

図 3.1 に示したように、屈折率を  $n$ 、荷電粒子の速度を  $\beta$ 、光速を  $c$  とすると、チェレンコフ光の放射角  $\theta_c$  は以下の式で表される。

$$\cos\theta_c = \frac{\frac{c}{n}\Delta t}{\beta c\Delta t} = \frac{1}{n\beta} \quad (3.1)$$

また、発生する光子数  $N$  は次式で表される。

$$\frac{dN^2}{dx d\lambda} = \frac{2\pi\alpha z^2}{\lambda^2} \left( 1 - \frac{1}{\beta^2 n^2(\lambda)} \right) \quad (3.2)$$

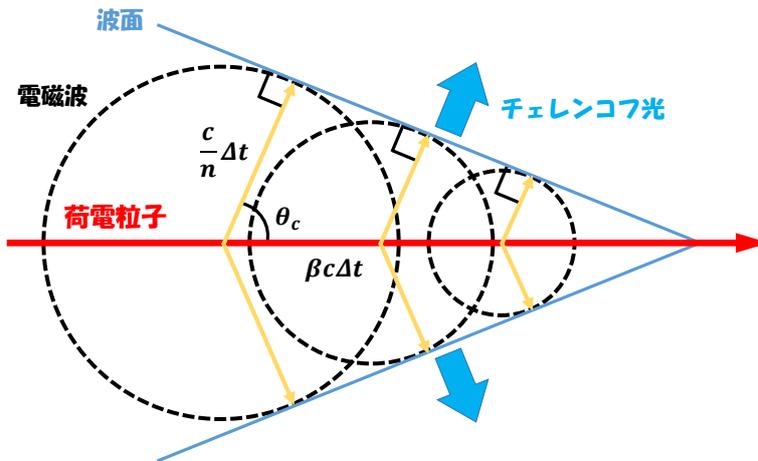


図 3.1 チェレンコフ光の発生原理

ここで  $x$  は媒質の厚み、 $\lambda$  は波長、 $\alpha$  は微細構造定数 ( $1/137$ )、 $z$  は荷電粒子の電荷 (通常  $1^{*1}$ ) である。この式からわかるように、一般に速度や屈折率が大いほどチェレンコフ光子数  $N$  は増加する。

### 3.1.2 粒子識別原理

前項で説明したチェレンコフ光を観測し、その放射角から粒子の種類を識別するというのはチェレンコフ光を用いた検出器の基本原則であるが、これには閾値型とリングイメージ型 (RICH) と大きく 2 つの種類がある。

閾値型は荷電粒子の通過時にチェレンコフ光が発生したかどうかで粒子識別を行う方法である。チェレンコフ光の有無は荷電粒子の速度がある閾値以上であるかを判定することに対応するため、他検出器で得られた運動量情報と組み合わせて識別するのが基本的な原理である。Belle II 実験の前身実験である Belle 実験では、この閾値型の検出器である ACC (Aerogel Cherenkov Counter) が採用されていた。ACC はバレル部では  $1.5 \sim 3.5$  GeV を、前方エンドキャップ部では  $0.5 \sim 2.5$  GeV の運動量領域を担当し、 $K$  と  $\pi$  の識別を行っていた。図 3.2 に Belle 測定器における ACC の配置図を示す。

リングイメージ型はリング状に発生したチェレンコフ光を光検出器で測定し、そのリング半径差から粒子識別を行う方法である。本章で説明している ARICH 検出器は、このリングイメージ型に当たる。ARICH は輻射体シリカエアロゲルを通過する際に放射するチェレンコフ光を、20 cm 程離れたところにある後段の光検出器 HAPD (Hybrid Avalanche Photo Detector) にて 2 次元のリングイメージとして検出する。その後リング半径から導出した放射角から、式 3.3 を用いて粒子の種類を同定する。

\*1 電子電荷を単位とした絶対値

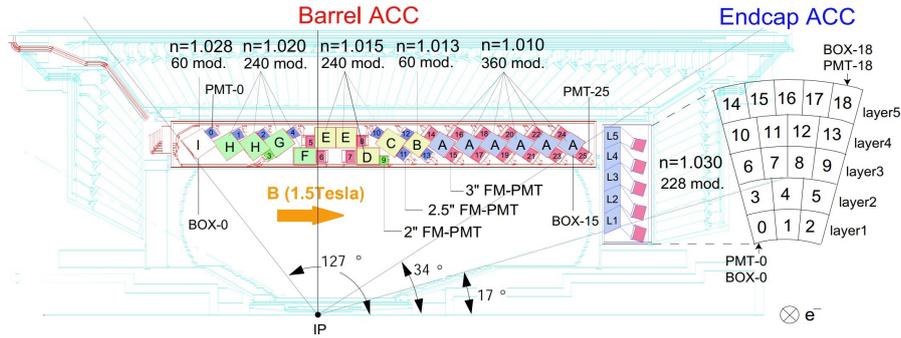


図 3.2 Belle 測定器における ACC の配置図 [30]

$$m = p\sqrt{n^2 \cos^2 \theta_c - 1} \quad (3.3)$$

ここで、 $m$  と  $p$  はそれぞれ粒子の質量と運動量、 $n$  はエアロゲルの屈折率、 $\theta_c$  はチェレンコフ放射角である。図 3.3 に ARICH における粒子識別の概念図を示す。

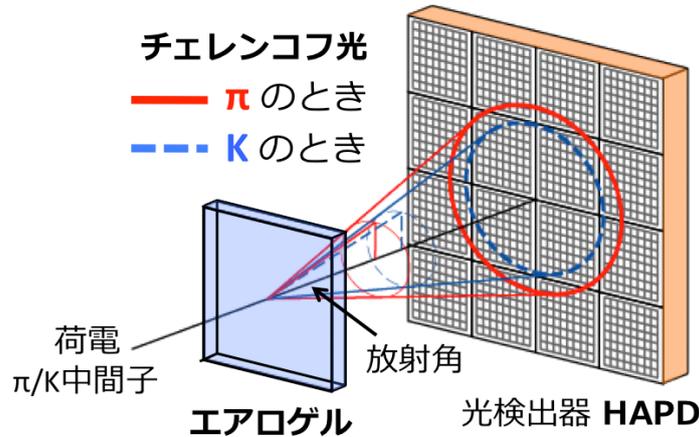


図 3.3 ARICH における粒子識別の概念図

通常のリングイメージ型の検出器は  $\theta_c$  の測定を容易にするために、輻射体から光検出器までの距離を出来るだけ長くとることが多い。しかしながら ARICH では、Belle の ACC があつた場所にインストールしなければならなく、奥行き 30 cm という狭い空間に制約されたため、20 cm 程度の近接型 RICH が選択された。

また、運動量  $p = 3.5 \text{ GeV}/c$ 、屈折率  $n = 1.05$  を仮定すると、チェレンコフ放射角は荷電  $K$  中間子で 277 mrad、荷電  $\pi$  中間子で 307 mrad であり、HAPD 面におけるリング半径にすると荷電  $K$  中間子が 48 mm、荷電  $\pi$  中間子が 54 mm であるため 6 mm のリング半径差に相当する。図 3.4 に屈折率  $n = 1.05$  における  $K/\pi$  中間子のチェレンコフ角度分布の図を示す。

検出器の荷電粒子あたりの角度分解能  $\Delta\theta$  は、荷電粒子あたりの検出光子数  $N_{pe}$  と 1 光子あたり

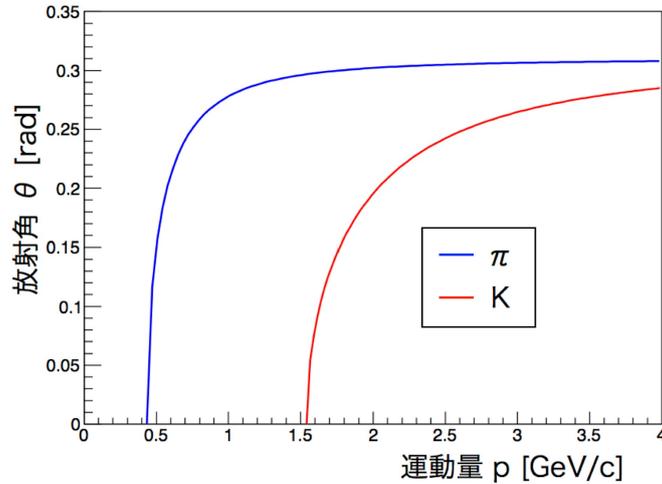


図 3.4  $K/\pi$  のチェレンコフ角度分布

の角度分解能  $\Delta\theta_c$  を用いて式 3.4 のように表されるので、これが角度差 30 mrad と比べてどの程度小さくできるかが検出器の粒子識別性能を決める。

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\theta_c}{\sqrt{N_{pe}}} \quad (3.4)$$

### 3.2 ARICH 検出器への要求性能

ARICH は Belle の ACC にかわる新検出器として、より広い運動量領域に対応できるように開発された。通常、エンドキャップ部に飛来する  $K/\pi$  中間子は低運動量のものが多いが、新物理探索のための  $B \rightarrow KK, \pi\pi, K\pi$  などの 2 体崩壊からの  $K/\pi$  中間子は最大で 3.5 GeV/c 程度の運動量を持つ。したがって ARICH 検出器では 0.5~3.5 GeV/c の運動量を持つ荷電粒子を識別し、特に  $K/\pi$  中間子の識別に対して  $4\sigma$  以上の分離能を持つことが要求される。図 3.5 にシミュレーションによる ARICH の  $K/\pi$  分離能の運動量依存性の図を示す。

### 3.3 ARICH 検出器の構造と構成要素

ARICH 検出器は外径 1.1 m、内径 0.4 m のドーナツ型で厚さ 40 mm の輻射体シリカエアロゲルと厚さ 30 mm の光検出器 HAPD の 2 層から構成され、両者は 160 mm 離れて配置されている。光検出器の後ろには厚さ 50 mm の読み出しのための電子回路が設置されている。図 3.6 に ARICH 構成要素の配置図を示す。

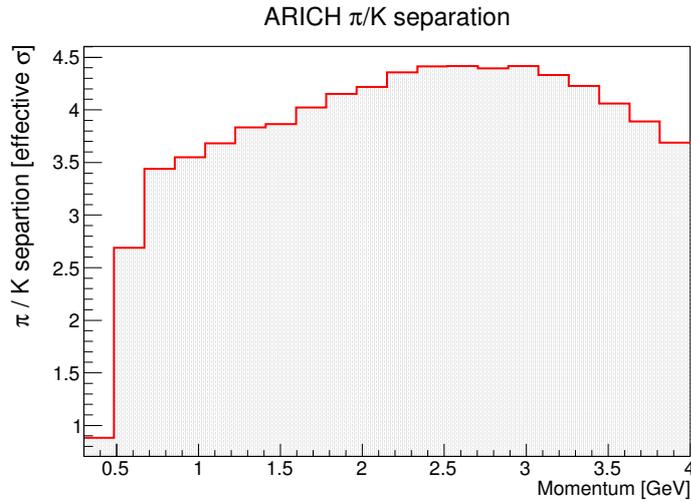


図 3.5 シミュレーションによる ARICH の  $K/\pi$  分離能の運動量依存性

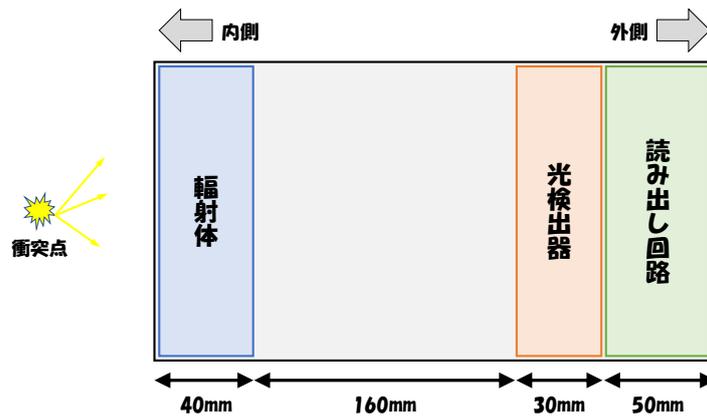


図 3.6 ARICH 構成要素の配置

### 3.3.1 輻射体シリカエアロゲル

ARICH における輻射体にはシリカエアロゲル (図 3.7) が用いられている [31]。シリカエアロゲルは  $\text{SiO}_2$  (二酸化ケイ素) の骨格が 3 次元的に組み合わさった多孔固体物質で、触ると発泡スチロールのような感触がある。体積の 90% 以上を空気が占め、骨格径も 10 nm 程度のため、シリカエアロゲルは低密度で高い透過長を持つ。また空気の占有率を変えることで、屈折率を 1.007~1.2 の範囲で実現できる。表 3.1 に代表的な輻射体の屈折率をまとめた。

3.2 式に示したように、チェレンコフ光は媒質 (輻射体) の厚みがあるほどその光子数は増加する。しかしながら、厚みが増えるとチェレンコフ光が厚み方向のどの位置で発生したかという不定性が増えてしまう。そのため、ARICH では屈折率の異なる 2 種類のエアロゲルを用いることで性能悪化を防いだ。これをデュアルレイヤー方式 (図 3.8 右) と呼んでいる。

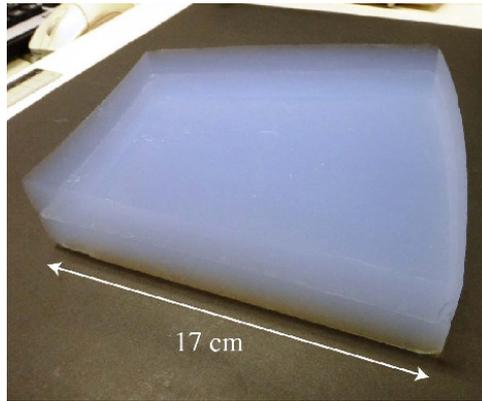


図 3.7 シリカエアロゲル

表 3.1 輻射体とその屈折率

物質	屈折率
水	1.333
空気	1.000
ソーダ石灰ガラス (一般的なガラス)	1.51
シリカエアロゲル	1.007~1.2
TOP の石英	1.47

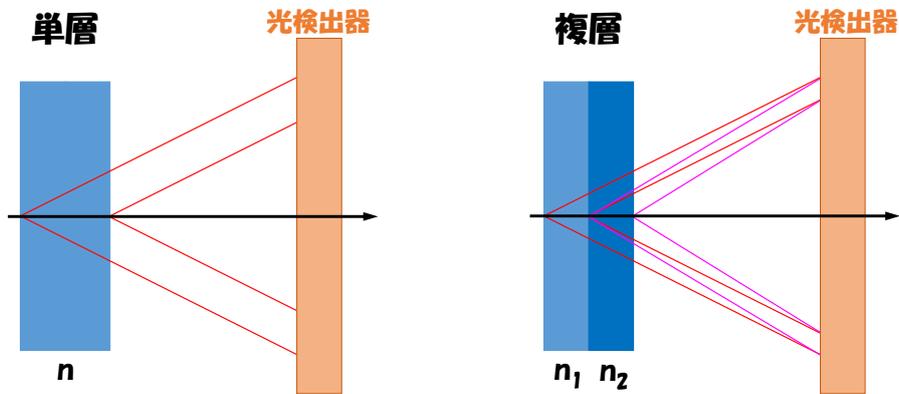


図 3.8 シングルレイヤー (左) とデュアルレイヤー (右)

これにより、2枚のエアロゲルからのチェレンコフ光が光検出器上で重なるようになり、エアロゲルを厚くしても不定性を増やさずに、光子数を増加させることができるようになっている。最終的に ARICH では屈折率が  $n_1 = 1.045$ 、 $n_2 = 1.055$  でそれぞれの厚さが 2 cm のエアロゲルを使用している。また、エアロゲルは一辺 18 cm の正方形のものを扇形にカットしたものが 248(124×2) 枚設置された。

### 3.3.2 光検出器 HAPD

光検出器には HAPD(Hybrid Avalanche Photo Detector)(図 3.9) が採用されている [32]。HAPD は ARICH 専用の光検出器として、浜松ホトニクス (株) と共同で開発した光検出器である。

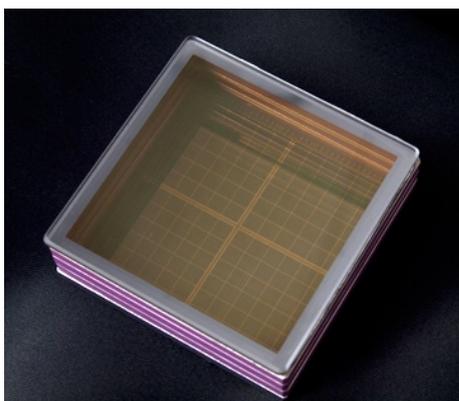


図 3.9 HAPD

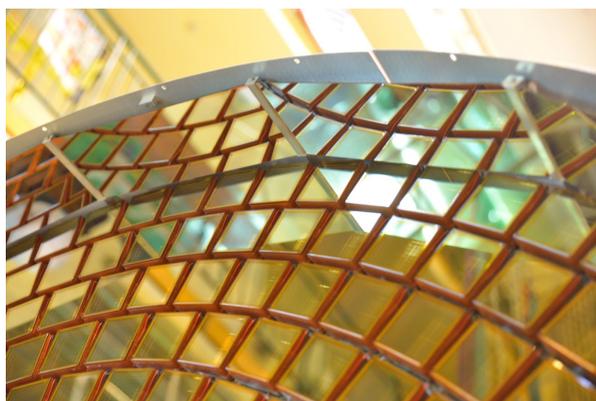


図 3.10 HAPD インストールの様子

ここで光検出器に要求される性能について簡単に述べる。ARICH の光検出器において重要なのは、リングイメージを得るための 1 光子検出で、チェレンコフ光の放射角を精度良く算出する (荷電粒子を再構成する) ためには、1 荷電粒子あたり少なくとも 10 個程度の光子を観測する必要がある。また 1.1.2 項で述べたように、運動量  $p = 3.5 \text{ GeV}/c$ 、屈折率  $n = 1.05$  を仮定した時の荷電  $K/\pi$  中間子のリング半径差は約 6 mm のため、検出器 1ch あたりのサイズもそれ以下であることが求められる。さらに、Belle II 測定器内部の 1.5 T の高磁場中で動作が可能であることや、Belle II 実験 10 年間で  $1.0 \times 10^{12} \text{ neutron}/\text{cm}^2$  (1 MeV eq.\*<sup>2</sup>) という高い放射線量に耐えることが必要である。

HAPD は真空管内に 36 チャンネルにピクセル化された APD(Avalanche Photo Diode) が 4 つ並び、真空管上部は合成石英ガラス製の入射窓で閉じられている。さらに、入射窓の内側にはスーパーバイアルカリが蒸着され、光電面の役割を果たしている。スーパーバイアルカリは、典型的なチェレンコフ光の波長である 400 nm の領域で 30% という高い量子変換効率を持つ。また、底部には 144 のチャンネルを出力するためのピンが配置されている。

図 3.11 に HAPD の動作原理図を示した。まず、HAPD へ入射した光子は上部の光電面で電子に変換される。光電面と APD の間には電子の加速用電圧 ( $\sim 8 \text{ kV}$ ) が印加されており、これによって生成された電場によって加速された光電子は APD に打ち込まれた際に 1800 程度の電子-正孔対を生成する。この生成された電子は APD に印加された逆バイアス電圧によってドリフトする。この時、電子が格子原子等と衝突することにより 2 次キャリアが生成され、生成された 2 次キャリアがドリフトする途中で再度 2 次キャリアを生成する雪崩増幅が起きる。このような

\*<sup>2</sup> equivalent. 1MeV 換算

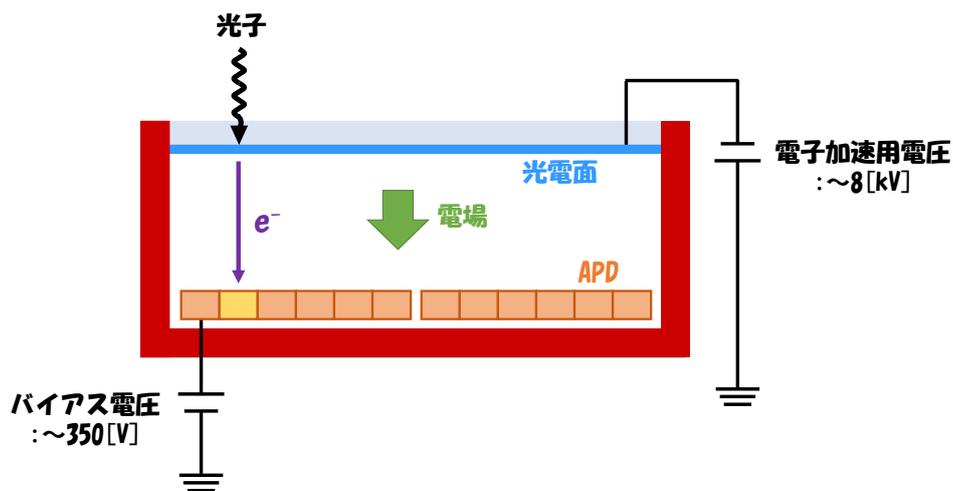


図 3.11 HAPD の動作原理

増幅を Avalanche 増幅とよび、その増幅率は約 40 倍である。以上の電子打ち込みによる増幅と Avalanche 増幅により、HAPD は最終的に  $7 \times 10^4$  程度の増幅率を持つ。また、この増幅手法は初段の打ち込み増幅において高い増幅率を得るため、ノイズの影響が比較的少なく、1 光子の検出能力に優れている。

上記の 1 光子検出に加え、HAPD は 1.5 T の磁場中で動作可能であり、 $1.0 \times 10^{12}$  neutron/cm<sup>2</sup> (1 MeV eq.) に対する放射線耐性も備えている。ピクセルサイズも 4.9 mm×4.9 mm で要求性能を満たしている。ARICH ではこの HAPD が 420 台設置され、半径方向に 5 層、円状に並んでいる。表 3.2 に HAPD の仕様を示す。

表 3.2 HAPD の仕様

外寸	73 mm×73 mm×2.8 mm
チャンネル数	144(36 × 4 APD chips)
入射面	合成石英
光電面材料	スーパーバイアルカリ
感度波長領域	160 nm～650 nm
最大感度波長	400 nm
電子加速用電圧	～-8 kV
量子効率	～30% @ 400 nm
打ち込み増幅	～1800 @ ～-8 kV
1 チャンネル受光面積	4.9 mm×4.9 mm
1 チャンネル静電容量	80 pF
逆バイアス電圧	～350 V
Avalanche 増幅	～40

### 3.3.3 読み出しシステム

前述の通り HAPD は 144ch にピクセル化されており、実機では 420 台の HAPD を使用することからチャンネル数は全体で約 6 万チャンネル以上にもなる。このような多チャンネルの同時読み出しや、HAPD の増幅率を補える高利得な増幅機能が読み出しシステムには必要である。したがって、これらの要求を満たすような ARICH 検出器独自の読み出しエレクトロニクスが開発されることとなった [33]。

ARICH の読み出しシステムは、主に Front End Board(FEB) と Merger Board(MB) から構成される。図 3.12 に読み出しシステムのデータフロー概念図を示す。FEB は HAPD1 台につき 1 基搭載されおり、HAPD のアナログ信号をデジタル信号化する回路基板である。MB は 5 基もしくは 6 基の FEB からデジタルデータを 1 つに統合する役割を持ち、こちらは 72 基使用されている。その後、圧縮等の処理を施して光ファイバー経由の Belle2Link を通して後段の Belle II DAQ にデータが送信される。

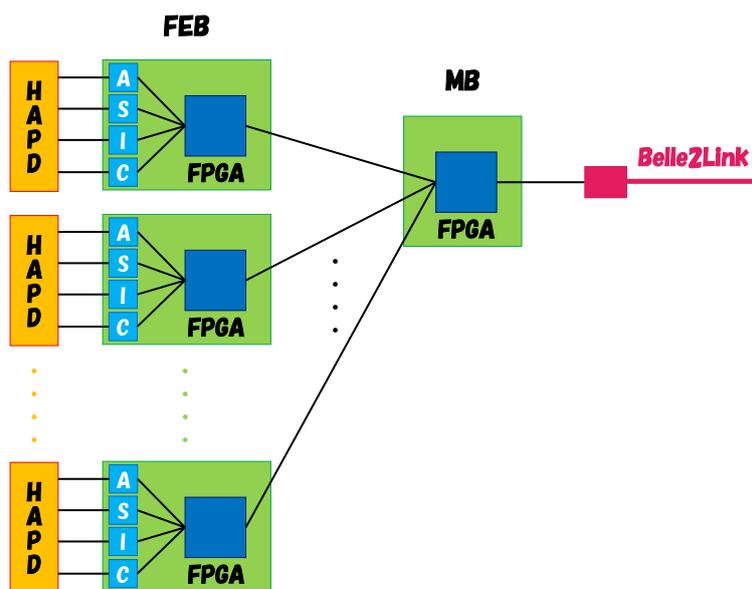


図 3.12 ARICH 読み出しシステムのデータフロー

#### 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基板で、HAPD からアナログ信号を処理する SA03 と呼ばれる ASIC(Application Specific Integrated Circuit)4 つと、デジタル信号を処理する FPGA(Field-Programmable Gate Array)1 つで構成されている。ASIC とは、特定の用途向けに多数の機能の回路を 1 つにまとめた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などを達成できるという点で優れている。FPGA も集積回路である点では ASIC と同様だが、任意の論理機能を現場でプログラム可能であるため、出荷後でも機能を更新することが

できる。図 3.13 に FEB の外観を示す。

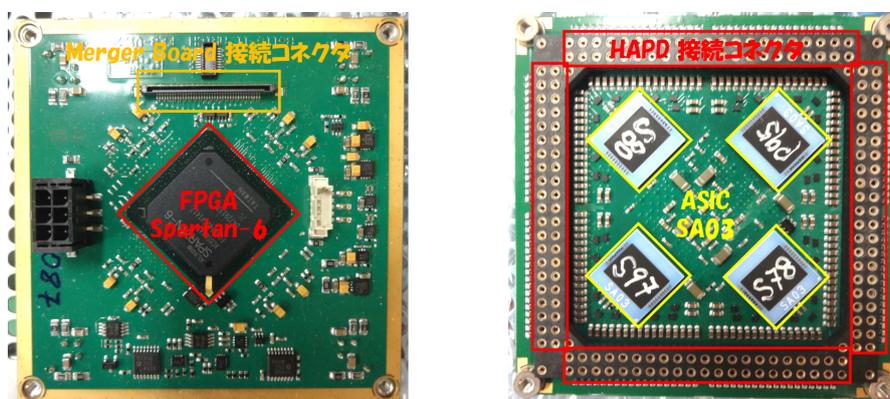


図 3.13 Front End Board 信号読み出し側 (左) とピンコネクタ側 (右) の外観

図 3.14 に FEB 内の電子回路の構成図を示す。SA03 の読み出しチャンネル数は 36ch で HAPD1 台に対し 4 つ搭載されており、HAPD からのアナログ信号処理を役割としている。前項で述べたように、ARICH で重要なのはリングイメージを得るための 1 光子検出で、さらに言えば光子検出の有無のみが必要である。つまり、波高値の測定といったアナログ処理は必要としない。したがって SA03 の主要部は比較器 (Comparator) であり、それより前段の増幅器 (Amp.) では増幅率の調整、波形整形器 (Shaper) では波形立ち上がり時間 (Shaping time) の調整など、HAPD からの微弱な光子検出信号を処理しやすいように調整するための回路である。増幅器は 4 段階の増幅率調整が、波形整形器は 4 段階の立ち上がり時間調整が可能である。

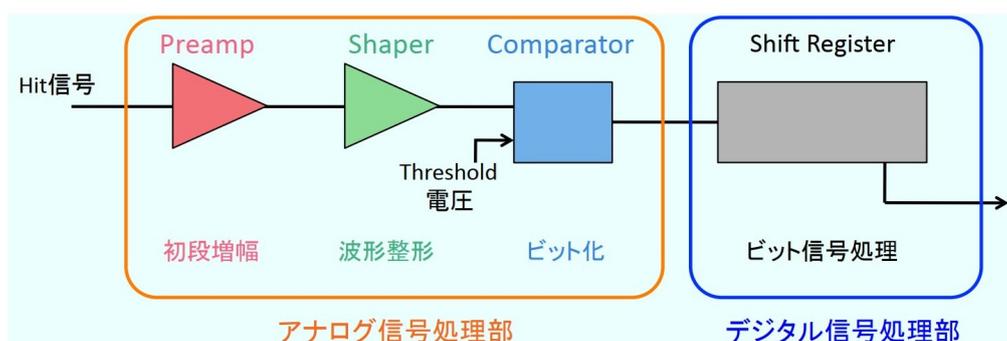


図 3.14 Front End Board 内部の電子回路の構成 [34]

