

RICH 検出器開発に向けた、
HPD の性能試験と読出し回路の開発

東京都立大学大学院 理学研究科
物理学専攻 修士課程
履修番号：0283320 氏名：関 貴之

平成 16 年 1 月 9 日

概要

今日、高エネルギー物理学では、標準理論のより詳細な検証、標準理論を越える物理事象の観測を目標に、非加速器実験も含め数多くの実験が行われている。その中で、小林・益川モデルの検証、CP非対称の起源の探索を目標に1998年に開始された Belle 実験は、現在まで様々な成果を上げ、標準理論をも越えるやも知れない事象の観測をするまでに至っている。Belle 実験は、電子・陽電子衝突型加速器 KEKB を用い B 中間子・反 B 中間子対を大量に生成し、それらの崩壊事象を詳細に観測する事から CP 非対称性に関する新しい結果を生み出している。これもひとえに世界最高クラスのルミノシティ $L = 10^{34} [cm^{-2}s^{-1}]$ を誇る加速器 KEKB と、高精度な Belle 検出器を構成する検出器群が実現できたからこそである。現在もなお、Belle 実験は更なる新しい事象の検出を目標に稼働し続けており、2006 年まで続けられた後の計画として、加速器、検出器ともにアップグレードを行うことで、B 中間子を用いた加速器実験における更なる探求を目指した、Super-KEKB という計画が立ち上がりつつある。Super-KEKB では、Belle 実験よりもハイ・ルミノシティな加速器、高精度な検出器をもって、“稀”な事象を余すことなく検出することを目標としている。

現在、Belle 検出器には K 中間子と π 中間子の識別用検出器として、閾値型エアロゲル・チェレンコフ・カウンター (以下、ACC) が導入されている。K/ π 識別は“CP 対象性の破れ”を測定するために、重要な要素となっている。閾値型であるため ACC では、ある運動量範囲において π^\pm 中間子が輻射体中を通過した時のみチェレンコフ光が放射されることで信号として検出され、同一運動量の K^\pm 中間子に対してはチェレンコフ光が放射されず信号が検出されない、ということから K/ π 識別を行ってきた。現在は、信号の大きさからチェレンコフ光の光量を見積もり、そこから“K 中間子らしさ”、“ π 中間子らしさ”という変数を求めることで、閾値型としての ACC よりも高効率な K/ π 識別を実現している。しかし、現状において、他の粒子と K 若しくは π 中間子との識別は全データ量の約 90[%]、更に K/ π 中間子間の識別は全データ量の約 80[%] しか行えていない。そして、K 若しくは π 中間子のどちらかである $K\pi$ の混合割合は約 10[%] となる。

一般的に“稀”な事象を観測しようとする素粒子実験において、統計量を稼ぐためにも、新たな事象の観測においても上記のようなデータの損失は可能な限り減らす必要がある。そこで我々は、更なる粒子識別能力の向上を目指し現 ACC に代わる新たな粒子識別検出器として、TOP counter と RICH counter の研究・開発を Super-KEKB 計画に向け行っている。その様な流れの中、私はその RICH counter に関する研究・開発に携わってきた。

RICH counter とは、荷電粒子が薄い輻射体を通過した際、円錐状に放射されるチェレンコフ光の断面をリング・イメージとして捕らえることで、チェレンコフ光の放射角を測定し、荷電粒子の速度を測定する、という検出器である。他の検出器より運動量を測定することで、質量を割り出すことができ荷電粒子を特定することが可能となる。リング・イメージを捕らえる為に、RICH counter では位置分解能を有する光検出器が必要となる。また、Belle 実験では、光検出器は磁場中で動作する必要があり、また、設置空間も狭く限られている。そのため、RICH counter には“Proximity Focusing RICH counter”を、光検出器としてマルチ・チャンネル Hybrid Photo Detector (HPD) 若しくは Hybrid Avalanche Photo Detector (HAPD) を使用します。信号読み出しの為の回路としては、検出器にマウ

ントされる読出し電子回路の増幅器として、一般的な J-FET を用いた増幅器ではなく、CMOS-FET を用いた集積回路により RICH counter を実現しようと試みている。

そこで私は、RICH counter の研究・開発において、新しく開発した高性能の光検出器 HPD と HAPD の性能評価と、集積回路の設計・開発を行ってきた。HPD と HAPD の評価においては、RICH counter に使用される予定の物は、144[channel] の HPD 若しくは HAPD だが、その前段階の試作品として開発された、Single channel HPD と、 3×3 channel HAPD の評価を行った。Single channel HPD に関しては、特に検出器としての基本特性を調べ、 3×3 channel HAPD に関しては、位置分解能を持つ光検出器としての特性を調べた。また、光検出器の評価とは別に、読出し回路用の集積回路の設計を並行して行い、第一作目の集積回路が、昨年 4 月頃完成したので、回路の動作確認を行った。これらの結果についてまとめ、また最終結論として、現状で実現できるであろう RICH counter 像について報告する。

目次

第1章	序文	1
1.1	序	1
第2章	Belle 実験	4
2.1	KEKB	4
2.2	Belle 実験	4
2.3	Belle 検出器	6
2.4	粒子識別	8
2.4.1	新たな粒子識別検出器の必要性	10
第3章	RICH counter	12
3.1	RICH counter	12
3.2	Super-KEKB に向けた RICH counter	15
3.3	FP-PMT を用いた RICH counter 性能試験	17
3.3.1	実験目的	17
3.3.2	実験設定	17
3.3.3	RICH counter の構成	18
3.3.4	測定結果	19
第4章	HPD、HAPD 性能評価	22
4.1	HPD、HAPD	22
4.1.1	HPD、HAPD の利点	23
4.2	Single channel HPD 性能評価	24
4.2.1	Single Channel HPD の基本特性評価	24
4.2.2	Single channel HPD の雑音特性	25
4.2.3	Single Channel HPD の応答特性	27
4.3	3 × 3 channel HAPD 性能評価	31
4.3.1	Multi Channel HAPD の基本特性評価	31
第5章	読出し回路の開発と評価	34
5.1	ASIC の設計	34
5.1.1	増幅回路	34
5.1.2	雑音の電子数換算と整形時定数の決定	35
5.2	ASIC “ S01 ” の作製	38
5.3	“ S01 ” の動作確認	38
5.3.1	“ S01 ” の動作試験	40
5.4	ASIC “ S02 ” の設計	47

第 6 章 結論	49
6.1 HPD、HAPD の性能評価について	49
6.2 読出し回路について	49
6.3 RICH counter の現状総論	49
6.4 今後の課題	50
付 録 A CP 対称性の破れ	i
付 録 B 回路における電子雑音	iii
B.1 増幅回路における雑音	iii
B.2 等価雑音電子数	iv

目次

2.1	Accelerator KEKB	5
2.2	Unitarity triangle	6
2.3	Belle detector :sideview	8
2.4	CDC:Momentum v.s. dE/dx	9
2.5	ACC:Index v.s. Threshold momentum	10
2.6	TOF:Momentum v.s. time	11
3.1	Cherenkov light	12
3.2	屈折率と放射角の関係	13
3.3	“ Proximity Focusing RICH counter ”と“ Mirror Focusing RICH counter ”	14
3.4	image:RICH counter	15
3.5	π^2 ビームラインを用いた RICH counter の性能試験の実験設定	18
3.6	FP-PMT を用いた RICH counter 設置写真	19
3.7	histogram:Angle distribution @ $p_{beam} = 0.55[GeV/c]$	20
3.8	scatter plot:Angle distribution @ $p_{beam} = 0.55[GeV/c]$	20
3.9	histgram:Angle distribution	20
3.10	histgram: n_{pe} distribution	20
4.1	Single channel HPD	22
4.2	12×12 channel HPD or HAPD	23
4.3	Type TO-8 : Single channel HPD	24
4.4	Prototype : Multi channel HAPD	24
4.5	半導体特性 1 : 逆バイアス電圧と暗電流	25
4.6	半導体特性 2 : 逆バイアス電圧と検出器容量	26
4.7	セットアップ : Single channel HPD の雑音特性	27
4.8	検出器特性 1 : 逆バイアス電圧と雑音特性	28
4.9	検出器特性 2 : 整形時定数と雑音特性	28
4.10	セットアップ : Single channel HPD の応答特性	29
4.11	Single channel HPD と Pre-Amp	29
4.12	Pulse height distribution : Single photon response	30
4.13	Timing distribution : Single photon response	30
4.14	Pulse height distribution : Multi photon response	31
4.15	Timing distribution : Multi photon response	31
4.16	Pulse height distribution : Single photon response	32
4.17	Timing distribution : Single photon response	32
4.18	Pulse height distribution : Multi photon response	33
4.19	Timing distribution : Multi photon response	33

5.1	typical readout system	34
5.2	回路概略図：“S01”アナログ回路部	35
5.3	雑音評価：前置増幅器	36
5.4	整形時定数と雑音	36
5.5	回路ブロック図	38
5.6	bare chip の顕微鏡写真	39
5.7	”S01”動作試験用セットアップ	41
5.8	”S01”タイミング・チャート	42
5.9	閾値電圧とトリガー信号の出力割合 (テスト・パルス使用時)	44
5.10	左図：実データより予測される波形、中図：実データによるプロット、右 図：実データより予測される波高分布	44
5.11	出力信号の線型性	45
5.12	検出器容量と雑音特性	46
5.13	1chip におけるチャンネル間のオフセットばらつき	47
5.14	“S02”アナログ回路ブロック図	48
A.1	Feynman diagrams : $B^+ \rightarrow K^+ \pi^0, B^- \rightarrow K^- \pi^0$	i
A.2	Feynman diagrams : $B^0 \bar{B}^0$ Mixing	ii

表 目 次

2.1	Unitarity Triangle elements and event	6
2.2	main decay mode	7
2.3	K/π 識別検出器と識別範囲	8
3.1	輻射体の屈折率と透過率	13
3.2	FP-PMT : 規格	18
4.1	HPD と HAPD の特性表	23
5.1	集積回路の形状	38
5.2	集積回路への要求仕様	39
5.3	信号入力ピンにおける直流電圧	41
5.4	定電流回路の出力電流 (抵抗 $R = 13.3[k\Omega]$)	41
5.5	T-Spice simulator による雑音評価	48

第1章 序文

1.1 序

現在の素粒子物理学は、1920年代後半より理論においては Dirac によって、実験においては Lawrence によって始まったといえる。以来、理論と実験は互いに互いを補い、証明しつつ今日まで発展してきた。ただ、エネルギーフロンティアという面では、実験の方が技術的限界により理論より若干遅れ気味の感はあるものの、素粒子実験には欠かせない加速器について限れば、Lawrence の建設した当時のサイクロトロンに比べ約 100 万倍ものエネルギーを生み出すシンクロトロンが稼動している状態にある。

加速器を用いる素粒子実験を特に高エネルギー実験と呼び、今日、世界中には大小様々な加速器が建設され多くの実験が立ち上がっている。その多くは、標準モデルと呼ばれる現在定説と成っている理論の検証や、新たな物理の探索として、標準モデルを超える事象の観測を目標に実験が日々精力的に行われている。その中の一実験として Belle 実験がある。Belle 実験における主目的は、クォーク間の遷移確率を与え、標準モデルの中で重要なパラメータとなっている CKM(Cabibbo-小林-益川) 行列要素の決定と、CP 対称性の破れの起源を探ることにある。クォークは“カラー”による力のために単独で検出することは不可能とされている。よって、CKM 行列の要素決定は、ハドロンから他のハドロンへの崩壊過程を調べることになり、重いクォークを含むハドロンを生成する必要から比較的高いエネルギーを持つ加速器を使用することで、行列要素の測定は可能となる。また、標準モデルにおいて CP 対象性の破れの起源は、CKM 行列要素に含まれる無視することのできない程度に大きい位相部分を有する V_{ub} 、 V_{td} の位相による効果である、とされている。そこで、Belle 実験では、 b クォークを含む B 中間子を大量生成し、その崩壊過程を観測することで目的を果たそうと試みている。その為に設計された電子・陽電子非対称衝突型円形加速器 KEKB は世界最強のルミノシティ $L = 10^{34}[cm^{-2}s^{-1}]$ を誇っている。

Belle 実験における測定器、Belle 測定器は目的別にいくつかの副検出器群によって構成されている。その中で、高運動量領域における K/π 粒子識別検出器として ACC(Aerogel Cherenkov Counter) がある。 B 中間子の崩壊過程のうち、我々が観測対象としているいくつかの崩壊事象は、 B 中間子の崩壊先が K 中間子であるか π 中間子であるかを識別することにより特定することが出来る。よって、Belle 実験における K/π 識別は重要な要素であり、ACC のほかにも、低運動量領域における識別検出器として CDC(Central Drift Chamber)、TOF(Time-of-Flight Counter) がある。現在、これら 3 つの K/π 識別検出器を以って、全データ量の約 90[%] に対して、他の粒子と K, π 中間子の識別が、また、約 80[%] に対して K 中間子と π 中間子の識別が実現されている。よって、 $K\pi$ の混合割合は約 10[%] となっている。Belle 実験は現在の性能のまま、統計精度を上げつつ 2006 年まで稼動される予定である。

現在、Belle 実験終了後の次期実験計画として、Super-KEKB 計画が検討されている。

Super-KEKB 計画の主な目的は、Belle 実験に増して統計精度を上げることと、標準モデルを超える様な事象を観測することにある。今日までの高エネルギー実験における進歩は、加速器のエネルギーを上げることによるところが大きかったが、近年、加速器の規模は限界を迎えつつある。物理の新領域として、標準モデルを超える事象を探索するためには、 TeV 領域の加速器による実験を行うか、現在測定している崩壊過程よりもさらに低い崩壊確率によって起こる事象を観測する必要がある。そこで、Super-KEKB では、加速器のエネルギーを上げてエネルギーフロンティアを目指すのではなく、統計精度と検出器の精度を上げ、これまで見落としていたかもしれない事象まで余すことなく検出することで、新たな物理の発見を目標に計画されている。

そこで Belle 実験では、Super-KEKB 計画にむけた新たな検出器の開発・研究が本実験と並行して行われている。新たに開発されている検出器の中に、先ほど挙げた ACC に代わる粒子識別検出器として、Endcap 部分用として RICH(Ring Image Cherenkov) counter、Barrel 部分用として TOP counter がある。Endcap 部分は、設置空間が検出器全体として限られており、いくつもの検出器を設置することで運動量測定範囲を分担することができない。よって、Endcap 部分における粒子識別装置は、1つの検出器で飛来する全ての荷電粒子を識別できるほど広い運動量測定範囲を持つものが望まれる。この要望を実現できる検出器として RICH counter が採用されることとなった。RICH counter のその広い運動量測定範囲により、ACC よりも K/π 識別に優れ、Super-KEKB で期待されるより詳細な CP 非対称性の測定や、標準モデルを超える物理の検証に有効な $B \rightarrow Kl^+l^-$ 、 $B \rightarrow DK/D\pi$ 、 $B \rightarrow \pi\pi/K\pi/KK$ などの稀崩壊過程の観測に必要な不可欠なものと考えられている。

RICH counter は、荷電粒子が輻射体中を通過した際円錐状に放射される Cerenkov light をリング・イメージとして検出することでその粒子の速度を測定する検出器である。この RICH counter を開発するにあたり、新しい光検出器を開発する必要があった。それは、RICH counter に使用可能な光検出器に対する要請が厳しく、従来の光検出器の性能では十分満たすことが出来なかったためである。そこで、新たな光検出器として HPD(Hybrid Photo Detector) の開発・研究を浜松ホトニクスと共同研究という形で始まり、現在、 3×3 channel HPD が開発されるまで至った。また、RICH counter で検出する信号レベルの低さから、低雑音・高利得な極めて高精度の前置増幅器を必要とする。そこで、HPD の開発・研究と並行し、前置増幅器を含む RICH counter 用読出し回路として集積回路の設計・製作を行われることとなった。

私は修士課程においてこの RICH counter の開発・研究に携わり、特に光検出器 HPD、HAPD の基本的な性能試験と、それらの読み出しに必要な電子回路の設計を行った。それらの結果と今後の展望を本修士論文において報告する。

以後、2章では、現在行われている Belle 実験の構成、加速器、測定器について概要を示す。更に、実験目的を明示した後、本実験における K/π 識別の重要性にふれ、現状における K/π 識別能力を示すことで、更なる精度を有する検出器の必要性について述べる。3章では、ACC に代わる新たな粒子識別検出器としての RICH counter を紹介するとともに、Super-KEKB において課せられる要求の下、我々が現在どのような RICH counter を考えているか示す。また、昨年度行われた FP-PMT(Flat Panel Photo Multiple Tube) により構成された RICH counter の試験を行ったので、試験結果についても簡単に述べる。4章では、Single channel HPD と 3×3 channel HAPD の性能試験について、その方法と測定結果について述べる。5章では、電子回路の設計・試作について述べる。また、試

作された集積回路の動作試験を行ったので、その手法と測定結果について述べる。6章では、4章、5章の測定結果のまとめを行い、また、その結果より今後の議論について述べる。

第2章 Belle 実験

2.1 KEKB

Belle 実験で使用されている電子・陽電子非対称衝突型円形加速器 KEKB は、 B 中間子を大量に生成することから "b-factory" と呼ばれている (図 2.1 参照)。KEKB では、電子は $8[GeV/c]$ 陽電子は $3.5[GeV/c]$ まで加速することにより、重心系でのエネルギー $E_{cm} = 10.58[GeV]$ となる。電子と陽電子の運動量を非対称とすることで、衝突により生成される $\Upsilon(4s)$ は実験系に対しある一定の速度を持つようにしてある。これはその後 $\Upsilon(4s)$ の崩壊によって生じる $B(\bar{B})$ 中間子を Lorentz Boost させる為で、この Boost により B 中間子の崩壊寿命は見かけ上延長され、 B 中間子と \bar{B} 中間子の崩壊時間の差を測定するのを可能としており、Belle 実験において不可欠な構成となっている。リングは電子用、陽電子用各一本ずつ計 2 本あり、図 2.1 での "TSUKUBA area" において唯一一点でのみ衝突を起こすよう交差されている。衝突点では各ビームを角度 $\theta = 22[mrad]$ で交差させることで、1 つのリング内に蓄積できる電子 (陽電子) 数の上限が上がり、また衝突後の各粒子を元のビーム・パイプに戻すような磁石を必要としないため、衝突点付近の簡素化に役立っている。各リングには約 5000 バンチ ($1[\text{バンチ}] \sim 10^{10}[\text{electron(positron)}]$) の電子、陽電子が約 $60[cm]$ 間隔で並んでおり、衝突点付近でのバンチサイズは $L \times H \times W = 16 \times 0.008 \times 0.3[mm^3]$ になる。また、高強度ルミノシティ $L = 10^{34}[cm^{-2}s^{-1}]$ により、年間 $1.0 \sim 10 \times 10^7[\text{個}]$ の B 中間子を生成している。

2.2 Belle 実験

Belle 実験における主な目的は、標準モデルに導入された小林・益川モデルの検証を行うことにある。検証を行うためには、様々な実験を行いより高い精度で CKM (Cabibo-小林-益川) 行列要素の値を決め、要素決定による行列のユニタリティー性の確認や、世代数の検証が必要となる。また、標準モデルにより完全に物理が閉じているとするならば、"CP 対称性の破れ" という事象は、CKM 行列要素に含まれる無視できない程度に小さい複素位相によるものとされており、CKM 行列の要素を測定すると同時に、CP 対称性の破れの起源を検証する。