SA03 のその他の機能としてはオフセット調整がある。SA03 では、比較器に与える閾値電圧 (threshold 電圧) が全チャンネルで共通になっているため、各チャンネルでオフセット調整を行うことで、実質的に閾値電圧を微調整できるようになっている。オフセットは粗調節と微調節が各 16 段階の計 256 段階での調節が可能である。

回路後半のシフトレジスタは、光子検出有無の判別から得られたビット情報のある期間保持し外部トリガーによって読み出せるようになっている。このデジタル信号処理を行なう回路が XILINX

製の Spartan-6 と呼ばれる FPGA によって構築されている。また、FPGA は SA03 のパラメータ設定を行なうとともに、読み出したデータをパッケージ化して、この後の MB へ送信する役割も持っている。

### Merger Board(MB)

Merger Board は FEB と後段の Belle II DAQ をつなぐ役割を担っており、FEB からのデータの受信および統合などのデータ処理、さらに Belle II DAQ へのデータ送信を行なう。DAQ へは、Belle2Link と呼ばれる検出器からのデータを光ファイバーから読み出し収集するフレームワークにより送られる。

図 3.15 に MB の外観を示す。中央に Virtex-5 と呼ばれる FPGA が配置され、下部に 6 つの FEB との接続部、上部に Belle2Link 接続用の光ファイバーケーブルコネクタがある。

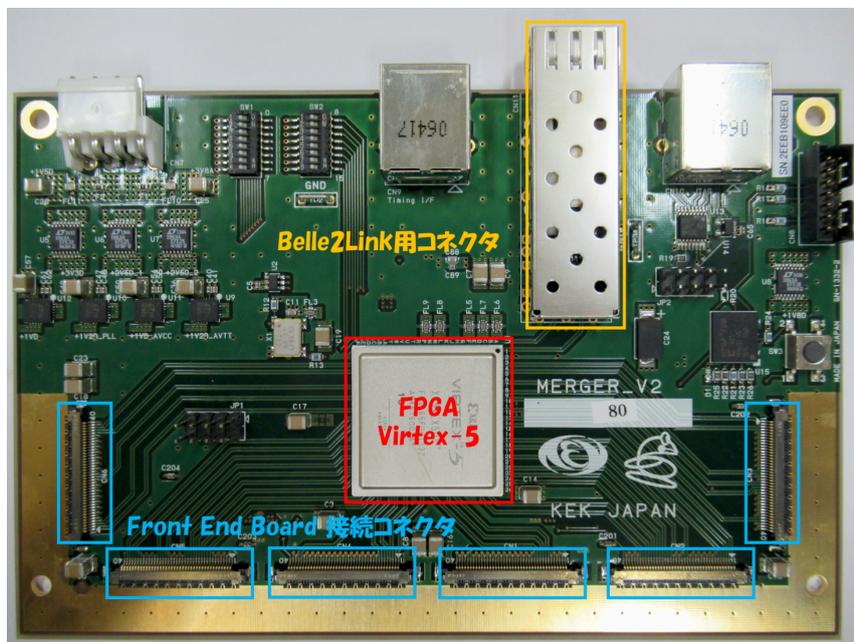


図 3.15 Merger Board の外観

### 3.3.4 その他の構成要素

この項では、シリカエアロゲル、HAPD、読み出し回路以外の ARICH の構成要素を簡単に説明する。具体的には、ミラーと冷却システムである。

#### ミラー

ARICH 検出器にはミラー (反射鏡) が、その外壁を覆うように全部で 18 枚設置されている。これは ARICH 外層壁まで到達した Cherenkov 光を反射させることによって光子数を減少させない

ためである。図 3.16 にミラーの役割の説明図を示す。

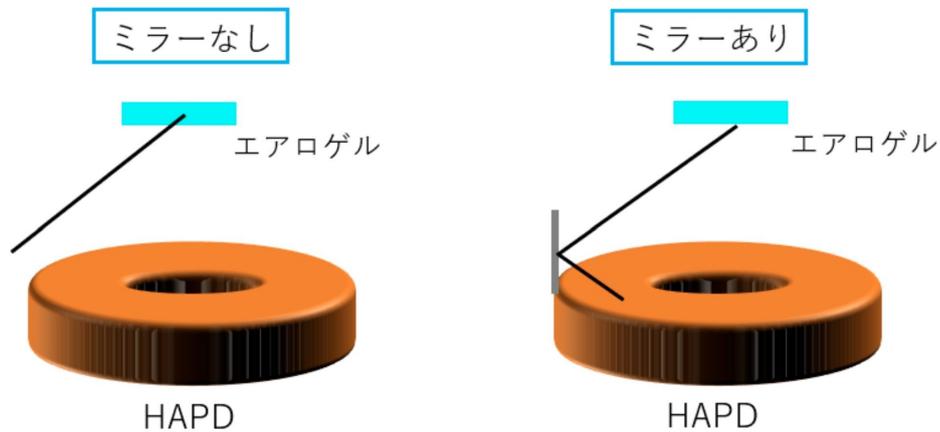


図 3.16 ミラーの役割 [35]

ミラーの基板には float glass(一般的なガラス) が用いられており、その表面は薄いクォーツの層で覆われたアルミニウムでコーティングされている。またミラーの反射率は、Cherenkov 光の放射および検出で重要となる 250 nm~600 nm の範囲で 85% 以上という高い値を有している。

### 冷却システム

検出器運転時に、読み出し回路の発熱による温度の上昇を避けるため、ARICH 検出器では読み出し回路に対して、主に冷水パイプを用いた冷却システムを採用している。HAPD を固定するアルミフレームに沿って ARICH 全体にパイプが張り巡らされており、これにより冷却を行っている。さらに、一番の熱源である MB には、MB の FPGA に直接あたるようなアルミプレートを設置することで、より効果的に冷却を行うことができるようになっている。また最内径部分は、窒素ガスによっても冷却されているが、これはシリカエアロゲルの吸水を防ぐためである。

## 第 4 章

# ARICH における光検出器と読み出しシステムのアップグレード

ARICH の光検出器には浜松ホトニクスと共同開発を行った HAPD が用いられている。現在、ARICH のアップグレードとして新たな光検出器を導入することが検討されており、MPPC(Multi-Pixel Photon Counter) と呼ばれる光検出器が候補として挙がっている。また、MPPC が採用されることになれば信号読み出しシステムである ASIC も MPPC 専用のものが必要になる。

この章では、ARICH 検出器アップグレードの概要と採用候補である MPPC の特性等について述べる。

### 4.1 光検出器 HAPD の現状

現在、HAPD は ARICH 用の光検出器として十分な性能を発揮している (図 4.1) が、製造メーカーである浜松ホトニクスは HAPD の生産を既に終了している。HAPD が Belle II 実験 10 年間の放射線量に耐えられることは既に検証されている [36] もの、今後のピークルミノシティ向上によるビームバックグラウンドの増加などによる想定外の故障の発生や、Belle II 運転期間の延長などの可能性がある。そのため、ARICH 検出器のアップグレードに向けて新たな光検出器を選定することとなった。

### 4.2 新たな光検出器候補 MPPC

MPPC(Multi-Pixel Photon Counter) は、SiPM(Silicon PhotoMultiplier)(図 4.2) と呼ばれる受光素子の一種で、浜松ホトニクスの製品である。ARICH では、新たな光検出器としてこの MPPC の採用を検討している。

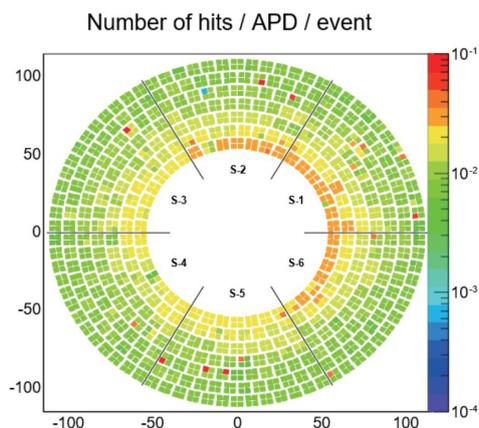


図 4.1 Phase3 初期の ARICH のイベントあたり APD あたりのヒット分布 [37]

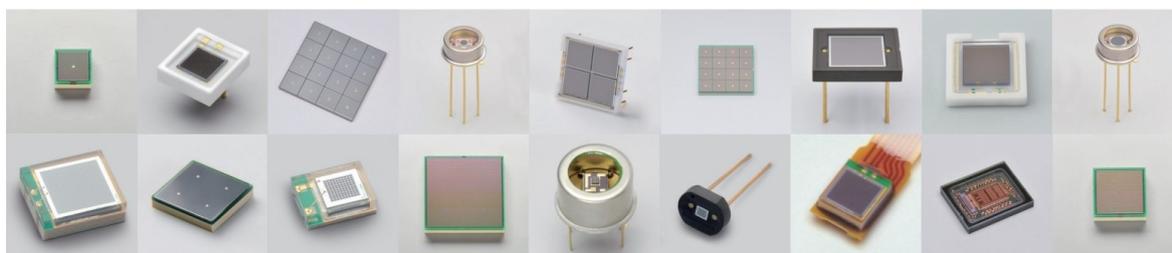


図 4.2 様々なタイプの MPPC[38]

#### 4.2.1 動作原理と構造

MPPC が HAPD を始めとした他の半導体デバイスと大きく異なる点は、APD をガイガーモードで動作させるという点である。APD に印加する逆バイアス電圧をブレイクダウン電圧 (降伏電圧) より大きくすると、流れるリーク電流の値は急激に大きくなり、入射光量の大小に関係のない素子固有の飽和出力が発生する。この電圧で APD を動作させることをガイガーモードと呼ぶ。一方で、HAPD のように APD をブレイクダウン電圧以下の印加電圧で動作させることをノーマルモードと呼んでいる。

MPPC の構成を図 4.3 に示した。MPPC はガイガーモード APD とクエンチング抵抗を組み合わせたものを 1 ピクセルとし、これが数百～数千個集まって 2 次元的に接続されたものが 1 チャネルを構成する。ガイガーモードにおいては、1 光子の検出でも大きな飽和出力を得られる一方で、素子内部の電界が保たれる間はこの飽和状態は継続してしまう。よって、次の光子を検出するためには APD の動作電圧を下げる必要がある。この役割を担っているのがクエンチング抵抗であり、出力電流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 はその印加電圧が下がる。図 4.4 に示すように、MPPC の出力信号は鋭い立ち上がりを持ち、クエンチング抵抗によって立ち下がり比較的なだらかになる。

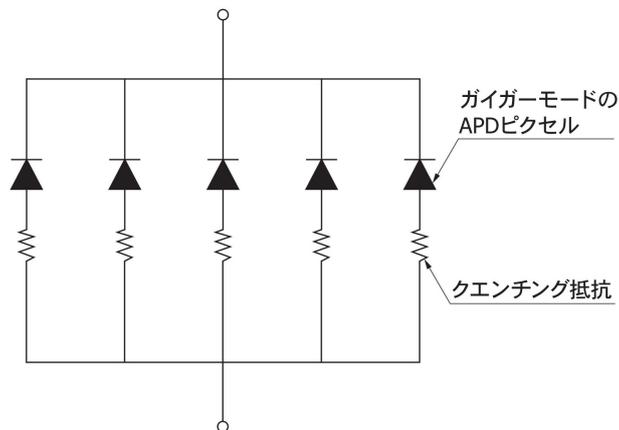


図 4.3 MPPC の構成 [39]

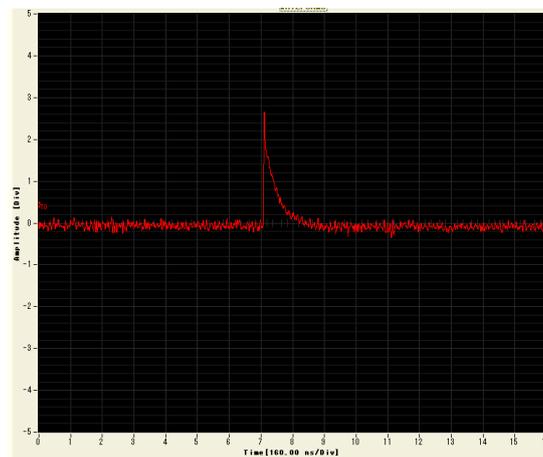


図 4.4 MPPC の典型的な波形

MPPC の各ピクセルは、それぞれが光子の入射時に同じ波高の出力を出す。したがって図 4.5 のように、複数のピクセルに光子が入射した場合、MPPC の出力はそれらが重なり合った高さの信号になる。ただし、1 ピクセル内に複数の光子が入射した場合には重なり合った高さでは出力されず、MPPC は 1 光子としてカウントしてしまう。一般に、1 ピクセルに複数の光子が入射する事象が多い場合には入射光子に対する MPPC の出力の線形性が悪化することになるが、ARICH ではリングイメージの直径が 10 cm 以上という広い範囲に合計 40 個程度の光子が飛来するため、このような事象はほとんど無いと考えて良い。

#### 4.2.2 選定候補

以下に、選定候補である 7 つの MPPC とそのスペックについて簡単にまとめた [40][41][42]。

ここで、PDE(Photon Detection Efficiency: 光子検出効率) とは MPPC の感度を表す量で、量子効率と開口率、アバランシェ確率の積で求められる。このうち、アバランシェ確率は電圧依存性

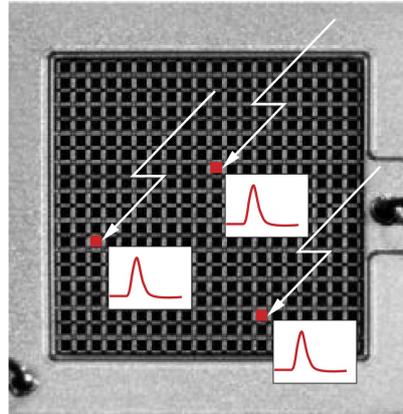


図 4.5 MPPC のフォトカウンティングイメージ [39]

表 4.1 MPPC の仕様

サンプル	ピクセルピッチ	増倍率*1	PDE	チャンネルサイズ	静電容量
S13361-3050AE	50 $\mu\text{m}$	$1.7 \times 10^6$	40 %	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	320 pF
S13361-3075AE	75 $\mu\text{m}$	$4.0 \times 10^6$	50 %	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	320 pF
S14160-1315PS	15 $\mu\text{m}$	$3.6 \times 10^5$	32 %	$1.3 \times 1.3 \text{ mm}^2$	100 pF
S14160-1310PS	10 $\mu\text{m}$	$1.8 \times 10^5$	18 %	$1.3 \times 1.3 \text{ mm}^2$	100 pF
S14160-3010PS	10 $\mu\text{m}$	$1.8 \times 10^5$	18 %	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	530 pF
S14160-3015PS	15 $\mu\text{m}$	$3.6 \times 10^5$	32 %	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	530 pF
S14160-3050HS	50 $\mu\text{m}$	$2.5 \times 10^6$	50 %	$3.0 \times 3.0 \text{ mm}^2$	500 pF

を持つ。なお、S13361-3050AE 及び S13361-3075AE は 64 チャンネルが並んだアレイタイプで、それ以外は単チャンネルの MPPC である。

表 4.1 に示した通り、MPPC はそれぞれ異なった特徴を持っており、選定のためにはそれぞれの特徴をきちんと理解することが必要である。また、増幅率と静電容量にも注目が必要であり、増幅率は  $\mathcal{O}(10^5) \sim \mathcal{O}(10^6)$  という 10 倍以上の幅を持っており、これは後の読み出し回路でどの程度増幅するかに関わってくる。静電容量も MPPC それぞれの値はバラバラで、一般に容量が大きくなれば信号幅も大きくなる。つまり、読み出し回路の時間分解能に関わってくる。

### 4.3 MPPC の利点と課題

MPPC は低電圧で動作し、高い増幅率や検出効率などといった特徴があり、導入によるメリットとして様々なことが期待できる。しかしながら、MPPC には高ダークカウントレートと低放射線耐性といった特徴もある。これらは、ARICH において使用するうえで大きな課題である。

\*1 それぞれの MPPC のブレイクダウン電圧から定義されるオペレーション電圧を印加した際の増幅率

### 4.3.1 MPPC 導入によるメリット

まず、以下に MPPC 導入によるメリットを列挙する。

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
6. コストの減少

1 と 2 がもたらすものは、チェレンコフ光放射角  $\theta_c$  の測定精度の向上である。光検出器 1 チャンネルのサイズが小さくなることで、より正確に光子の入射位置を同定することができるだけでなく、検出効率の向上で、光子の入射を逃すことなく ARICH のヒットとして得ることのできる確率が高まることが期待できる。

4 と 5 で期待できることは、検出器の運用が容易になるという事である。現行の光検出器である HAPD には、1 台につき 6 種類の電圧を供給する必要があった。特に、そのうちの一つは-8kV という高電圧が要求された。しかしながら、新たな光検出器候補である MPPC は 1 台につき必要な電圧は 1 系統のみで、その値もおよそ 50V という低電圧で動作する。

3 と 6 については記述の通りであるが、高い増幅率はそれだけで考えれば S/N 比が良くなることに加え、信号読み出し回路で大きく増幅率を稼ぐ必要がない。コストについても、HAPD と MPPC を単位面積の金額で比較した場合、値段を大きく抑えることができる。

### 4.3.2 ダークカウントレート

MPPC の特性にダークパルスがある。MPPC では、光によって生成されたキャリアだけでなく、熱的に発生したキャリアによってもパルスが発生する。これをダークパルスと呼び、入射光子による真の信号とこのダークパルスは、全く同じ形の信号であるため形状から区別することはできない (図 4.6)。

観測されたダークパルスの数をダークカウント、1 秒あたりのダークパルス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(counts per second) と表される。cps は周波数の単位 Hz と同じ次元を持っているが、ダークパルスは周期的に起こるものではないので、Hz とは区別して用いられている。また、浜松ホトニクス の定義として、暗状態において  $0.5_{p.e.}$  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 [39]。ダークカウントレート  $N_{0.5p.e.}$  は非常に高い温度依存性を持ち、以下の式で表される。

$$N_{0.5p.e.}(T) = AT^{\frac{3}{2}} \exp \left[ \frac{E_g}{2kT} \right] \quad (4.1)$$

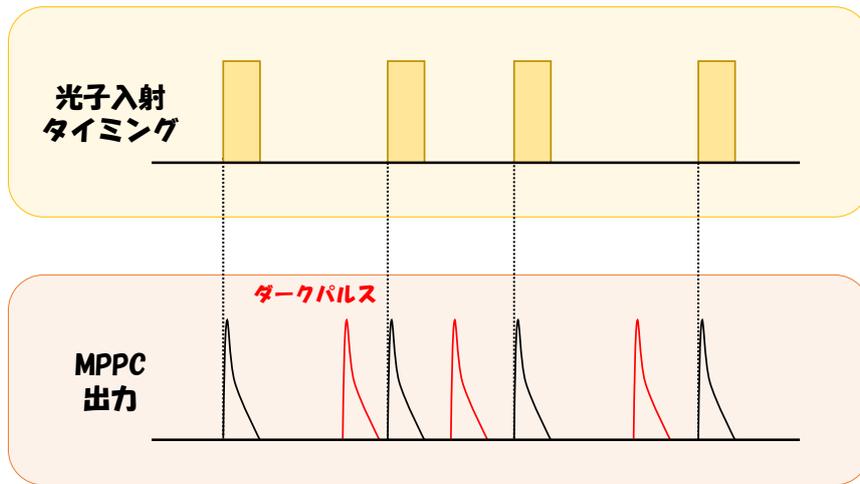


図 4.6 ダークパルス

ここで、 $T$  は全体温度 [K]、 $A$  は任意定数、 $E_g$  はバンドギャップエネルギー [eV]、 $k$  はボルツマン定数 [eV/K] である。ダークカウントレートの動作温度範囲での温度依存性の目安として、温度が  $8^\circ\text{C}$  あがるとレートが倍 ( $8^\circ\text{C}$  下がるとレートが半分) になると言われている。

表 4.1 で示したような MPPC サンプルは、最大で 1 Mcps を超えるようなダークカウントレートを持っている。

### 4.3.3 低放射線耐性

高エネルギー実験での使用を考えると、放射線耐性は重要な要素の一つである。MPPC はシリコンデバイスであるため、放射線により大きく損傷する。Belle II 実験において言えば、Radiative Bhabha 散乱によって生じた  $\gamma$  線が Belle II 測定器外部の構造体に当たり、それにより中性子が散乱され、検出器に返ってくることを考えなければならない。

図 4.7 に放射線損傷の概念図を示す。APD 内 (結晶内) のシリコン (Si) 原子に中性子が衝突すると、原子が格子間に移りその後に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言い、価電子帯と伝導帯の間に新たな準位を形成することで、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キャリアが格子欠陥に一時的に捕獲されることで、アフターパルスが生じやすくなる。なお、衝突によって原子が結晶の外にはじき出された場合、その欠陥はショットキー欠陥と呼ばれる。ショットキー欠陥によっては新たな準位は形成されない。

## 4.4 本研究の目的

これまで述べたように、ARICH 光検出器には、浜松ホトニクスと共同開発した HAPD という ARICH 専用の光検出器が用いられている。そして現在、ARICH のアップグレードとして新たな光検出器の導入が計画されており、MPPC (Multi-Pixel Photon Counter) と呼ばれる光検出器が

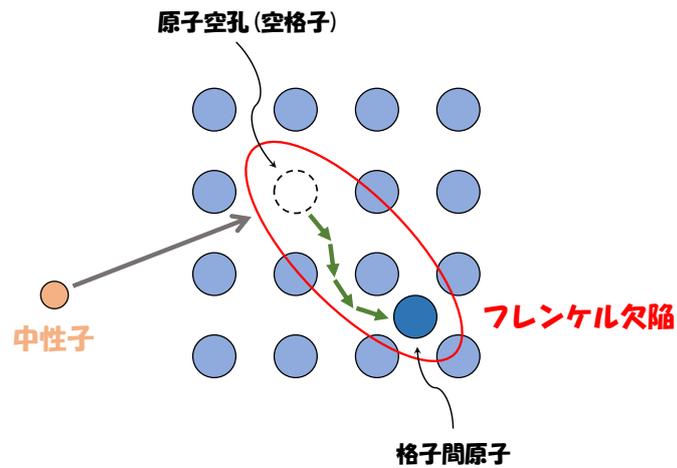


図 4.7 APD 内での中性子の振る舞い

候補として挙げられている。もし MPPC が採用されることになれば、アナログ信号処理回路である ASIC についても、光検出器の様々な特性の違いにより、MPPC 専用のものが必要になる。

本研究では、MPPC 専用の信号読み出し回路として ASIC の試作及びシミュレーションによる回路評価を行った。また、ASIC の性能評価のためのテストボードも実際に作成し、テストパルスを用いて基本的な動作確認も行った。

## 第 5 章

# MPPC 用信号読み出し ASIC の開発

ARICH の新たな光検出器として MPPC が採用されることになれば、MPPC 専用の信号読み出し ASIC も必要である。この章では、ASIC 開発及びテストボード作成と ASIC 性能評価について述べる。

## 5.1 ASIC の製作

### 5.1.1 ASIC への要求性能

まずは ARICH で用いる信号読み出し ASIC としての要求性能についてまとめる。今回の場合、具体的にどの MPPC を使用するかは元より MPPC を採用するかどうかとも検討中であるため、その評価のための試作用 ASIC としての要求性能も述べる。

一つ目は、1 光子と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ことである。ここで言うノイズとは、回路ノイズといった検出器以外が由来のノイズであり、ダークパルスはこれに当てはまらない。3 章から繰り返し述べているように、ARICH において重要なのはリングイメージを得るための 1 光子検出で、MPPC 各チャンネルでの光子検出の有無のみが必要である。つまり、ASIC の役割として光検出器からのアナログ信号をデジタル化することが一番に要求される。

二つ目は、増幅率を調整することである。基本的に光検出器への印加電圧はチャンネル間で共通であり、各チャンネルの増幅率は同じとは限らない。また MPPC モジュールでも増幅率の差はあるため、それら増幅率の差を調整することが必要である。

三つめは、オフセット調整である。ここでオフセットとは、入力ゼロの時に現れる出力電圧 (ベースラインの電圧) のことを指す。デジタル化のための閾値電圧もまた、検出器のチャンネル間で共通である。したがって、全てのチャンネルでベースラインをある程度揃え、閾値電圧をかけやすくするために、オフセット調整が必要である。図 5.1 にオフセットの概要図を示す。

四つ目は、MPPC の真の信号とダークパルスを区別できることである。5.3.2 項で述べたように MPPC は高いダークカウントレートを持っており、この中で真の信号をなるべくロスなく得るた

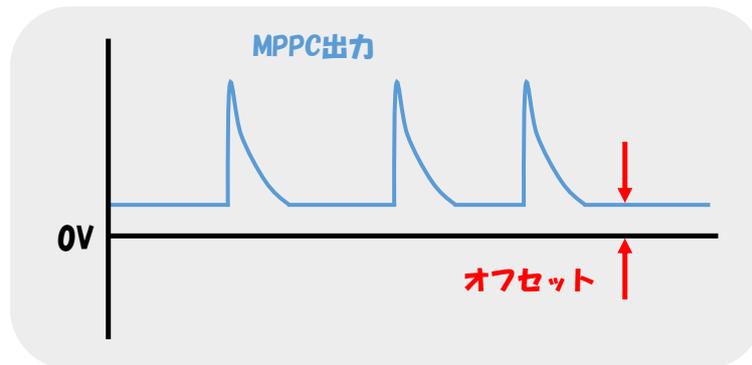


図 5.1 オフセット電圧

めには、信号とダークパルスが近接して入ってきた場合にもきちんと区別できる必要がある。

五つ目は、HAPD 及びその読み出しシステムと協調した動作が可能であることである。HAPD は現在 ARICH で 420 台使用されているが、もし MPPC が使用された場合でも HAPD 全てを一斉に取り換えるわけではなくて、故障したものあるいは動作が不安定なもののみを取り換えることが想定されている。したがって、光検出器には HAPD と MPPC が、読み出しシステムにはそれぞれ専用の ASIC が用いられることになるため、MPPC 用 ASIC としては既存のものと共調して動作することが求められる。

最後は、選定中の 7 つの MPPC 全てに対応できる機能を持つ ASIC であることである。5.2.2 項で述べたように、選定中の MPPC はそれぞれ特性が異なっており、特に増幅率と静電容量は読み出し回路で要求される機能に大きく影響を与える。

### 5.1.2 ASIC の概要

ARICH への使用が検討されている MPPC 用 ASIC として設計されたこの ASIC には「TF01A64」という名前が付いている。以降はこの名前を用いることとする。

TF01A64 の各回路は MOSFET (Metal-oxide-semiconductor field-effect transistors) により構成されている。MOSFET はトランジスタの一種で、n 型半導体<sup>\*1</sup>と p 型半導体<sup>\*2</sup>で構成され、ソース、ドレイン、ゲートの三端子がある [43]。ゲートに印加する電圧によって、ソースとドレイン間の伝導度を変調することにより、ソースとドレイン間に流れる電流を制御する。こういった特性から、MOSFET は主にスイッチング素子として用いられている。また MOSFET は、n チャンネル・トランジスタ (nMOS) と p チャンネル・トランジスタ (pMOS) に大別することができる。nMOS は、伝導チャンネル部が p タイプであって、ゲートに伝導チャンネル相対で正の電圧を印加すると伝導チャンネルが n タイプに反転し、ソース・ドレイン間が導通するようになっているトランジスタである。一方 pMOS は nMOS の逆で、伝導チャンネル部が n タイプであり、負の電

\*1 負の電荷を持つ自由電子が多数キャリアであることから、negative の頭文字を取っている

\*2 positive の頭文字を取っている

圧を印加して動作させるトランジスタである。図 5.2 と図 5.3 にそれぞれ nMOS トランジスタと pMOS トランジスタの概略図を示す。

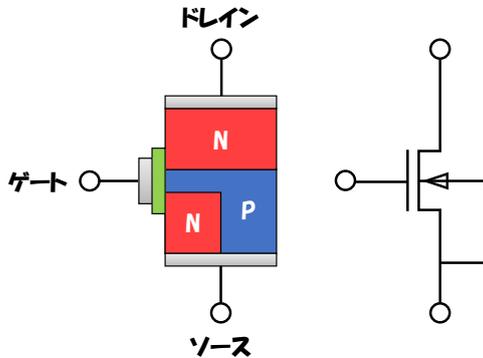


図 5.2 nMOS トランジスタ

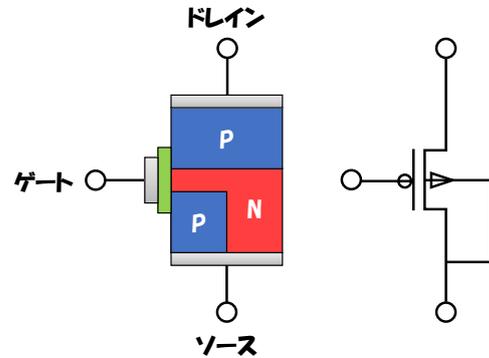


図 5.3 pMOS トランジスタ

MOSFET の大きな特徴は、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 W と L はゲートの形状を表すためのパラメータで、W はソースとドレインが相対している横方向の距離をあらわし、L はソースとドレインを隔てている距離を表している。こういった特性から、W と L を決めることでオン抵抗 (MOSFET をオンにした時のドレイン・ソース間の抵抗値) を決めることができるので、MOSFET を抵抗として用いる場合も多い。オン抵抗は次の式 5.1 で表される。

$$R_{ON} = \frac{1}{\frac{W}{L} \mu C_{ox} (V_G - V_T)} \quad (5.1)$$

$\mu$  は半導体中の電子の移動度、 $C_{ox}$  は単位面積当たりのゲート酸化膜容量で、 $V_G$  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を表す。 $C_{ox}$  は主に酸化被膜の厚さによって決まる。

また MOSFET は、ゲートが絶縁されていること、ドレイン抵抗が高いこと、さらには集積度を高くできること等の有利な特徴を有しており、アナログ回路にもデジタル回路にも広く使用される。

TF01A64 の半導体プロセスには、TSMC(Taiwan Semiconductor Manufacturing Company, 台湾積体回路製造) の  $0.35 \mu\text{m}$  Mixed Mode を用いている。この  $0.35 \mu\text{m}$  という数字は、プロセスノードと呼ばれるデバイスの特定部分の寸法を表している。一般的に、プロセスが微細化されるほどに高性能なデバイス製作が実現可能であるが、これはコストや消費電力とトレードオフの関係になる。図 5.4 に TSMC の半導体プロセスの歴史を示す。

表 5.1 に TF01A64 の簡単な仕様を示す。

CCR(Central Control Resistor) はチップ全体で共通に用いられるレジスタで、LCR(Local Control Resistor) 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。CCR を通して、レジスタ選択や書き込み、読み出しを行う。LCR それぞれには次節で述べるような回路がある。

また、図 5.5 に TF01A64 回路図の最上位階層を示す。202 のピン数のうち、アナログ信号入力

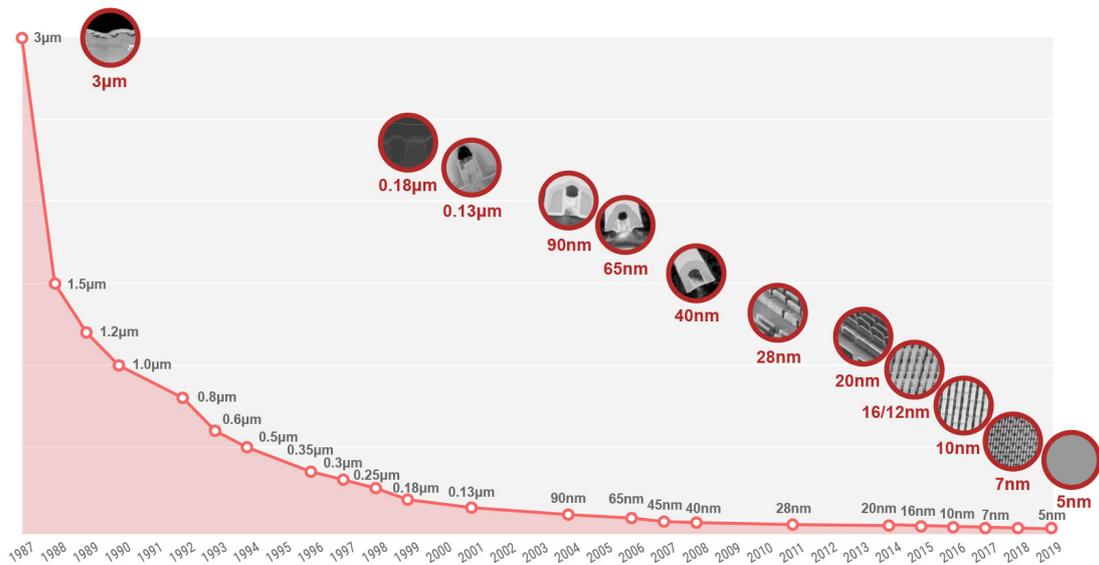


図 5.4 TSMC におけるプロセスノードの歴史 [44]

表 5.1 TF01A64 の仕様

名称	TF01A64
半導体プロセス	TSMC 0.35 $\mu\text{m}$ 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: -1.65 V
電氣的仕様 (デジタル)	VDD1: +1.65 V DGND: 0 V VSS1: -1.65 V

(AIN) が 64 ピン、デジタル信号出力 (DOUT) が 64 ピン存在し、これは読み出し信号チャンネル数に対応する。また、その他 ASIC のオペレーションやアナログ信号モニタピンなどが 73 ピンあり、1 ピンだけ NC(Non Connection) がある。

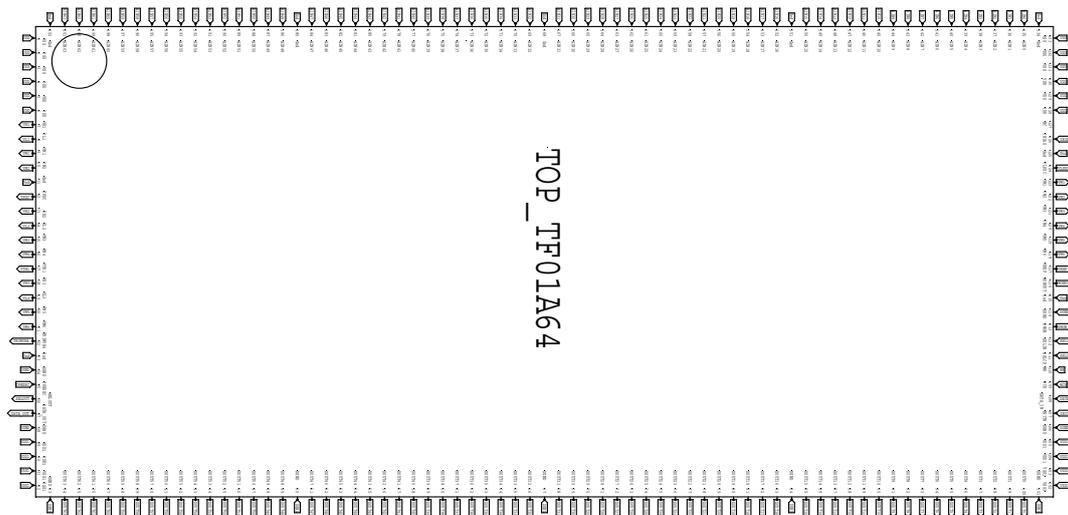


図 5.5 TF01A64 最上位階層 (Topview)

## 5.2 TF01A64 の基本回路構成

図 5.6 に MPPC 用 ASIC の基本回路構成図を示す。回路は、増幅器-波形整形器-増幅器-オフセット調整-比較器、から構成される。この節では、今述べたような回路それぞれについてもう少し詳しく説明する。

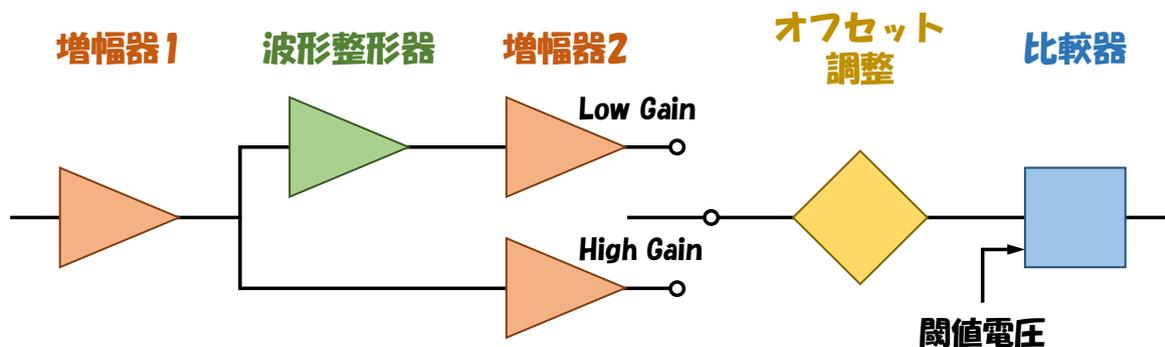


図 5.6 ASIC の基本回路構成

### 増幅器 1

前段の増幅部は、カレントコンベア部と増幅率調整用の可変抵抗部に分かれている。カレントコンベア (図 5.7) は、標準的なオペアンプで使用される電圧フィードバックではなく電流フィードバックを備えた回路で、高い周波数帯域を持ち、また高速動作が可能である。可変抵抗ではトランジスタの制御により、4 段階の抵抗値に設定できる。これによって、4 段階の信号増幅が可能である。図 5.8 に可変抵抗部の回路を示す。

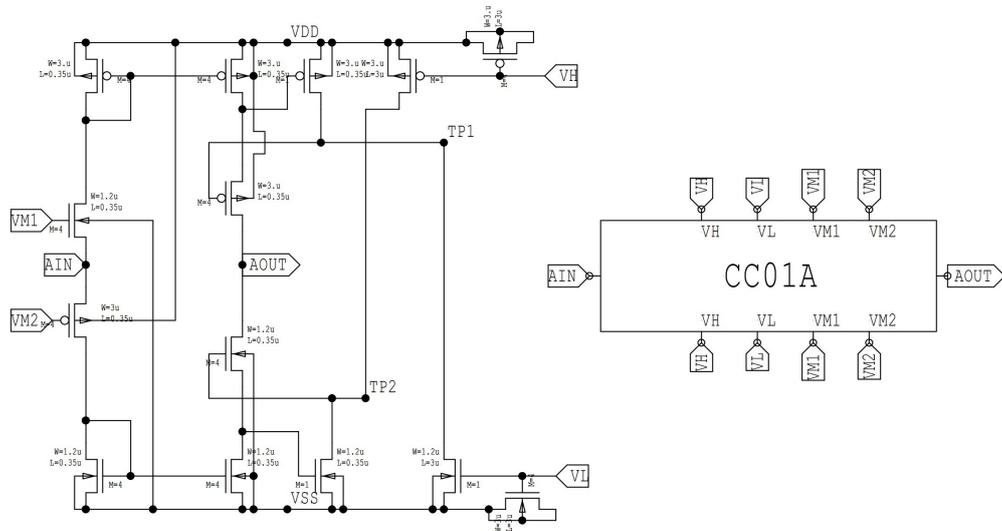


図 5.7 カレントコンペアの回路ブロック

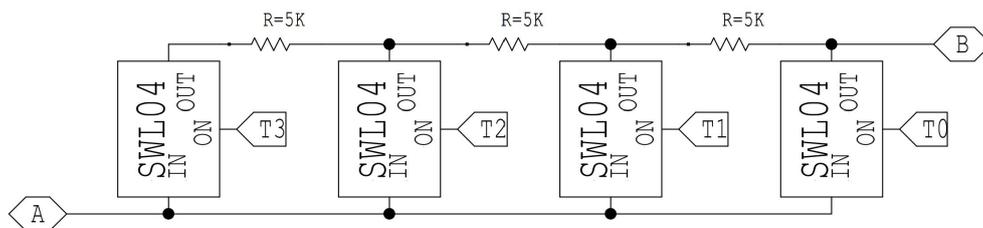


図 5.8 可変抵抗部の回路ブロック

SWL04 は CMOS であり、オン抵抗が  $5\text{ k}\Omega$  になるように設計されている。ロジックゲートを通して 4 つ SWL04 のうちの 1 つのみがオンになることにより、 $5\text{ k}\Omega$ 、 $10\text{ k}\Omega$ 、 $15\text{ k}\Omega$ 、 $20\text{ k}\Omega$  の 4 つの抵抗値を実現できる。

### 波形整形器

波形整形器は微分回路部とポールゼロキャンセル回路部から構成される。微分回路は信号を鋭くするが、これは主にパイルアップを解消するためである (5.4.2 項参照)。パイルアップとは、信号のテールが十分に落ち切る前に次の信号が被ってしまい、前の信号のテールが加算されて本来の信号の高さよりも高い信号が出てしまう現象を言う。パイルアップは後述の比較器において、デジタル信号化するための正しい閾値電圧の設定に大きな影響を及ぼす。特に MPPC は高いダークカウントレートを持つため、パイルアップが起こる可能性は非常に高い。

また、微分回路ではアンダーシュートが発生してしまう。アンダーシュートはパイルアップと同様に次の信号に影響を与えるので、このアンダーシュートの効果をを最小限におさえるためポールゼロキャンセルを行う。

## 増幅器 2

後段の増幅器の役割は、MPPC サンプルごとの増幅率の差をある程度揃えることにある。5.2.2 項で述べたように、7つの MPPC サンプル間では最大で 10 倍以上の増幅率の差があるため、これに対応するための増幅器である。なおこの後段増幅器についても電流フィードバックである。図 5.6 において、分岐した回路のうち、波形整形器を含んだ上側の回路を用いる場合を Low Gain Mode、算整形器を含まない下側の回路を用いる場合を High Gain Mode と呼ぶ。以下ではこの High/Low Gain Mode という名前を用いる。具体的にどのような使い分けをするかという点、増幅率が  $\mathcal{O}(10^5)$  程度の MPPC を用いる場合には High Gain Mode、 $\mathcal{O}(10^6)$  程度の場合には Low Gain Mode を用いる。このように、High/Low Gain Mode の増幅器 2 の増幅率には 10 倍程度の差がある。

Low Gain Mode にだけ波形整形器が搭載されている理由であるが、それは増幅率  $\mathcal{O}(10^6)$  の MPPC 信号は  $\mathcal{O}(10^5)$  の MPPC と比べて非常に長い立ち上がり時定数を持っているためである。増幅率と同様、信号幅についても High Gain Mode と Low Gain Mode である程度同じ大きさを持つように、波形整形の時定数を決定している。

## オフセット調整回路

オフセット調整は DAC(Digital Analog Converter) によって行われる。電流出力 DAC によって、トランジスタの動作電流を調整してオフセット電圧を調整する。オフセット調整には 8 ビット用意されており、MSB(Most Significant Bit)<sup>\*3</sup>は符号を、残りの 7 ビットで大きさを決定する。オフセット調整回路を図 5.9 に示す。

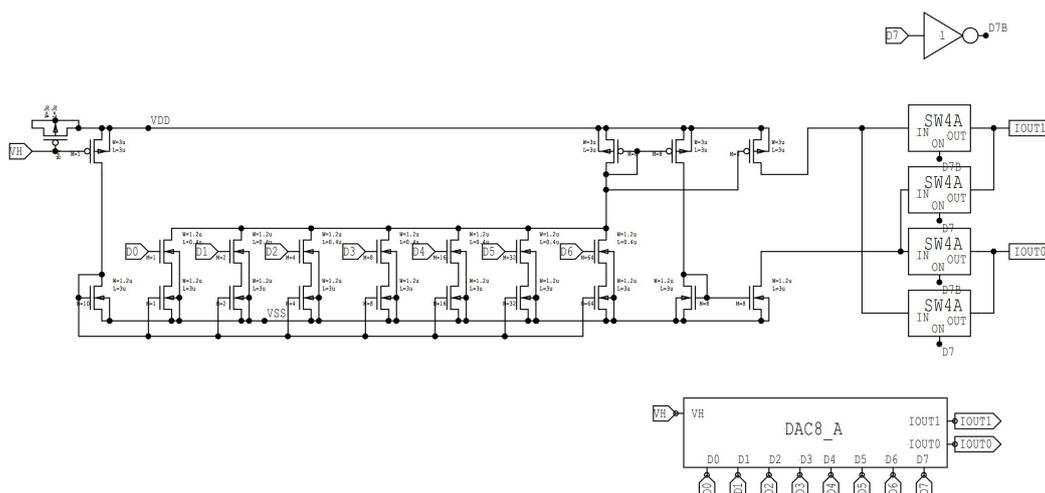


図 5.9 オフセット調整回路ブロック

\*3 最上位ビットのこと。対して最下位ビットのことを LSB(Least Significant Bit) と呼ぶ。

要求性能でも書いたように、オフセット調整の主な役割はチャンネルごとのベースラインのズレを調整することだが、チャンネルごとのわずかな波高の差 (増幅率の差) もオフセット調整によって対応することも考えられる。

## 比較器

比較器の出力には2種類存在する。一つ目はいわゆる普通の比較器の出力 (図 5.10) で、入力信号が閾値を超えている間だけ矩形波を出力するパターンである。以下ではこれを閾値型と呼ぶことにする。二つ目は今述べた閾値型の信号の立ち上がりのみを見て、20 ns で固定された幅の矩形波を出す型である。以下ではこれを One Shot 型と呼ぶ。

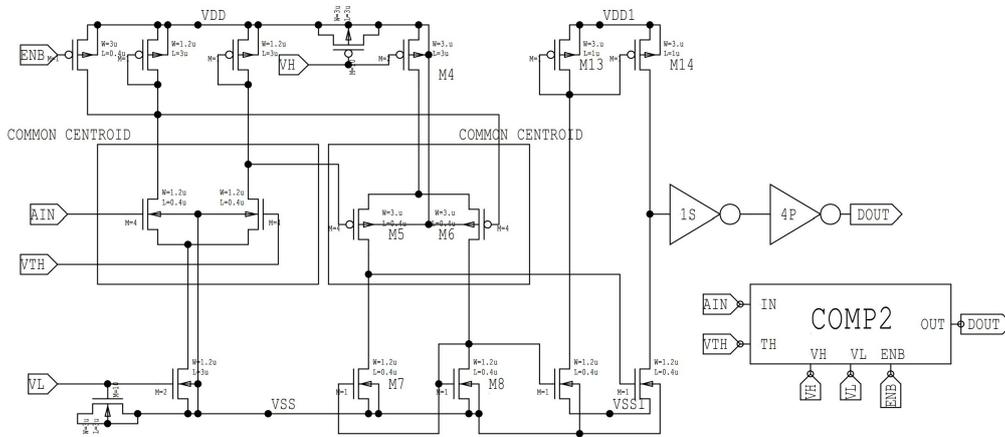


図 5.10 比較器 (閾値型) の回路ブロック

回路中でこの2つの出力は常に用意されていて、スイッチ (後の 5.8 節で述べるレジスタの設定) の切り替えにより、どちらの出力を後段に送るかを決定する。図 5.11 に比較器の出力選択の回路を示す。D0 と D1 が2つの出力、S1 がスイッチに対応する。

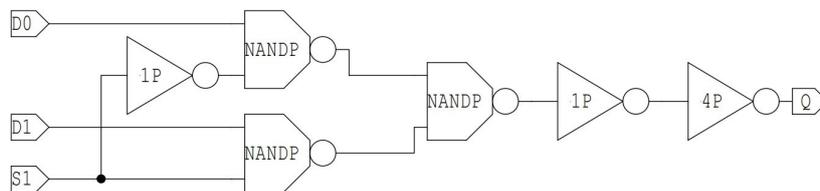


図 5.11 比較器の出力選択部の回路ブロック

## 5.3 SPICE シミュレーションと入力信号の設定

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) は、代表的な回路シミュレータの一つである。電子回路の製作において、開発対象の機能を具体的に電子回路として実現してい

くステップ、特にアナログ回路に対して用いられる。回路図エディタを使って作成した電子回路から、SPICE が認識できるフォーマット (ネットリスト) に変換することで、回路シミュレーションを実行する。ネットリストには回路素子の接続情報や素子値、または解析設定などが記述されている。本研究では Mentor 社の T-Spice[45] を用いた。

実際の ASIC には MPPC を初めとした検出器の部分は当然含まれないが、ASIC 製作に当たった回路シミュレーションでは MPPC の等価回路を設定し、疑似信号を入力する必要がある。TF01A64 には High Gain Mode と Low Gain Mode があるので、以下ではそれぞれで設定した入力信号について述べる。

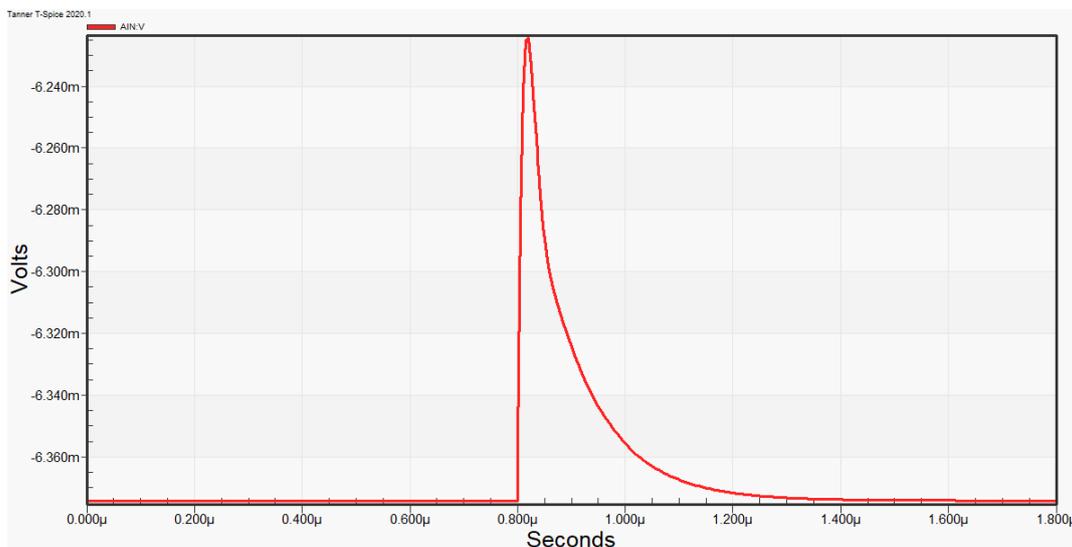


図 5.12 Low Gain Mode の時に使用する入力信号の波形

図 5.12 は Low Gain Mode における入力信号の波形である。入力電荷  $4.0 \times 10^6$  fC、端子間容量 320 pF、信号立下り時定数 100 ns を設定した。

また、図 5.13 は High Gain Mode における入力信号の波形である。こちらは入力電荷  $3.6 \times 10^5$  fC 端子間容量 100 pF、信号立下り時定数 9 ns を設定した。

## 5.4 各回路の基本性能の見積もり

この節では、図 5.6 で示した ASIC を構成する回路における T-Spice によるシミュレーション結果について述べる。なお、増幅器については 1 と 2 の両方を合わせて述べる。

### 5.4.1 増幅器

図 5.14 は、増幅器 1 において増幅率を変更した際の増幅器 2 後の出力信号である。4 つの波形が 4 通りの増幅率に対応している。なお、図は Low Gain Mode における波形を示している。また、表 5.2 に High/Low Gain Mode それぞれでの増幅器出力の波高値をまとめた。Step は増幅率

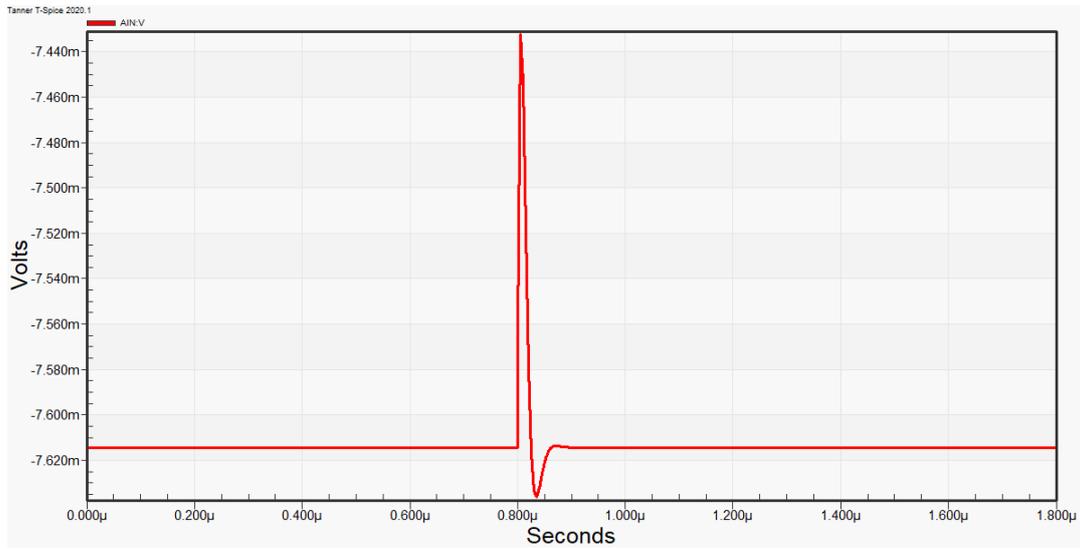


図 5.13 High Gain Mode の時に使用する入力信号の波形

の設定値を表している。

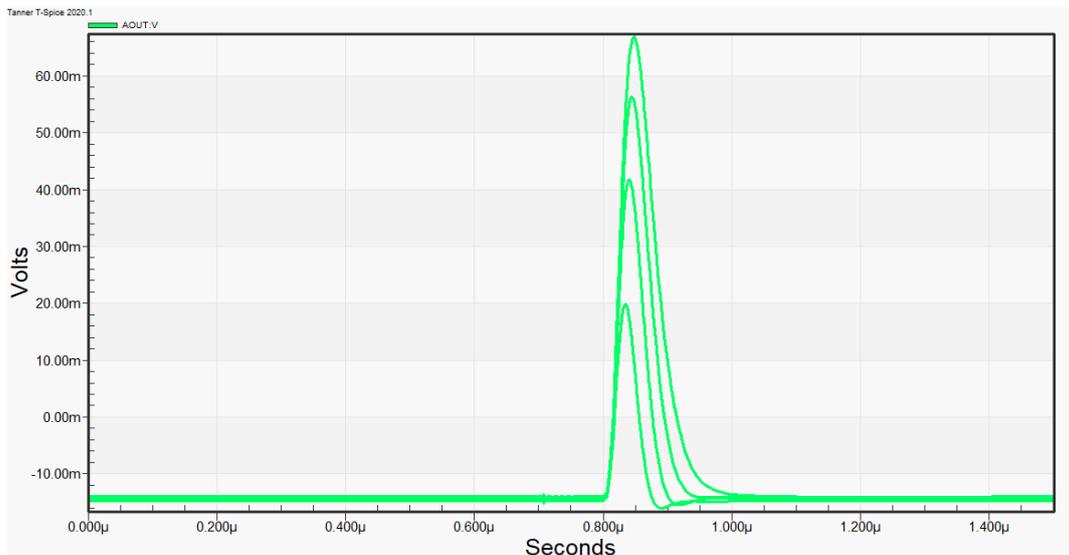


図 5.14 増幅率調整後の波形図。4つの波形が4通りの増幅率に対応している。

増幅率は可変抵抗部の抵抗値 (5 k $\Omega$ 、10 k $\Omega$ 、15 k $\Omega$ 、20 k $\Omega$ ) に比例して大きくなるため、増幅率を最小に設定した際の信号波高を 1 とすれば、あとの 3つのパターンは 2倍、3倍、4倍となるのが理想である。しかしながらシミュレーションはそのようにはなっておらず、増幅率が高いほど伸び切らなくなっている。これはカレントコンペア回路の周波数特性によるもので、一般に増幅率が高いほど周波数特性は悪化する。