CKM 行列

弱い相互作用による世代間混合を表す行列は、世代を 3 世代であると仮定すると一般的に以下の様に表される。

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

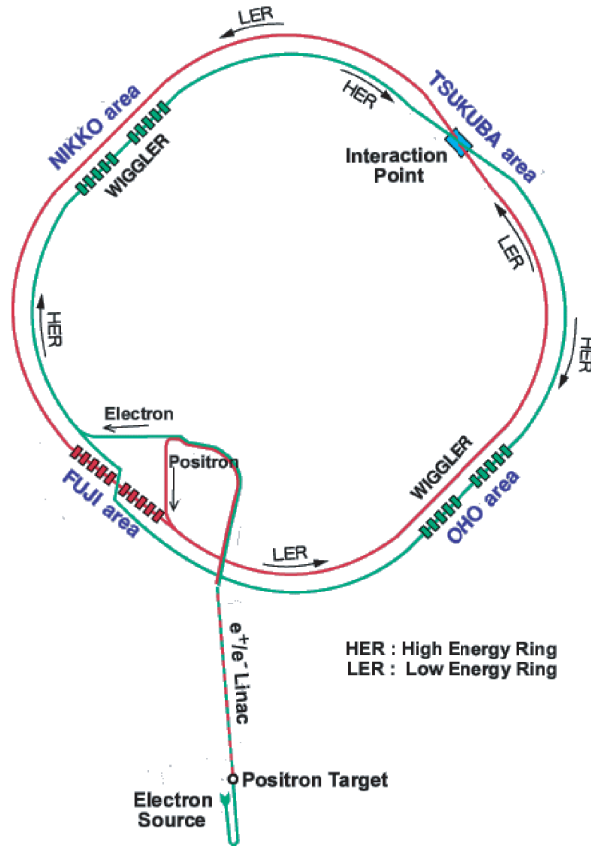


図 2.1: Accelerator KEKB

この行列を CKM 行列と呼び、更に Wolfenstein の表式で表すと以下ようになる。

$$\begin{pmatrix} d' \\ s' \\ b' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \lambda^2/2 & \lambda & A\lambda^3(\rho - i\eta) \\ -\lambda & 1 - \lambda^2/2 & A\lambda^2 \\ A\lambda^3(1 - \rho - i\eta) & -A\lambda^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ s \\ b \end{pmatrix} + \mathcal{O}(\lambda^4)$$

CKM 行列はユニタリー行列であるという要請より以下の関係が成立する。

$$\begin{aligned} V_{CKM}^\dagger V_{CKM} &= \delta \\ (V_{CKM}^\dagger V_{CKM})_{13} &= V_{ub}^* V_{ud} + V_{cb}^* V_{cd} + V_{tb}^* V_{td} \\ &= 0 \end{aligned}$$

この式を複素平面上で表すと、幾何学的に表現でき、Unitarity triangle と呼ばれている。Belle 実験では、この Unitarity triangle の 3 つの辺と 3 つの角度を決定すべく測定を行っている。

Unitarity Triangle の決定

Unitarity Triangle を精度良く決定するために、三角形の 3 辺 3 角を各々別々に測定する必要がある。そこで、各測定箇所と測定対象となる事象を表 2.1 にまとめ、以下で簡単な紹介をする。

Belle 実験により、これまでに $\sin(2\phi_1)$ の値が求められている。

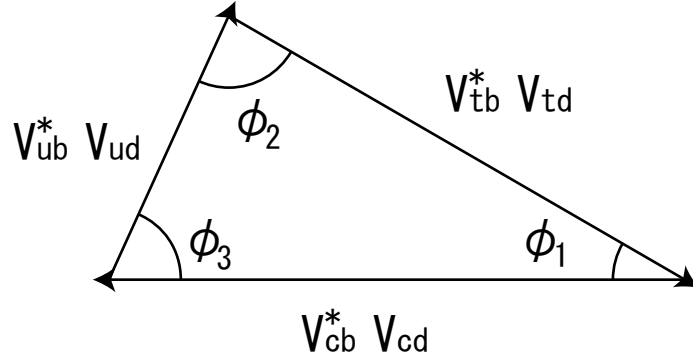


図 2.2: Unitarity triangle

表 2.1: Unitarity Triangle elements and event

$V_{cb}^* V_{cd}$	$ V_{cd} $:known, $ V_{cb} $:semi-leptonic decay; $b \rightarrow cl\nu_l$
$V_{ub}^* V_{ud}$	$ V_{ud} $:known, $ V_{ub} $:semi-leptonic decay; $b \rightarrow ul\nu_l$
$V_{tb}^* V_{td}$	$B^0 \bar{B}^0$ mixing; $b \leftrightarrow t \leftrightarrow d$
ϕ_1	IDCPV*1; $B^0(t) \rightarrow J/\Psi K_S$ and $\bar{B}^0(t) \rightarrow J/\Psi \bar{K}_S$
ϕ_2	IDCPV*1; $B^0(t) \rightarrow \pi^0 \pi^0$ or $\pi^+ \pi^-$ and $\bar{B}^0(t) \rightarrow \pi^0 \pi^0$ or $\pi^+ \pi^-$
ϕ_3	DCPV*2; $B^\pm \rightarrow \{D^0, \bar{D}^0, D_{CP}\} K^\pm$ or $B^0(\bar{B}^0) \rightarrow \{D^0, \bar{D}^0, D_{CP}\} K_S$

*1: In-Direct CP Violation, *2: Direct CP Violation (chap. 2 参照)

検出対象粒子

表 2.1 で示した B^0, \bar{B}^0 中間子の崩壊過程を他の崩壊過程と区別する必要性より、対象としている崩壊過程に関与する粒子を効率良く検出することが重要となる。表 2.1 に現れる粒子のうちで崩壊寿命が短いものは、検出器に到達するまでに更に崩壊を起こすため(表 2.2 参照)、最終的に我々が検出するに至る粒子は以下の粒子となる。

$$\gamma, e^\pm, \mu^\pm, \pi^\pm, K_L, K^\pm, p, n$$

これら粒子の識別、測定を目的に Belle 検出器は構成されている。

2.3 Belle 検出器

Belle 検出器は、図 2.1 の“ TUKUBA area ”(筑波実験棟)に設置されている。装置の全体図を図 2.3 に示す。検出器は円筒状を成しており、入射ビームと平行になるように設置されている。特に、陽電子入射側を Endcap、筒にあたる部分を Barrel と呼んでいる。また、Belle 実験での一般的な座標は、電子の進行方向を z 、 z 軸の回りの回転角を ϕ 、 z 軸に直角で放射方向の長さを r 、 z 軸となす角を θ としている。Belle 検出器はその役割により 7 つの部分に分けられている。以下にそれぞれの簡単な説明を記す。

- SVD(Silicon Vertex Detector)

表 2.2: main decay mode

π^0	\rightarrow	2γ			
π^\pm					
K_S	\rightarrow	$\pi^+\pi^-$			
		$\pi^0\pi^0$	\rightarrow	2γ	
K^\pm					
D^0	\rightarrow	$K^- + \text{anything}$			
		$K^0 + \text{anything}$	\rightarrow	K_S	\rightarrow
					$\pi^+\pi^-$
					$\pi^0\pi^0$
					\rightarrow
					2γ
				K_L	

B(\bar{B}) 中間子の崩壊点の測定を行う。

$$\text{位置分解能} : \sigma_{\Delta z} = 80[\mu m]$$

- CDC(Central Drift Chamber)
荷電粒子の磁場中での飛跡検出による運動量測定と、低エネルギー領域における K 、 π 、 p の識別を行う。

$$\text{飛跡分解能} : \sigma_p = 0.3\% \sqrt{1 + p^2} [GeV/c]$$

$$\text{エネルギー損失分解能} : \sigma_{dE/dx} = 6\% E [GeV]$$

- ACC(Aerogel Cherenkov Counter)
高運動量領域での K 、 π 識別を行う。

$$\text{識別可能範囲} : 1.2 < p < 3.5 [GeV/c]$$

- TOF(Time-of-Flight Counter)
低運動量領域での K 、 π 識別を行う。

$$\text{時間分解能} : \sigma_t = 100 [ps]$$

$$\text{識別可能範囲} : p < 1.2 [GeV/c]$$

- ECL(or Csl)(Electromagnetic Calorimetry)
 γ 線や電子のエネルギー測定を行う。

$$\text{エネルギー分解能} : \sigma_E = 1.3\% \sqrt{E} [GeV]$$

- KLM(K_L and Muon Detector)
 K_L と μ 粒子の識別を軌跡の検出より行う。

$$\Delta\phi = \Delta\theta = 30 [mrad] \text{ for } K_L$$

$$\sigma_t = 1 [ns]$$

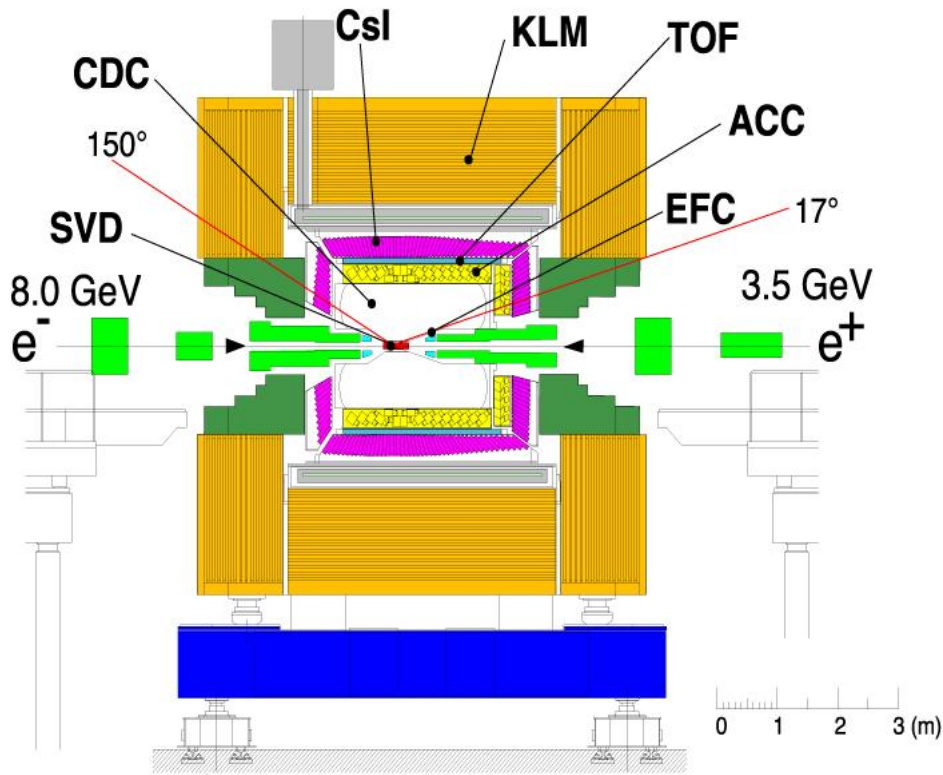


図 2.3: Belle detector :sideview

2.4 粒子識別

Belle 実験において K/π 識別は、崩壊過程の再構成をするための重要な要素となっている。それは、大半の B 中間子が D 中間子を含む崩壊過程を経て、且つ、大部分の D 中間子は K 中間子を含む崩壊を起こすのに対し、我々が興味のある崩壊過程は 2.2 で示した様に π 中間子を含む崩壊過程を採り得るためである。しかし一方で、観測した事象が、 B^0 中間子の崩壊によるものであるか、 \bar{B}^0 中間子の崩壊によるものであるか識別する (“タギング”と呼ばれる) 際、荷電 K 中間子を使用するため、 K 中間子を切り捨てることは出来ない。

ここでは K/π 識別に注目し、現状における K/π 識別装置とその識別方法を示す。識別検出器と識別範囲を表 2.3 に示す。

表 2.3: K/π 識別検出器と識別範囲

検出器	Barrel($p[\text{GeV}/c]$)	Endcape($p[\text{GeV}/c]$)
CDC(dE/dx)	$p < 0.8, 2.5 < p < 5.0$	-
ACC	$0.6 < p < 3.5$	$0.5 < p < 2.0$
TOF	$p < 1.2$	-

CDC

物質中での電離損失を測定することで、速度を測る。電離損失 ($\frac{dE}{dx}$) と荷電粒子の速度 (v) との関係は、Bethe-Bloch 関数によって与えられる。また、以下の式より得られる運動量 p と電離損失 $\frac{dE}{dx}$ の関係を図 2.4 に示す。

$$-\frac{dE}{dx} = \frac{4\pi N_0 z^2 e^4 Z}{mv^2 A} \left[\ln \left(\frac{2mv^2}{I(1-\beta^2)} \right) - \beta^2 \right]$$

但し、

N_0 : アボガドロ定数、 m : 電子の質量、 v, ze : 入射荷電粒子の質量, 速度, 電荷、

Z, A : 輻射体の原子番号, 質量数、 $\beta = \frac{v}{c}$: 荷電粒子の速度 v , 光速 c 、

$I = 10Z$: 電子の有効電離ポテンシャル

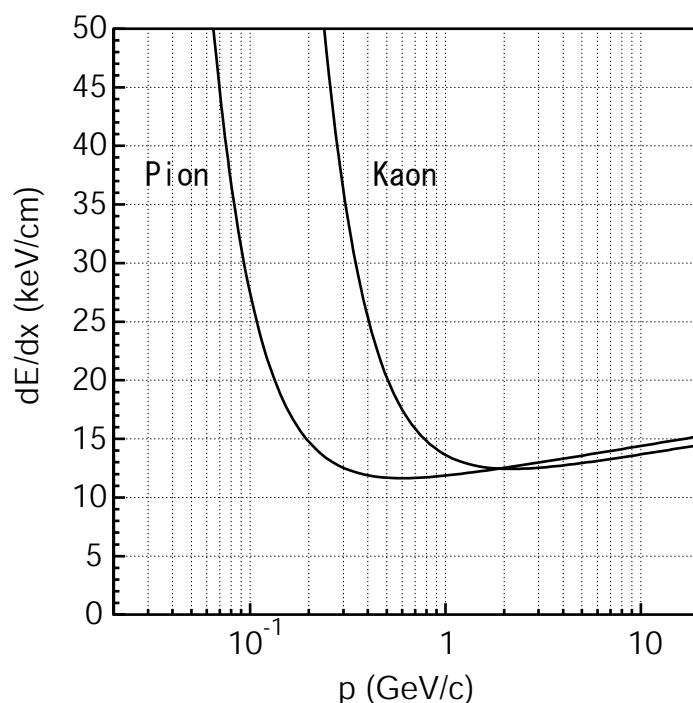


図 2.4: CDC:Momentum v.s. dE/dx

ACC

荷電粒子が輻射体中を通過した際に放射する Cherenkov light の有無により、 K/π 識別を行う。Cherenkov light の放射角による幾何学的条件により Cherenkov light の発生条件が求まり、Cherenkov light 放射閾値運動量 (p_{TH}) が以下の式で表される。この式から得られる輻射体の屈折率 (n) と閾値運動量 (p_{TH}) との関係は、図 2.5 によって表され、 π 中間子のみ Cherenkov light を放射し K 中間子には放射しない斜線部分が K/π 識別範囲となる。

$$\frac{1}{n\beta} \leq 1$$

$$p_{TH} = \frac{m_0 c}{\sqrt{n^2 - 1}}$$

但し、 m_0 : 荷電粒子の静止質量

現在 ACC では、屈折率 $n = 1.01 \sim 1.03$ までの間の 6 種類の Silica Aerogel を使用することで、各部位における識別範囲は以下の範囲となっている。

Barrel : $0.6 < p < 3.5$ 、Endcap : $0.5 < p < 2.0$

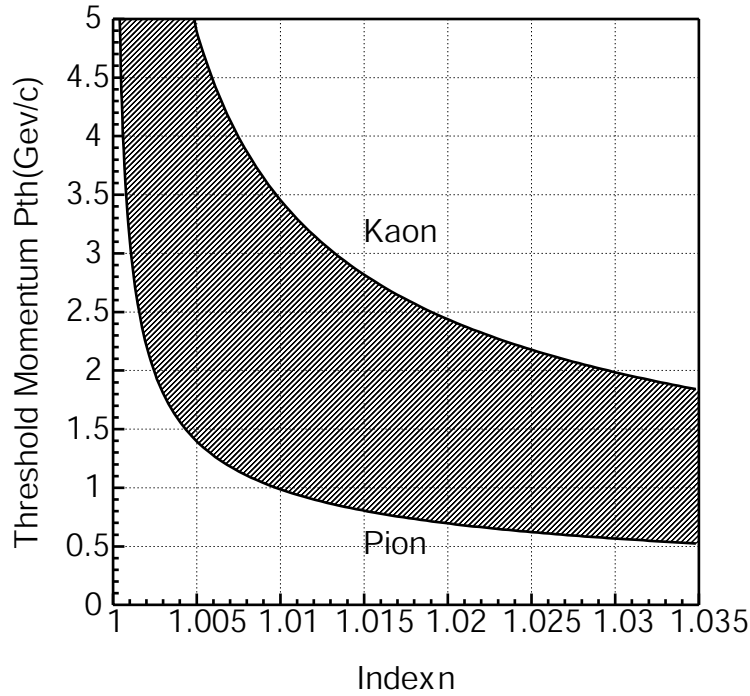


図 2.5: ACC:Index v.s. Threshold momentum

TOF

荷電粒子が一定距離 L を通過する時間 t を測定することにより、その粒子の速度を測る。

$$t = \frac{L}{c} \frac{\sqrt{(m_0 c)^2 + p^2}}{p}$$

Belle 検出器 TOF では $L \simeq 1.2[m]$ であり、粒子の運動量 p と時間 t との関係を図 2.6 に示す。

質量分解能 $3\sigma_m^2$ 以上確保するために、識別範囲は以下の範囲となっている。

$$p < 1.22[GeV/c]$$

2.4.1 新たな粒子識別検出器の必要性

現在の Belle 検出器は、上記検出器群の性能をもって K 中間子の識別が全データ量の約 87[%] であり、 K/π 混合割合は約 10[%] となっている。更なる精密測定を行うためには識別

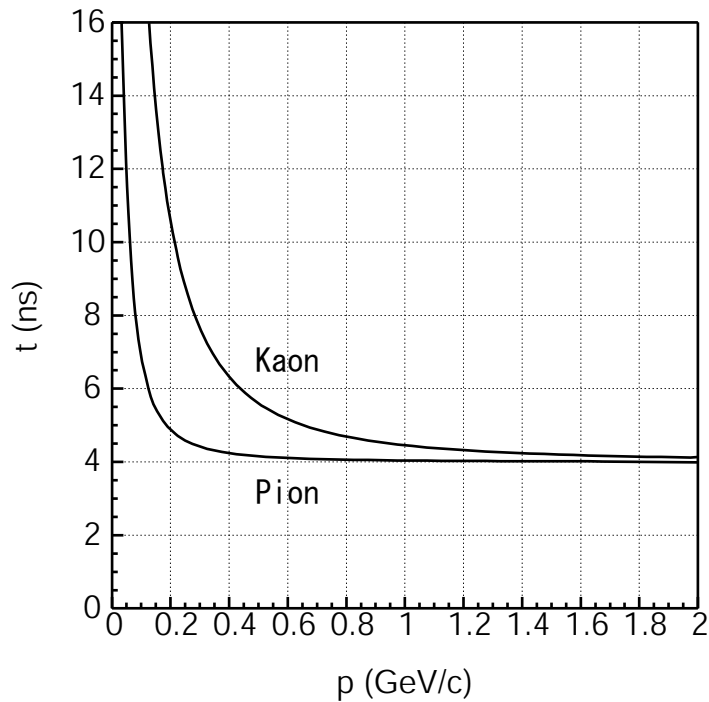


図 2.6: TOF:Momentum v.s. time

能力を上げる必要があり、特に改善の余地が見られるのは ACC の Endcap 部分 (EACC) である。Endcap 部は Belle 検出器の構成上、設置可能な検出器が限られており、また、Endcap 部分に飛来する粒子は、低運動量のものから Lorentz Boost による比較的高運動量なものまで存在する。それに対し、Endcap に設置されている $K\pi$ 識別検出器は EACC のみであり、ACC は先に述べた識別原理により単一屈折率による識別範囲はそれほど広くは無い。現在の Belle 検出器は、崩壊事象の再構成に必要な“タギング”に重点を置いており、“タギング”において重要となるのは比較的、低運動量領域での粒子識別となる。そこで、現在の EACC では、識別範囲は狭いが比較的低運動量領域まで識別可能な屈折率 $n = 1.03$ を使用している。

以上のような現状から、粒子識別能力向上に向けた取り組みとして、Endcap における広い識別可能範囲を有する粒子識別装置として RICH counter の開発・研究が行われるようになった。我々は、この新たな検出器を以って、Belle 検出器全体で K 中間子識別 95[%] 以上、 K/π 混合割合 5[%] 以下を目指す。