参考として、図 5.15 に可変抵抗値の周波数依存性を示した。この解析は電流 1 mA を流した際

表 5.2 High/Low Gain Mode における波高値

Step	High Gain Mode [mV]	Low Gain Mode [mV]
Step 0	23.78	34.59
Step 1	39.24	56.03
Step 2	49.44	70.39
Step 3	57.18	80.87

の抵抗値での電圧降下を測っている都合上、縦軸の単位は [V] になっている。増幅器に時定数 100 ns の信号が入射すると考えると、 $1/100 \text{ ns} \approx 10 \text{ MHz}$  であるため可変抵抗部は十分な周波数特性を持っていると言える。

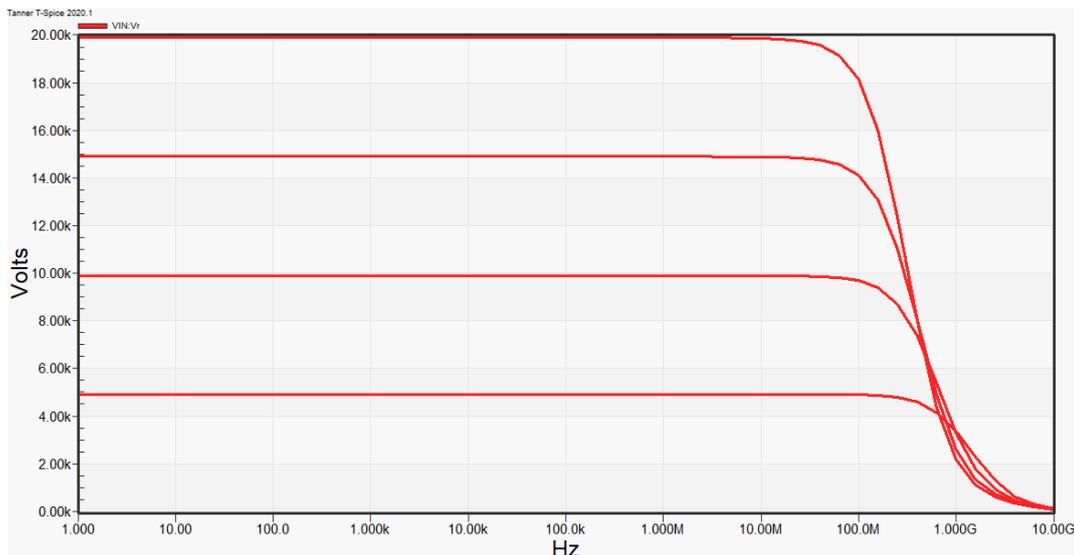


図 5.15 可変抵抗部の抵抗値

## 5.4.2 波形整形器

図 5.16 は波形整形器の機能をシミュレーションした波形図である。上の図は増幅器 1 の後の波形を示している、下の図は増幅器 2 の後の波形を示している。また、パイルアップが解消されることを検証するため、同波形の信号を 2 つ、50 ns の間隔で入力している。なお、増幅器の増幅率は最小 (Step 0) に設定している。

上の図ではパイルアップの影響が顕著に見えるが、下の図では解消されているのが分かる。また、アンダーシュートの影響もほとんど見えない。ここでパイルアップが解消されているというのは、後で述べる比較器において閾値電圧をかけられるかどうかという点に注目している。図 5.16 について言えば、波高の 50% 程度までは閾値電圧をかけて二つのデジタル出力が得られると考え

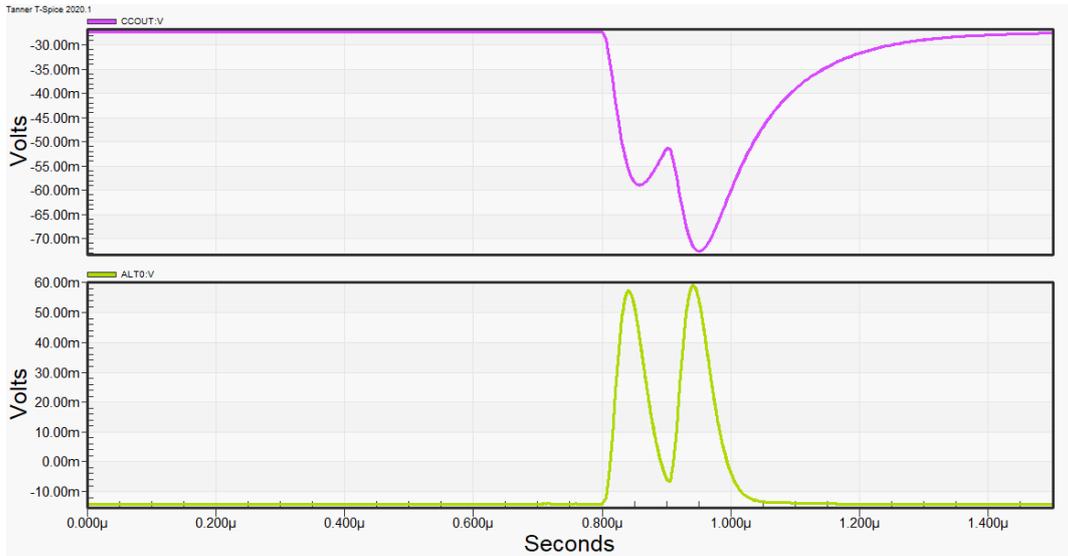


図 5.16 波形整形器の前(上)と波形整形器の後(下)での波形図

られる。

なお、微分回路の時定数としては、High Gain Mode における増幅器 2 の出力と、Low Gain Mode における増幅器 2 の出力が同程度の信号幅になるように調整しているため、定量的な設定ではない。図 5.17 に High Gain Mode における増幅器 2 後の波形図を示す。図 5.14 と比較して同程度の信号幅を持っていることが確認できる。

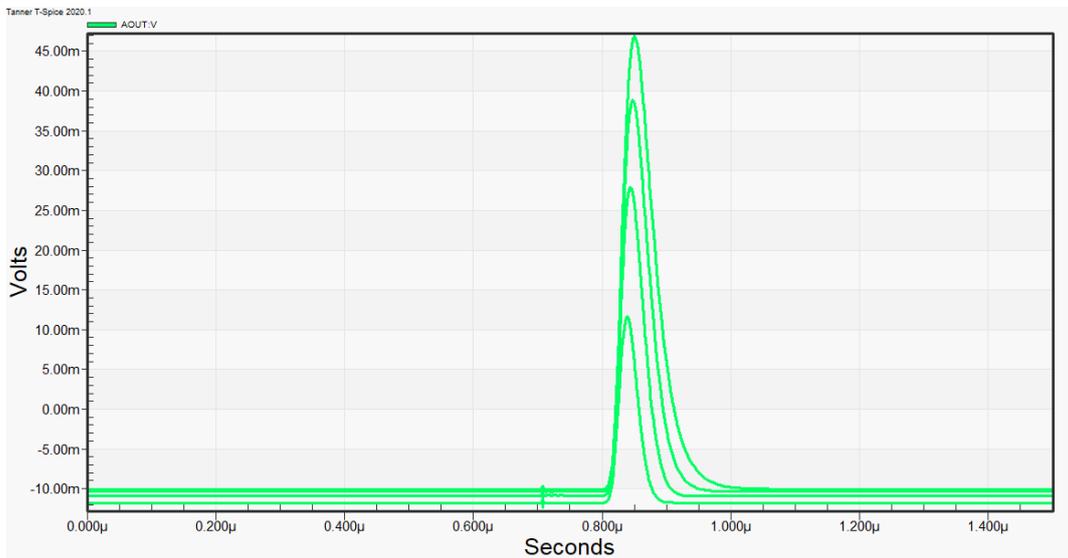


図 5.17 High Gain Mode における増幅器 2 後の波形図

### 5.4.3 オフセット調整

図 5.18 はシミュレーションによるオフセット調整前とオフセット調整後の波形を示した図である。中央にある青色の波形がオフセット調整なしの波形を示していて、残り 16 つの赤色の波形がオフセット調整値最大を含むいくつかのパターンを表している。なお、一番上に位置しているのがプラス方向最大に調整した波形で、一番下に位置しているのがマイナス方向最大に調整した波形である。

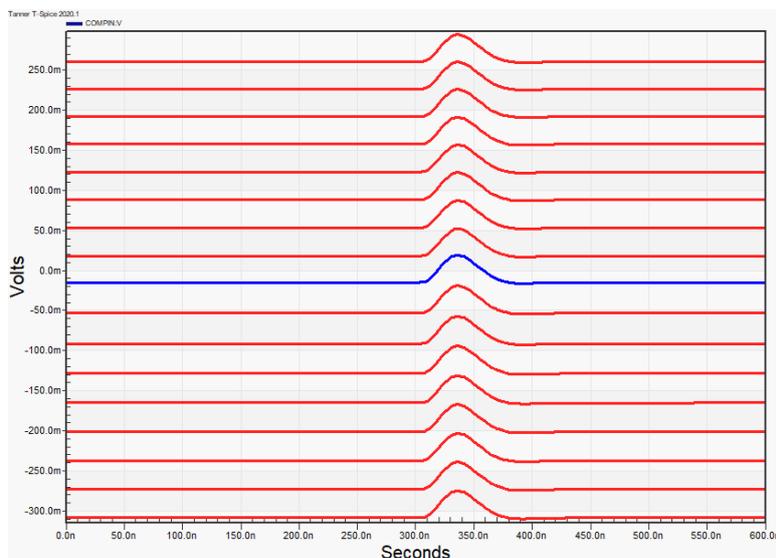


図 5.18 オフセット調整後の波形図

5.2 節で述べたように、TF01A64 は 8 ビット 255 通り (256-1) のオフセット調整が可能で、1 ビットあたり約 2 mV の調整が可能である。したがって最大では、プラス方向とマイナス方向にそれぞれ約 254 mV 変位させることができる。図 5.19 に、図 5.18 に示した 16 パターンでのオフセット調整の値をグラフにした。なお、値はすべて、オフセット調整なしの場合を基準とした値になっている。

プラス方向とマイナス方向で若干の差があるが、これは電流の向きを変える為にミラー回路を用いているためである。ミラー回路の精度に依存して若干の誤差が発生している。

### 5.4.4 比較器

図 5.20 はシミュレーションによる比較器の入出力の波形を示した図である。

最上部にある赤と紫の波形はそれぞれ、比較器への入力波形と閾値電圧を表している。また、中部の黄色い波形は閾値型の出力で、下部の青い波形は One Shot 型の信号である。また示した図では、閾値型と One Shot 型はどちらも負の方向に出力されているが、どちらかを選んだあとの最終的な出力は正の方向である。

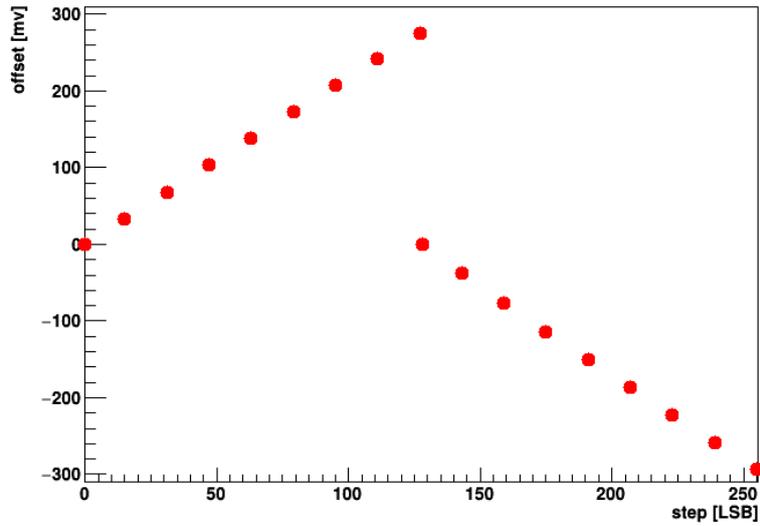


図 5.19 オフセット調整後の波形図

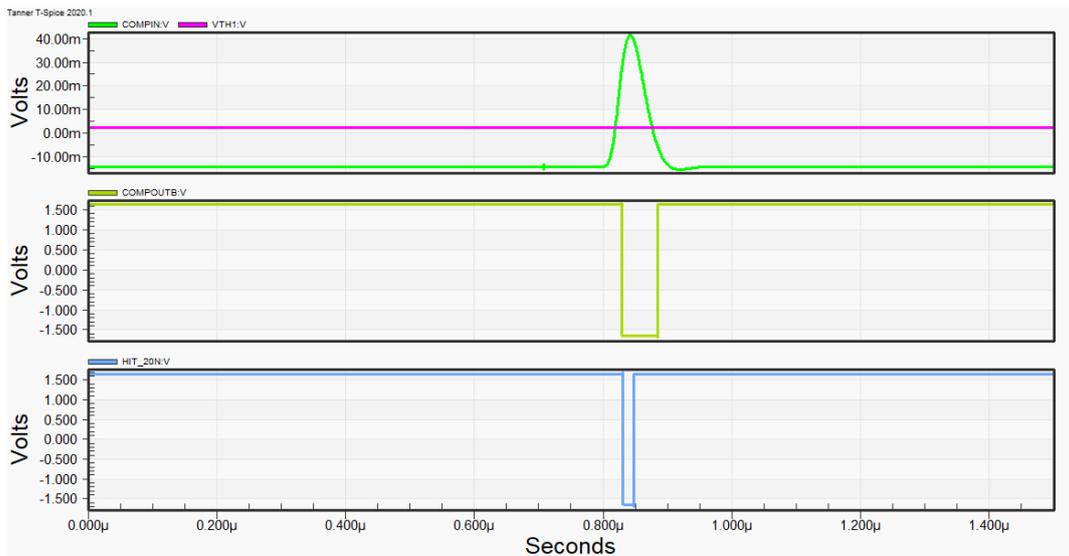


図 5.20 比較器の出力。上段が比較器への入力信号と閾値電圧、中段が閾値型の出力、下段が One Shot 型の出力を表している。

ここで One Shot 型の役割であるが、それは後段の FPGA へ送るデジタル信号幅を短くすることができる場合があることに意味がある。MPPC を ARICH にて運用する場合、信号とダークパルスを区別するためには SuperKEKB 加速器での  $e^+e^-$  衝突のタイミングと同期させる (トリガー信号と考えて良い) ことで ARICH の荷電粒子の到達時間を予測し、タイミングで区別することが考えられるが、その際には信号幅が短いほうが、コインシデンスなどを取った際により詳細な入射時間を決定できるだけでなく、後段の回路で処理しやすい形となるからである。なお、One shot 型を 20 ns よりも小さな値に設定しなかったのは、小さすぎるとコインシデンスを取ることが難し

くなる可能性があるからである。さらに、後段の FPGA でこれより短い幅に短縮して運用することも可能なため、無理に短くする必要はない。

また、One Shot 型の信号を用いると一見、時間分解能が良くなるように見えるかもしれないが、これは単純に言えば波形を短縮しているだけなので、短縮したその分は単に Dead Time(不感時間)\*4になるだけだという事に注意したい。

## 5.5 雑音解析

検出器から発生する信号は一般に非常に小さいため、付随する回路雑音と競合する場合がほとんどである。回路雑音には、電源や周囲の環境から混入する「電気雑音」と、電子素子や信号源に特有の物理現象としての「電子雑音」がある。前者の「電気雑音」は、付加的な対処が可能である一方で、後者の「電子雑音」については回路設計における対策なくしては、それを低減することはできない。したがって、回路の設計段階で電子雑音の影響について検証する必要がある。

### 5.5.1 電子雑音の種類

電子雑音には、その発生原因によって分類すると、ショットノイズ (Shot noise)\*5、サーマルノイズ (Thermal noise)、フリッカノイズ (Flicker noise) などがある。この項では、これらの雑音について説明する。

#### ショットノイズ

ショットノイズは、ダイオードの逆バイアス電流のような検出器の漏れ電流に付随して発生する雑音である。電流を構成する電荷キャリアは一般に粒子である電子であるため、キャリアの確率的な運動によって揺らぎが生じる。この揺らぎがショットノイズと呼ばれるもので、雑音の大きさはキャリアの数が少ない、つまり電流の値が小さいほど顕著に表れるため、上で述べたように漏れ電流が主な原因と考えて良い。

雑音パワーは、

$$i_n^2 = 2qI \quad [\text{A}^2/\text{Hz}] \quad (5.2)$$

と表される。ここで  $q$  は素電荷、 $I$  は漏れ電流を表わしている。ただし、漏れ電流源がアバランシェ増幅を用いた検出器の場合、キャリアの数はこの増幅によって増倍されるため、素電荷  $q$  には増倍率  $M$  を掛けた  $qM$  という値を用いる必要がある。この理由により、同一の漏れ電流であっても、通常のフォトダイオードに比べて、アバランシェ・フォトダイオードのほうが雑音の値は大きくなる。

また、その特性から温度を下げてても雑音の大きさは変わらず、全周波数に均等に含まれるホワイト

---

\*4 次の事象を検出できるようになるまでの時間

\*5 ポアソンノイズ (Poisson noise) とも言う

トノイズ\*6である。

### サーマルノイズ

サーマルノイズとは熱雑音のことで、キャリアの不規則な熱運動によって引き起こされる雑音である。この現象を発見したジョン・バートランド・ジョンソンとハリー・ナイキストの名前から、ジョンソン・ノイズまたはジョンソン-ナイキスト・ノイズとも呼ばれる。

雑音パワーは、

$$i_n^2 = \frac{4kT}{R} \quad [\text{A}^2/\text{Hz}] \quad (5.3)$$

または、

$$v_n^2 = 4kTR \quad [\text{V}^2/\text{Hz}] \quad (5.4)$$

与えられる。ここで、 $k_B$  はボルツマン定数、 $T$  は導体の温度 [K]、 $R$  は抵抗値 [ $\Omega$ ] である。サーマルノイズも、全周波数に均等に含まれるホワイトノイズである。

### フリッカノイズ

フリッカノイズは電子素子がキャリアートラップを有しているような場合に生じる雑音で、特に MOSFET においては、酸化膜と半導体の界面にキャリアートラップが存在し、これによってゲートに直列な雑音電圧が発生することが知られている。雑音の大きさが大まかに  $1/f$  比例する周波数群が存在するため、別名  $1/f$  ノイズとも呼ばれる。

雑音パワーは、

$$v_n^2 = \frac{k_f I_D^{a_f}}{C_{ox} W L f} \quad [\text{V}^2/\text{Hz}] \quad (5.5)$$

のように表される。 $k_f$  と  $a_f$  はそれぞれフリッカ雑音係数、フリッカ雑音指数と呼ばれる値で、フリッカノイズに関するパラメータである。式 5.5 より、MOSFET のゲート面積 ( $W, L$ ) に大きく依存するため、これらの値を大きくすることでフリッカノイズは低減できるが、素子の面積とトレードオフの関係になる。

## 5.5.2 雑音のシミュレーション結果

### High Gain Mode

まずは High Gain Mode における雑音解析で、図 5.21 にそのシミュレーションの結果を示した。雑音成分としては、前項で述べたようなショットノイズ、サーマルノイズ、フリッカノイズが全て含まれている。

上図は雑音の周波数成分を表していて、下図はそれを積分したものである。単位はそれぞれ、 $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  と  $\text{V}$  である。 $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$  に関しては、前項で示した雑音パワーの単位  $\text{V}^2/\text{Hz}$  の平方根に

---

\*6 可視光線のスペクトラムと周波数を対比して表現したとき、白色は全ての周波数成分が均等に含まれることからこう呼ばれる

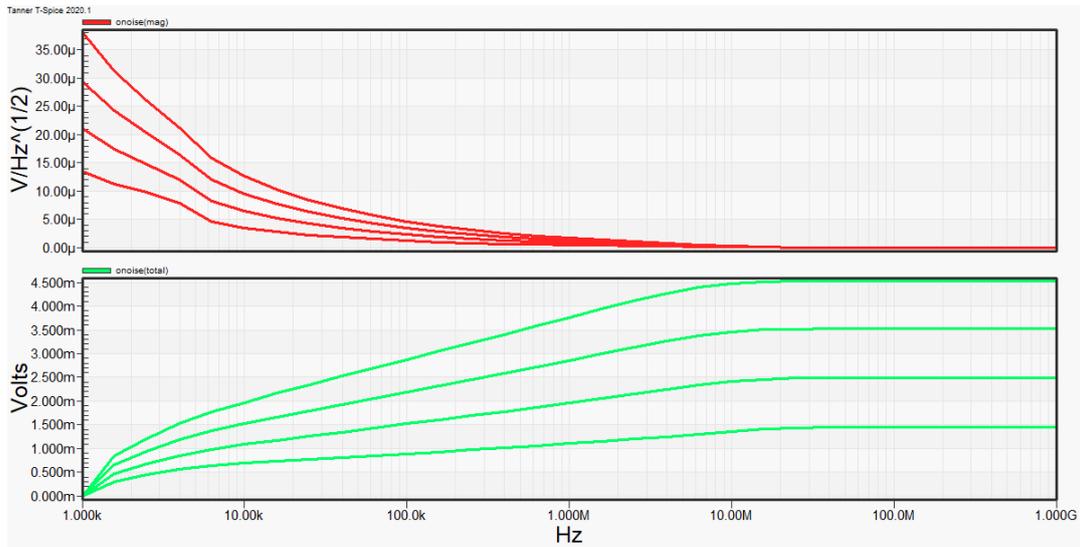


図 5.21 High Gain Mode における雑音解析

なっている。雑音値としては積分が飽和した部分での値を用いて評価するが、これは積分が飽和した部分が雑音の RMS(Root Mean Square Value)<sup>\*7</sup>となるからである。今回は 0 Hz~0.9 GHz の積分値を採用した。また、4 つの波形は増幅器 1 における 4 通りの増幅率に対応している。表 5.3 に信号と雑音の波高についてまとめた。

表 5.3 High Gain Mode における雑音値と S/N 比

Step	信号波高 [mV]	ノイズ波高 [mV]	S/N 比
Step 0	23.49	1.45	~16.2
Step 1	38.74	2.50	~15.5
Step 2	49.20	3.42	~14.4
Step 3	56.91	4.53	~12.6

4 通りのどの場合でも S/N 比<sup>\*8</sup>は 10 を超えており、雑音の回路への影響は十分小さいことが確認できる。

ここで、積分が飽和した部分が RMS と等しくなる理由について述べるが、これはパーセバル (Parseval) の定理によって理解することができる。ある関数を  $x(t)$ 、そのフーリエ変換  $X(f)$  としたとき、次式が成り立つ。

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (5.6)$$

\*7 実効値のこと

\*8 Signal と Noise の比

この 5.6 式が意味するところは、実時間における電力はフーリエ成分の電力の総和に等しいという事である。したがって、実時間の RMS を求めるためには周波数空間での雑音電力を周波数が  $\infty$  のところまで積分する必要があるが、適当なところでの打ち切り周波数が積分が飽和するところに対応している。

### Low Gain Mode

次に Low Gain Mode における雑音解析で、図 5.22 はそのシミュレーションの結果を示している。

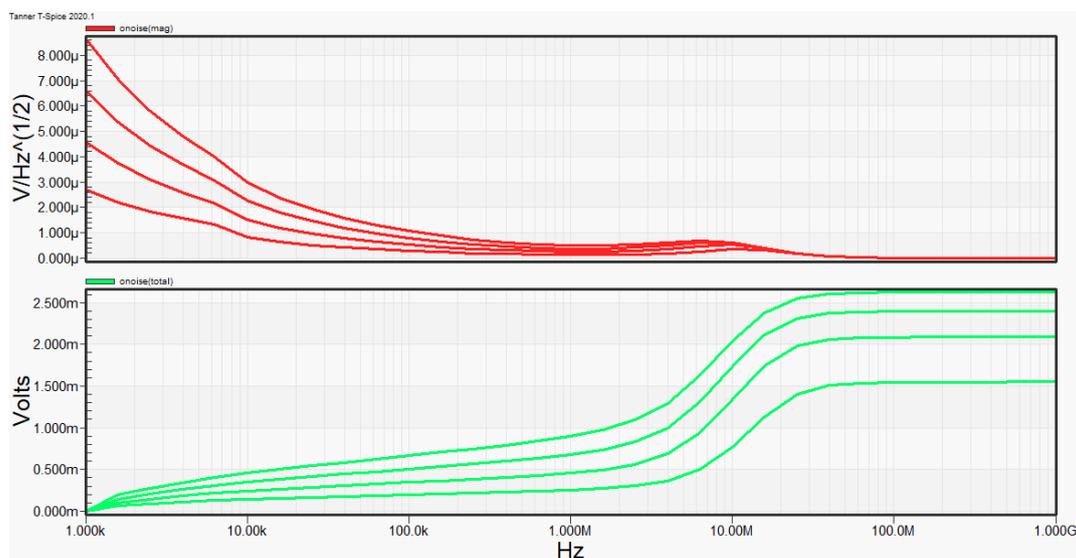


図 5.22 Low Gain Mode における雑音解析

High Gain Mode の時と同様に、上図及び下図は雑音の周波数成分とそれを積分したものを表して、4 つの波形は 4 通りの増幅率に対応している。また、雑音値に関しても同様に 0 Hz~0.9 GHz までの積分値を採用している。表 5.4 に信号と雑音の波高についてまとめた。

表 5.4 Low Gain Mode における雑音値と S/N 比

Step	信号波高 [mV]	ノイズ波高 [mV]	S/N 比
Step 0	34.54	1.55	~22.3
Step 1	55.98	2.09	~26.8
Step 2	70.34	2.40	~29.3
Step 3	80.81	2.63	~30.7

Low Gain Mode においては S/N 比は 20 を超えており、こちらについても雑音の回路への影響は十分小さいことが確認できた。

また、High Gain Mode と比べて Low Gain Mode の S/N 比のほうが良い理由であるが、これ

は波形整形器を通していないことに由来している。回路雑音の多くを占めるのは周波数の低い成分であり、周波数が高くなるにつれて、その値は小さくなっている。微分回路はハイパスフィルターとしても動作するため、周波数の高い成分のみを通す。したがって、波形整形器によって回路雑音の低い周波数成分がカットされ、結果として Low Gain Mode のほうが S/N が高くなっている。

## 5.6 オフセットの検証

信号は様々な条件でオフセット (図 5.1 を参照) を持つが、その値が大きい場合例えば比較器での閾値の設定に大きな影響を与える。したがって、ある条件でのオフセットの値を見積もり、また 5.4.3 項で示したようなオフセット調整回路を持つ調整可能な範囲が充分であるかどうか検証する。

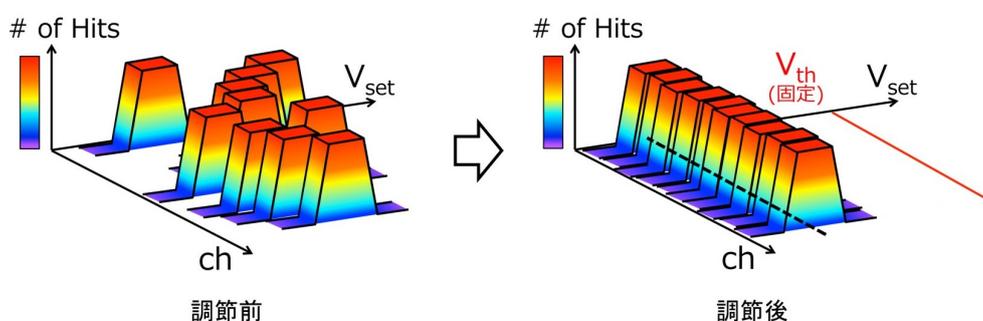


図 5.23 オフセット調整と閾値電圧 [34]

### 5.6.1 オフセットの要因

オフセットの要因としては以下のようなものが考えられる。

1. プロセス変動
2. 温度変動
3. ASIC の電源電圧値の変動
4. ASIC のパラメータの変動
5. 放射線損傷

実際の回路では以上 5 つのような要因が上げられるが、ASIC 電源電圧値の変動や放射線損傷については、回路シミュレーションでは再現することができない。また、ASIC のパラメータの変動については、これまでのシミュレーションにおいてある程度把握できているため、この項ではプロセス変動と温度変動でのオフセットについて述べる。

プロセス変動とは nMOS と pMOS の特性のばらつきのことを指す。半導体は個体それぞれの応答速度にばらつきがあるため、その影響によってオフセットが生じる。T-Spice シミュレーショ

ンではこの応答のばらつきを、S(Slow)、T(Typical)、F(Fast) の 3 つの MOS モデルとして考える。この時、プロセス変動にはコーナーパラメータと呼ばれるものが存在する。コーナーパラメータの概要図を図 5.24 に示す。

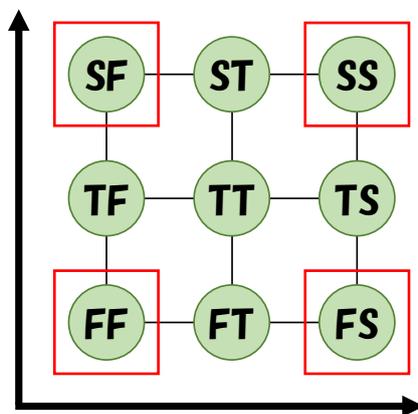


図 5.24 プロセス変動とコーナーパラメータ

プロセス変動は、nMOS と pMOS の組み合わせで全部で 9 種類のパラメータが存在するが、中でもコーナーパラメータと呼ばれる図 5.24 の四つ角に位置するような極端な特性の組み合わせをここでは考える。コーナーパラメータは一般に、オフセットが大きくなると考えられるワーストケースである。

なお、ここまで示してきた全てのシミュレーションは、(nMOS, pMOS = T, T)、温度 25 °C の設定での結果である。

### 5.6.2 オフセットのシミュレーション結果

まずはプロセス変動によるオフセットの結果である。図 5.25 は (T, T) を基準としたときの各コーナーパラメータにおけるオフセットの値を表している。横軸がパラメータで、縦軸がオフセット (単位 [mV]) である。

検証の結果、プラス方向の最大変位が Fast/Slow の場合で +1.67 mV で、マイナス方向最大変位が Slow/Fast の場合で -0.79 mV になった。プロセス変動ではほとんどオフセットが変わらないことが確認できた。また一般に、nMOS と pMOS の反応の差に大きな違いがあるほどオフセットは大きくなることが知られているため、この結果には矛盾が無いように思われる。

次に温度変動によるオフセットの結果を示す。図 5.26 は、+25 °C を基準にした時における、-60 °C から +60 °C まで (10 °C 刻み) のオフセットを表している。

温度が上がっていくにつれてオフセットの値が下がっていることが確認できる。その値は、-60 °C の時 +3.07 mV、+60 °C の時 -3.55 mV という結果になった。温度変化でもオフセット変動は信号波高値などと比べて大きな値を持たないことから、その影響はほとんど無視できる。

したがって、TF01A64 における支配的なオフセット要因はパラメータの変化によるものであり、

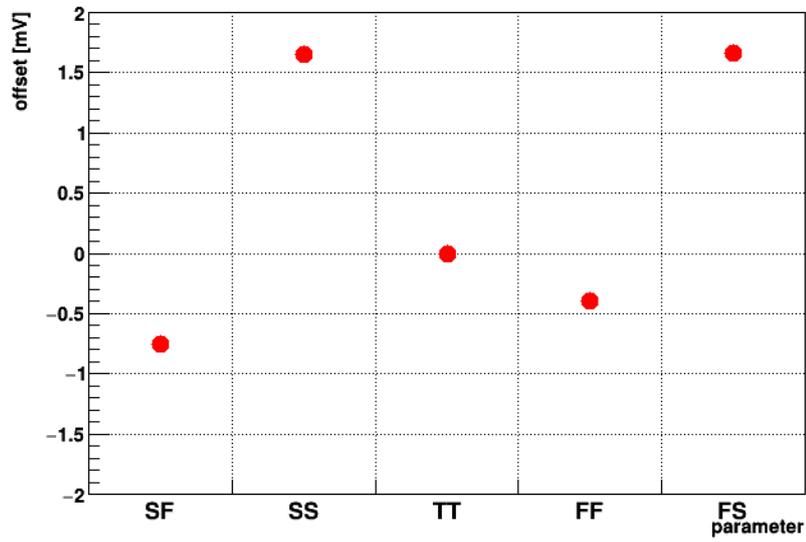


図 5.25 プロセス変動によるオフセット

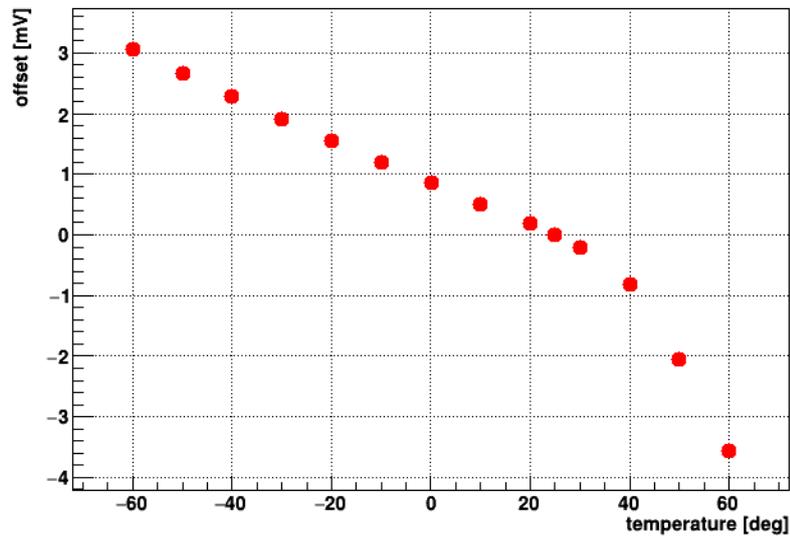


図 5.26 温度変動によるオフセット

またオフセット調整回路の調整可能範囲は十分な性能を持っていることが確認できた。

## 5.7 ダブルパルスセパレーションの検証

### 5.7.1 パルスセパレーションの概要

ダブルパルスセパレーションとは、検出器のある一つのチャンネルからの2つの連続した信号をきちんと区別できるかどうかの能力を指していて、特に高いダークカウントレートを持つ MPPC 用の ASIC としては、この能力が非常に重要になる。図 5.27 にダブルパルスセパレーションの概念図を示す。

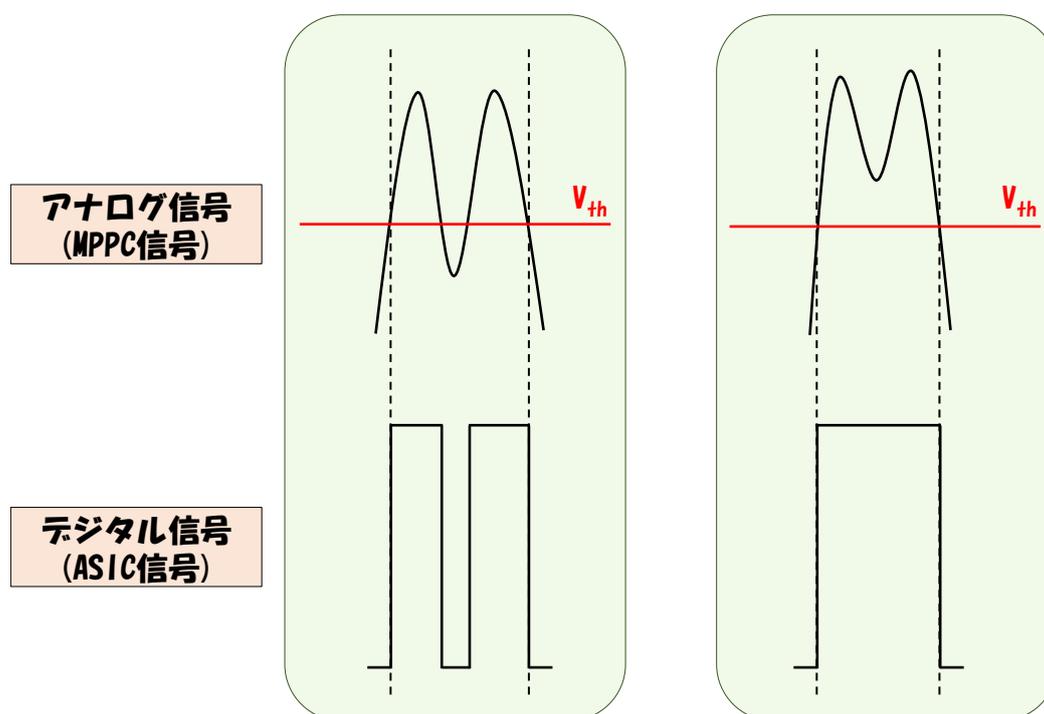


図 5.27 ダブルパルスセパレーションの概念図。左図は区別できている様子、右図は区別できていない様子を表している。また、 $V_{th}$  は閾値電圧を表す。

図 5.27 のアナログ信号は荷電粒子が入射した真の信号、もしくはダークパルスを表している。図 5.27 の左図のような場合には、2つの検出器信号は十分な時間離れているため、デジタル信号つまり ASIC の出力信号はしっかりと2つ出力されている。しかしながら、右図のように2つの信号の距離が一定距離よりも近い場合、デジタル信号は一つ目の信号のタイミングで1つのみ出力される。この、デジタル信号が2つ出力されるか、1つ出力されるかという事が、信号を区別できる、区別できないを表している。

一つ目の信号がダークパルスで、二つ目の信号が真の信号だと仮定した場合、信号が区別できない状況であればダークパルスのタイミングでデジタル信号が出力されることになるため、真の信号の情報は失われてしまう。ARICH の粒子識別で重要なのはリングイメージを得るための1光子検

出であるから、このような状況は1つでも減らす事が望ましい。ただし、今述べた2つの信号を逆に仮定した場合にはこの場限りでない。当然、どちらもダークパルスである場合にも同様である。

## 5.7.2 シミュレーション結果

この項では上記のパルスセパレーションについてのシミュレーション結果を示す。なお、シミュレーションはすべて Low Gain Mode で行った結果である。

まずは状況設定と、変数の定義などについて述べる。これまで Low Gain Mode で用いてきた、入力電荷  $4.0 \times 10^6$  fC、端子間容量 320 pF、信号立下り時定数 100 ns の信号を2発連続で入力する。その際、2つの信号の入力間隔を徐々に近づけていき、デジタル信号が2つ出力される限界間隔を見積もる。1つ目の信号はダークパルス、2つ目の信号は真の信号を模擬することにする。また図 5.28 に示すように、閾値電圧は比較器前のアナログ信号の波高値の80%と50%に設定し、それぞれで検証を行う。

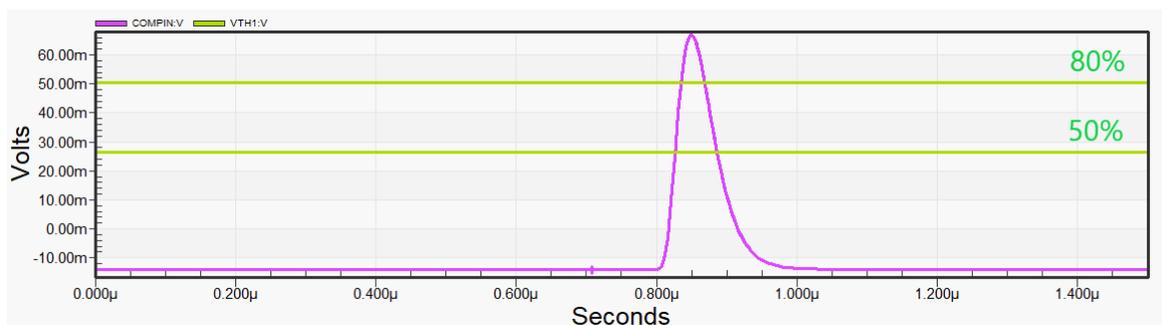


図 5.28 閾値電圧の設定値

ダブルパルスセパレーションを評価するための変数としては、「Analog Interval」と「Digital Interval」という2つを定義する。説明図を図 5.29 及び図 5.30 に示す。

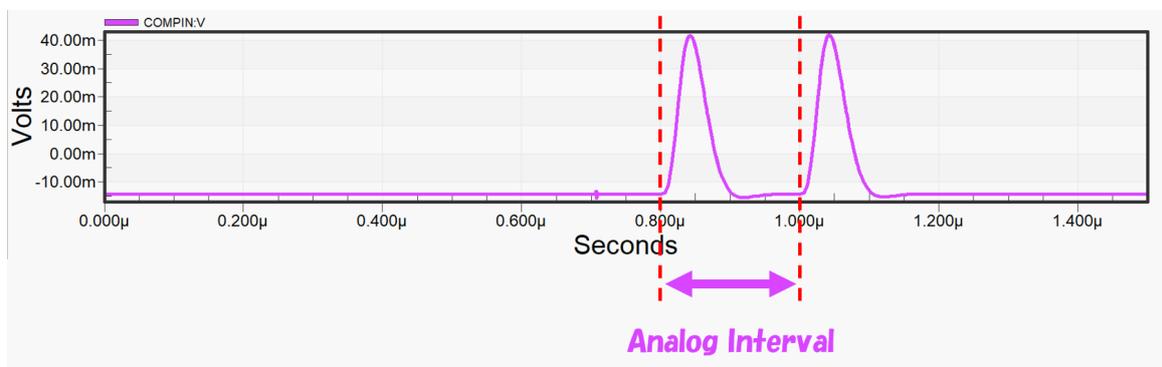


図 5.29 Analog Interval の定義

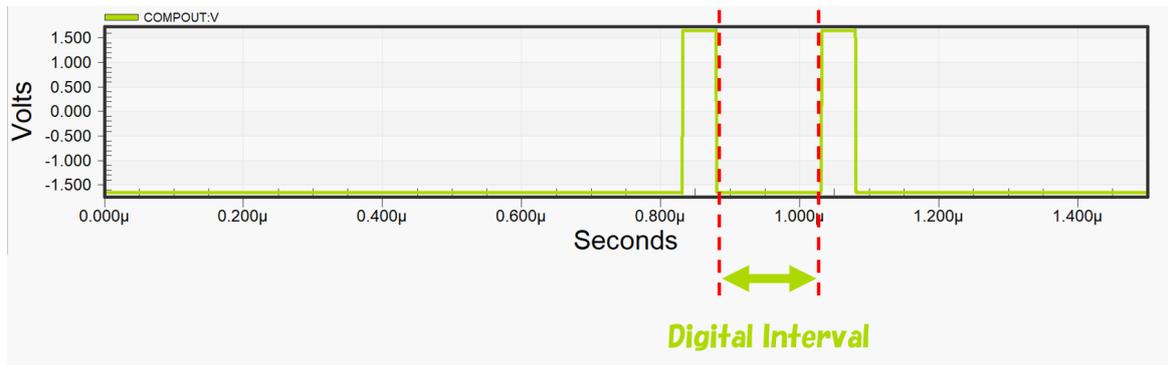


図 5.30 Digital Interval の定義

「Analog Interval」は1つ目の信号のリーディングエッジ\*<sup>9</sup>から、2つ目の信号のリーディングエッジの時間の間隔を表す。信号波高のピークの時間ではなく、立ち上がり始めの時間のことを指しているということに注意してほしい。また、「Digital Interval」は一つ目のデジタル信号のトレーリングエッジから、2つ目の信号のリーディングエッジの間隔を表す。Analog Interval を狭めるにつれて、Digital Interval も狭まっていくので、つまりダブルパルスセパレーションの限界値は Digital Interval がゼロになる時である。

さて、ここからはシミュレーション結果に移る。まずは増幅器 1 における増幅率が最小 (Step 0) の時における結果で、図 5.31 にグラフを示す。横軸が Analog Interval で、縦軸が Digital Interval を表す。単位はいずれも [ns] である。また、赤いプロットは閾値電圧を波高の 80% で設定した場合で、青いプロットは 50% の場合である。

具体的な値を述べておくと、Step 0 における信号波高は 34.59 mV であるので、閾値電圧は信号のベースラインから 80% で 27.67 mV、50% で 17.30 mV で設定している。 $x$  軸がの値が小さい部分では  $y$  軸の値が急激に下がっているが、変数の定義上線形なグラフにはならない。そして検証の結果、ダブルパルスセパレーションの能力は閾値電圧 80% で 39 ns、50% で 48 ns という結果になった。

以下、増幅器 1 における増幅率の設定が Step 1、Step 2、Step 3 における結果で、図 5.32、図 5.33、図 5.34 にそれぞれのグラフを示す。軸や閾値電圧については先ほどと同様である。

上記の増幅率最小を含む 4 パターンすべての結果を表 5.5 にまとめた。増幅率が高くなるにつれて、ダブルパルスセパレーション能力は悪くなるのが分かる。

さて最後に、このダブルパルスセパレーションの能力が ARICH の粒子識別へどのように影響するのかを述べる。繰り返しになるが、信号やダークパルスがきた直後は Dead Time になるので、この間に本物の信号があった場合その信号は逃してしまう。1 チャンネルあたりのダークカウントレートを  $N[\text{Hz}]$ 、ダブルパルスセパレーションの能力が  $a[\text{s}]$  と定義すると、Dead Time の割合  $D$

\*<sup>9</sup> 波形の最初のエッジがリーディングエッジで、最後のエッジがトレーリングエッジ。それぞれが立ち上がりとしち下がりどちらにもなりうる。

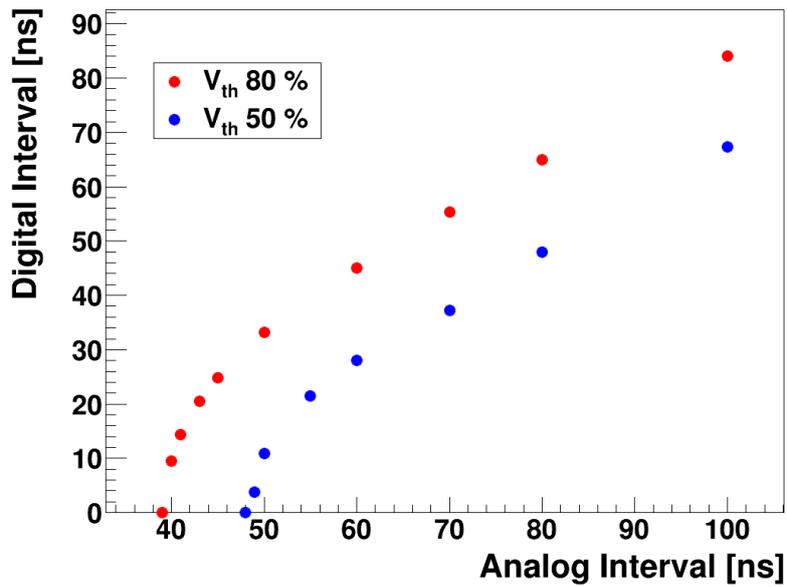


図 5.31 増幅率 Step 0 のパルスセパレーション結果。信号波高値は 34.59mV。

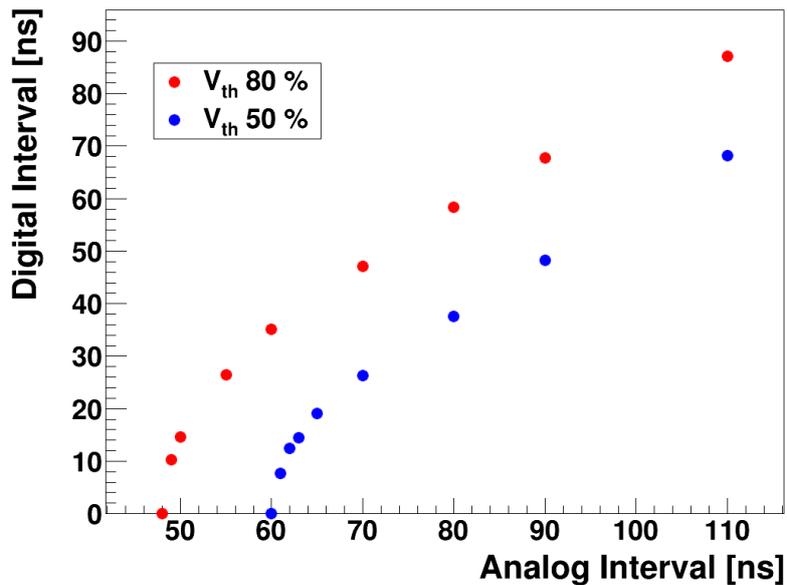


図 5.32 増幅率 Step 1 のパルスセパレーション結果。信号波高値は 56.03 mV

は、

$$D = N \times a \quad (5.7)$$

と表される。したがって、ダークカウントレートが 1 MHz、ダブルパルスセパレーションが前項で示した限界値程度である 40 ns を仮定すると、Dead Time は  $D = 0.04$  となり、つまり単純に考えると 4% 程度の信号が失われることになる。ARICH では現状、1 イベントあたり 10~20 個程度しか光子を検出できていないため、4% の信号が失われるのは大きな問題である。ただ、HAPD

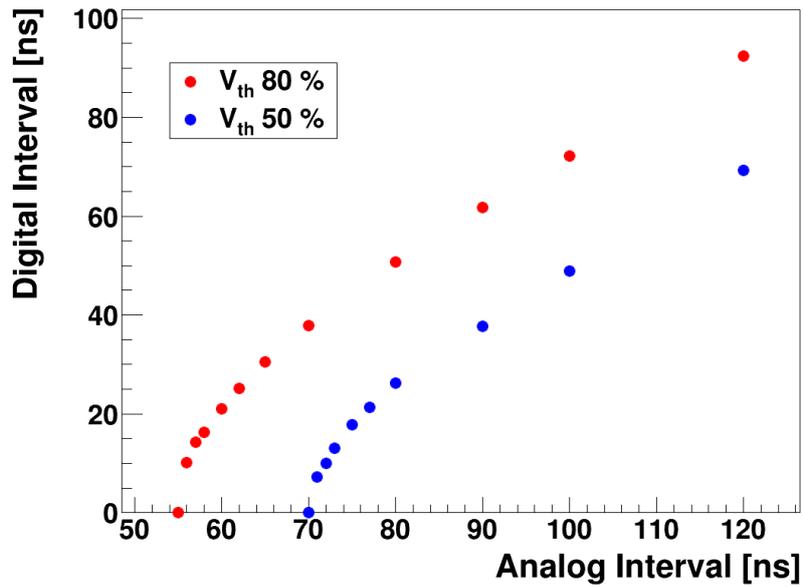


図 5.33 増幅率 Step 2 のパルスセパレーション結果。信号波高値は 70.39 mV。

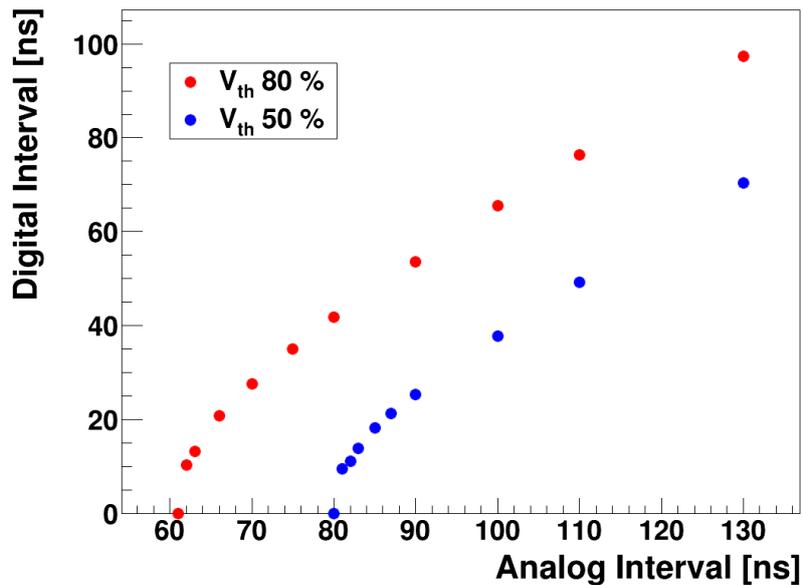


図 5.34 増幅率 Step 3 のパルスセパレーション結果。信号波高値は 80.87 mV。

と比べ MPPC の PDE は 2 倍以上あるので、単純計算で検出光子数が 2 倍以上に増えると考えると、4% が失われることは十分許容できる。しかしながら、あくまでこれは PDE のみを考えた結果であり、例えば放射線損傷等によりダークカウントレートが増えることや、アフターパルス<sup>\*10</sup>が存在することの影響が含まれていないため、先に述べた結果よりも悪化する可能性もあるが、一方で検出位置精度が向上することも考慮されていないため、この辺りも考慮したシミュレーション

\*10 MPPC による光子検出時に、出力パルスとは別に遅れて出力される信号。

表 5.5 ダブルパルスセパレーションの限界値

Step	閾値電圧	ダブルパルスセパレーション
Step 0	80%	39 ns
	50%	48 ns
Step 1	80%	48 ns
	50%	60 ns
Step 2	80%	55 ns
	50%	70 ns
Step 3	80%	61 ns
	50%	80 ns

を行いながら、この結果を ASIC の回路にも落とし込んで、設計条件を絞り込んでいくことが今後の課題となるであろう。

## 5.8 レジスタ構成

レジスタとは、2進数の数値を記憶させ、その数値を読み出せるようにした回路のことである。もう少しだけ詳しく述べると、レジスタにはフリップフロップ回路というものが用いられていて、フリップフロップの個数と同じビット数の2進数の数値を記憶しているようになっている。表 5.1 に示したように、TF01A64 は全部で 69 個のレジスタが搭載されている。このうち、読み出しチャンネルごとに設けられた LCR が 64 個、制御レジスタとして回路全体を制御する CCR が 1 個、また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<sup>\*11</sup>が 4 個ある。図 5.35 にレジスタ構成の概要図を示す。

図に示すように、順番としては、CCR-DAC(0)-DAC(1)-DAC(2)-DAC(3)-LCR(0)-LCR(2)-.....-LCR(62)-LCR(63) のように構成されている。レジスタはそれぞれ別々の役割を持っており、CCR や DAC レジスタは 8 ビット、LCR は 18 ビットのパラメータ設定が可能である。LCR については信号読み出し用のレジスタなので、レジスタ自体は 64 個すべて同様のものである。レジスタが同様ということはつまり、設定可能なパラメータは共通であるが、パラメータ設定はチャンネルそれぞれ個別で行う必要があることに注意が必要である。また、これまで基本回路構成等で示してきた、増幅率やオフセット調整などの設定はこの LCR のパラメータに該当する。以下に、各レジスタにどのようなパラメータがあるか簡単に述べるが、パラメータの詳細、あるいは設定方法等は付録 A の Operation Manual に載せてあるので、そちらを参照してほしい。CCR、DAC レジスタ、LCR のパラメータの説明をそれぞれ、表 5.6、表 5.7、表 5.8 に示す。

<sup>\*11</sup> 回路全体で共通に用いられることは同様であるが、パラメータ設定と電圧生成という機能の違いから CCR とは区別している。

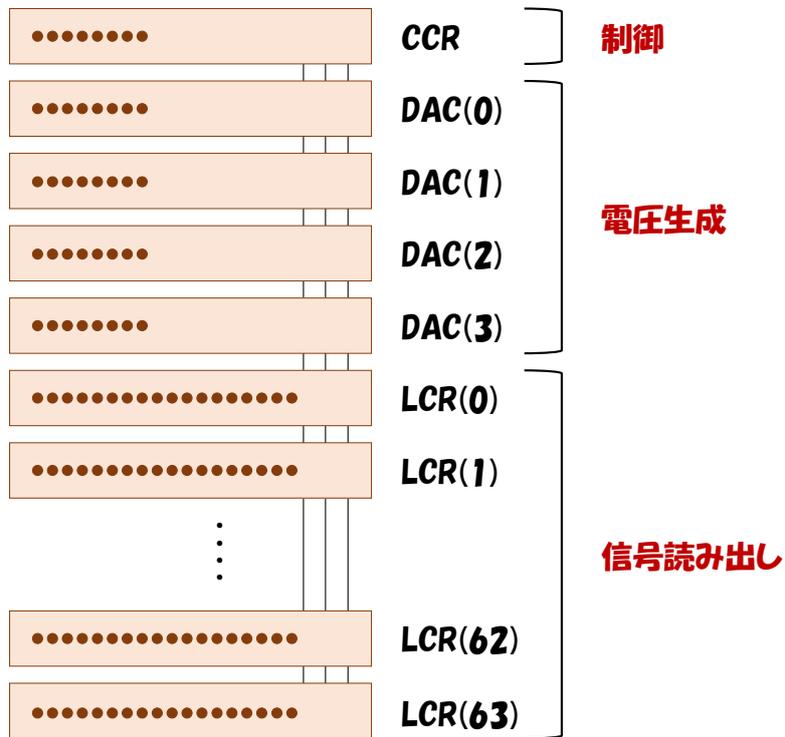


図 5.35 レジスタ構成

表 5.6 CCR の設定パラメータ

ビット番号	パラメータ説明
0,1	アナログ信号のモニター位置決定
2	High/Low Gain Mode の切り替え
3,4	バイアス電流の調整
5-7	PZC における抵抗値調整