第3章 RICH counter

3.1 RICH counter

RICH(Ring Image CHerenkov) counter とは、荷電粒子が輻射体中を通過した際に放射する Cherenkov light の放射角 θ から、その荷電粒子の速度 β を測定しようとする検出器である (図 3.1 参照)。

$$\cos(\theta) = \frac{1}{n\beta}$$

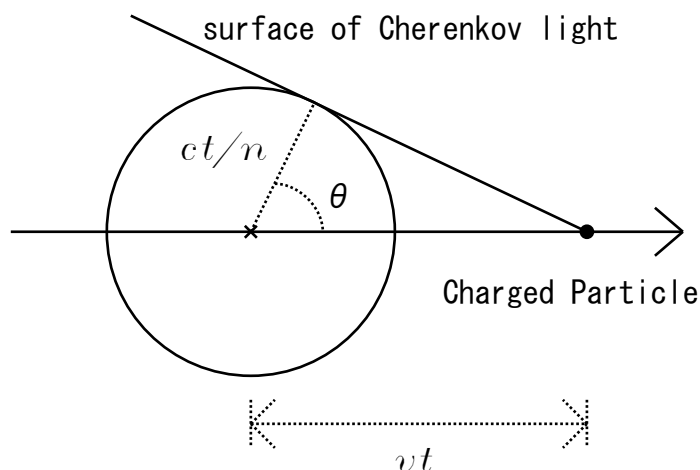


図 3.1: Cherenkov light

同時に他の検出器でその荷電粒子の運動量を測定することで質量を割り出し、荷電粒子を特定することが可能となる。現在、高エネルギー物理学、宇宙線物理学を中心に、粒子識別装置として様々な実験で用いられている。

RICH 検出器の基本構成は、輻射体と Cherenkov light を ring image として検出可能な位置分解能を持つ光検出器の 2 つの要素より構成され、輻射体は検出対象粒子の諸条件、実験における空間的制約や光検出器の能力により最適な物質が使用される。代表的な輻射体とその屈折率を表 3.1 に記す。

輻射体の屈折率の違いは、以下の式の様に Cherenkov light の放射角に現れる。

$$\theta = \cos^{-1} \left(\frac{\sqrt{m_0^2 + p^2}}{np} \right) \quad (3.1)$$

一例として、運動量 $p = 4.0[GeV]$ での“ π 中間子と K 中間子に対する屈折率と放射角の関係 ”を図 3.2 に示す。

表 3.1: 輻射体の屈折率と透過率

物質		屈折率
固体	ガラス	1.47
	ポリエチレン	1.58
	シリカエアロゲル	1.006 ~ 1.06
液体	水	1.33
	液体水素	1.112
	液体ヘリウム	1.024
気体 (273[K], 1[atm])	二酸化炭素	1.000450
	イソブタン	1.001900
	空気	1.000292

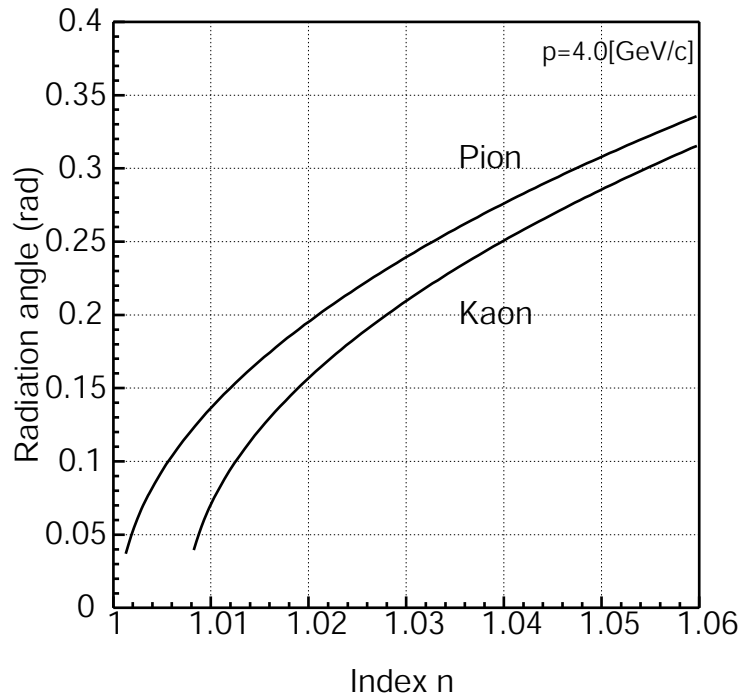


図 3.2: 屈折率と放射角の関係

また、位置測定可能な光検出器としては光有感型 MWPC(Multi-Wire Proportional Chamber) や、マルチチャンネル PMT(Photo Multiply Tube) などが挙げられる。

輻射体と光検出器の兼ね合い上、どうしても十分な性能を実現できない場合、ミラーを用いることで光の誘導、焦点を合わせることでより RICH 検出器を構成する。我々は、この手法を“ Mirror Focusing RICH counter ”、ミラーを用いず直接リング・イメージを測定する手法を“ Proximity Focusing RICH counter ”と区別している。以下に、これら 2 つの手法の概念図を示す。

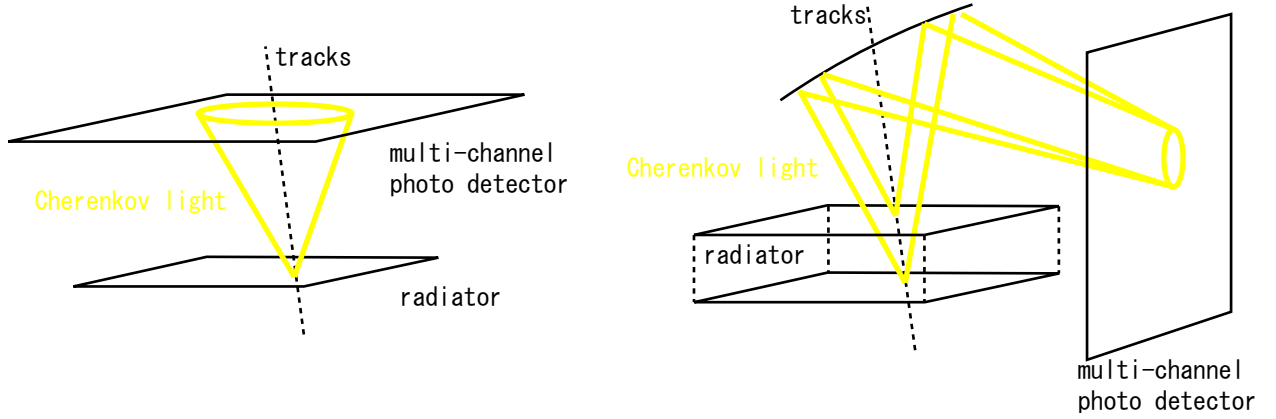


図 3.3: “ Proximity Focusing RICH counter ”と“ Mirror Focusing RICH counter ”

これら手法に関わらず、一般に RICH counter による K/π 識別に関する標準偏差 (N_{SD}) は以下の式により定義できる。

$$N_{SD} = \frac{\theta_{\pi} - \theta_K}{\sigma_c} \sqrt{n_{pe}} \quad (3.2)$$

ここで、 n_{pe} とは観測される光電子数、 σ_c とは Cherenkov angle の測定精度であり以下の様に与えられる。

$$\sigma_c = \sqrt{\sigma_{geometric}^2 + \sigma_{pixel}^2 + \sigma_{chromatic}^2} \quad (3.3)$$

- 但し、 $\sigma_{geometric}$: RICH counter の幾何学的構成に因る標準偏差
 σ_{pixel} : 光検出器の *pixelsize* に因る標準偏差
 $\sigma_{chromatic}$: Cherenkov light の Energy 分布に因る標準偏差

(3.5)

n_{pe} は実際に光検出器によって検出される光電子数を表し、以下のように表現できる。

$$n_{pe} = P_{Rayleigh} f_{efficiency} N_{emission} \quad (3.6)$$

- 但し、 $P_{Rayleigh}$: *Reyleigh* 散乱により散乱されない確立
 $f_{efficiency}$: 光検出器における光電面での量子効率
 $N_{emission}$: 放射される *Cherenkovlight* の光子数

また、分極放射により放射される Cherenkov light の光子数 $N_{emission}$ は、放射される光子の波長を λ 、放射角を θ 、荷電粒子の電荷を ze 、輻射体中での飛距離を L とすると、一般に以下の関係が知られている。

$$\frac{dN_{emission}}{d\lambda} = \frac{2\pi\alpha z^2 L}{\lambda^2} \left(1 - \frac{1}{n^2\beta^2}\right) \quad (3.7)$$

但し、 α : 微細構造定数

3.2 Super-KEKB に向けた RICH counter

Super-KEKB における RICH counter は、Endcap 部分の K/π 識別検出器として導入される予定である。Super-KEKB では、Belle 検出器の大枠を既存のまま使用し中身の検出器のみを入れ替える方針となっているため、新しく導入される RICH counter への第一の要請は、実験環境によるものになる。以下に具体的な実験環境による要請を挙げる。

1. 検出器設置空間が非常に狭く限られており、奥行きも約 30[cm] と非常に短い。
2. 荷電粒子ドリフト用磁場 1.5[T] が検出器全体にかけているため、磁場 1.5[T] の下での使用が前提となる。

1. の要請より、“ Proximity Focusing RICH counter ”を採用することになった。Super-KEKB での RICH counter 概略図を図 3.4 に示す。

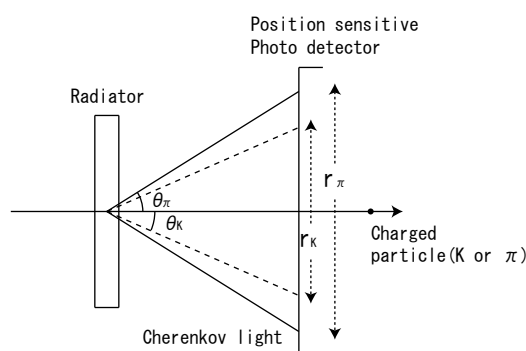


図 3.4: image:RICH counter

RICH counter の各構成要素への要求仕様は、式 3.2、3.7 を基に取り決められる。以下に、各構成要素への要請を記述する。

- 輻射体への要請：低屈折率で輻射体の厚さが薄く、光量が十分あること。
 屈折率が高いとリング・イメージの直径が大きくなり、1 イベントに対し光検出

器の受光面を広域にわたって確保しなければならない。また式 3.1 より、低屈折率で K/π 識別における放射角の角度差 ($\theta_\pi - \theta_K$) が大きくなることから、分解能を上げる為にも低屈折率であることが重要となる。但し、Ring image を再現できる程度の光量を得られることが前提となる。また、輻射体を薄くすることで、Cherenkov light の放射位置の不定性に依存する $\sigma_{geometric}$ を小さくする。一方で、光子数は式 3.7 によって表されることから、Ring image が再現できる程度得るために屈折率の下限が生じる。

- 光検出器への要請：磁場中においても増幅率の変動が小さく、Single Photon 分離が可能であり、高い位置分解能 ($\sigma \leq 2[mm]$) を持つ。

光子入射面に対し垂直に磁場 $1.5[T]$ がかけられており、磁場中での使用が前提となる。信号である Cherenkov light の単位 channel あたりの光子数が Single Photon 程度であるため、Single Photon が分離可能である必要がある。また、Cherenkov light の伝播距離は約 $20[cm]$ と非常に短いため、ある程度の位置分解能 σ_{pixel} を必要とする。

- 読出しシステムへの要請：設置空間が抑えられ、低雑音、高利得であり、データ収集効率がよいこと。

RICH counter 全体の設置空間が狭く限られている。また、位置分解能を上げるために輻射体と光検出器との間の空間を可能な限り確保したい。これらの要請を受け、検出器直後の読出し回路は可能な限り小さくまとめる必要がある。また、検出器より出力される信号レベルは低く、検出器直後の増幅器は低雑音で高利得なものが望まれる。

上記要請を考慮し RICH counter の構成を決定する訳だが、我々は輻射体として Silica-Aerogel、光検出器として HPD 若しくは HAPD、読出しシステムとして集積回路を選択し、RICH counter の研究・開発に着手した。光検出器に関しては第 4 章で、読出し回路に関しては第 5 章で詳しく述べる。Silica-Aerogel に関しては、次に簡単に紹介をする。

Silica-Aerogel

Silica-Aerogel とは、体積の 90[%] 以上を空隙が占める半透明な物質で、固体にもかかわらず低屈折率、高透過率という特性を持つ。その様な特異性は Silica-Aerogel の構造によるもので、直径数 $[nm]$ の $(SiO_2)_n$ を一次粒子とし、この一次粒子が集まり直径数十 $[nm]$ の二次粒子を形成している。更に、これら二次粒子が樹枝状に凝集することで三次元構造を形成している。

Silica-Aerogel は、ゾル・ゲル法により精製されたシリカアルコゲルを疎水処理を施し、超臨界乾燥により乾燥させることで得られる。その屈折率は密度に依存し、密度はゾル・ゲル法におけるアルコキッドと溶媒の比を調節することで、 $n = 1.006 \sim 1.060$ まで調節可能となり、また、透過率は二次粒子の直径に依存し、二次粒子の直径はゾル・ゲル法におけるゲル化時間を調節することで調節可能となる。ただ、二次粒子の直径は Silica-Aerogel の強度にも依存するため、極度に小さくすることはできない。

Silica-Aerogel は表 3.1 を参照すればわかるように、他の同様な屈折率を持つ輻射体に比べ、低屈折率でありながら固体であるため、取扱いが簡単で同じ屈折率をガスで得る場合に比べ、大掛かりな圧力容器を必要としないなどの利点がある。この利点により採

用されることとなったが、より RICH counter の性能を高める為、更なる透過率の改良が課題となっている。

3.3 FP-PMT を用いた RICH counter 性能試験

去年度の秋、KEK の $\pi 2$ ビームラインを用いた RICH counter の性能試験を行った。この実験は、RICH counter が K/π 識別装置として実装可能な検出器であることを示した重要な実験であるため、ここで紹介する [4][10]。

3.3.1 実験目的

本実験の目的は、現在、我々が想定している RICH counter が、こちらの要求する性能を満たしているか確認するために行われた。RICH counter の性能は、式 3.2 によって与えられるものだが、 $\sigma_{chromatic}$ 、 N_{pe} などは Aerogel の特性、光検出器の特性を強く反映するものであるため、実測により RICH counter 全体の性能を示す必要があった。また、これら特性を考慮に入れた輻射体の屈折率、厚さの最適値を調べる必要があった。

3.3.2 実験設定

実験の構成図を図 3.5 に示す。検出器全体の構成は、暗箱内に設置された RICH counter と複数の Trigger counter、Veto counter より成る。使用された Beam line より供給される粒子は以下の粒子であり、観測対象は π 中間子である。

$$\pi^{\pm}, \mu^{\pm}, e, p$$

また、供給される粒子の運動量は、 $p = 0.8 \sim 4.0 [GeV/c]$ である。

- Photomultiplier Array : RICH counter における光検出器
- Aerogel Radiator : RICH counter における輻射体
- Trigger Counter[1:3] : Trigger 信号用 Scintillation Counter
- Gas Cherenkov Counter[1:2] : 電子除去を目的とした Gas Cherenkov Counter
- Aerogel Cherenkov Counter : μ^{-} 除去、また π^{+}/p 識別用閾値型 Cherenkov Counter
- MultiWire Proportional Chamber[1:2] : ビームの位置を測定するための Wire Chamber
- Positioning Counter[1:2] : MWPC の予備として設置された beam position 粗調節用 Scintillation Counter

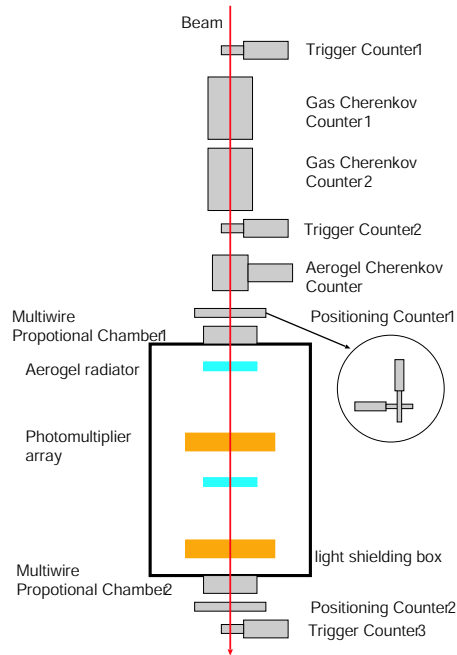


図 3.5: π^2 ビームラインを用いた RICH counter の性能試験の実験設定

3.3.3 RICH counter の構成

本実験に使用された RICH counter の構成要素を紹介する。また、実験の際に設置された様子を、図 3.6 に載せる。

- Silica-Aerogel
屈折率 1.025 ~ 1.055、厚さ約 10 ~ 50[mm] までの様々な状態の Aerogel を使用した。また、ゾル・ゲル法において使用する溶剤により Aerogel の透過率が異なることが事前の研究で明らかとなっていたため、2 種類の溶媒で精製された Aerogel を使用した。
- 光検出器
FP-PMT(Flat Panel Photo Multiplier Tube)(浜松ホトニクス社製 H8500) を使用した。HPD、HAPD は読出し回路も含め、試験開発中であつたため使用は見送られた。FP-PMT の詳細に関しては表 3.2 に記す。

表 3.2: FP-PMT : 規格

項目	記述/値	単位
光電面：材質	bi-alkali	-
光電面：有効面積	49	[mm^2]
ダイノード段数	12	段
チャンネル数	8 × 8	-
チャンネルサイズ	5.6 × 5.6	[mm]

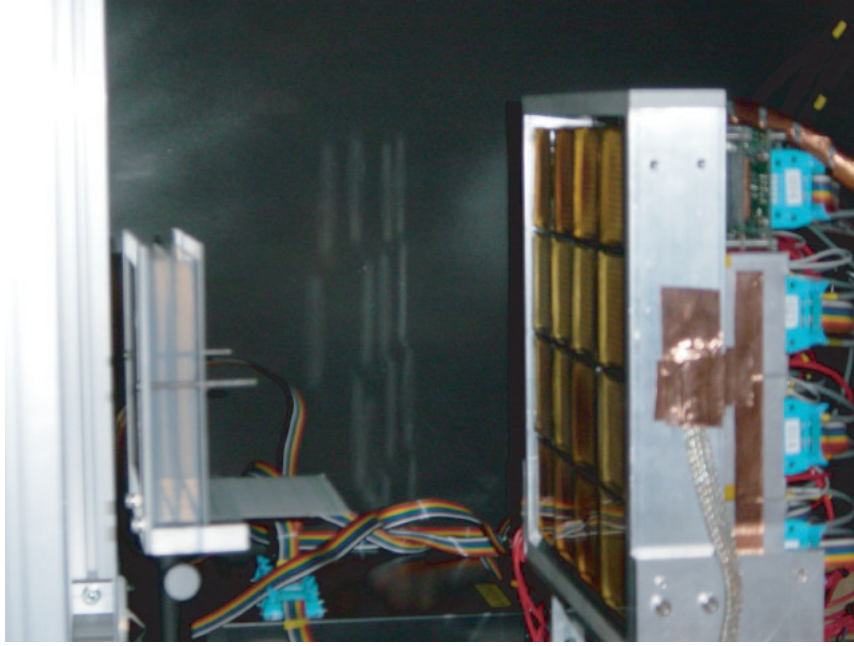


図 3.6: FP-PMT を用いた RICH counter 設置写真

3.3.4 測定結果

実験目的でも述べたが、本実験の目的は、現状 RICH counter の性能評価であり、その為に σ_c 及び n_{pe} の測定を行った。 π^2 ビームラインの beam には K 中間子が含まれないため、直接 K/π 識別を測定することはできない。そこで、 π 中間子の運動量 $p_\pi = 1.1[GeV/c]$ の時の速度 v_π が、 K 中間子の運動量 $p_K = 4.0[GeV/c]$ における速度 v_K に等しくなることを利用し、 K/π 識別を再現した。そこで、データは低運動量領域の beam と、高運動量領域の beam に対して取られた。参考として、低運動領域での角度分布を図 3.7 を載せる。