表 5.7 DAC レジスタの設定パラメータ

DAC 番号	パラメータ説明
0	トリガー生成のための閾値電圧を生成
1	テストパルスの振幅用の電圧を生成
2	比較器出力のドライブ機能を制御する信号を生成
3	MPPC の増幅率を制御するための基準電圧を生成

表 5.8 LCR の設定パラメータ

ビット番号	パラメータ説明
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	(空き)
15	比較器出力の選択 (閾値型 or OneShot 型)
16	テストパルスの入力の無効化
17	比較器の動作無効化

ここで一つだけ言及しておきたいことは、表 5.7 に示したように、TF01A64 にはテストパルスを発生させる機能が備わっているということである。テストパルスは MPPC 等のアナログ入力を供給せずとも、そのタイミングのみを与えてあげるだけで、TF01A64 の回路内部で疑似信号を発生させることができる。これは、各レジスタへのパラメータの書き込みを確かめることができるだけでなく、増幅器やオフセット調整回路、比較器などがきちんと機能しているかどうかを簡易的に確認できるという点で、非常に有用である。また、表 5.8 でテストパルスの入力の無効化があるのは、テストパルス発生のためのタイミング信号を与えると 64 チャンネル分すべての回路でテストパルスが発生するからである。次章では、このテストパルスを用いた ASIC の動作確認を行ったことについて述べる。

## 第 6 章

# TF01A64 用評価ボードの製作

MPPC 用 ASIC として制作した TF01A64 は完成したが、これが実用に耐えうるのかを検証する必要がある。この章では、TF01A64 用の評価ボードの製作とテストパルスを用いた動作確認について述べる。

### 6.1 ASIC 評価ボードの設計

5 章で述べてきた MPPC 用 ASIC、TF01A64 は図 6.1 に示すようにパッケージ済みで完成した。作成した個数は全部で 6 個である。5 章で述べたように TF01A64 のピン数は全部で 202 ピン必要であるが、現状このチップ自体がプロトタイプであるため、パッケージ化の都合上 160 ピンタイプのもが使用されている。使われていないピンは、24 個のアナログ入力ピンと、これに対応した 24 個のデジタル出力ピンになっている。つまり、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、24 チャンネル分は接続されておらず、40 チャンネル分が使用できる。

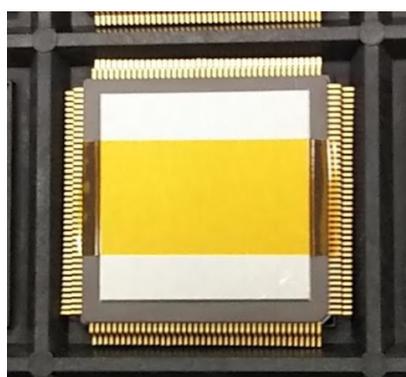


図 6.1 パッケージ済み TF01A64

このようなパッケージされた ASIC は、これだけでは何の意味も持たず、例えばアナログ信号やパラメータ設定のためのパターン信号を送ったり、駆動用の電源供給などを行う必要がある。したがって、この TF01A64 の性能を評価するための TF01A64 用テストボードを作成した。TF01A64

とその評価ボードの製作スケジュールを表 6.1 まとめた。

表 6.1 TF01A64 及びその評価ボード開発のタイムライン

日付	内容
2019/12/13	デザインレイアウト依頼 (デジアンテクノロジー)
2020/8/19	サブミット (シリコンソーシアムから TSMC Cyber Shuttle* <sup>1</sup> 経由)
2020/10/3	パッケージ済み TF01A64 納品
2020/10/9	TF01A64 用評価ボード作成依頼 (ジー・エヌ・ディー)
2020/11/13	評価ボード納品

図 6.2 に示すのが、製作した評価ボードである。製作はジー・エヌ・ディー (有) に依頼した。ジー・エヌ・ディー (有) は、SA03 用の評価ボードや、後述の PTS モジュール等の製作も依頼した会社である。評価ボードの中央に、ねじ止めによってパッケージ済みの TF01A64 を取り付けられるようになっている (図 6.3)。

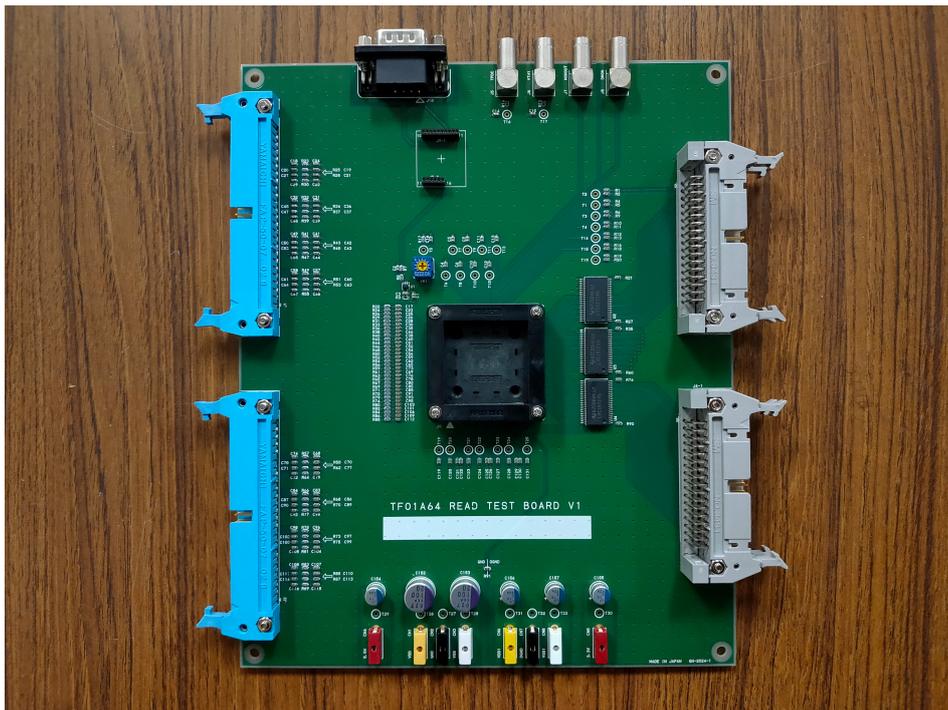


図 6.2 TF01A64 用評価ボードの外観

以下、簡単に評価ボードの各種機能や回路等について述べる。図 6.4 に評価ボード設計の説明図を示す。図 6.2 も合わせて参照してほしい。説明のため、各部品やパーツに J0 から J7 までの番号を付けた。

\*<sup>1</sup> ひとつの半導体素子製造に複数の顧客がそれぞれの回路を構築して、コストの分担を行なう仕組み



図 6.3 評価ボードへ TF01A64 を取り付けました様子。左がねじ止め前で、右がねじ止め後。

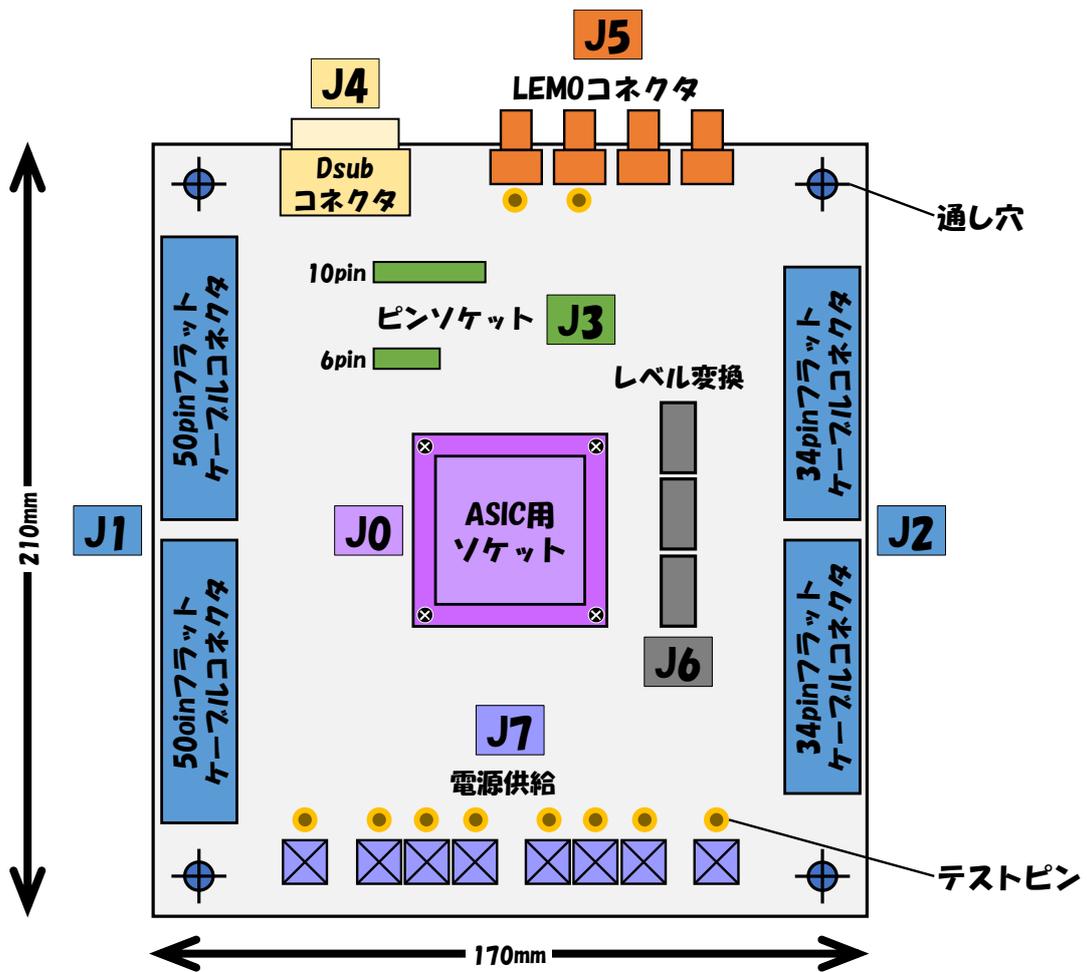


図 6.4 評価ボード設計の説明図

ボード中央の J0 は、TF01A64 装填のための QFP(Quad Flat Package)\*<sup>1</sup>用ソケット (IC149-160-023-B5) である。上で述べたように、TF01A64 のパッケージは 160 ピンになっていて、そのためソケットもこれに合わせて 160 ピンのものが使用されている。

ボード左側の J1 は 50 ピンのフラットケーブルコネクタ (FAP-50-07#2) で、2 つ同様の物が設置されている。このコネクタは MPPC を接続するためのコネクタである。

ボード右側の 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 が接続され、TF01A64 のパラメータ設定のための信号を送ったり、また TF01A64 内部でデジタル化された信号を受信し、処理を行ったりする。

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 (851-87-010-10-001101, 851-87-006-10-001101) である。このソケットには、MPPC 用のための駆動電源 (C11204-01)[46] が装着される。図 6.5 に MPPC 用駆動電源の図を示す。



図 6.5 MPPC 用電源 C11204-01

J4 は、9 ピンの RS232\*<sup>2</sup>ケーブルが接続される Dsub コネクタ (A-DS 09 A/KG-T2) である。これらのコネクタとケーブルは評価ボードと PC を繋ぐためのもので、PC を用いて上記で示した MPPC 用駆動電源の出力電圧を制御する。

J5 は 4 つの LEMO コネクタである。TF01A64 には、DAC による生成電圧やアナログ信号やデジタル信号をモニタするピンが存在するため、これらをオシロスコープなどで見るために、LEMO コネクタが搭載されている。

J6 は、電圧を変更するためのレベル変換のチップ (SN74LVC16T245) である。TF01A64 内部で使用されるデジタル信号の電圧は 1.65 V であるが、FPGA で使用される信号は 3.3 V であるため、TF01A64 からの信号を 3.3 V へ変換するためのものである。

J7 は TF01A64 への電源供給のためのアナログ電源 (+1.65 V/0 V/-1.65 V) やデジタル電源 (+3.3 V, +1.65 V/0 V/-1.65 V) の端子や、J3 で述べた MPPC 用電源を駆動するための電源 (+5.0 V) の端子である。

その他、スペーサーを取り付けるための通し穴や、デジタルマルチメーター等で評価ボード内の

\*<sup>1</sup> 半導体のパッケージの一種

\*<sup>2</sup> シリアル 2 進化データ交換を使ったデータ端末装置 (DTE) とデータ通信装置 (DCE) 間のインターフェース

様々な場所の電圧を見るためのテストピンが搭載されている。

## 6.2 テストパルスを用いた動作確認

TF01A64 には、テストパルスの生成機能が備わっている。この節では、テストパルスを用いた TF01A64 及びその評価ボードの動作確認を行った結果について述べる。

### 6.2.1 実験セットアップ

図 6.6 はテストパルスによる動作確認の実験セットアップである。信号としてはテストパルスのみを用いているため、MPPC を始めとした光検出器は使用していない。

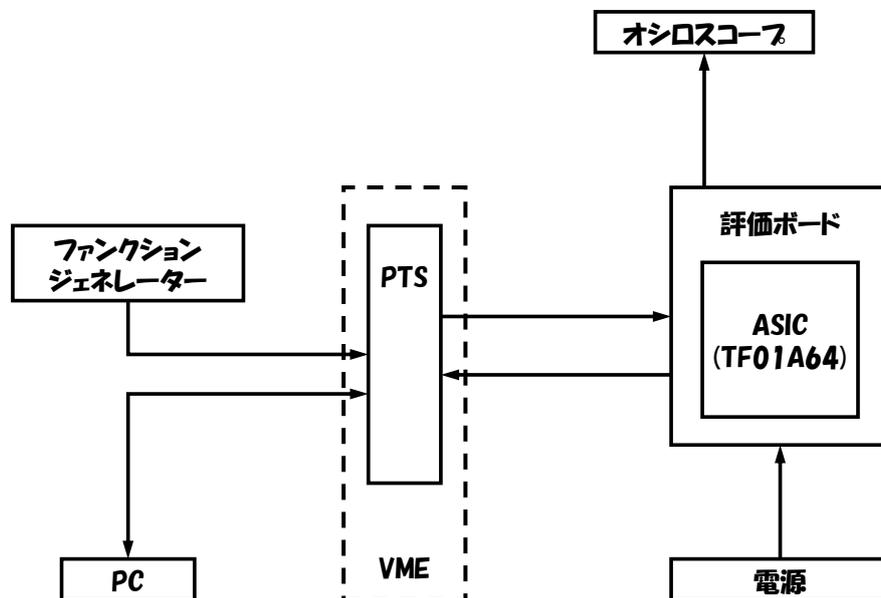


図 6.6 テストパルスを用いた動作確認のセットアップ

PTS は VME で動作するモジュールで、Belle 実験のトリガー用ボードとして開発された他、HAPD 用 ASIC の信号読み出しのテスト等にも利用されたものである [47]。図 6.7 に PTS モジュールの外観を示す。この PTS モジュールには XILINX 製の FPGA が載っている他、6 つの LEMO コネクタと、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。フラットケーブルコネクタは 34 ピンのうち 18 ピンはグラウンド接続なので、実質使用できるピンは 16 ピンである。今回の TF01A64 の評価にもこの PTS モジュールを用いて、搭載されている FPGA のソフトやファームウェアを修正することで使用した。役割としては、各レジスタへのパラメータの書き込みや読み出し、また後述のファンクションジェネレーターをトリガーとした、テストパルス発生のための信号出力などである。

ファンクションジェネレータは、テストパルスのタイミングを決定する役割を持っている。ファンクションジェネレータから PTS モジュールへ NIM レベル ( $-0.8\text{ V}$ ) の任意の信号幅をもつ信号



図 6.7 PTS モジュール

を入力することで、PTS モジュールから  $10 \mu\text{s}$  の  $3.3 \text{ V}$  矩形波が出力されるように設定している。この矩形波の立ち上がりのタイミングで、TF01A64 はテストパルスが発生させる。なお、立ち下がり部分でも立ち上がり時と極性が逆のパルスが発生してしまうため、矩形波の信号幅はテストパルスの信号幅に対して十分長く取っている。

オシロスコープは、上記のように TF01A64 内部の DAC による生成電圧やアナログ信号やデジタル信号を見るためのものである。ここでは、テストパルスとそれをデジタル化した信号、また閾値電圧を見ている。

動作確認の項目は以下の 4 つである。

1. 増幅器 1 の 4 通りの増幅率調整
2. オフセット調整
3. 閾値電圧の調整
4. 比較器によるデジタル化

以上をテストパルスを用いて確認することとする。

## 6.2.2 実験結果

この項ではテストパルスを用いた動作確認の実験結果を示す。なお、実験結果はすべて Low Gain Mode での結果である。

### 増幅率調整

まずは増幅率調整の動作確認で、図 6.8、図 6.9、図 6.10、図 6.11 にその結果を示す。

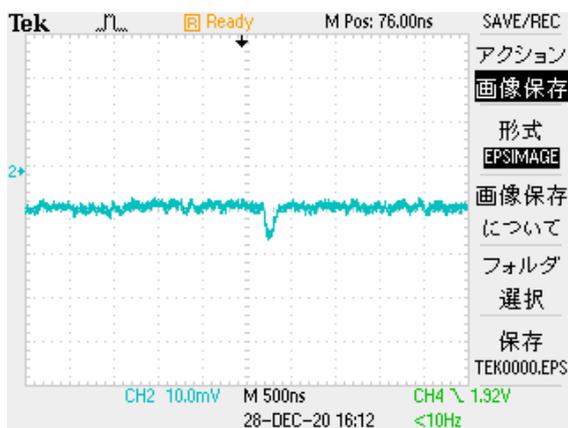


図 6.8 増幅器 Step 0 におけるアナログ信号のモニター波形

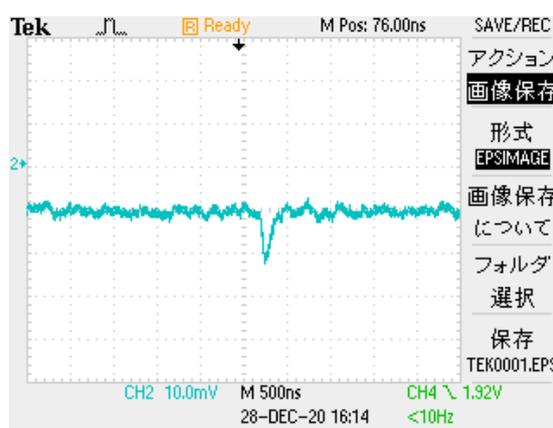


図 6.9 増幅器 Step 1 におけるアナログ信号のモニター波形

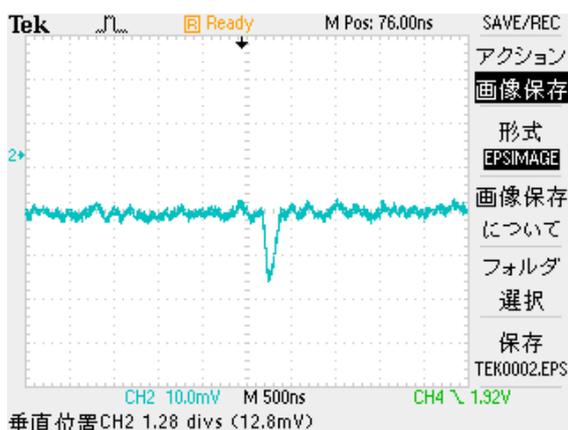


図 6.10 増幅器 Step 2 におけるアナログ信号のモニター波形

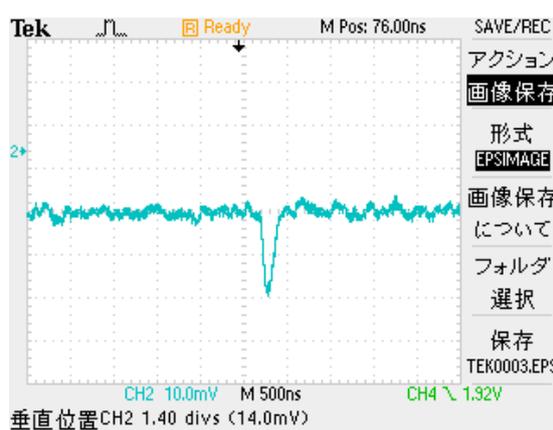


図 6.11 増幅器 Step 3 におけるアナログ信号のモニター波形

Step 0 は増幅器 1 の増幅率が最小、Step 3 は増幅率が最大を示している。なおモニター位置は、増幅器 2 の後である。図に示したように、4 通りの増幅率に設定できることが確認できた。ただし、ベースラインの位置も 4 パターンで少しずつずれていることも確認できる。

## オフセット調整

次にオフセット調整回路の動作確認である。増幅率の設定は最大 (Step 3) である。まずはオフセット調整なしの場合の波形を図 6.12 に示す。

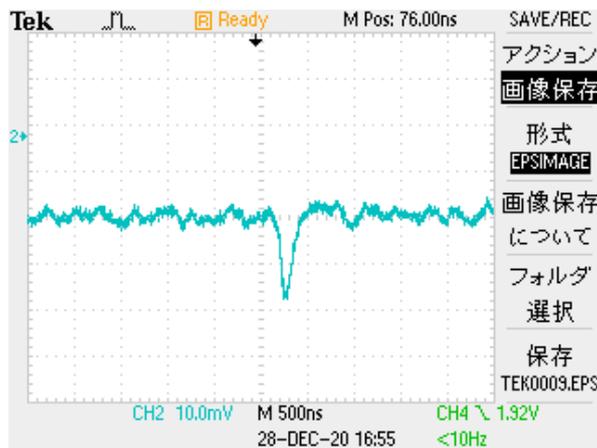


図 6.12 オフセット調整なしの波形図

以下に示す波形においては、この波形を基準としたときのベースラインのズレをオフセットとする。また、ここでは例として全部で 4 パターンのオフセット調整後の波形を示す。図 6.13 から図 6.16 がその結果である。

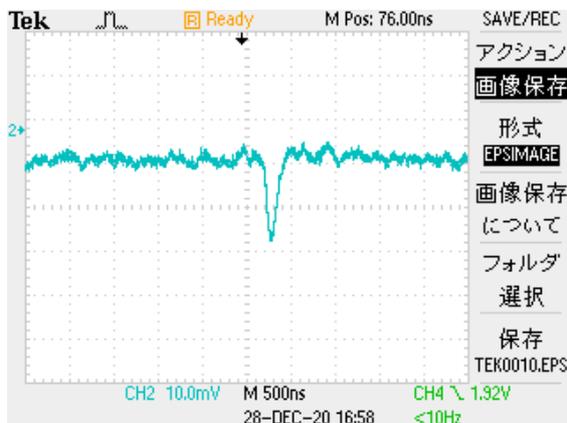


図 6.13 オフセット調整 Step 8 におけるアナログ信号のモニター波形 (+10 mV)



図 6.14 オフセット調整 Step 136 におけるアナログ信号のモニター波形 (-10 mV)

Step のうち、0 から 127 はプラス方向、128 から 255 はマイナス方向のオフセット調整にあてられているので、Step 136 は言うなればマイナス方向の Step 8 に対応する。また、横に並べた 2 つの波形は、プラス方向とマイナス方向のオフセットの絶対値が同じになるようなパターンとなっている。以上 4 つのオフセット調整のどのパターンでもきちんと調整できていること、またプラ

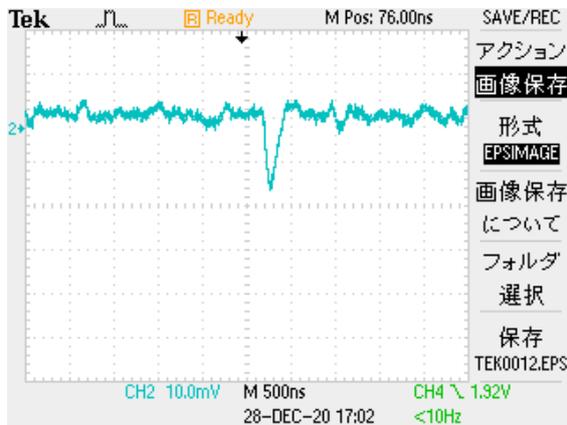


図 6.15 オフセット調整 Step 15 におけるアナログ信号のモニター波形 (+20 mV)

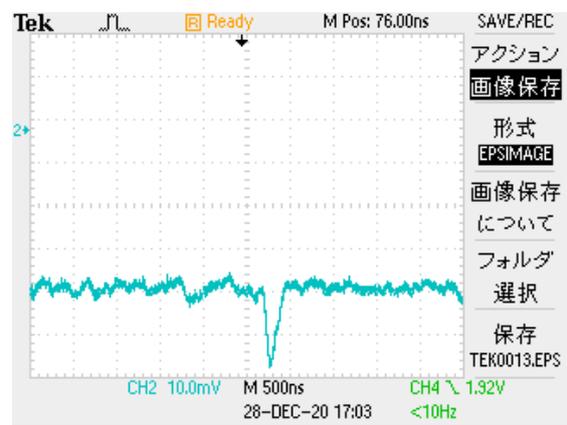


図 6.16 オフセット調整 Step 143 におけるアナログ信号のモニター波形 (-20 mV)

ス方向とマイナス方向で大きな違いがないことが確認できた。ただし図 6.15 と図 6.16 を見ると、Step 15 と Step 143 においてオフセット調整の絶対値は約 20 mV であったが、これは 5 章で示した T-Spice シミュレーションの結果 (Step 15: +32 mV、Step 143: -38 mV) とは異なって、小さく設定された。

### 閾値電圧調整

5.8 節で述べたように、TF01A64 は DAC レジスタの設定により閾値電圧の設定が可能である。オフセット調整回路と同様に、DAC レジスタに割り当てられた 8 ビットのうち、最上位ビットが符号の決定に当てられていて、残りの 7 ビットが絶対値を決める。つまり 255 通りの閾値電圧の設定が可能である。値電圧調整についても先ほどのように 4 パターンの調整を示すことにする。図 6.17、図 6.18、図 6.19、図 6.20 がその結果である。

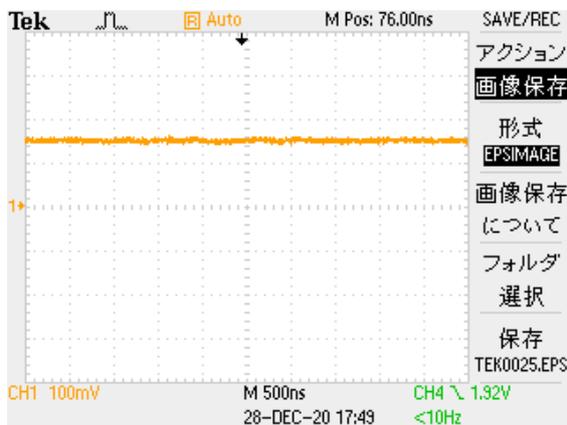


図 6.17 Step 63 における閾値電圧

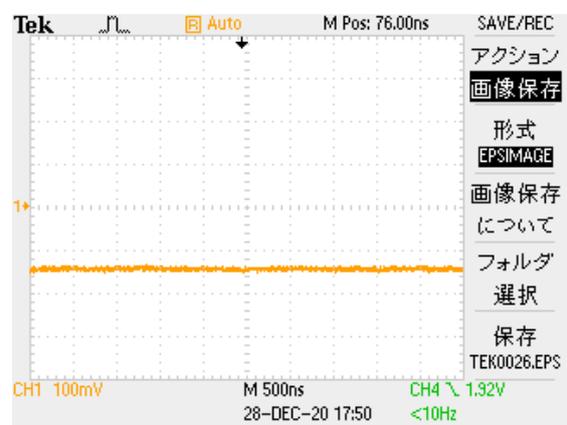


図 6.18 Step 191 における閾値電圧

閾値電圧についても、プラス方向とマイナス方向で大きな違いがないことも含め、きちんと設定

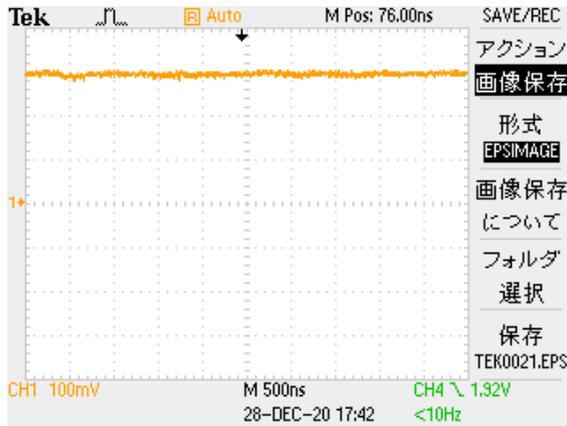


図 6.19 Step 127 における閾値電圧



図 6.20 Step 255 における閾値電圧

できることが確認できた。また、閾値電圧については評価ボード上にテストピンが用意されているため、これらの値を測定することができる。図 6.21 に上記の 4 パターンを含めた 10 パターンについて、その閾値電圧グラフにした。また、その時のテストピンから読み取った値を表 6.2 にまとめた。