本実験を行った結果、現時点において Aerogel は、屈折率 $n = 1.05$ 、厚さ $W = 0.02[m]$ のとき最適化されるとわかった。最適化された時の角度分布を図 3.9、光電子数分布を図 3.10 に示す。

- 角度分布 (図 3.9)

運動量 $p = 4.0[GeV/c]$ における π 中間子、 K 中間子 ($1.1[GeV/c]\pi$) の角度分布を表している。 K 中間子 (速度が遅い) では、 π 中間子に比べ Ring Image の直径が短くなるため、若干分解能が落ちている。各々の標準偏差を以下に記す。

$$\sigma_K = 6.7[mrad]$$

$$\sigma_\pi = 5.4[mrad]$$

また、 K/π の角度差は $\Delta\theta = 23[mrad]$ であることから、1 光子あたりの K/π 識別能力 (N_{SD}) は以下の値と求まった。

$$N_{SD} = 4.0$$

これより、運動量の測定誤差を除いた K 中間子の識別は約 98[%]、 K/π 混合割合は約 2[%] となる。

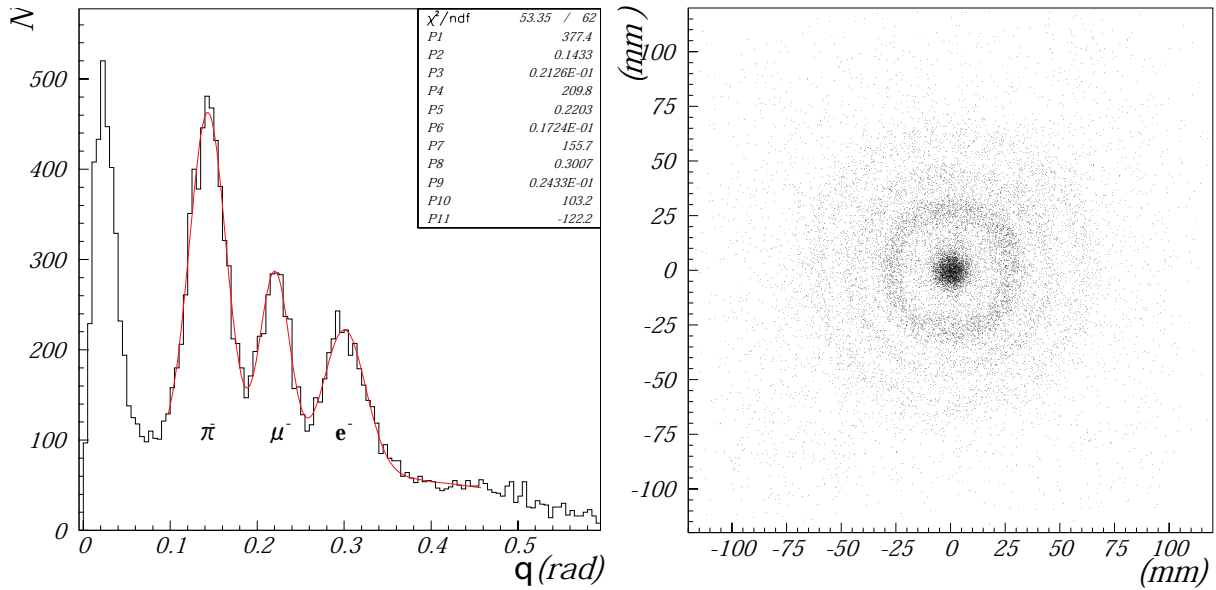


図 3.7: histogram:Angle distribution 図 3.8: scatter plot:Angle distribution
 @ $p_{beam} = 0.55[GeV/c]$ @ $p_{beam} = 0.55[GeV/c]$

● 光電子数分布 (図 3.10)

運動量 $p = 4.0[GeV/c]$ の π 中間子における検出された光電子数分布を表している。この時の光電子数 N_{pe} は以下の値である。

$$N_{pe} = 5.8$$

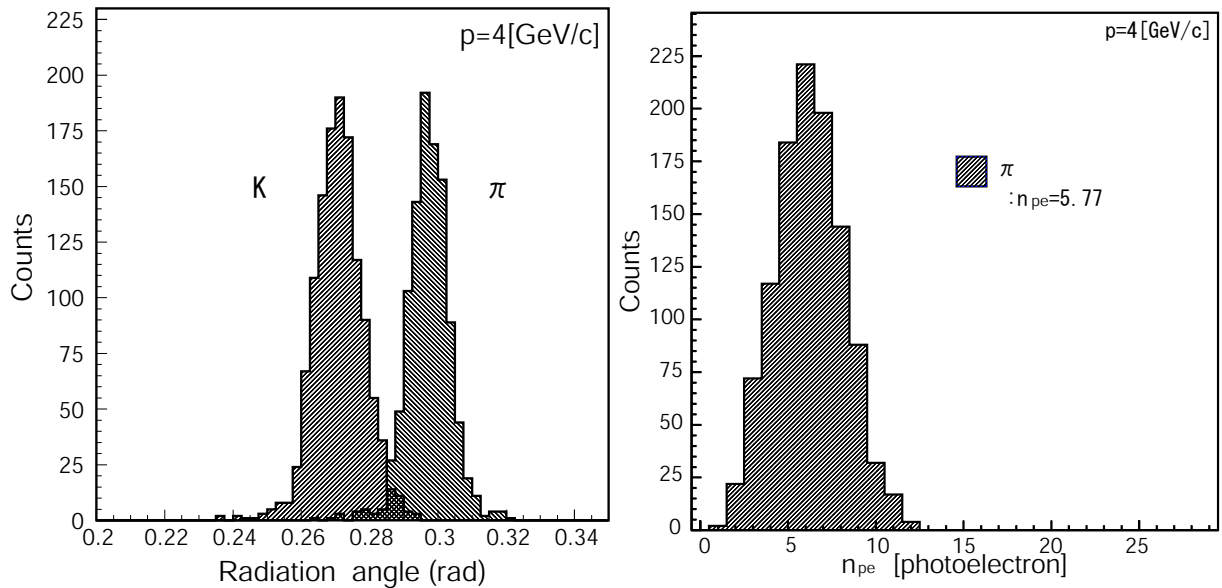


図 3.9: histogram:Angle distribution

図 3.10: histogram: n_{pe} distribution

以上の結果より、我々が必要とする $K\pi$ 識別検出器を RICH counter によって実現可能であることが証明された。しかし、Belle 実験において使用される RICH counter は磁場 $1.5[T]$ 中での使用が前提となるのに対し、本実験で使用した FP-PMT は磁場中で使用することが出来ないため、新たな光検出器が必要となった。そこで、我々は FP-PMT に

代わる新たな光検出器として Hybrid Photo Detector(HPD)、Hybrid Avaranche Photo Detector(HAPD) の使用を検討している。

第4章 HPD、HAPD性能評価

4.1 HPD、HAPD

HPDとはHybrid Photo Detectorの略で、真空管とPhotoDiodeを組み合わせた様な光検出器である(図4.1参照)。

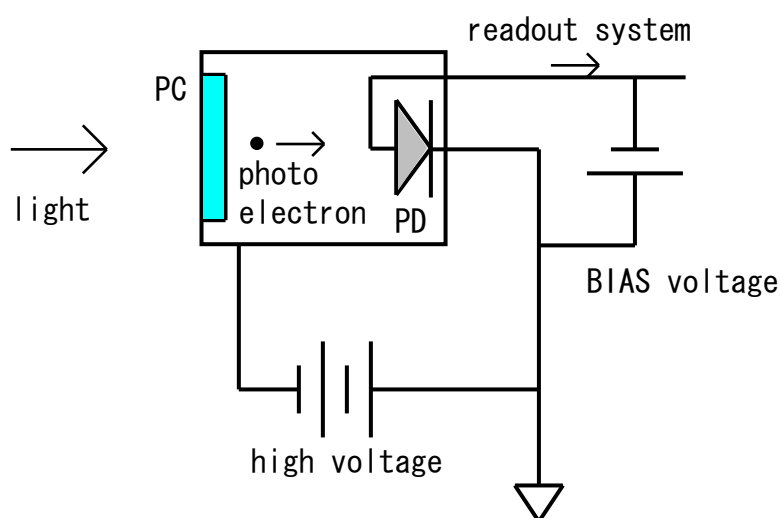


図 4.1: Single channel HPD

検出されるべき光は光電面で光電子に変換された後、約 $8[kV]$ で加速され後段の PhotoDiode に打ち込まれる。打ち込まれた光電子は、シリコン中で約 $3.6[eV]$ につき一対のキャリアーを生成し、そのキャリアーは PhotoDiode に印加された逆バイアス電圧により信号として引き出される。ここから Single Photoelectron に対する増幅率は、約 $2200[electron]$ と予測されるが、実際にはシリコンにおける増幅過程において次の2つの要因により増幅率は低下する。1つは PhotoDiode への光電子打ち込みの際に真空中に放射される後方散乱電子であり、もう1つは PhotoDiode における光電子入射面と空乏層との間に生じる不感領域において生成されるキャリアーに因る損失である。これらのエネルギー損失は、Monte-Carlo simulation “PENELOPE”によって計算されており、入射光電子のエネルギーが $2 \sim 12[keV]$ の時で後方散乱電子のエネルギーは入射粒子の約 $65[\%]$ 、後方散乱される確立が約 $20[\%]$ 、よって後方散乱による損失は入射光電子のエネルギーの約 $10[\%]$ となる。また、不感領域における損失はその厚さと入射光電子のエネルギーに依存し、入射光電子のエネルギーが $8[keV]$ 、厚さが $100[nm]$ の時、 $13[\%]$ 程度となる [6]。よって、不感領域の厚さにも因るが、HPD の Single Photoelectron による増幅率は、 $1,000 \sim 2,000[electron]$ となる。

また、HAPD(Hybrid Avalanche Photo Detector)は、基本構造はHPDと同じで、PhotoDiodeの部分に AvalanchePhotoDiode が使用されているもので、Avalanche gainによ

る増幅率は約 10 ~ 20 倍、よって Single Photo-electron に対する全増幅率は 10,000 ~ 40,000[*electron*] と限度が見積もれる。但し、PhotoDiode の構造が大きく異なるため、検出器としての特性も大きく異なる。HPD と HAPD の違いを検出器の観点から比較したものを浜松ホトニクスより提供された数値を参考に表 4.1 に示す。

表 4.1: HPD と HAPD の特性表

	HPD	HAPD	単位
光電面量子効率 ($\lambda = 420[nm]$)	19.4	1.7	%
電子打込利得	1,500	1,400	[<i>electron/photon</i>]
Avalanche gain	-	18	[<i>electron/photon</i>]
全増幅率	1,500	26,000	[<i>electron/photon</i>]
検出器容量 (平均)	10	80	[<i>pF</i>]
暗電流 (最大)	10	30	[<i>nA</i>]
光電子加速用印加電圧 (通常使用時)	-8	-8	[<i>kV</i>]
逆バイアス電圧 (通常使用時)	-80	-320	[<i>V</i>]

我々が、RICH counter の光検出器として考えているのは、144channel HPD 若しくは HAPD である (図 4.2)。HPD と HAPD はともに一長一短があるため、RICH counter を開発していく上で読出し回路との兼ね合いも含め、どちらの光検出器の方が適しているか見定めていかなければならない。そこで、144channel HPD、HAPD の試作機として開発された Single Channel HPD、Multi Channel HAPD の特性を調べた。また、これら特性調査より得られた結果は、読出し回路の回路構成に反映させることで、より完成度の高い RICH counter の開発を目指す。

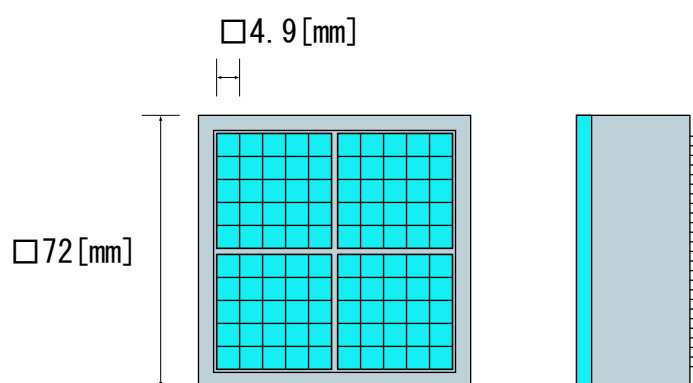


図 4.2: 12 × 12 channel HPD or HAPD

4.1.1 HPD、HAPD の利点

RICH counter の光検出器として HPD、HAPD が採用されたのは、他の光検出器に比べ以下のような利点があったからである。

1. 磁場中 (光子入射面に対して垂直な磁場) において増幅率の変動が小さい。

2. Single Photoelectron 相当の信号が検出可能である。

1. について、HPD、HAPD はPMT の様な複雑な増幅機構を持たず、電界による加速のみ、若しくは電界の加速に加え Avalanch 増幅のみの増幅機構を採用することで、磁場による光電子の拡散を抑え磁場中においても磁場外で使用したときと同程度の増幅率を有すると考えられる。

2. について、複雑な増幅機構を持つ光検出器などでは、同一信号が入射されたとしても増幅段階で生じる増幅率の揺らぎにより、光電子数に対する分解能が下がる。HPD、HAPD では増幅段階における揺らぎが小さく、光電子数に対する分解能も高くなる。

4.2 Single channel HPD 性能評価

本性能評価の目的として、まず光検出器として新しく開発中の HPD の基本特性を調べると共に、Single Photoelectron に対する応答がどの程度の分解能を持つか測定する。また、RICH counter を構成するにあたりどの様な読み出し回路を必要とし、現状においてどの程度まで検出器として実現できるか、を確認することにある。

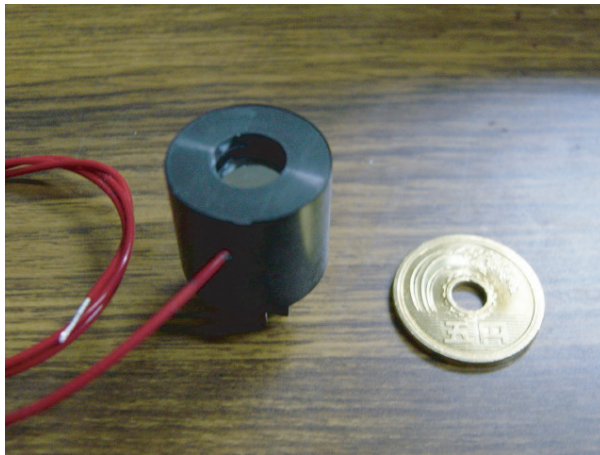


図 4.3: Type TO-8 : Single channel HPD

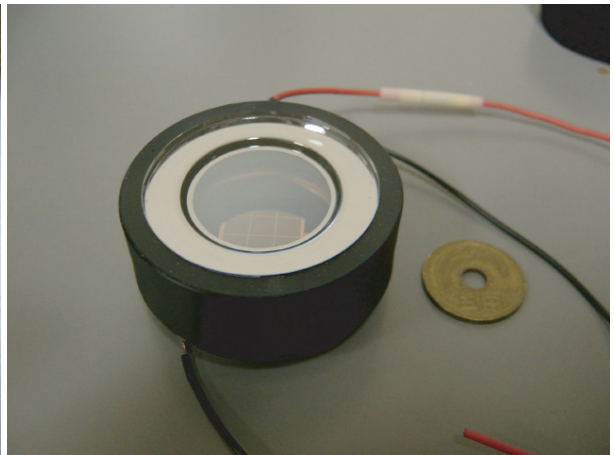


図 4.4: Prototype : Multi channel HAPD

4.2.1 Single Channel HPD の基本特性評価

基本特性評価として、半導体つまり PhotoDiode に起因する諸特性を測定した。測定したのは逆バイアス電流 I_L と半導体容量 C_D の振る舞いで、ともに読み出し回路における雑音に対する寄与を持ち、検出器固有の値である。故に、検出器直後の増幅器回路を考える上で、上記 2 つの特性を調べる必要がある。

逆バイアス電流の測定

ダイオードの特性としてよく記される、“V-I特性曲線”に相当する。測定には“Tektronix 372 型プログラマブル半導体ワークベンチ”を使用した。測定結果を、図 4.5 に示す。横軸は一般的に半導体検出器に印加される逆バイアス電圧、縦軸は逆バイアス電流であり検出器における暗電流に相当する。

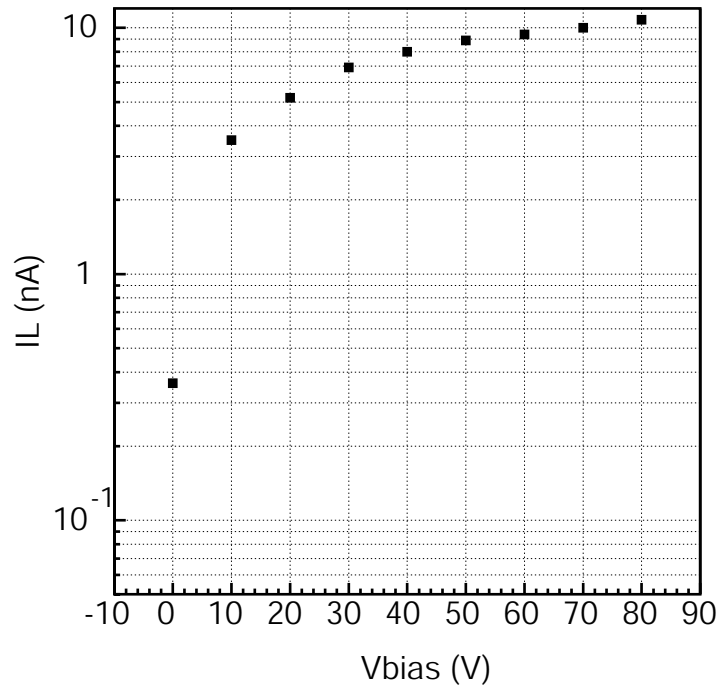


図 4.5: 半導体特性 1 : 逆バイアス電圧と暗電流

一般に、ダイオードの特性曲線は以下の式によって与えられる [3]。

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{\eta e V_{BIAS}}{kT}\right) - 1 \right]$$

但し、 I_s : 飽和電流、 e : 素電荷

η : 半導体内ポテンシャルの不均一さに因る係数 ($\eta \leq 1$)

k : ボルツマン定数、 T : 絶対温度

但し、図 4.5 では、逆バイアス電圧を正にとっている。

半導体容量の測定

PN 接合において、逆バイアス電圧を印加することで生じる空乏層を隔て、導電体となった P 型半導体と N 型半導体が極板の役割を果たすことで生じる半導体容量を測定した。この半導体容量は、そのまま検出器容量と置き換えることができる。測定には“ KEITHLEY 590 CV ANALYZER ”を使用した。横軸を逆バイアス電圧、縦軸を半導体容量とし、図 4.6 に測定結果を示す。

4.2.2 Single channel HPD の雑音特性

ここでは、検出器自身から雑音に寄与する変数として逆バイアス電圧を、また、検出器外部より雑音に寄与する変数として整形増幅器における整形時定数 (T_M) を取ることで、