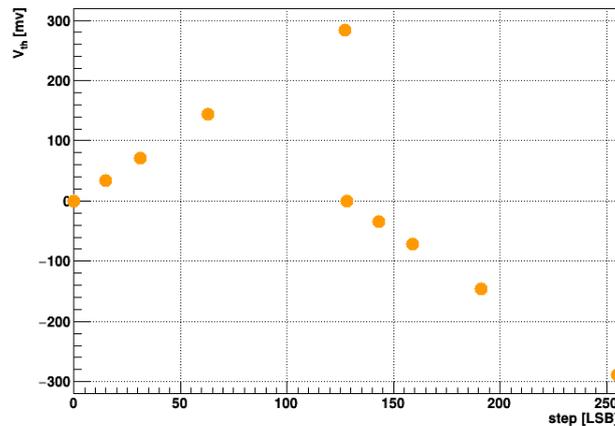


図 6.21 閾値電圧の 10 通りの設定値のグラフ

Step は閾値設定のパターンを表しており、Step 0 と Step 128 がそれぞれ +0 mV と -0 mV の閾値電圧設定に対応している。

### 比較器によるデジタル化

最後に、比較器によるデジタル化である。閾値電圧は約 -30 mV で設定している。デジタル信号のモニターは、回路の都合上極性が反転していることに注意してほしい。測定の結果を 6.22 に示す。

水色の波形がテストパルスを表しており、紫色の波形がデジタル化した信号を表している。な

表 6.2 閾値電圧の設定値

Step	閾値電圧 [mV]
Step 15	34.7
Step 31	71.4
Step 63	143.7
Step 127	284.6
Step 143	-34.7
Step 159	-72.3
Step 191	-146.0
Step 255	-289.0

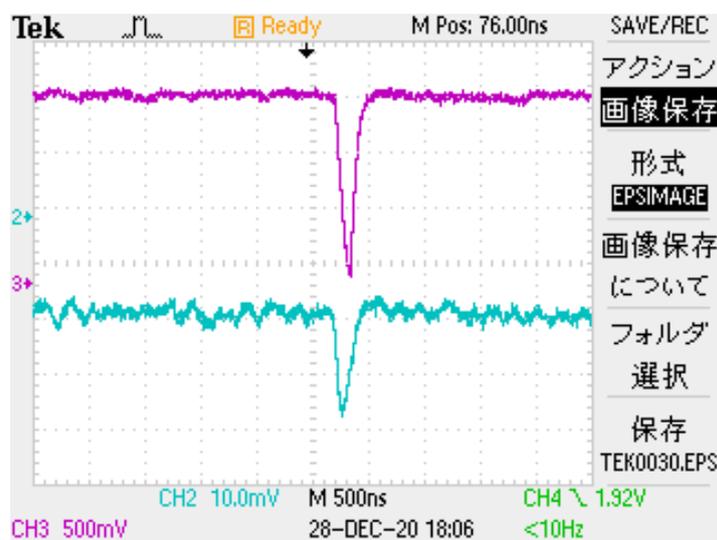


図 6.22 テストパルス (水色) とそのデジタル化後の信号 (紫)。デジタル信号の波高は 1.65 V。

お、増幅率の設定は最大 (Step 3) で、オフセット調整はなし (Step 0) である。これもモニター信号であることの都合上、デジタル信号がかなりなままっているように見えるが、しっかりと電圧値 +1.65 V で出力されていることは確認できる。

## 第7章

# まとめと今後

Belle II 実験は重心系エネルギー 10.58 GeV の電子・陽電子衝突型加速器実験で、B 中間子や  $\tau$  レプトンなどの崩壊を観測することを通して、標準模型を超える新物理現象を探索している。

電子・陽電子ビームの衝突点を囲むように設置されている Belle II 測定器は、役割によって最適な動作原理の装置を組合わせた複合型検出器であり、各検出器で測定したデータを組み合わせることで崩壊過程の精密測定を行っている。Belle II 測定器の前方エンドキャップ部に位置している ARICH 検出器は、主に荷電  $K/\pi$  中間子の識別という役割を担っており、輻射体としてシリカエアロゲル、光検出器として HAPD が用いられたリングイメージ型チェレンコフ検出器である。

現状、HAPD は ARICH 用の光検出器として十分な性能を発揮しているものの、今後 10 年間に及ぶ実験期間において想定外の故障などが発生する可能性がある。その代替候補として、MPPC の使用が検討されており、その特性を理解すると共に、様々な特性の違いから信号読み出し回路についても新たなシステムの開発が必要になった。

本研究では、信号読み出し回路のなかでも光検出器からのアナログ信号のデジタル化を担当する ASIC を開発した。ARICH 検出器のための MPPC 用 ASIC のプロトタイプとして開発された TF01A64 は、全部で 64 チャンネルの信号読み出しが可能であり、主な回路構成として増幅器-波形整形器-増幅器-オフセット調整-比較器を持つ。これら各回路の基本性能や回路雑音などの見積もりの他、高いダークカウントレートを持つ MPPC を用いる上で重要な要素であるダブルパルスセパレーションの検証を、T-Spice と呼ばれる回路シミュレーターを用いて検証した。ダブルパルスセパレーション能力は、限界値で 39 ns であった。

MPPC 用 ASIC として開発した TF01A64 は完成したが、これが実用に耐えるかどうか検証する必要がある。これを確かめるため、TF01A64 性能評価のための評価ボードも作成した。本研究では、TF01A64 の機能として搭載されているテストパルスを用いて、TF01A64 及び評価ボードの動作確認を行った。確認項目としては、4 通りの増幅率、オフセット調整機能、閾値電圧調整機能、比較器によるデジタル化である。以上 4 つの項目を、TF01A64 のモニターピンを通して確認し、想定通り動作していることを確かめることができた。

今後はテストパルスではなく、実際に MPPC を用いて信号読み出しを行うとともに、デジタル化した信号を FPGA で処理するシステムを構築することがまず必要となる。特に、多チャンネル

の同時読み出しと、実機でのダブルパルスセパレーション能力の検証は重要な測定項目である。また、MPPC の特性の理解を進めたうえで、放射線耐性や本研究のダブルパルスセパレーションの結果もあわせて、今後の回路設計に落とし込んでいく事が課題となる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、大変多くの方々に支えていただきました。ここに深く感謝の意を表します。

まず、角野秀一教授、汲田哲郎助教授、そして今年度前期まで特任教授として着任なさっておりました住吉孝行先生に感謝を申し上げます。特に角野先生には、日々の研究の助言や学会等での発表機会を頂いたり、スライドや英語の添削まで本当にお世話になりました。汲田先生や住吉先生にも、研究やスライド作成についてアドバイスや有意義なコメントをたくさんいただきました。3人の先生方の本当に熱心なご指導ご鞭撻により、本論文を書き上げることができました。重ねて感謝申し上げます。

また、浜津良輔客員准教授、千葉雅美客員助教授、今野智之さん、岩田修一さんにもお礼を申し上げたいと思います。浜津先生と千葉先生には日ごろの研究生生活において、今野さんと岩田さんには ARICH での作業、会議など様々な場面でご指導頂きました。

それから、JAXA の池田博一先生、KEK の西田昌平先生にも大変お世話になりました。本研究があるのは、池田先生の強力なお力添えによるものであり、研究の指針を頂いただけでなく、アナログ回路についての幅広い知識をご教授頂きました。西田先生には、ARICH グループでの活動を中心に、たくさんの指導や助言を頂きました。本研究がより良いものになったのは西田先生のおかげです。誠にありがとうございました。

学生生活においては、たくさんの友人たちとの出会いに恵まれ、大きな刺激と笑いを提供してもらいました。同期の在原拓司くん、三宅響くんとは学部生のころから共に学び、研究室に所属してからも日ごろから研究やくだらない話をたくさんして、本当に楽しい生活を送ることができました。また、安藤くん、大島さん、朴くん、渡辺くん、岩城さん、片桐さん、本橋くんにも同じ研究室のメンバーとして大変お世話になり、研究生生活がより楽しいものになりました。本年度9月に博士後期課程を修了なさいました米永匡伸さん(現東京理科大学石塚研究室 PD)にも、感謝を申し上げます。同じ実験グループというだけでなく、学生生活においても同じ研究室の頼れる先輩として大変お世話になりました。さらに Belle II Japan Student の皆様にも B2GM や勉強会などを通して、研究や KEK での生活をたくさん助けていただきました。とても全員の名前を挙げることはできませんが、特に東京大学の古井孝侑くんとは、測定を一緒に行ったり、お互いに協力し切磋琢磨しながら研究を進めることができたと思っております。改めて感謝いたします。

カルディコーヒーファームならびに株式会社キャメル珈琲様にも感謝を申し上げないわけにはい

きません。豊かな研究生を送るにあたり、貴社の多種にわたるコーヒーを愛飲させていただきました。深くお礼申し上げます。

最後になりましたが、生活面、経済面、ありとあらゆる場面で私を支えてくれた両親へ、面と向かっては言えませんがこの場を借りまして感謝を伝えさせていただきたいと思います。浪人生活、大学そして大学院修士と自分の決めた道に対して、温かく見守り続けてくれて本当にありがとうございました。

2021年1月8日

鶴藤 昌人

## 付録 A

# TF01A64 Operation Manual

TF01A64 は ARICH への使用が検討されている MPPC 用 ASIC として設計されたものであり、以下に挿入するスライドには TF01A64 に関する共通事項を記載した。

# ASIC for MPPC TF01A64 Operation Manual

Tokyo Metropolitan University  
Masato Tsurufuji

Operation Manual

1

## はじめに

TF01A64はARICHへの使用が検討されているMPPC用ASICとして設計されたものであり、このスライドはTF01A64に関する共通事項を記載してある。

対象のMPPCは以下である。

①S13361-3075AE-08 <HAMAMATSU>

[https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s13361-3050\\_series\\_kapd1054e.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s13361-3050_series_kapd1054e.pdf)

②S14160 Series (-1315PS) <HAMAMATSU>

[https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s14160-1310ps\\_etc\\_kapd1070e.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s14160-1310ps_etc_kapd1070e.pdf)

詳細は後述するが、S13361-3075AE-08では「Low Gain Mode」を、S14160-1315PSでは「High Gain Mode」を用いる。

ここでいうHigh/LowはASICにおけるゲインを表しているので注意したい。

なお、ASICの製造プロセスはTSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Company、台湾積體電路製造) の 0.35 $\mu$ m Mixed Modeを用いている

Operation Manual

2

# 電氣的仕様

## アナログ電源

VDD : +1.65V

Gnd : 0V

VSS : -1.65V

## デジタル電源

VDD1 : +1.65V

DGND : 0V

VSS1 : -1.65V

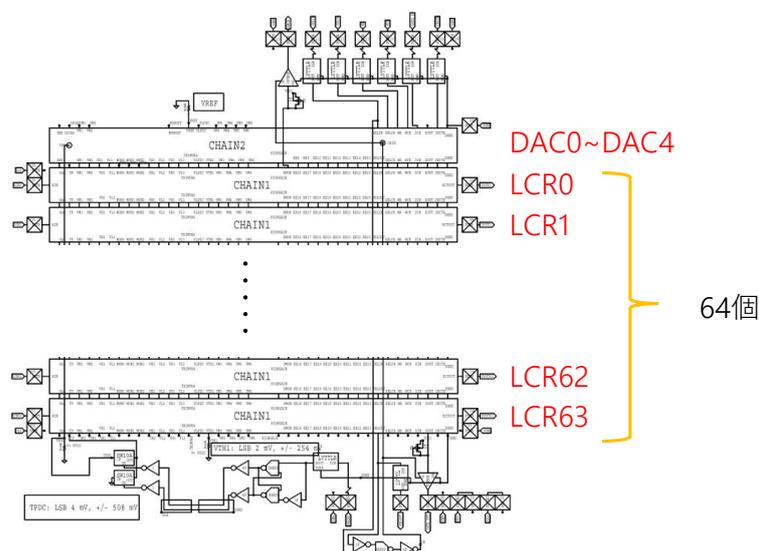
I/Oインターフェースについては後述

## レジスタ構成①

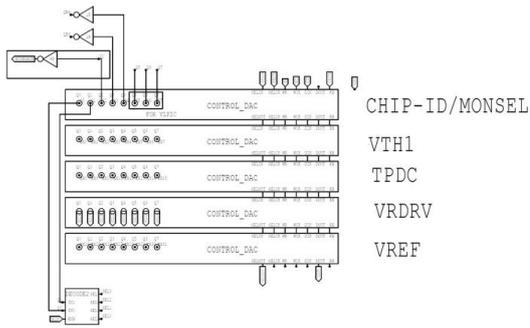
チップ全体で共通に用いられる5種類のDACレジスタと、64の信号チャンネルごとに設けられたLCR (Local Control Resister)がある。

具体的には、

DAC0>>DAC1>> … >>DAC4>>LCR(0)>> … >>LCR(62)>>LCR(63)  
のように構成されている。



# レジスタ構成②



DAC0は、CCR(Central Control Resister)として用いる

DAC1は、VTH1(トリガー生成のための閾値電圧)を生成

DAC2は、TPDC(テストパルス用の振幅)を生成

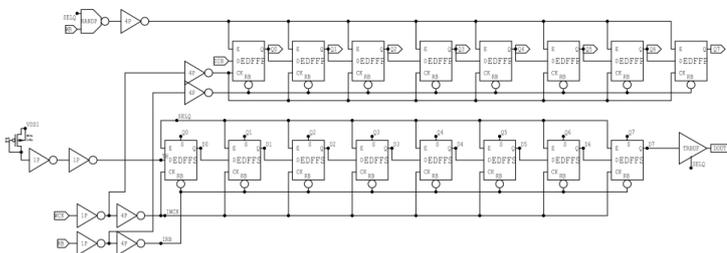
DAC3は、VRDRIVE(コンパレータ出力のドライブ機能を制御する信号)を生成

DAC4は、VREF(AIN部の電圧を經由してMPPCのゲインを制御するための基準電圧)を生成

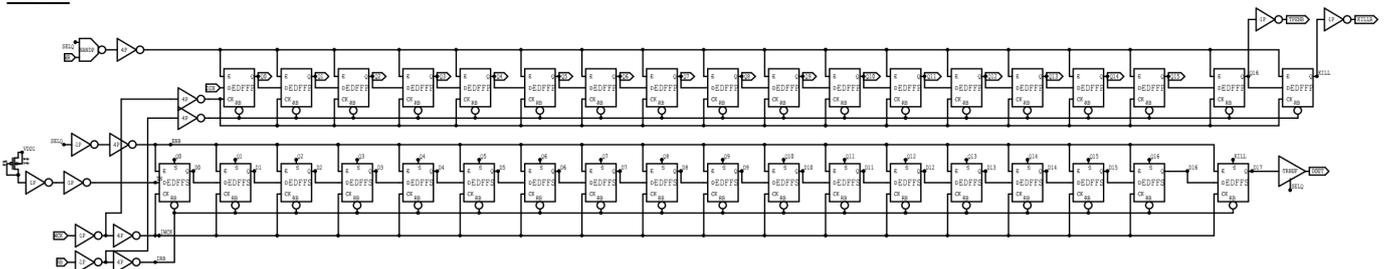
# レジスタ構成③

DACは8ビット、LCRは18ビット用意されていることに注意したい

## DAC

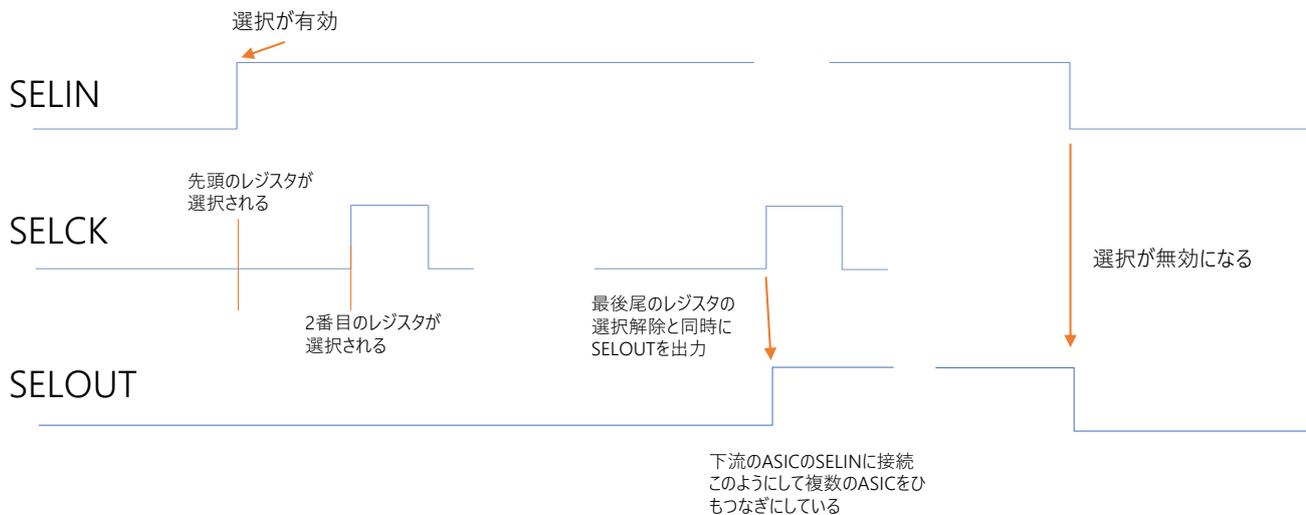


## LCR



# レジスタ選択方式

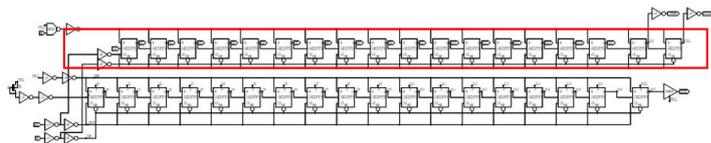
関連する信号は、SELIN、SELCK、SELOUTである



Ex.  
SELCK5個でLCR(0)が選択  
SELCK69個でSELOUTが出力

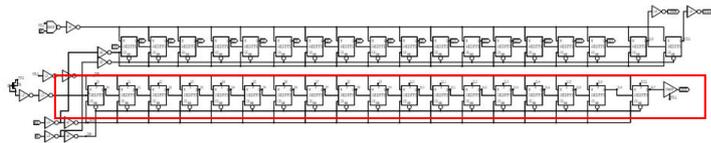
# レジスタ書き込み方式

関連する信号は、SELIN、SELCK、WR、WCK、DINである

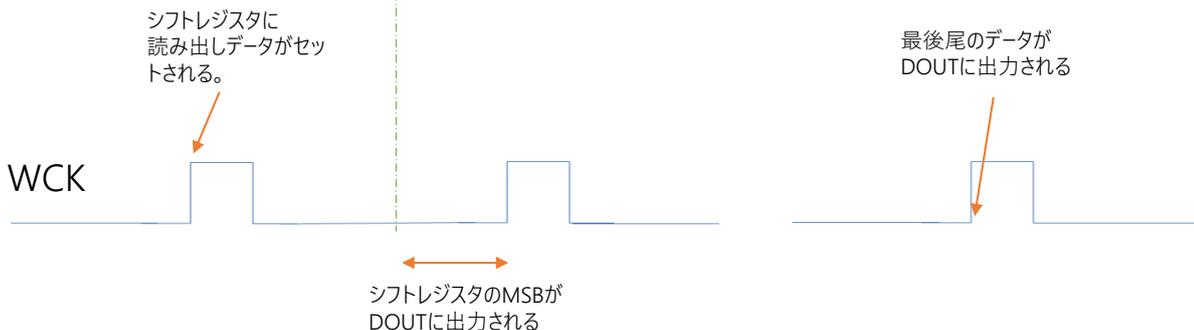


# レジスタ読み出し方式

関連する信号は、SELIN、SELCK、WCK、DOUTである

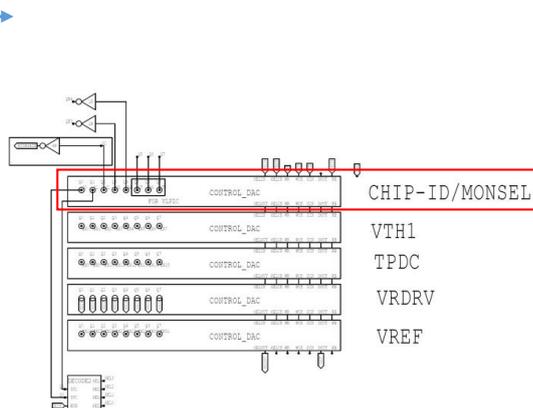
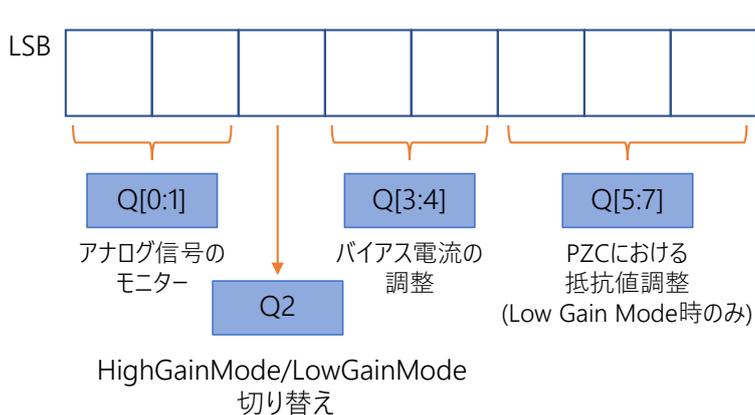


レジスタ  
選択信号



## CCRの内訳 (CCR=DAC(0))

ビット	パラメータ名	説明
Q[0:1]	AMON	アナログ信号のモニター
Q2	Mode	High/Low Gain Modeの切り替え
Q[3:4]	IBias	基準電流(バイアス電流)の調整
Q[5:7]	PZC	PZC回路における抵抗値の調整

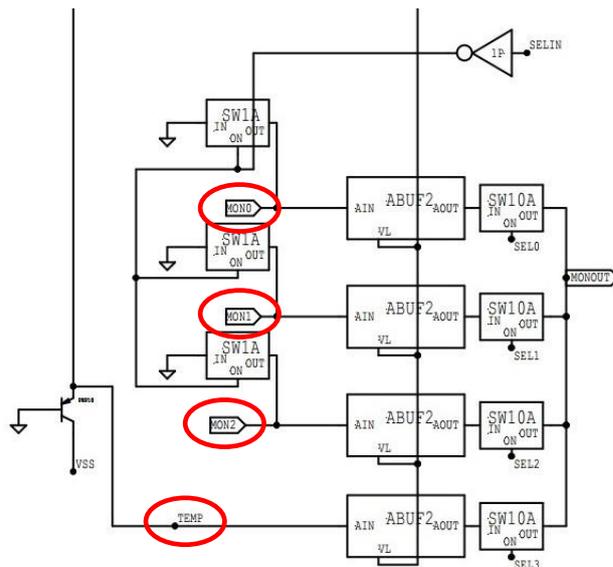


# アナログ信号のモニター

Q[0:1]

AMON

アナログ信号のモニター



MON0 -- >> BUFOUT

MON1 -- >> AOUT

MON2 -- >> COMPIN

MON3 -- >> 温度計(pnp トランジスタのベース・ゲート間の電圧) -- >>  $\sim 0.7\text{ V}$ ,  $\sim -2\text{ mV/degree}$

Operation Manual

11

## DACの内訳

### DAC(1)

EX[0:7]

VTH1(トリガー生成のための閾値電圧)を生成

### DAC(2)

EX[8:15]

TPDC(テストパルス用の振幅)を生成

### DAC(3)

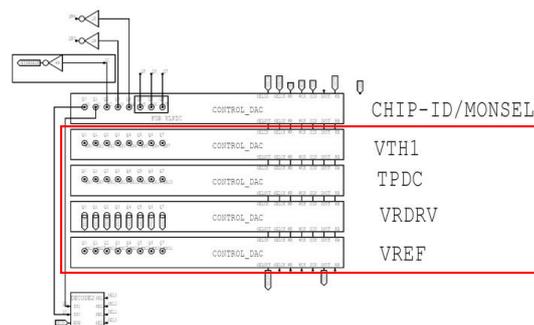
EX[16:23]

VRDRIVE(コンパレータ出力のドライブ機能を制御する信号)を生成

### DAC(4)

EX[24:31]

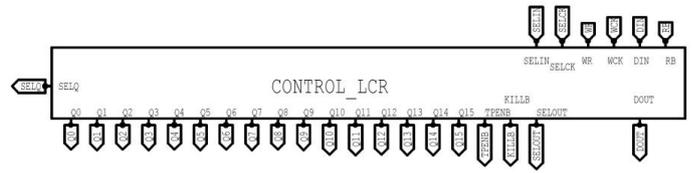
VREF(AIN部の電圧を経由してMPPCのゲインを制御するための基準電圧)を生成