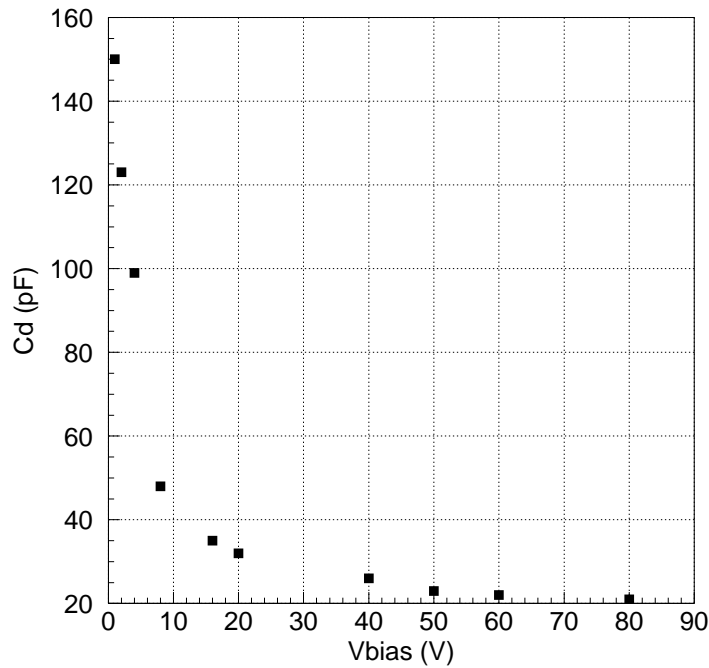


図 4.6: 半導体特性 2 : 逆バイアス電圧と検出器容量

各変数の最適値を調べた。実験のセットアップを図 4.7 に示す。また、使用した機器は以下の通りである。

雑音特性の評価を行うにあたり考慮すべきことは、PhotoDiode からの暗電流、HPD の検出器容量のみとなるため、光電子加速用高電圧は印加せず、信号も前置増幅器のテスト・パルス入力を使用した。よって、高電圧による漏れ電流はここでは考慮しないこととした。また、HPD に印加されるバイアス電圧は、前置増幅器のバイアス入力を介して印加した。

- 前置増幅器 : CLEARPULSE Type 580K
- 整形増幅器 : CREARPULSE Type 4032
- バイアス電源 : CREARPULSE MODEL E6625
- パルス・ジェネレータ : HEWLETT PACKARD 8110A
- DAQ システム : National Instruments NI PXI-6115 + BNC-2110 + LabVIEW

逆バイアス電圧に対する雑音の振る舞い

逆バイアス電圧に対する、検出器容量、暗電流の振る舞いは図 4.5、4.6 で示したとおりであり、また、検出器の増幅回路における等価雑音電子数 (enc) は、以下の関係がある。

$$enc^2 \propto I_L, \quad enc^2 \propto C_D^2$$

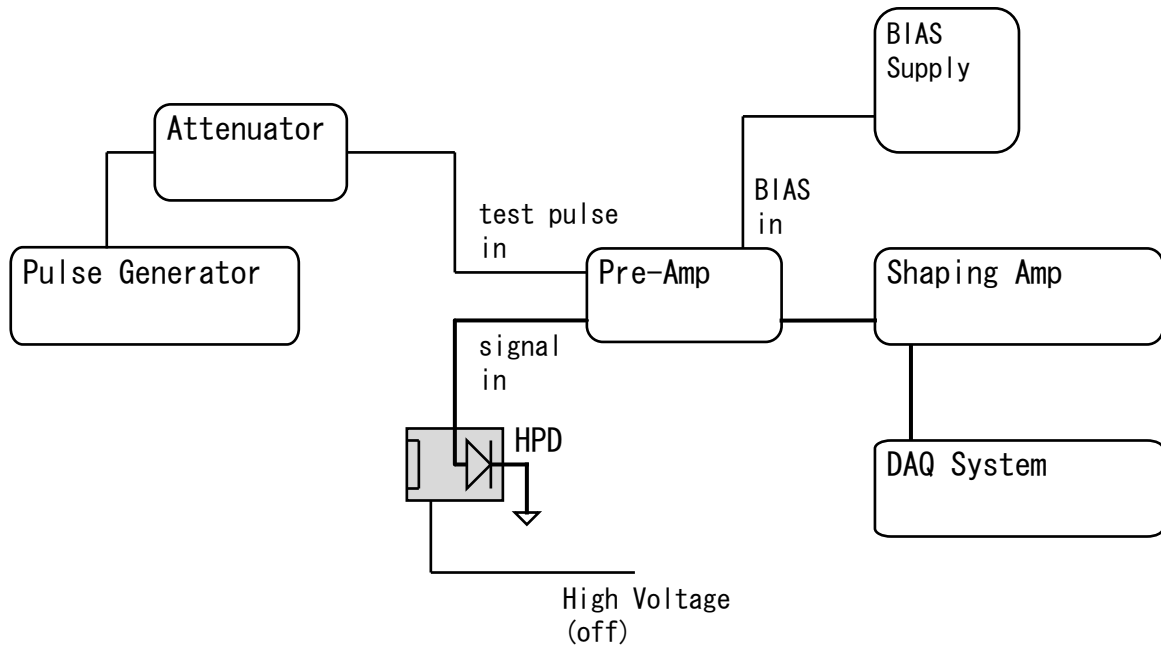


図 4.7: セットアップ : Single channel HPD の雑音特性

よって、雑音に対する逆バイアス電圧の最適値が存在し得ることがわかる。今回の測定において、最適値 $(V_{BIAS})_{opt}$ は以下の値となった。

$$(V_{BIAS})_{opt} = -80[V]$$

整形時定数に対する雑音の振る舞い

検出器の増幅回路における等価雑音電子数 (*enc*:Equivalent Noise Charge) と整形時定数には、以下の関係がある。

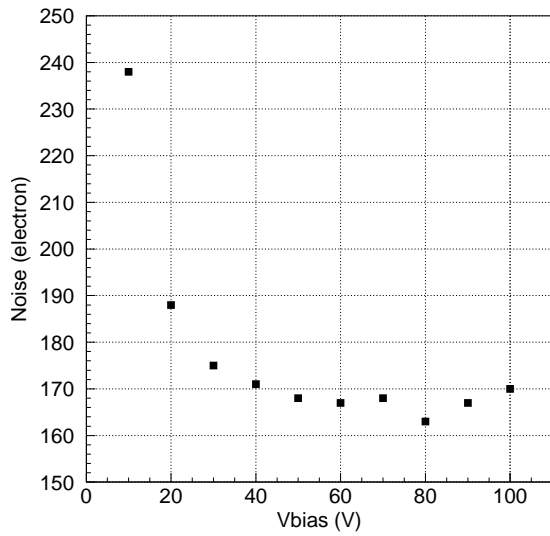
$$enc^2 \propto \alpha T_M + \frac{\beta}{T_M}$$

雑音源により整形時定数から雑音への寄与は異なることに因る (B 参照)。よって、雑音に対する整形時定数の最適値 $(T_M)_{opt}$ も存在し、その値は以下の値となった。

$$(T_M)_{opt} = 2[\mu s]$$

4.2.3 Single Channel HPD の応答特性

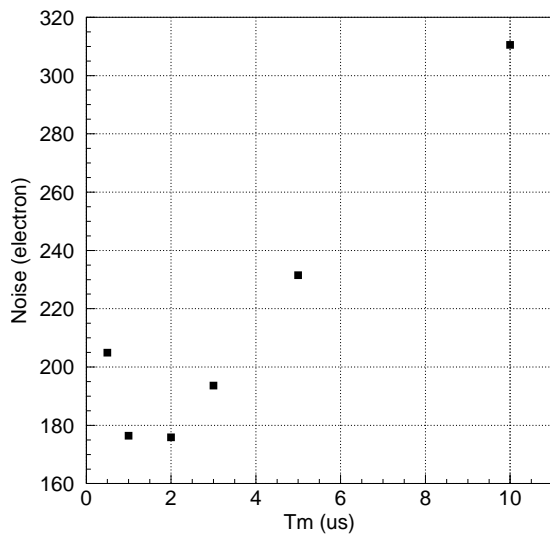
以上の結果から、各外部変数の最適値が求まったので、実際に LED 光源を用いた HPD の光に対する応答を、波高分布と時間分布より調べた。実験のセットアップを図 4.10 に示す。光源には波長 $\lambda = 850[nm]$ の LED を使用。光量の調節は LED に送るパルス幅により調節した。また、測定機器、増幅器は §4.2.2 で使用したものと同一のものを使用した。



諸設定：

- テスト・パルス使用
- $V_{testpulse} = 2.54[mV]$
- $T_M = 2.0[\mu s]$

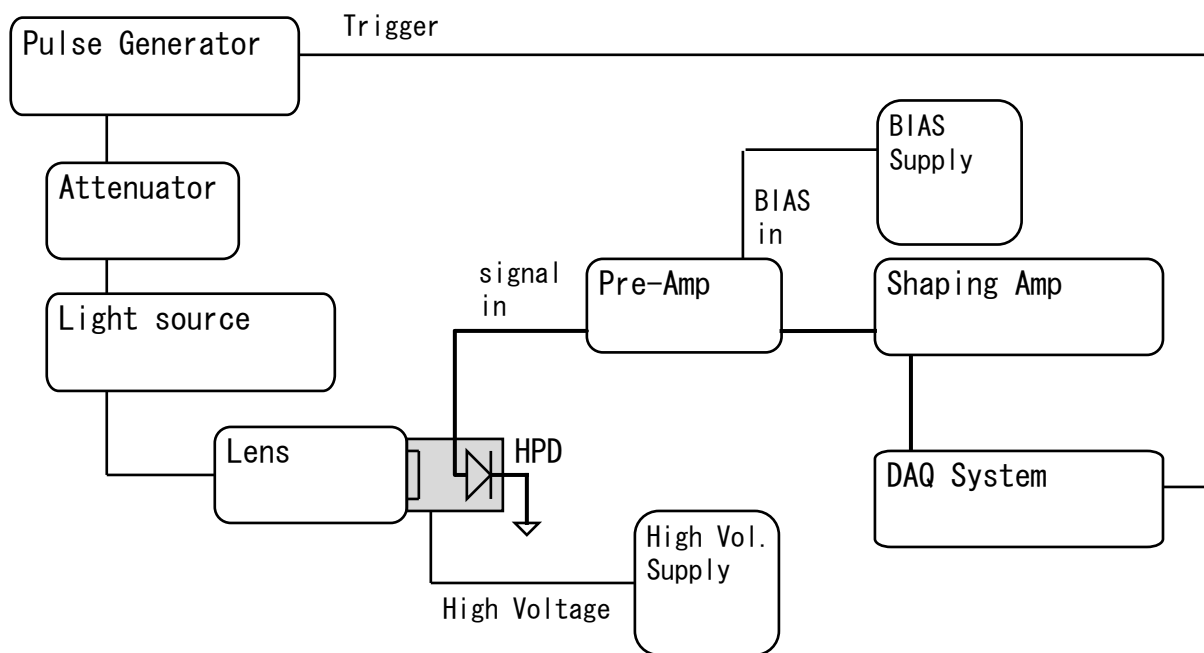
図 4.8: 検出器特性 1 : 逆バイアス電圧と雑音特性



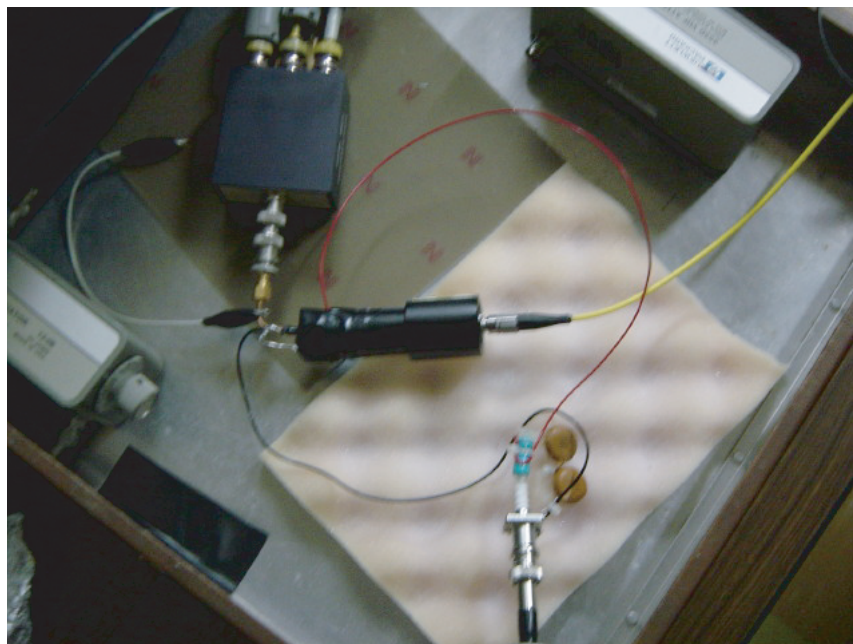
諸設定：

- テスト・パルス使用
- $V_{testpulse} = 2.54[mV]$
- $V_{BIAS} = -80[V]$

図 4.9: 検出器特性 2 : 整形時定数と雑音特性



☒ 4.10: セットアップ : Single channel HPD の応答特性



☒ 4.11: Single channel HPD と Pre-Amp

Single Photoelectron Responce

効率良く Cherenkov light を検出するためには、Single Photoelectron による信号波形が pedestal に対し十分分離できている必要がある。そこで、Single Photoelectron に対する応答を確認した。実測によって得られた Single channel HPD による波高分布を図 4.12 に、時間分布を図 4.13 に示す。

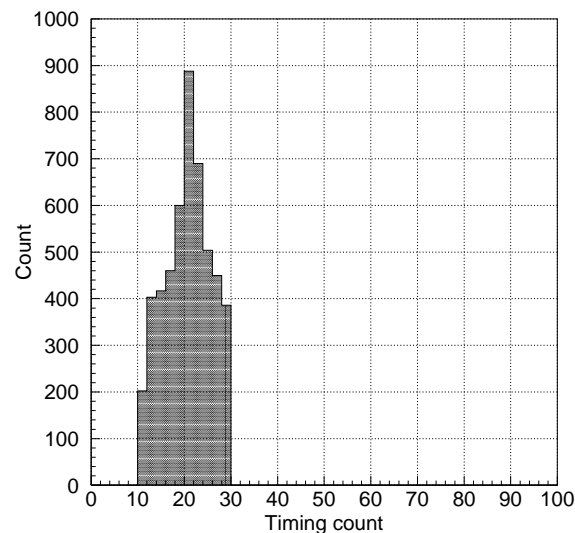
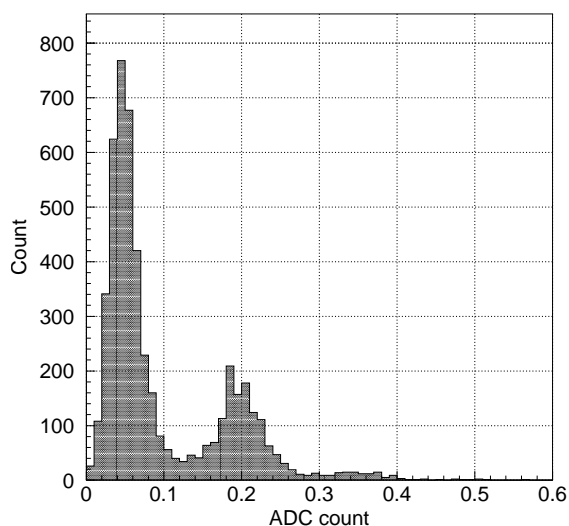


図 4.12: Pulse height distribution : Single photon response 図 4.13: Timing distribution : Single photon response

諸設定 : $V_{BIAS} = -80[V]$ 、 $T_M = 0.5[\mu s]$

ここで、諸設定の整形時定数に対し先ほど示した最適値 $T_M = 2[\mu s]$ を使用していないのは、実際に測定した結果、 $T_M = 0.5[\mu s]$ の時が一番鋭い peak がみられたからである。これは恐らく、光電子加速用印加電圧をかけた事により HPD 内側のセラミックケースに微弱な電流が流れ、見かけ上暗電流 (I_L) が増大したためと解釈できる。

時間分布において、明らかに真ではない信号を取り除くためカットをかけている。波高分布において、左側の peak が pedestal であり右側の peak が Single Photoelectron に相当する。各 peak 間を Single Photoelectron の標準偏差 $\sigma_{s.pe.}$ で割った値を用いて、Single Photoelectron の分離精度 σ は以下の値で求まった。

$$\sigma \equiv \frac{mean_{s.pe.} - mean_{ped}}{\sigma_{s.pe.}} = 4.8$$

これより、信号の閾値を各 peak 中間にとるとすると 99[%] 以上の効率で Single photoelectron の検出が可能であるとわかる。

Multi Photoelectron Responce

Multi Photoelectron に対する応答を調べた。Single Photoelectron の信号を裏付ける資料として測定を行った。

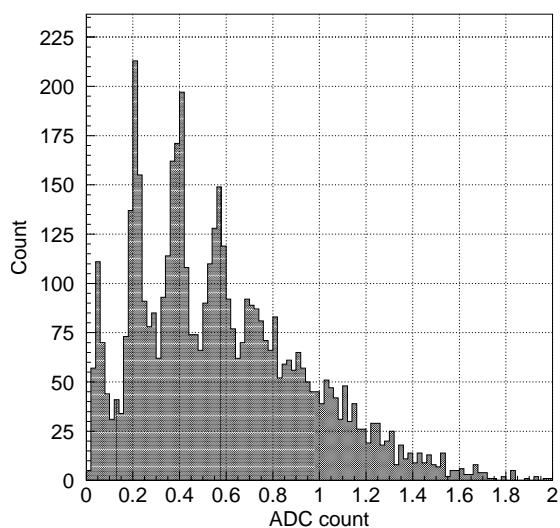


図 4.14: Pulse height distribution : Multi photon response

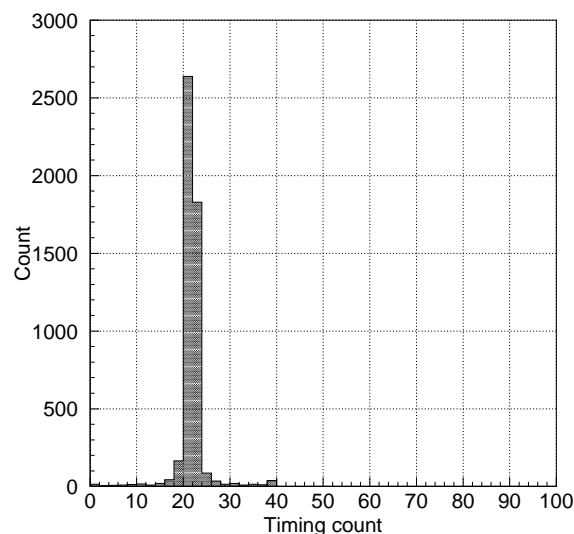


図 4.15: Timing distribution : Multi photon response

諸設定 : $V_{BIAS} = -80[V]$, $T_M = 0.5[\mu s]$

時間分布において Single Photoelectron の時と比べ peak が鋭くなっているのは、入射光子数が上がったことによりトリガー非同期な信号、つまり pedestal が信号として検出される回数が減ったためである。波高分布においては、先ほどの Single Photoelectron 応答と同一の位置に pedestal と Single Photoelectron による peak がみられる。続いて、ほぼ同一間隔で 2 Photoelectron、3 Photoelectron によると思われる peak が並んでいることから、Single Photoelectron の信憑性が確認された。

4.3 3 × 3 channel HAPD 性能評価

3 × 3channel HAPD の評価を行った。半導体の構造上、Multi channel における検出器容量、暗電流を直接測定することはできない。もちろん、Multi Channel を 1つの半導体と考えれば測定できるが、我々が必要とする値は各 Channel あたりの値であり、あまり興味が無い。そこで、これら値は浜松ホトニクスにおいて組立て前に測定された値が組立て後も不変であるとし、回路の設計などに反映させることにした。よって、今回は基本特性評価は行わなかった。

4.3.1 Multi Channel HAPD の基本特性評価

LED 光源を用いた波高分布と時間分布の測定を行った。実験の設定は §4.2.3 と同一である。

Single Photoelectron Responce

Single Photonelectron に対する応答を調べる。今回試験に用いた 3×3 channel HAPD は量子効率が低いため、データを収集する際に波高分布の pedestal にカットを入れた。よって、pedestal の分布は別途取り直し、その結果 pedestal の平均値は $mean_{pedestal} = 0.43$ であった。これより、HPD と同様の評価を行うと Single Photoelectron の分離精度 σ は以下の値で求まった。

$$\sigma = 3.6$$

HPD と比べ、若干分離精度が落ちていることがわかる。これは、HAPD の方が検出器容量が多く、また暗電流も大きいなど雑音レベルが高くなる要素を含んでいるためと推測される。但し、今後 HAPD の諸性質に最適化された増幅器回路を組むことで、改善することは可能だと考えられる。