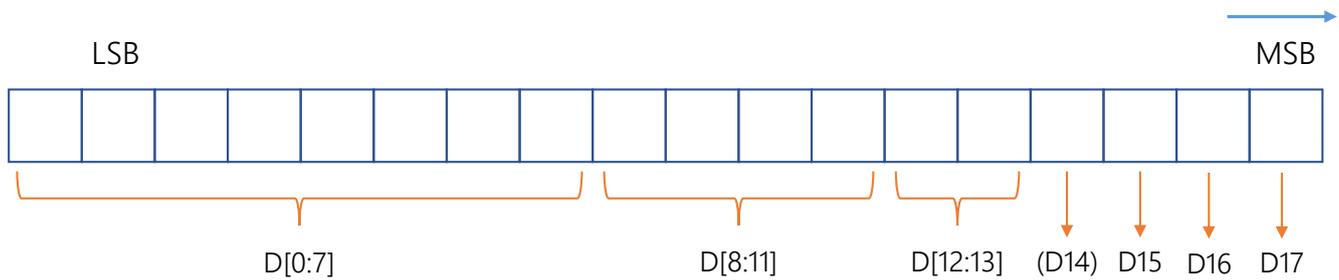
Operation Manual

12

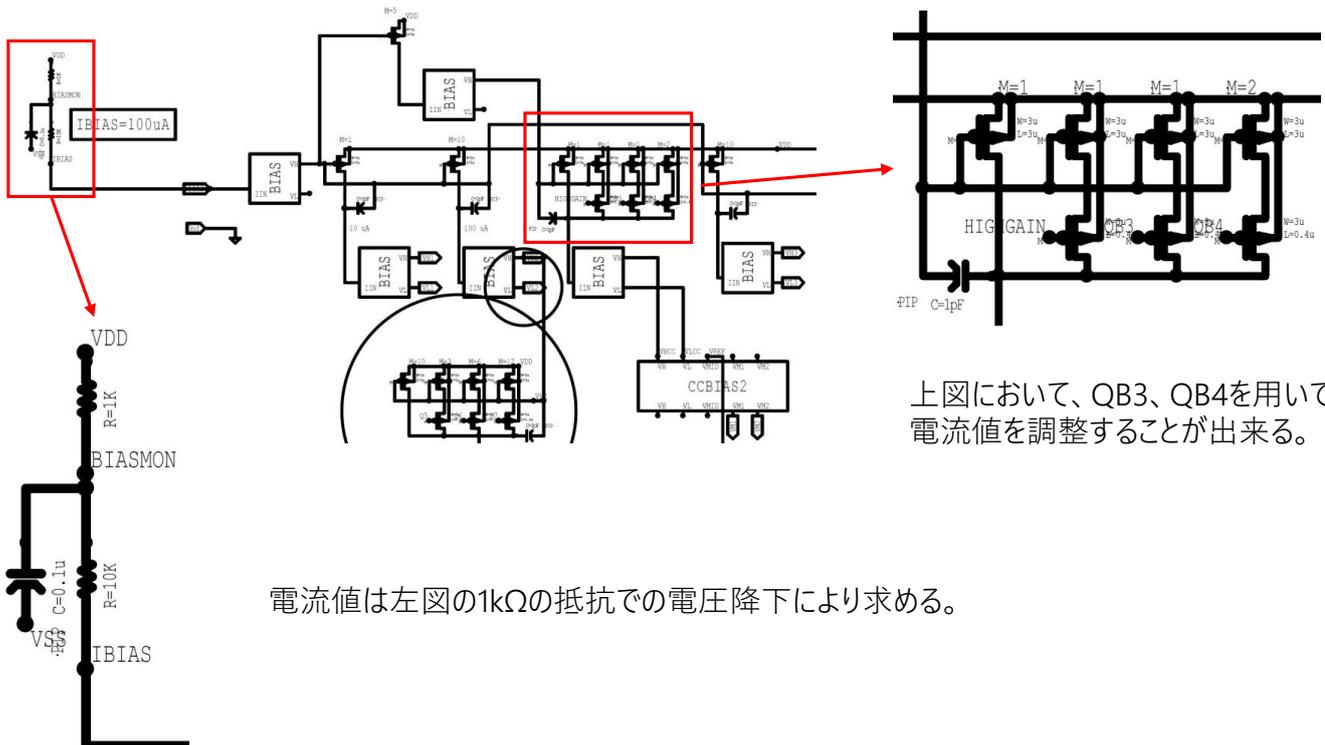
# LCRの内訳



ビット	パラメータ名	説明
D[0:7]	Offset	オフセット調整(D7が符号、D[0:6]が絶対値)
D[8:11]	IBIAS	漏れ電流回路のバイアス電流調整
D[12:13]	Gain	ゲイン調整
(D14)	NC	---
D15	COMP	DIN出力の信号幅の選択(1設定で20ns出力)
D16	TPENB	テストパルスの入力の無効化
D17	KILLB	コンパレーターの動作の無効化



# 基準電流の発生回路



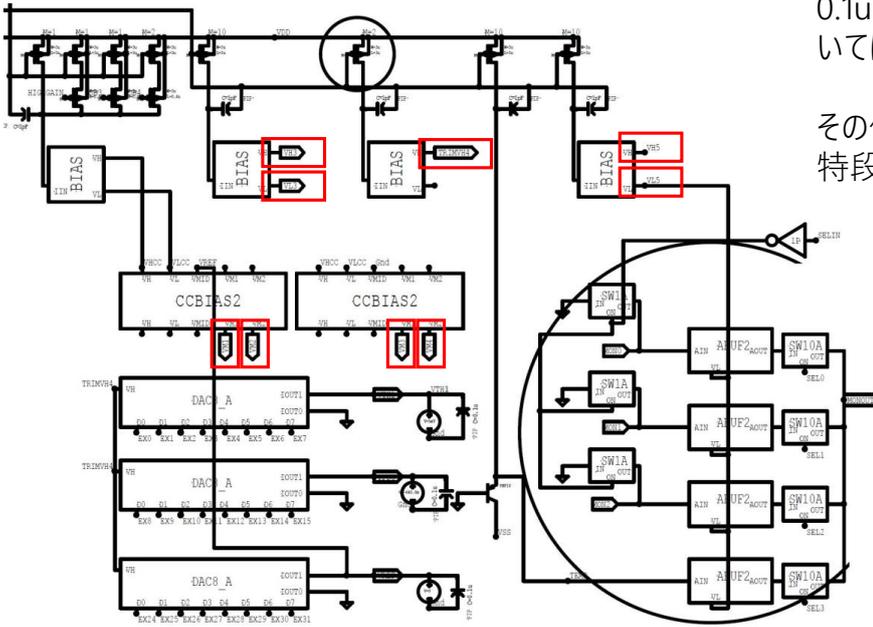
電流値は左図の1kΩの抵抗での電圧降下により求める。

上図において、QB3、QB4を用いて電流値を調整することができる。

# 基準電圧発生モニター

VH\*とTRIMVH4については外付けの0.1uFの容量をVDDに向かって、VL\*についてはVSSに向かって接続

その他(VM\*, DAC出力電圧)については、特段の理由がないのでGndに接続



# 入出インターフェース

## アナログ

PAD

PATH

PVDD

PVSS

## デジタル

PDTHR

PDTH

PVDD1

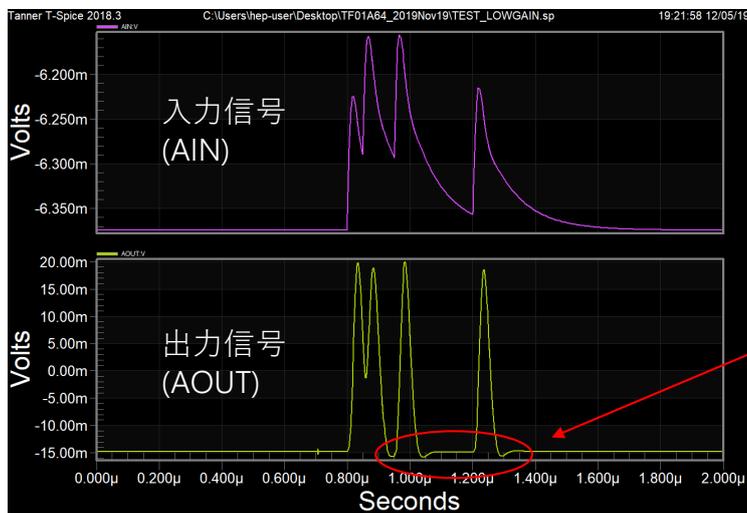
PVSS1

入出力論理レベルは、0 V (L), 1.65 V (H)である。  
ASICの内部では、-1.65 V (L), +1.65 V (H) となっている。(電氣的仕様参照)

# 典型的波形

Low Gain Mode(MPPC増幅率：4.0E+6)  
CCR: Q2のデフォルトLowに対応している

RF4はすべてlowに設定(増幅率最小)



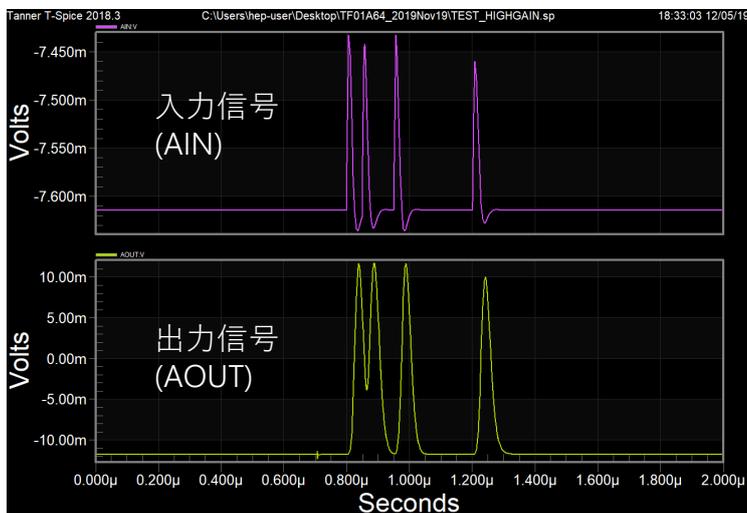
入力電荷：640fC  
減衰時定数：100ns  
端子間容量：320pF

PZCはこれらのアンダーシュートを調整することが出来る

# 典型的波形

High Gain Mode(MPPC増幅率：3.6E+5)  
CCR: Q2のHighに対応している

RF4はすべてlowに設定(増幅率最小)



入力電荷：64fC  
減衰時定数：9ns  
端子間容量：100pF

## 付録 B

# T-Spice Analysis

### はじめに

ネットリストの記述は  $\Omega$ (オーム) や F(ファラド) といった単位を省略することができる。もちろん記述しても良い。ただし、スケールファクタについては記述が可能で、

- $10^9$ : G
- $10^6$ : M
- $10^3$ : k
- $10^{-3}$ : m
- $10^{-6}$ : u
- $10^{-9}$ : n
- $10^{-12}$ : p
- $10^{-15}$ : f

というように使用できる。

それから一行が長すぎるときは行の頭に「+」をつけることによって改行ができる。また、「\*」でその行、「/\* \*/」で複数行にわたってコメントアウトができる。

プログラミング言語と異なり文の上から順番に読み込んで実行する訳ではないので、階層さえ間違えなければ基本的に解析のコマンド等を何処に記述しても問題ない。

付録 B は T-Spice の使い方について書いたつもりであるが、別の SPICE シミュレーターでも共通のことが多くあるようなので、調べてみると有用な情報が得られるかもしれない。

## ネットリスト

ネットリストは SPICE で解析する回路が表されたものであり、抵抗やコンデンサ、MOSFET、制御記述などが記述されている。ファイルの拡張子は.sp である。

以下ではこれらの回路部品の書き方について述べる。

### 抵抗の書き方

---

$R_{xx} N+ N- Val$

(例) R1 N1 N2 1k → N1 端子と N2 端子の間に 1kΩ の抵抗 R1 を接続している

---

Rxx: 抵抗番号

N+: 接続端子 1

N-: 接続端子 2

Val: 抵抗値 (単位:Ω)

### コンデンサの書き方

---

$C_{xx} N+ N- Val$

(例) C1 N1 N2 2p → N1 端子と N2 端子の間に 1pF のコンデンサ C1 を接続している

---

Cxx: コンデンサ番号

N+: 接続端子 1

N-: 接続端子 2

Val: 静電容量 (単位:F)

### MOSFET の書き方

---

$M_{xx} D G S B Ch L=Val W=Val M=Val$

(例) M5 N12 N13 VDD VDD nch L=0.4u W=3u M=1

---

Mxx: MOSFET 番号

D: ドレイン端子

G: ゲート端子

S: ソース端子

B: バルク端子

Ch: モデル名

L=Val: ゲート長 (単位:m)

W=Val: ゲート幅 (単位:m)

M=Val: 定格

## パルス電源の書き方

---

vxx N+ N- pulse(V1 V2 Tdelay Trise Tfall Ton Period)

(例) v10 N1 Gnd pulse(0 500m 500n 1n 1n 100u 400u)

---

vxx: 電源番号

N+: 接続端子 1

N-: 接続端子 2

V1: 初期電圧 (単位:V)

V2: パルス電圧 (単位:V)

Tdelay: デイレイ時間 (単位:s)

Trise: 立ち上がり時間 (単位:s)

Tfall: 立ち下がり時間 (単位:s)

Ton: パルスオン時間 (単位:s)

Period: 1 周期の時間 (単位:s)

すべての記述方法を網羅したわけではないが、大体はこれらのパターンに当てはまるので、回路図と合わせて見ればどのようなことが書かれているのかは分かると思う。

## 解析コマンド

ここでは、T-Spice の解析コマンドについて解説していく。

### .ac コマンド

これは交流解析を行うためのコマンドである。

.ac 構文

```
.ac <OCT/DEC/LIN> <Nstep> <StartFreq> <EndFreq>
```

<LIN/OCT/DEC>: 線形変化/2 倍区間の対数変化/10 倍区間の対数変化。

<Nstep>: 解析のステップ数。

<StartFreq>: 計測開始の周波数。(単位:Hz)

<EndFreq>: 計測終了の周波数。(単位:Hz)

[例]

```
.ac DEC 5 1K 1G
```

1kHz から 1GHz までを 5Hz 間隔で交流解析。

### .tran コマンド

これは過渡解析を行うためのコマンドである。

.tran 構文

```
.tran <Tstep> <Tstop>
```

<Tstep>: 時間をスライスする間隔。(単位:s)

<Tstop>: 計測終了の時間。(単位:s)

[例]

```
.tran 5n 1500n
```

1500n 秒まで 5n 秒間隔で過渡解析。

## .param コマンド

定義した変数に値を代入できるコマンドである。

.param 構文

```
.param <Variable=val>
```

<Variable=val>: 定義した変数へ値を代入。

[例]

ネットリストに、

```
R1 N1 N2 1k
```

という文があったとする。これは.param コマンドを用いて、

```
R1 N1 N2 resister
```

```
.param resister=1k
```

と書くことができる。

## .step コマンド

定義した変数に複数の値を段階的に代入することができるコマンドである。.step を複数書いても良いが、それだけ時間がかかることには注意したい。

.step 構文 1

```
.step <Variable> <list> <val>
```

<Variable>: 以前定義した変数。

<list>: リストの値に段階的に変更。

<val>: 値を代入。

[例 1]

```
.step resister list 100 200 400 500 800
```

変数 resister に 100、200、400、500、800 の値を段階的に変化させて解析。

.step 構文 2

```
.step <LIN/OCT/DEC> <Variable>
```

```
<StartVal> <EndVal> <StepVal>
```

<LIN/OCT/DEC>: 線形変化/2 倍区間の対数変化/10 倍区間の対数変化。

<Variable>: 以前定義した変数。

<StartVal>: 初期値。

<EndVal>: 終了値。

<StepVal>: 間隔値、2 倍もしくは 10 倍の区間の分割数。

[例 2]

```
.step DEC resistor 1k 100k 5
```

変数 resistor を 1k から 100k まで、10 倍区間あたり 5 分割で変化させて解析。

## .alter コマンド

.param や.step は数字のみを扱えたのに対し、.alter は素子名や端子名の変更を行うことができる。.alter が記述されていると、その行までを一旦読み込みシミュレーションを実行するという性質上、.alter に限っては文末にまとめて記述するのが良い。

.alter 構文

```
.alter <Name>  
<Sentence>
```

<Name>: この alter 解析の名前。何でもよい。

<Sentence>: 文を記述。例を参照。

[例]

ネットリストに、

```
XDECODE_224_1 VDD VDD T0 T1 T2 T3 DECODE_224
```

という文があったとする。.alter コマンドを用いて文末に、

```
.alter 1
```

```
XDECODE_224_1 VDD VSS T0 T1 T2 T3 DECODE_224
```

```
.alter 2
```

```
XDECODE_224_1 VSS VDD T0 T1 T2 T3 DECODE_224
```

```
.alter 3
```

```
XDECODE_224_1 VSS VSS T0 T1 T2 T3 DECODE_224
```

と書けば接続端子を変えた、初期値を含め 4 パターンでシミュレーションを行うことができる。

## .temp コマンド

これは解析における温度を変更するためのコマンドである。

```
.temp 構文  
.temp <temperature>
```

<temperature>: 温度を記述する。デフォルトは 25 °C。複数書いて良い。(単位:°C)

[例]

```
.temp 0 10 20 30 40
```

0 °C、10 °C、20 °C、30 °C、40 °Cで解析を行う。

## .print コマンド

これは解析結果となる波形などを出力するためのコマンドである。

```
.print 構文  
.print <ac/tran> <Node>
```

<ac/tran>: 解析コマンドに合わせる。

<Node>: 見たいノードの名前 (AOUT, COMPOUT など) を書く。複数書いて良い。

[例]

```
.print tran V(AOUT) V(COMPOUT)
```

AOUT と COMPOUT の波形を出力する。

## .meas コマンド

これは波形の様々な値を直読するためのコマンドである。様々なパターンがある。

```
.meas 構文 1  
.meas <ac/tran/avg> <Variable> <max/min> <Node> <from A to B>
```

<ac/tran>: 解析コマンドに合わせる。

<Variable>: 変数名を定義する (自分で決める)。

<max/min/avg>, <from A to B>: A から B の間の最大/最小/平均を計算する。

<Node>: 見たいノードの名前

[例 1]

```
.meas tran AOUTmax max V(AOUT) from 0.7u to 0.8u
```

0.7u 秒から 0.8u 秒における AOOUT の最大値を計算し、AOOUTmax という名前で出力。

```
.meas 構文 2  
.meas <ac/tran> <Variable> <find> <Node> <at C>
```

<ac/tran>: 解析コマンドに合わせる。

<Variable>: 変数名を定義する (自分で決める)。

<find>, <at C>: C の場所での値を計算する。

<Node>: 見たいノードの名前

[例 2]

```
.meas ac AOOUTval find V(AOUT) at 0.5G
```

0.5GHz における AOOUT の値を計算し、AOOUTval という名前で出力。

```
.meas 構文 3  
.meas <ac/tran> <Variable> <trig> <Node> <val=val> <rise/fall=num> <trag>  
<Node> <val=val> <rise/fall=num>
```

<ac/tran>: 解析コマンドに合わせる。

<trig, trag>: トリガーの始まりと終わりを表す。

<Variable>: 変数名を定義する (自分で決める)。

<Node>: 見たいノードの名前

<val=val>: トリガーを始めるまたは終わるときに参考にする値。

<rise/fall=num>: 何回目の立ち上がり/立ち下がりかを参考にするかどうか。

[例 3]

```
.meas tran Interval trig V(COMPOUT) val=0 fall=1 targ V(COMPOUT) val=0 rise=2
```

COMPOT の値が 0 になる 1 回目の立ち下がりから、COMPOUT の値が 0 になる 2 回目の立ち上がりまでの時間を計算し、Interval という名前で出力。

```
.meas 構文 4  
.meas <ac/tran> <Variable> <param='Formula'>
```

<ac/tran>: 解析コマンドに合わせる。

<Variable>: 変数名を定義する (自分で決める)。

<param=Formula>: 四則演算の計算式を書く。 .param や .meas で定義した変数も使える。

[例 4]

```
.meas tran Height param='AOUTmax*0.8-0.5m'
```

AOUTmax×0.8−0.5m を計算し、Height という名前で出力。

その他

.meas コマンドの末尾に OFF と書くと、計算値の出力を非表示にできる。複数の .meas コマンドでの計算の後、最終的な結果だけ出力したいときなどに便利かもしれない。

.meas でなくて .measure でも実行できる。

## 参考文献

- [1] G. Aad *et al.* (ATLAS Collaboration). "Measurements of Higgs boson production and couplings in diboson final states with the ATLAS detector at the LHC". *Physics Letters B*, Vol. 726, Issues 1-3, pp. 88–119, Oct. 2013.
- [2] J.H. Christenson, J.W. Cronin, V.L. Fitch, R. Turlay. "Evidence for the  $2\pi$  Decay of the  $K_2^0$  Meson". *Physical Review Letters* 13, 138, pp. 138–140, Jul. 1964.
- [3] Makoto Kobayashi, Toshihide Maskawa. "CP-Violation in the Renormalizable Theory of Weak Interaction". *Progress of Theoretical Physics* 49, No. 2, pp. 652–657, Feb. 1973.
- [4] Nicola Cabibbo. "Unitary Symmetry and Leptonic Decays". *Physical Review Letters* 10, 531, Jun. 1963.
- [5] S. L. Glashow, J. Iliopoulos, L. Maiani. "Weak Interactions with Lepton-Hadron Symmetry". *Physical Review D* 2, 1285, Oct. 1970.
- [6] Lincoln Wolfenstein. "Parametrization of the Kobayashi-Maskawa Matrix". *Physical Review Letters* 51, 1945, Nov. 1983.
- [7] CKMfitter Group. "The global CKM fit in the large ( $\rho$ -bar,  $\eta$ -bar) plane". Preliminary results as of Summer 2019, Dec. 2019.
- [8] Ashton B. Carter, A. I. Sanda. "CP violation in B-meson decays". *Physical Review D* 23, 1567, Apr. 1981.
- [9] E. Kou *et al.* (Belle II Collaboration). "The Belle II Physics Book". *BELLE2-PUB-PH-2018-001*, Aug. 2018.
- [10] KEK. "世界の電子陽電子衝突型加速器とその瞬間ルミノシティのグラフ". KEK 公式ウェブページ, イメージアーカイブ, 2018年3月. <https://www.kek.jp/ja/imagearchive/images/20180319-luminosity.png>.
- [11] KEK. "SuperKEKB 加速器全体の模式図". KEK 公式ウェブページ, イメージアーカイブ, 2018年3月. <https://www.kek.jp/ja/imagearchive/images/20180320-superkekb.001.png>.
- [12] KEK. "ナノビームで目指す世界の頂点～スーパー B ファクトリーへの挑戦～". KEK 公式ウェブページ, News@KEK, 2010年3月. <https://www2.kek.jp/ja/newskek/2010/marapr/photo/SuperKEKB1.gif>.
- [13] 赤井和憲, 小磯晴代. "KEKB 加速器が切り開いたルミノシティ最前線". 加速器, Vol. 7, No.

- 3, 2010 年 10 月.
- [14] Yuki Yoshi Ohnishi *et al.* (Belle II Collaboration). "Accelerator design at SuperKEKB". *Progress of Theoretical and Experimental Physics*, Vol. 2013, Issue 3, 03A011, Mar. 2013.
  - [15] 飯嶋徹, 中山浩幸, 後田裕. "Belle II 実験", 2011 年 2 月. 高エネルギー物理学研究者会議, 高エネルギーニュース, Vol. 29, No. 4.
  - [16] Rey.Hori / KEK. "Overview of the Belle II detector". KEK 公式ウェブページ, イメージアーカイブ, 2018 年 4 月. [https://www.kek.jp/ja/imagearchive/images/20180425\\_belle2\\_002.png](https://www.kek.jp/ja/imagearchive/images/20180425_belle2_002.png).
  - [17] I. Adachi *et al.* (Belle II Collaboration). "Detectors for extreme luminosity: Belle II". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Vol. 907, pp. 46–59, Nov. 2018.
  - [18] T. Abe *et al.* (Belle II Collaboration). "Belle II Technical Design Report". *KEK Report 2010-1*, Nov. 2010.
  - [19] 大内徳人. "SuperKEKB ビーム最終集束用超伝導電磁石システム (QCS) の建設". 高エネルギー物理学研究者会議, 高エネルギーニュース, Vol.37, No.2, 2018 年 8 月.
  - [20] 住澤一高. "Belle II KLM", 2014 年 5 月. 高エネルギー物理学研究者会議, 高エネルギーニュース, Vol. 33, No. 1.
  - [21] 海野祐土, 岩崎義仁, 中澤秀介. "Belle II 実験トリガーシステム". 高エネルギー物理学研究者会議, 高エネルギーニュース, Vol.34, No.2, 2015 年 8 月.
  - [22] 伊藤領介, 中尾幹彦, 山田悟, 鈴木聡, 今野智之, 樋口岳雄. "Belle II 実験のデータ収集システム". 高エネルギー物理学研究者会議, 高エネルギーニュース, Vol.33, No.3, 2014 年 11 月.
  - [23] Hironari Miyazawa. "Baryon Number Changing Currents". *Progress of Theoretical Physics*, Vol. 36, Issue 6, pp. 1266–1276, Dec. 1966.
  - [24] S.-K. Choi *et al.*. "Observation of a Narrow Charmoniumlike State in Exclusive  $B^\pm \rightarrow K^\pm \pi^+ \pi^- J/\psi$  Decays". *Physical Review Letters* 91, 262001, Dec. 2003.
  - [25] Belle II 実験一般向け日本語ページ. <https://belle2pb.kek.jp/images/Physic/03.gif>.
  - [26] KEK. "KEKB から SuperKEKB のタイムライン". KEK 公式ウェブページ, ニュースルーム, 2019 年 3 月. [https://www.kek.jp/ja/newsroom/attic/20190311\\_superkekb\\_timeline\\_ja.png](https://www.kek.jp/ja/newsroom/attic/20190311_superkekb_timeline_ja.png).
  - [27] KEK. "2019 年の秋から 2020 年 6 月 22 日まで、5 分間隔で測定した SuperKEKB 加速器の瞬間ルミノシティの値". KEK 公式ウェブページ, ニュースルーム, 2020 年 6 月. [https://www.kek.jp/ja/newsroom/assets\\_c/2020/06/20200626\\_supekekb\\_01-thumb-1004x546-17118.jpg](https://www.kek.jp/ja/newsroom/assets_c/2020/06/20200626_supekekb_01-thumb-1004x546-17118.jpg).
  - [28] SuperKEKB group web site, 2019 年 1 月. [https://www-superkekb.kek.jp/img/ProjectedLuminosity\\_v20190128.png](https://www-superkekb.kek.jp/img/ProjectedLuminosity_v20190128.png).
  - [29] S. Fukuda *et al.* (Super-Kamiokande Collaboration). "The Super-Kamiokande detector". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Vol. 501, pp. 418–462, Jun. 2002.
  - [30] S. Hashimoto *et al.* (Belle Collaboration). "Letter of intent for KEK Super B Factory". *K-REPORT-2004-4*, Jun. 2004.

- [31] T. Makoto *et al.*. "Silica aerogel radiator for use in the A-RICH system utilized in the Belle II experiment". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Vol. 766, pp. 212–216, Dec. 2014.
- [32] S. Nishida *et al.*. "Study of an HAPD with 144 channels for the Aerogel RICH of the Belle upgrade". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Vol. 610, Issue 1, pp. 65–67, Oct. 2009.
- [33] S. Nishida *et al.*. "Development of the readout ASIC for the 144ch HAPD for aerogel RICH". *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, Vol. 623, Issue 1, pp. 504–506, Nov. 2010.
- [34] 岩田修一. "Belle II 実験用新型粒子識別装置 Aerogel RICH の開発". 修士論文. 首都大学東京大学院 理工学研究科, 2011 年.
- [35] 柿本詩織. "Belle II 実験 ARICH 検出器の光反射ミラー部における粒子識別性能の評価". 修士論文. 首都大学東京大学院 理工学研究科, 2019 年.
- [36] S. Iwata *et al.*. "Particle identification performance of the prototype aerogel RICH counter for the Belle II experiment". *Progress of Theoretical and Experimental Physics*, Vol. 2016, Issue 3, Mar. 2016.
- [37] 西田昌平. "Belle II Aerogel RICH 検出器の建設と運転". 高エネルギー物理学研究者会議, 高エネルギーニュース, Vol.38, No.2, 2019 年 8 月.
- [38] 浜松ホトニクス. "MPPC (Multi-Pixel Photon Counter)", 2020 年 8 月. [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/mppc\\_kapd0006j.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/mppc_kapd0006j.pdf).
- [39] 浜松ホトニクス. "光半導体素子ハンドブック. 第 03 章 Si APD、MPPC". [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/03\\_handbook.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/03_handbook.pdf).
- [40] 浜松ホトニクス. "MPPC arrays S13361-3050 series". [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s13361-3050\\_series\\_kapd1054e.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s13361-3050_series_kapd1054e.pdf).
- [41] 浜松ホトニクス. "MPPC S14160-1310PS/-1315PS/-3010PS/-3015PS". [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s14160-1310ps\\_etc\\_kapd1070e.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s14160-1310ps_etc_kapd1070e.pdf).
- [42] 浜松ホトニクス. "MPPC S14160/S14161 series". [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s14160\\_s14161\\_series\\_kapd1064e.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s14160_s14161_series_kapd1064e.pdf).
- [43] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, Robert G. Meyer. "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits", 1984.
- [44] TSMC. TSMC 公式ページ, ロジックテクノロジー. [https://www.tsmc.com/img/dedicatedFoundry/technology/logicTechnology\\_index.jpg](https://www.tsmc.com/img/dedicatedFoundry/technology/logicTechnology_index.jpg).
- [45] Mentor Graphics. Tanner T-Spice シミュレーション. [https://www.mentorg.co.jp/tannereda/datasheets/TannerT-SpiceSimulation\\_ver3\\_DS\\_JA\\_2018Jan.pdf](https://www.mentorg.co.jp/tannereda/datasheets/TannerT-SpiceSimulation_ver3_DS_JA_2018Jan.pdf).
- [46] 浜松ホトニクス. "MPPC 用電源 C11204-01". [https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/c11204-01\\_kacc1203j.pdf](https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/c11204-01_kacc1203j.pdf).
- [47] 植木泰生. "リングイメージ型チェレンコフ検出器のための電子回路の開発とその性能評価".

修士論文. 首都大学東京大学院 理工学研究科, 2009 年.