また、トリガー非同期な pedestal 信号は時間分布において平坦なバックグラウンドとして現れるが、HAPD の時間分布では現れず、HPD の時には見られなかった一見トリガー同期な振る舞いが見られた。恐らく原因はトリガー信号の読出し回路への何らかの微小な干渉によるものと推測できるが、明確な原因は究明していない。

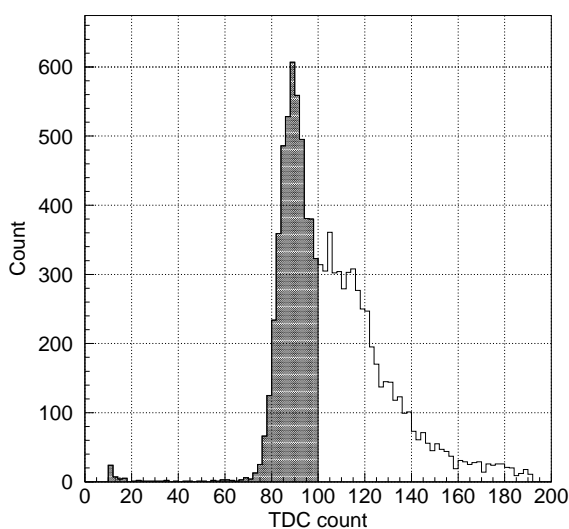
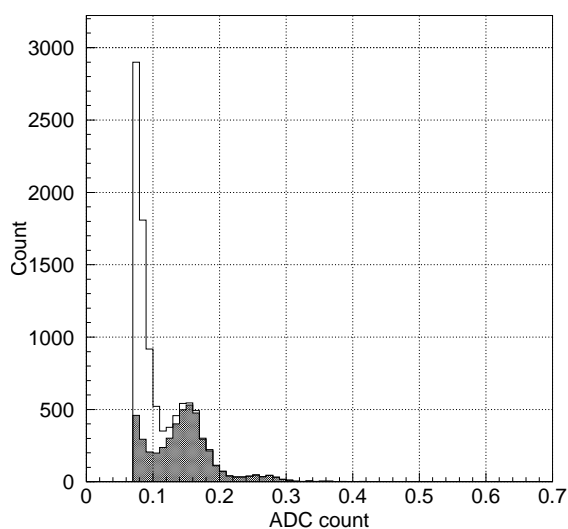


図 4.16: Pulse height distribution : Single photon response 図 4.17: Timing distribution : Single photon response

諸設定 : $V_{BIAS} = -320[V]$ 、 $T_M = 2.0[\mu s]$

Multi Photoelectron Responce

HPD 同様、Single Photoelectron を保証する資料として測定を行った。入射光量を増やしたことで pedestal が減ったと同時に、Single Photoelectron 応答の時間分布に見られたトリガー同期と思われる分布が見られなくなった。よって、Single Photoelectron 応答

で見られた異常な時間分布は Single Photoelectron による波高分布に寄与するものではなく、pedestal と何らかの関係があるものと判明した。

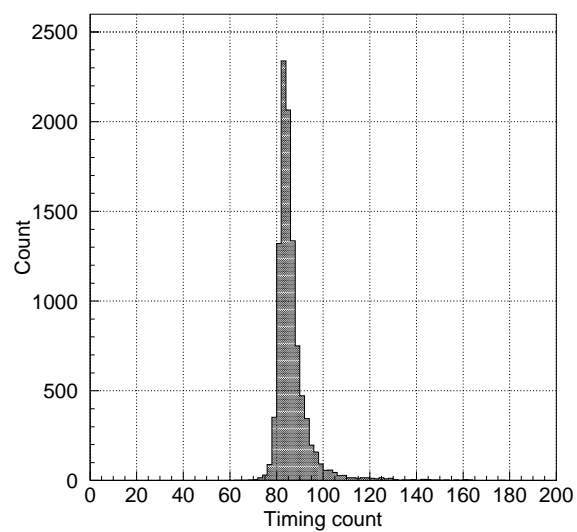
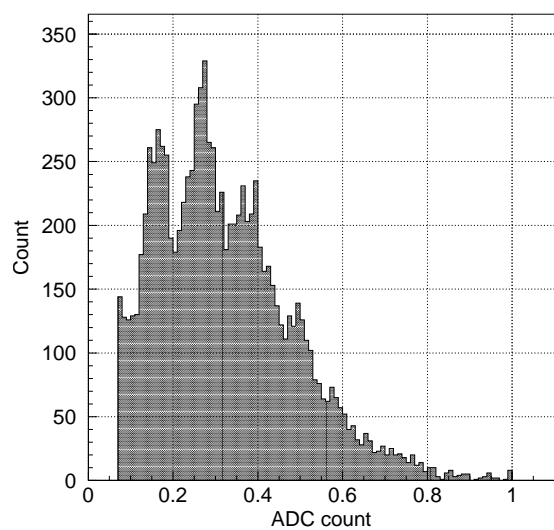


図 4.18: Pulse height distribution : Multi photon response 図 4.19: Timing distribution : Multi photon response

第5章 読出し回路の開発と評価

5.1 ASIC の設計

ASIC(Application Specific Integrated Circuit)(チップ名：“ S01 ”) の設計にあたり、まず明確な使用目的を示す。

1. HPD 直後の前置増幅器として設計する。
2. ハイ・イベントレートに対応した信号処理機能を持たせることで、dead time を無くす。

目的を実現するため、回路は増幅器を構成するアナログ回路部分と信号処理回路を有するデジタル回路部分より構成することにした。アナログ回路部には低雑音・高利得な増幅器を、デジタル回路にはアナログ波形をビット化処理し、且つ外部トリガーによりデータ読出しが開始されるために必要となる時間だけ信号を保持するような回路を組むことにした。

5.1.1 増幅回路

増幅回路群の構成は、一般的な検出器の増幅段階 (5.1) を参考に組んだ。

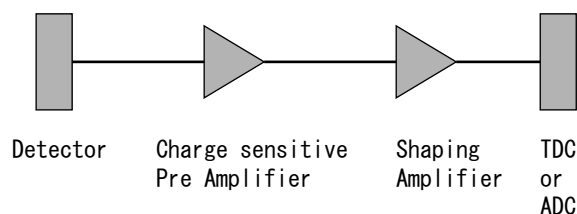


図 5.1: typical readout system

“ S01 ”の増幅回路には、初段に電荷有感型前置増幅器、第二段に整形増幅器、第三段に可変利得増幅器の計三段による増幅器を採用した (図 5.2)。可変利得増幅器は使用対象の検出器 HPD の利得が低いことを受け、加えることとした。付加回路として、前置増幅器と整形増幅器との間に設けられた微分回路は、“ ポールゼロ・キャンセレーション回路 ” と呼ばれ、前置増幅器の減衰時定数を短縮する効果がある。また、検出器からの漏れ電流が大きくなることを見越して、漏れ電流補償回路を前置増幅器の帰還抵抗に組み込むことで、漏れ電流による前置増幅器における信号の飽和を防ぐ措置を行った。

次に、図 5.2 における回路変数 (R[1:4]、C[1:3]) の決定方法について述べる。回路変数は S/N を最大に取れるように決定する。そのためには増幅率を上げるとともに、電子雑音を最小に抑える努力が必要である。電子雑音は検出器自体の性状や増幅器素子に特有

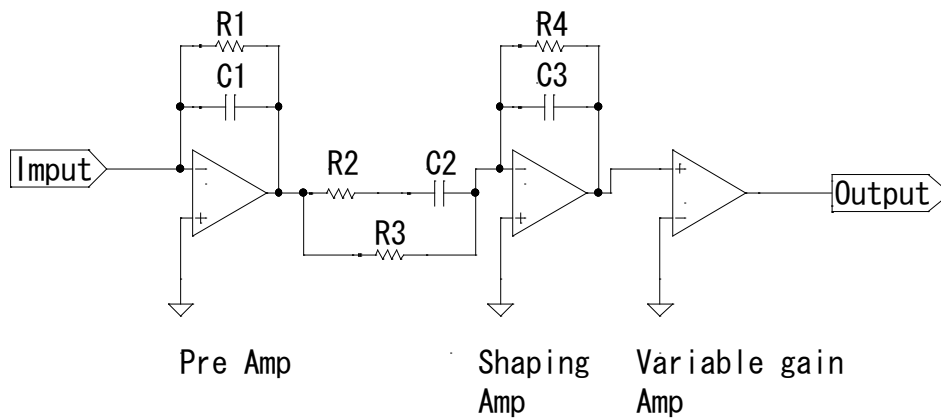


図 5.2: 回路概略図：“S01”アナログ回路部

なもので、周囲の環境に起因する電気雑音（環境雑音）と異なり、回路設計段階における対策により改善できる。電子雑音にはショット雑音、熱雑音、フリッカ雑音の3種類があり、電子雑音はショット雑音と熱雑音の寄与が大きく占めている（付録 B.1 参照）。また、これら雑音は整形時定数と大きく関係しているため、整形時定数の最適化が必要となるが、それに関して以下で述べる。トランスコンダクタンスも電子雑音の換算に関与するが、整形時定数に表れるような大きな寄与は見られないため、設計においてはある程度、目安により決定した。

5.1.2 雑音の電子数換算と整形時定数の決定

増幅回路の最適な整形時定数を決定するために電子雑音の見積もりを行う。信号と雑音による競合は、信号レベルの低い増幅器初段における寄与が大半を占める。よって、ここでは前置増幅器の出力における雑音の見積もりを行う。電子雑音を図 5.3 に適用させて考える（付録 B.1 参照）。

但し、 R_B は検出器にバイアス電圧を印加するための負荷抵抗、 R_G は MOSFET ではトランスコンダクタンス g_m を用いて $R_G = \frac{2}{3g_m}$ と表される内部抵抗である。この時、等価雑音電子数 (enc:Equivalent noise charge) は式 B.1 で表される（付録 B.2 参照）。

$$enc^2 = \alpha T_M + \frac{\beta}{T_M} + \gamma \quad (5.1)$$

これより、整形時定数 (T_M) の最適値 (T_{Mopt}) が存在し、整形時定数が最適値をとる時雑音は最小値 (enc_{min}) をとる。各々の値は以下によって与えられる。

$$T_{Mopt} = \sqrt{\frac{4kTR_G(C_D + C_G)^2}{2qI_L + 4kT/R_B + 4kT/R_1}}$$

$$enc_{min} = \frac{1}{q} \left(\sqrt{\frac{e^2}{4}(C_D + C_G) \sqrt{4kTR_G(2qI_L + 4kT/R_B + 4kT/R_1)}} + \frac{e^2 k_f I_D^{\alpha_f} (C_D + C_G)^2}{2 C_{ox} W L} \right) \quad (5.2)$$

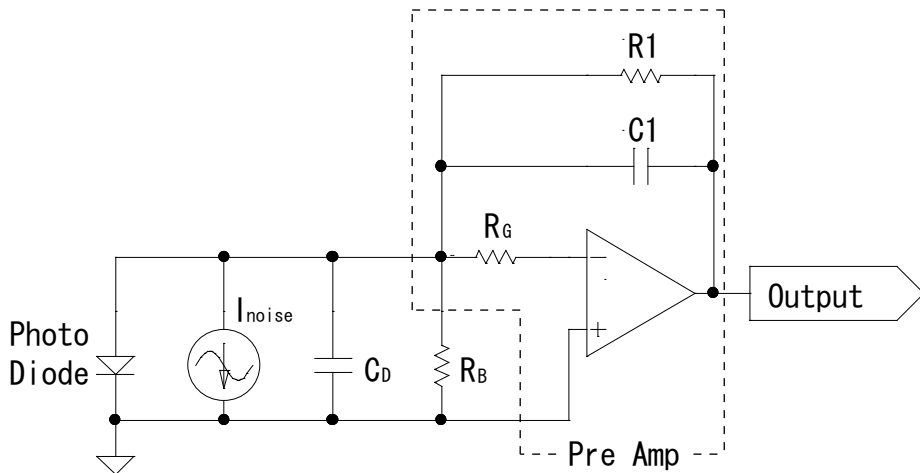


図 5.3: 雑音評価：前置増幅器

また、ある条件下での整形時定数と等価雑音電子数との関係を図 5.4 に示す。但し、ここでは整形時定数と相関を持つショット雑音と熱雑音のみを考慮し、フリッカ雑音は考慮していない。

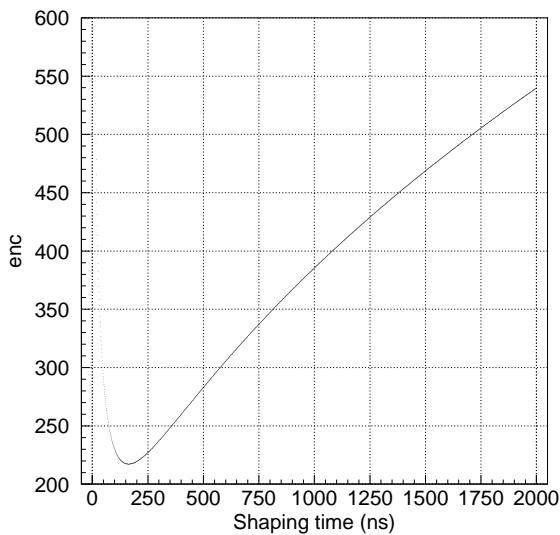


図 5.4: 整形時定数と雑音

仮定条件：

- 検出器容量 $C_D = 10[pF]$
- 漏れ電流 $I_L = 10[nA]$
- 室温 $T = 290[K]$
- トランス
コンダクタンス $g_m = 10[mS]$
- バイアス用負荷抵抗 $R_B = 50[M\Omega]$
- 帰還抵抗 $R_1 = 32.5[M\Omega]$

最適値：

- $T_{Mopt} = 160[ns]$
- $enc_{min} = 217[electron]$

これを参考に、増幅器における整形時定数の設定目標として以下の値を採用した。

$$(T_M)_{opt} = 150[ns]$$

整形時定数が決定したことにより、回路変数 $R[2:4]$ と $C[2:3]$ との間に以下の関係が成り立つ。

$$(T_M)_{opt} = C_2 R_2 = C_3 R_4$$

また、整形増幅器の増幅率 A_{shap} は C_2 と C_3 の比で決まる。できる限り整形増幅器により利得を稼ぐため、 C_2 には設定可能な範囲内で比較的大きい値を、 C_3 には同範囲内で比較的小さい値として以下の値を設定した。

$$C_2 = 2.0[pF], \quad C_3 = 0.2[pF]$$

これより、 $R_{[2,4]}$ は決定し、以下の値を得られるよう回路を組んだ。

$$R_2 = 75.0[k\Omega], \quad R_4 = 750[k\Omega]$$

また、ポールゼロ・キャンセレーション回路の役割上、前置増幅器の伝達関数とポールゼロ・キャンセレーション回路の伝達関数の極を一致させる必要性から以下の関係が成り立つ。

$$R_1 C_1 = (R_2 + R_3) C_2$$

一方、 C_1 は電荷電圧変換係数 $5[V/pC]$ を実現するために、また、 R_1 はヒット・レート $10[kHz]$ を想定しても前置増幅器が信号により飽和しない程度の減衰時定数を満たすものとして以下の値を採用した。

$$R_1 = 33.8[M\Omega], \quad C_1 = 0.2[pC]$$

よって、 R_3 には以下の値を設定した。

$$R_3 = 3.31[M\Omega]$$

信号処理回路

信号処理回路であるデジタル回路を含む全回路概略図を図 5.5 に示す。アナログ増幅回路直後の信号処理回路として、必要なデータを効率良く収集するためにビット化処理を行うコンパレータ回路と、得られた信号がこちらの欲するイベントに因るものなのか判断するための時間だけデータを保持できるように設けられたシフトレジスタ回路による構成とした。コンパレータ回路群では、各チップごとに印加されることとなる閾値電圧が参照用の電圧として送られており、増幅回路における最終段出力値が閾値電圧を越えた時点でビット信号を出力するようになっている。シフトレジスタ回路では、コンパレータ回路より送られてくるビット信号から、チップ動作周波数の 1 ~ 2 周期分のトリガー出力信号を生成するようになっている。また、コンパレータ回路からのビット信号は 16 個の DFF(D-tuple flip-flop) 回路によりチップ動作周波数の 16 周期分ビット信号が保持するようになっている。チップ動作周波数は 1 ~ 10[MHz] を想定しており、よって“ S01 ”のシフトレジスタ回路は、約 1.6 ~ 16[μs] だけデータの保持が可能となっている。

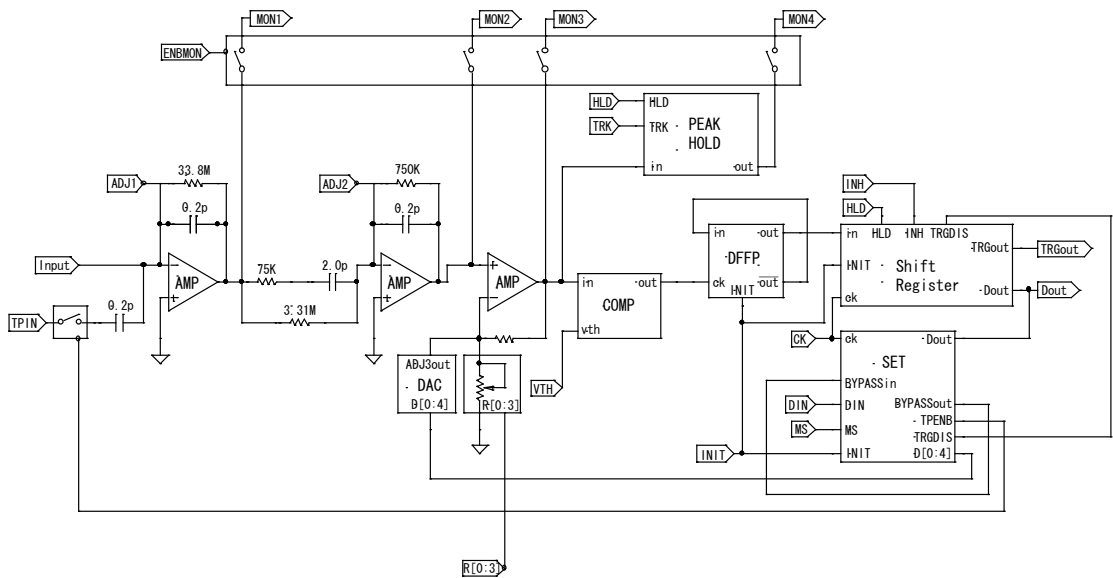


図 5.5: 回路ブロック図

5.2 ASIC “ S01 ” の作製

HPD用読出し回路の試作として、ASIC “ S01 ”を東京大学のVLSI Design and Education Center(VDEC)に試作依頼をし作製した。集積回路の形状を表 5.1 に、設計の際設定した集積回路への要求仕様を表 5.2 に示す。

表 5.1: 集積回路の形状

プロセス	ROHM CMOS 0.35[μm]
階層 (PoliSi/Metal)	2/3
電源電圧	3.3[V]
サイズ	4.93 × 4.93[mm^2]
信号ピン数	144
パッケージ	QFP160

5.3 “ S01 ” の動作確認

“ S01 ”の動作確認を行うにあたり、試験用ボードの作製を行った。試験用ボードとしてTOP用インターフェイス基板“ interface1 ”、RIGHT用インターフェイス基板“ interface2 ”、BOTTOM用インターフェイス基板“ interface3 ”の計3枚を作製した。各インターフェイス基板の“ TOP ” “ BOTTOM ” “ RIGHT ”とは、ASICの各辺に相当し、“ LEFT ”は信号入力となっている(図 5.7 参照)。各インターフェイス基板の構成を以下に記す。

表 5.2: 集積回路への要求仕様

項目	値、説明	単位
電荷電圧変換係数	5	[V/pC]
帰還抵抗	32.5	[$M\Omega$]
帰還容量	0.2	[pF]
トランスコンダクタンス	10	[mS]
雑音特性	250	[e]@ $Cd = 10[pF]$
整形時定数	150	[ns]
入力信号レベル	2,000	[$electron$]
ダイナミック・レンジ	2,000 ~ 20,000	[$electron$]
実装チャンネル数	18	[$channel/chip$]
ヒット・レート	10	[$kHz/channel$]
トリガー・レート	5	[kHz]
読出し方式	シリアル方式のデジタル出力	-
制御方式	LVDS 及び TTL	-
消費電力 (上限)	5	[$mW/channel$]
総合利得	50	[$mV/photoelectron$]

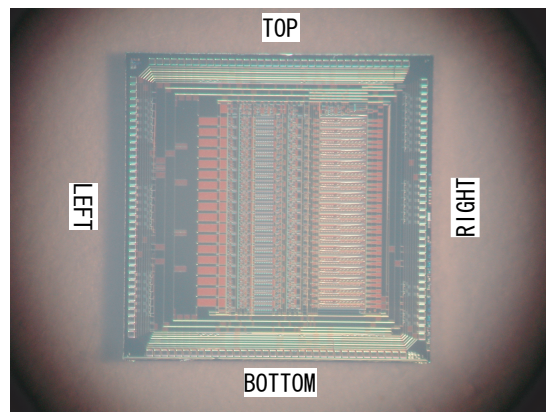


図 5.6: bare chip の顕微鏡写真

interface1

外部電源より電源電圧を供給する際使用するフィルター回路と、前置増幅器、整形増幅器における帰還抵抗値、ポール・ゼロキャンセレーション回路における抵抗値を調節する際使用する定電流源、アナログ・モニター用出力端子を有する。

interface2

“ S01 ”制御信号用 LVDS のドライバー IC とレシーバー IC を有する。

interface3

“ S01 ”設定信号用 Dip Switch と、オフセット調節用端子、閾値電圧用端子、テストパルス用端子と、これら端子用のユニティゲイン・バッファを有する。

ASIC 試験用ボードの試験

試験用ボードの試験として以下の項目について以下の順序で確認を行った。

1. 各配線の導通テスト
2. 電源電圧間 (V_{SS} , V_{DD})、電源電圧-信号系統間の絶縁テスト
3. 電源電圧が正常に印加できるかを確認
4. LVDS、OPE-AMP、Dip-switch を搭載した状態での導通・絶縁テストと各 IC の動作確認

1.、2. に関してはテスターを用いて確認し、3. に関しては外部電源装置の電流出力が異常でない事から確認をした。4. に関してはインターフェイス基板と“ S01 ”を載せるための基板間を繋げるケーブルの導通試験も含め、IC の各ピンがこちらの意図している“ S01 ”搭載用基板上のピンに繋がれているかを確認した。以上を確認した後、“ S01 ”を載せて試験を行った。

5.3.1 “ S01 ”の動作試験

前述の試験用インターフェイス基板を使用し、“ S01 ”の試験を行った。設置風景の写真を図 5.7 に載せる。試験を行う際特に断りが無ければ、信号入力用のピンは浮いているものとする。

1 つの ASIC をサンプルとして取り出し、以下の項目について確認を行った。

1. 電源電圧が正常に印加されるかを確認
2. S[0:17] と IB、IRL、IRH における直流値が異常でないことを確認

1. は外部電源装置の電流出力から確認した。2. に関しては、実際に測定した値を 1 つの ASIC を例に挙げ、表 5.3、5.4 に記す。

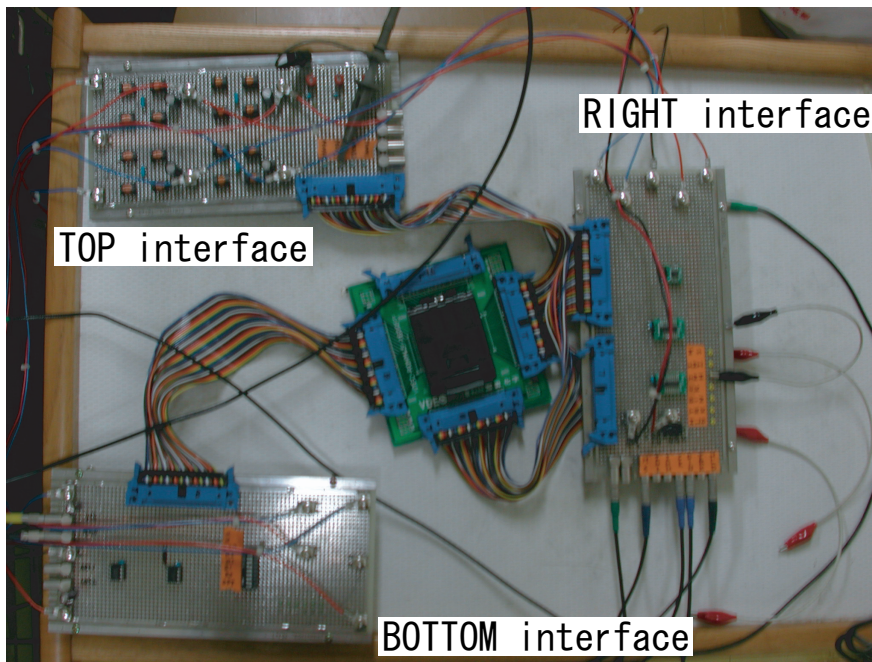


図 5.7: "S01"動作試験用セットアップ

表 5.3: 信号入力ピンにおける直流電圧

	PIN	Voltage[V]	
DC	S0	-0.819	S6 -0.843
	S1	-0.841	S7 -0.382
	S2	-0.808	S8 -0.842
	S3	-0.772	S9 -0.827
	S4	-0.850	S10 -0.849
	S5	-0.851	S11 -0.843
			S12 -0.815
AC	S0~S6, S8~S17	-0.02[V]	
	S7	+0.066[V]	

表 5.4: 定電流回路の出力電流 (抵抗 $R = 13.3[k\Omega]$)

PIN	Voltage[V]	Current[μA]
IB	1.52	112
IRL	1.52	112
IRH	1.52	112

信号入力ピンにおいて、比較的直流電流値のばらつきが大きいことがわかる。テスターによる測定なので、単純にこの値が各チャンネルのオフセットとして見積もることは出来ないが、傾向として最終出力におけるオフセットのばらつきが大きくなると予想される。加えて、このチップに関してはチャンネルS7は dead channel である可能性が高い。また、定電流の値は特に問題なさそうである。

この後、外部からの設定信号の内部デジタル回路への反映を確認することにより、簡単なデジタル回路の試験を行った後、テスト・パルス入力を使用した読出し回路としての一連の動作確認に移った。読出し回路として動作させるためにはいくつか外部より設定信号を設定してやらなければならない。“S01”はアナログ・デジタル回路を共に有するASICであるため、頻繁にデジタル信号のやり取りを行う信号に関しては、比較的デジタル信号に因るアナログ回路への影響が少ないと言われる LVDS(Low Voltage Differential Signaling) を用いた (National Semiconductor:DS90C031B,DS90C402)。特に、LVDS を用いた設定方法は多少複雑になるため、図 5.8 にタイミング・チャートとして示した。

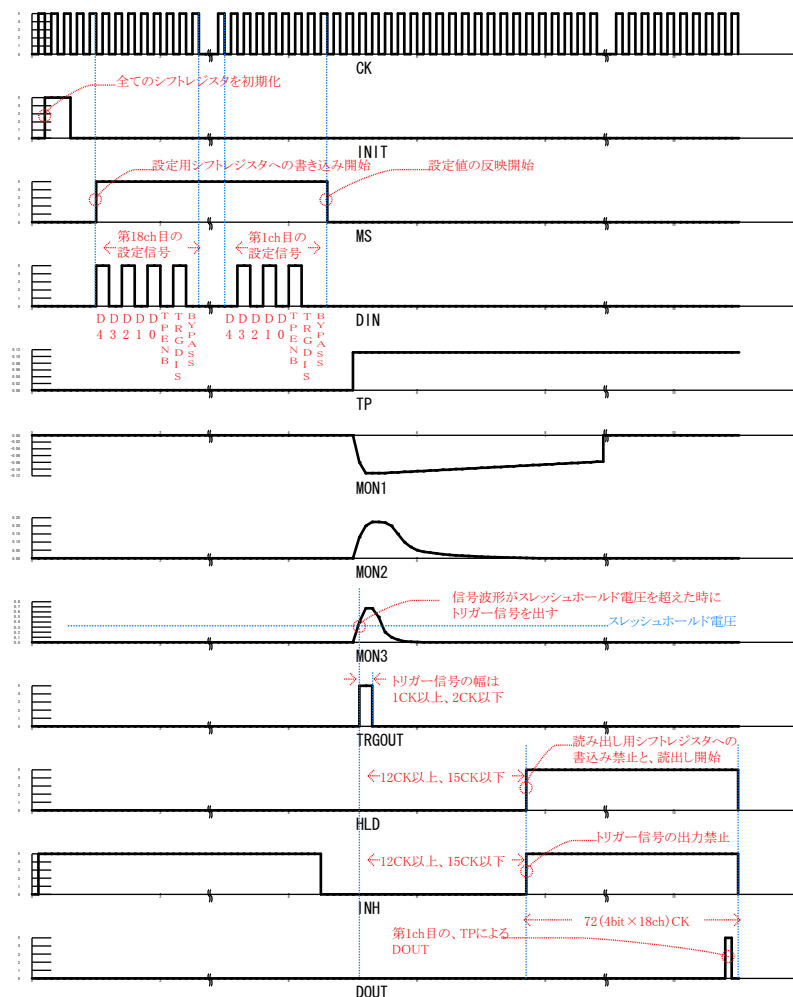


図 5.8: "S01" タイミング・チャート

LVDS による設定の他、いくつか設定信号が必要となるが、通常はそれらの値に対し以下の設定値を用いた。

EMBMON=Low, OPT=Low

タイミング・チャート

このタイミング・チャートは概念図であり、実際の波形ではない。上から、ASIC 動作クロック (CK)、FF (flip-flop) 回路出力初期化信号 (INIT)、内部設定信号書込み許可信号 (MS)、内部設定信号 (DIN)、テスト・パルス (TP)、前置増幅器出力 (MON1)、整形増幅器出力 (MON2)、可変利得増幅器出力 (MON3)、トリガー出力 (TRGOUT)、信号読出し許可信号 (HOLD)、トリガー出力禁止信号 (INH)、最終デジタル出力 (DOUT) となっている。この内、LVDS によって制御されるのは、CK、INIT、MS、DIN、HOLD、INH、DOUT である。

データと解析方法

“ S01 ”は1チップにつき18チャンネルの読出し回路を持つが、アナログ波形出力は1チャンネル分しか出力できない。全チャンネルから得られる情報は、ビット化されたオン・オフ信号のみである。そこで、アナログ回路の評価を以下の方法で行った。

1. 設定信号により、測定対象となるチャンネルのみ“ TPENB=High, BYPASS=High ”、他のチャンネルを“ TPENB=Low, BYPASS=Low ”とすることで、該当チャンネルの働きかけのみによりトリガー信号を出力させるようにする。
2. コンパレータに送る閾値電圧でスキャンすることにより、“ トリガー出力頻度 対 閾値電圧 ”の関係を得る。
3. 得られたプロットを Gauss 関数を積分した関数によりフィッティングを行うことで、波高分布で言うところの信号の平均値と分散を見積もる。

実際に得られたプロットの一例を図 5.9 に示す。

上記のような解析方法を直感的に理解するために図 5.10 を用意した。以後示すデータは、全てこの解析方法により得た平均値、分散を参照している。

アナログ・モニター出力を用いた解析

チップには1チャンネル分のアナログ・モニター用の出力があるため、直接この出力を ADC で測定することができる。本来ならば上記のトリガー出力を用いた解析方法の正当性を示すために、アナログ出力による測定も同時に示すべきである。しかし、今回試作した“ S01 ”のアナログ出力用バッファ回路による電流供給量が予想以上に少なかったため、同軸ケーブルを使用した測定を行おうとすると、大振幅の波形に対し信号波形がなまってしまう、という問題が生じた。また、入力信号のレベルを下げ、小振幅の波形を測定しようと試みたが、自作の試験用インターフェイス基板の構成から生じていると思われる環境雑音のレベルが高く、小振幅の信号と競合してしまうため、結局のところアナログ出力を用いた測定を行うことができなかった。アナログ出力自体は、今回目指している集積回路の本題とは直接関係無いが、試験段階において必要な要素であり、次期試作機においては改良する必要がある。

しかしながら、まったく使用することが出来ない訳でもなく、プローブを使用することによりオシロスコープで確認する程度に今回は留めた。

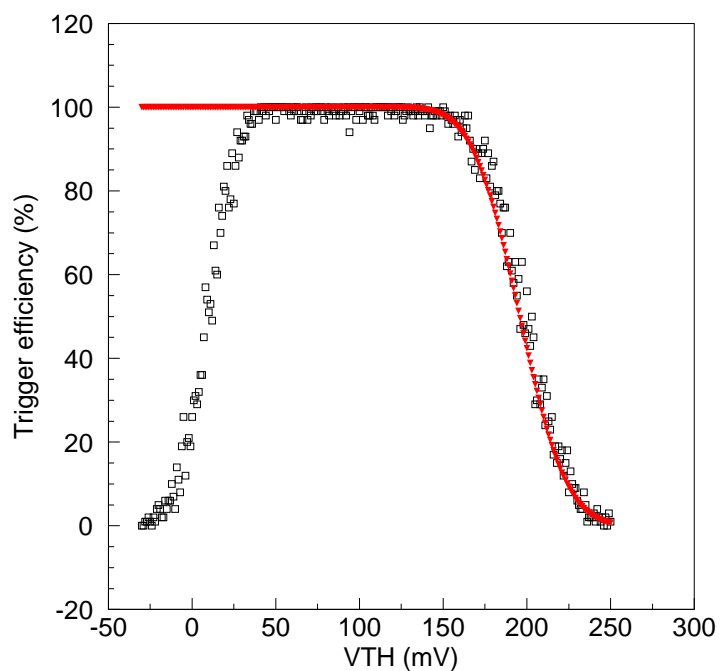


図 5.9: 閾値電圧とトリガー信号の出力割合 (テスト・パルス使用時)

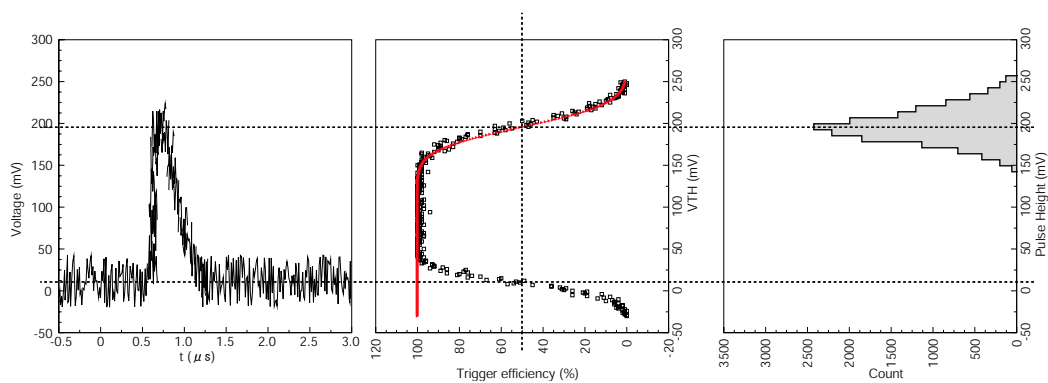
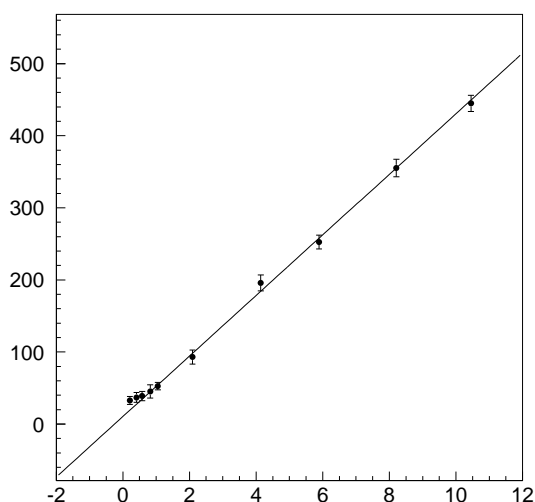


図 5.10: 左図 : 実データより予測される波形、中図 : 実データによるプロット、右図 : 実データより予測される波高分布

線型性の確認

入力信号に対する出力信号の線型性を確認する。今回の測定にあたり、テスト・パルスとして送られる信号は 12×12 channel HAPD 換算 ($1[\text{photoelectron}] = 14,000[\text{electron}]$) で行った。これは、近々 12×12 channel HAPD と“ S01 ”とを組み合わせた光検出器の評価を行うことを見越したためである。横軸に入力信号を HAPD で換算した光電子数 $[pe]$ 、縦軸に出力電圧 $[mV]$ をとった (図 5.11)。プロットは出力信号の平均値、エラーバーは標準偏差、実線は 1 次関数による fitting を表す。



諸条件：

- テスト・パルス使用
- 仮想検出器容量* : $C_D = 80[pF]$
- 可変利得: $G_{variable} = 2$

* 「検出器容量と雑音特性」の項目で詳しく説明

図 5.11: 出力信号の線型性

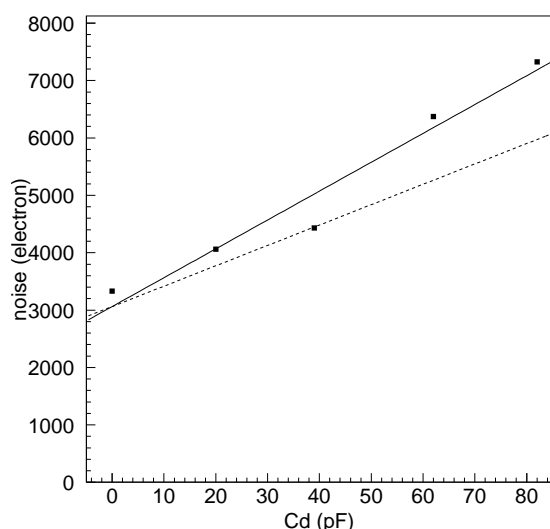
信号レベル全般にわたって広く線型性が保たれていることがわかる。但し、 $1 [pe]$ 以下の小振幅の信号に対し線型性から逸脱している様子が見取れるが、原因は ASIC 周辺より寄与する電気雑音が入力信号レベルと同程度、若しくはそれ以上であったため、入力信号レベルを下げて雑音を測定していることになってしまった事による、と考えられる。出力信号の線型性で問題になるのは、高振幅の信号、若しくは小振幅の信号が高利得で増幅された時の出力信号の飽和であり、この観点を検討すると今回の測定では、線型性は保たれており特に問題が無い、と判断できる。

先ほど述べた電気雑音に関して、雑音対策を重視したプリント基板を現在発注済みであり、納期され次第、電気雑音に関する問題は解決されると見込まれる。よって、小振幅の信号に対する線型性の確認は今後の課題となる。

検出器容量と雑音特性

HPD と HAPD とでは検出器容量 (C_D) が大きく異なるため、RICH counter 用光検出器としての適性を調べる上で、検出器容量に対する読出し回路の雑音特性を測定する必要がある。横軸を仮想検出器容量 $[pF]$ 、縦軸を雑音電子数 $[electron]$ をとる (図 5.12)。ここで、あえて仮想検出器容量と呼ぶ訳を説明する。本来、検出器容量は増幅器の入力端子と、接地点との間に発生する容量である。しかし、今回使用した試験用ボードは電気雑音に弱いため、基準となる試験用ボードの接地点と入力端子との間に容量を入れても、

雑音により正確な測定が不可能であろうと予測された。よって、同一 ASIC 上のチャンネル間に容量を入れることで、システム全体に生じる共通雑音を取り除く事とした。この場合、検出器容量による雑音が、入力端子に対して直列な抵抗 (R_G) の雑音電圧が検出器容量によって雑音電流となることに起因することから、フリッカ雑音を考慮しなければ、実際に測定される等価雑音電子数 (enc^2) は式 5.2 より、本来の値より約 2 倍になることがわかる。そこで、図 5.12 では、実線を実測値を 1 次関数で fitting したもの、破線を実線で表された 1 次関数の傾きを $1/\sqrt{2}$ 倍したものとすることで、若干の補正を加えた評価を行っている。



諸条件：

- テスト・パルス使用
- 信号レベル $Input = 4[pe]$

図 5.12: 検出器容量と雑音特性

チャンネル間オフセットの測定

1 つの ASIC におけるチャンネル間のオフセットを測定した。“ S01 ”では各チャンネルごとに設けられているコンパレータ回路に与えられる閾値電圧は ASIC 単位でしか設定できない。そのため、1 ASIC におけるチャンネル間オフセットのばらつきが大きいと同時に使用可能なチャンネル数が限られてくる。この問題を補う機能として“ S01 ”には各チャンネルごとに LVDS 信号によるオフセット微調節用設定信号が備えられており、 $\pm 30[mV]$ の調節が可能となっている。

1 ASIC におけるチャンネル間オフセットを、図 5.13 に示す。プロットは各チャンネルごとのオフセットの平均値であり、中心の実線は各チャンネルの平均、上下の破線はオフセット微調節用設定信号により各チャンネル間の平均からの調節可能範囲を示している。

このサンプルの場合、18 チャンネルのうち調節範囲外にあるのは計 3 チャンネルであるため、実際使用可能なチャンネル数は 15 チャンネルとなる。一般的に、集積回路内における各素子の相対的精度は高いことが知られている。しかし、今回の“ S01 ”の様なチャンネル間オフセットの大きなばらつきが見られたのは、増幅段階初期において微小なばらつきが、高利得な増幅器により増幅されたためと思われる。このような傾向は、今回試作した全てのチップに対して現れており、今後の対策が必要である。1 つの解決

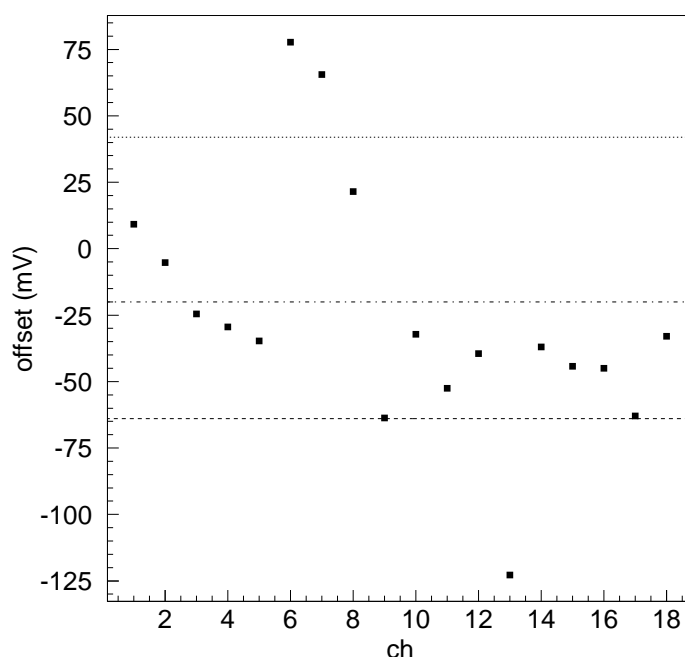


図 5.13: 1chip におけるチャンネル間のオフセットばらつき

策として、“ S01 ”では3段階の増幅器を直流結合方式により接続されている。また、オフセットの原因は定常的に流れる直流成分に因るものであるため、各増幅器を交流結合方式によって接続することで直流成分を取り除くことが可能であると予測される。

現在、上記問題点を考慮した新たな試作機“ S02 ”を開発・設計を行っている。

5.4 ASIC“ S02 ”の設計

試作機の第2作目として、“ S01 ”の動作確認において判明した問題点の改善を目的とし設計を行った。以下に現在明らかとなっている問題点を挙げる。

1. 1つのASICにおけるチャンネル間オフセットのばらつきが大きい。
2. アナログ・モニター出力用バッファ回路の電流供給量不足によるアナログ・モニター信号のなまり。

また、我々が予期しておらず回路設計の段階で改善されると雑音源として以下の原因が推測された。

- パッドに使用されている静電保護用トランジスタのソース - ドレイン間を通じて、デジタル回路からアナログ回路への干渉が雑音として寄与している様である。

1. に関して、§5.3.1でも触れた様に、各増幅段を容量を仲介して接続するなどにより改善を試みた。2. に関して、直接アナログ波形を電圧で出力するのではなく、電流で出力させるようにし、外部抵抗で電圧に変換する方法を採用することで改善を試みた。ま

た、現在推測されているパッドに関する雑音対策として、新たなパッドを導入することなどにより改善を試みた。以上対策以外に、増幅器初段により高利得で低雑音な増幅器を設置し後段増幅器の利得を下げることで、後段増幅器における比較的大きい雑音に対し、また後段デジタル回路による雑音に対する耐性を向上させた。

これらの改善は、主に“ S01 ”のアナログ回路部を変更することで達成され、“ S02 ”のデジタル回路部は“ S01 ”のそれとほぼ同一のものをを用いた。図 5.14 に“ S02 ”アナログ回路のブロック図を示す。

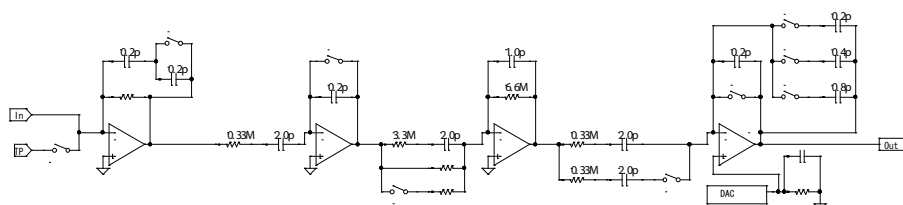


図 5.14: “ S02 ”アナログ回路ブロック図

更に変更を加えた点としては、使用目的を HAPD に対しても使用できるように、3 段の積分増幅器の時定数を $2/3[\mu s]$ とすることで、全体の整形時定数を初期設定で約 $2[\mu s]$ とした。

今回の設計にあたり、回路シミュレータ“ T-Spice ”の雑音評価精度が向上したことにより、正確な雑音が見積もり可能となったため、T-Spice による熱雑音の評価を“ S01 ”、“ S02 ”に対して行ったので結果を表 5.5 に示す。

表 5.5: T-Spice simulator による雑音評価

検出器容量 [pF]	S01[electron]	S02[electron]
10	780	460
80	3540	1540

第6章 結論

6.1 HPD、HAPD の性能評価について

Single Channel HPD に関しては、Single Photoelectron Peak と Pedestal Peak が Single Photoelectron Peak の $\sigma_{s.pe.}$ を用いて、Single Photoelectron の分離能力が $\sigma = 4.8$ であり、 $S/N = 5$ を既製品 (J-FET) により実現できた。よって、恐らく現在試験中の“ S01 ”により読み出しが行える環境が整えば、更に高い S/N 比を実現できると予想される。

Multi Channel HAPD においても分離能力が $\sigma = 3.6$ と若干 HPD に劣るものの、マルチピクセル化されていることもあり、今後、HAPD の読み出し回路としても十分に性能が発揮可能な現在開発中の“ S02 ”を使用することで、改善されると予測する。

6.2 読み出し回路について

“ S01 ”に対して動作試験を行い、T-Spice によるシミュレーションによって期待される動作が一部を除き実現できたことが確かめられた。しかし、ASIC 試験用ボードにおける電気雑音が思いのほか大きかったため、性能試験まで行うことができず、MOSFET による増幅回路の効果を測定するに至らなかった。また、一部の動作試験において問題点が明らかとなったため以下に挙げる。

- 各チャンネル間のオフセットが大きい。
- モニター出力用バッファ回路に対する電流供給量が少なく、大振幅の波形に対しての出力信号がこぎり波になってしまう。
- パッドに使用されている保護トランジスタのソース - ドレイン間を通じて、後段のデジタル回路からの初段のアナログ回路への干渉が、信号系統に影響している様である。

6.3 RICH counter の現状総論

光検出器に関して、個々のチャンネルにおける特性は、Single Channel HPD の性能評価より保証されたと言ってもいい。というのも、HPD の低レベル信号に対し、市販の JFET による一般的な増幅器により Single Photoelectron の分離が確認されたからである。マルチピクセル化に伴う諸問題として、今回試験を行った 3×3 channel HAPD について言えば、HAPD 製作過程における問題に因る量子効率の悪化、により量子効率は低い値を示していたが現在は改善されている。また、試験の際 HAPD 外側のケース、若しくは光電面よりの高電圧の漏れが生じており、今後、試作されてくるマルチ・チャンネル型の

HPD、HAPD にも同様な現象が見られた場合、HPD、HAPD で行列を組んだ際に致命的な問題となると予想される。

読出し回路に関しては、MOSFET による回路の利点、弱点を確認するために、直接検出器に接続される MOSFET による寄与を測定しなければならない。しかし、今回の評価では単純な動作確認のみに留まってしまったため、実際に RICH counter の読出し回路として使用可能であるかどうかは、現状では判断することが出来ない。また、チャンネル間オフセットのばらつきなどの問題が明らかとなり“ S01 ”の反省点を生かし設計した“ S02 ”をもって改善されるが、今回の評価で現れなかった新たな問題が生じる可能性もあり、更なる開発・設計が必要である。

来年度には、HAPD を用いたビームテストが計画されている。ビームテストに用いられる RICH counter は 144channel HAPD を“ S01 ” 8 枚をもって読み出しを行おうとするものである。この実験に向け、現在、読出し回路“ S01 ”と HAPD とをつなげる基板の作製を行っている。この基板の完成によって RICH counter が一応形作られるが、144channel HAPD は現在開発中であり、“ S01 ”はオフセットに関する問題により全てのチャンネルが読み出せる状態ではないことを考慮すると、RICH counter としての性能評価を行える段階にまだ達していないと言える。本修士論文の研究目標は、現状において構成可能な RICH counter を示すことにあったが、現状では更なる RICH counter の構成要素各々の試験を行う余地が十分にある、というのが現状である。

6.4 今後の課題

今後の課題として、以下のことが挙げられる。

- HPD、HAPD のマルチチャンネル化に伴う諸特性の測定 … 高電圧による漏れ電流の測定、ピクセル間デッド・スペースの測定、チャンネル間クロストークの測定、各種ユニフォミティの測定
- “ S01 ”の増幅器としての性能試験 … プリント基板が納品され次第測定
- 第 2 番目の試作“ S02 ”の動作確認と性能評価 … 来年度 5 月頃納期される予定

付録A CP対称性の破れ

標準理論において、C(Charge)P(Parity)対称性の破れは、CKM行列要素の位相にあたる複素成分に起因していると考えられている。また、CP対称性の破れは、その観測対象により”直接的CPの破れ”と”間接的CPの破れ”に別けられる。

- 直接的CPの破れ (DCPV: Direct CP Violation)

直接的CP対称性の破れは、例えば粒子 A においてある事象が起こる確率を $\Gamma(A)$ 、この事象をCP変換して得られる事象が起こる確率を $\Gamma(\bar{A})$ と表す時、

$$\Gamma(A) \neq \Gamma(\bar{A})$$

となる事象を観測することで確認される。

具体的な例として、Belle実験で確認できる事象を以下に挙げる。

$$\Gamma(B_+ \rightarrow \bar{D}^0 K^+) \neq \Gamma(B_- \rightarrow D^0 K^-)$$

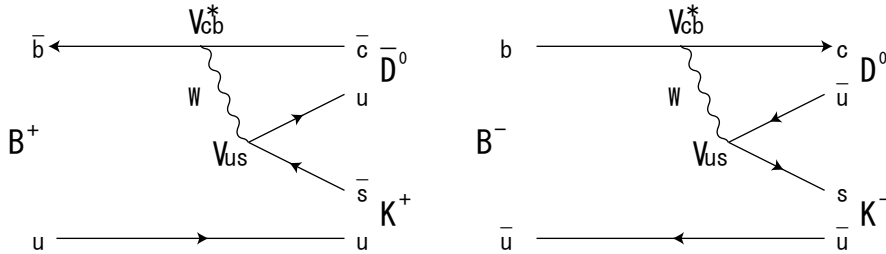


図 A.1: Feynman diagrams : $B^+ \rightarrow K^+ \pi^0$, $B^- \rightarrow K^- \pi^0$

ここで、 B^+ とは B^0 中間子と \bar{B}^0 中間子の混合状態として表されるもので、 B^0 中間子のCP対称性の破れに関わる事象の確率振幅を $e^{i\theta_1} A_1$ 、 \bar{B}^0 中間子のそれを $e^{i\theta_2} A_2$ とすると、 B^+ のそれ A_{B^+} は、

$$|A_{B^+}| = |A_1|^2 + |A_2|^2 + 2|A_1||A_2|\cos(\theta_1 - \theta_2 + \delta_1 - \delta_2)$$

また、 B^+ のCP対称状態、 B^- のそれ A_{B^-} は、

$$|A_{B^-}| = |A_1|^2 + |A_2|^2 + 2|A_1||A_2|\cos(\theta_2 - \theta_1 + \delta_1 - \delta_2)$$

となり、両者の差分

$$4|A_1||A_2|\sin(\theta_1 - \theta_2)\sin(\delta_1 - \delta_2)$$

を測定することで、直接的CPの破れが観測される。但し、 $\delta_{1,2}$ は散乱過程におけるPhase Shiftを表す。

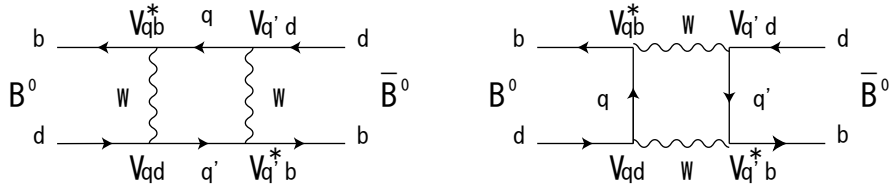


図 A.2: Feynman diagrams : $B^0\bar{B}^0$ Mixing

- 間接的 CP の破れ (IDCPV:In-Direct CP Violation)

間接的 CP 対称性の破れは、粒子、反粒子による Mixing を利用する。

Belle 実験では、初期状態が B^0 中間子であった粒子が時間と共に \bar{B}^0 中間子に遷移し、 $B^0 \leftrightarrow \bar{B}^0$ の振動状態に移行する様子が観測される。 B^0 中間子、 \bar{B}^0 中間子共に取り得る終状態を f_{cp} とすると、2つの振幅が干渉することで CP 非対称度が、

$$\frac{\Gamma(B^0(t) \rightarrow f_{cp}) - \Gamma(\bar{B}^0(t) \rightarrow f_{pd})}{\Gamma(B^0(t) \rightarrow f_{cp}) + \Gamma(\bar{B}^0(t) \rightarrow f_{pd})} = \sin^{-1}(\Delta m \cdot t)$$

と表せる。但し、 t は時刻、 a は定数、 Δm は $B^0\bar{B}^0$ 間の質量差である。

変数 t による時間依存性は、 B^0 若しくは \bar{B}^0 の飛行距離に置き換えられるが、実際の実験においては、 e^+e^- の正確な衝突点、つまり B^0 若しくは \bar{B}^0 中間子の生成点を正確に測定することが困難であり、また、飛行距離に比べビームサイズ ($L \times H \times W = 16 \times 0.008 \times 0,3 [mm^3]$) が非常に大きいため、測定可能な時間若しくは飛行距離は、 $B^0\bar{B}^0$ の崩壊時間若しくは崩壊点の差となる。

付録B 回路における電子雑音

B.1 増幅回路における雑音

ここでは、放射線検出器のための増幅回路における一般的な雑音の種類と、その効果を紹介する [5]。

Shot noise

ショット雑音とは、検出器の漏れ電流 (I_L) に付随して生じる雑音で、検出器に並列な電流雑音源として取り扱われる。雑音としての大きさは以下の式で表される。

$$i_n^2 = 2qMI_L[A^2/Hz]$$

但し、 q は素電荷、 M は整数で、Abaranche 増幅を利用する検出器などにおける増幅率となります。これは、Abaranche 増幅などによって増幅された M 個のキャリアーは強い相関を持つためである。

Thermal noise

熱雑音とは、キャリアーが抵抗体中のフォノンと散乱し合うことによって生じる雑音で、抵抗体に並列な電流雑音源として取り扱われる。雑音としての大きさは以下の式で表される。

$$i_n^2 = \frac{4kT}{R}[A^2/Hz]$$

但し、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度、 R は抵抗値である。

Flicker noise

フリッカ雑音とは、電子素子がキャリアートラップを有することによって生じる雑音で、CMOSFET の場合酸化膜と半導体の境界面にキャリアートラップを有し、ゲートに直列な電圧雑音源として取り扱われる。この雑音電圧は、並列に接続された検出器容量により雑音電流に変換され、その雑音としての大きさは以下のように表される。

$$v_n^2 = \frac{k_f I_D^{\alpha_f}}{C_{0x} W L f} \cdot C_D^2 \omega^2$$

但し、 k_f : フリッカ雑音係数、 α_f : フリッカ雑音指数、

C_{0x} : $CMOSFET$ の単位面積当りのゲート容量、
 W : ゲート幅、 L : ゲート長、 f : 周波数

B.2 等価雑音電子数

等価雑音電子数 (enc) は、雑音電圧 V_n^2 を用いて一般的に以下のように表される。

$$enc = \frac{1}{q} \sqrt{\int_0^\infty V_n^2 df}$$

また、図 5.3 を考えると、§B.1 の雑音表記より、 V_n^2 は以下ようになる。

$$V_n^2 = (i_n^2 + v_n^2 C_D^2 \omega^2) |H(\omega)|^2$$

$$\text{但し、 } i_n^2 = 2qI_L + 4kT \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_1} \right)$$

$$v_n^2 = 4kTR_G + \frac{k_f I_D^{\alpha_f}}{C_{0x} W L f}$$

$$H(\omega) = \frac{e/T_M}{(i\omega + 1/T_M)^2}$$

$H(\omega)$ は、雑音電圧 $V_n = q[V]$ のとき、 $enc = q[C]$ となるような規格化因子である。よって、 enc^2 は次の様になる。

$$enc^2 = \alpha T_M + \frac{\beta}{T_M} + \gamma \tag{B.1}$$

$$\text{但し、 } \alpha = \frac{e^2}{8q^2} \left[2qI_L + 4kT \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_1} \right) \right]$$

$$\beta = \frac{e^2 k T R_G (C_D + C_G)^2}{2q^2}$$

$$\gamma = \frac{e^2}{2q^2} K_f (C_D + C_G)^2$$

謝辞

本研究を行うにあたり数多くの方の御協力、御指導を承りました。特に私の担当教官であり Belle 実験に参加する機会を与えて下さった、住吉孝行教授、高エネルギー加速器研究機構において回路設計の指導に当たって下さった、池田博一助教授には深く感謝しております。

また、Belle 実験サブ検出器グループ ACC の共同研究者である名古屋大学の飯嶋徹助助教授、高エネルギー加速器研究機構の足立一郎助教授、西田昌平助手、COE の鈴木一仁氏、東京都立大学研究員の松本崇博氏、千葉大学の海野裕士氏、昨年度卒業なされた田畑武彦氏、総研大学の斉藤真一氏には高エネルギー実験における研究に関する指導をして頂き感謝しております。

加え、同実験グループに所属し共に実験に参加した東邦大学の内田氏、大竹氏、千葉大学の石橋氏、小西氏、名古屋大学の小酒井氏、東京都立大学の山本氏にも感謝致します。

研究生を送る上でお世話になりました東京都立大学高エネルギー実験研究研究室内の浜津良輔助教授、千葉雅美助手、汲田哲郎助手、ほか同研究室所属の学生方にも感謝致します。

最後に、修士課程に進学させて頂き研究生生活の根本を支えた下さった家族と友人達に心から感謝致します。

参考文献

- [1] 南部 陽一論, 大学院素粒子物理 1, 講談社
- [2] 長島 順清, 高エネルギー物理学の発展, 朝倉書店
- [3] 霧田 光一, 桜井 捷海, エレクトロニクスの基礎, 裳華房
- [4] T.Matsumoto etc., STUDIES OF PROXIMITY FOCUSING RICH WITH AN AEROGEL RADIATOR USING FLAT-PANEL MULTI-ANODE PMTS (HAMAMATSU H8500),
- [5] H.IKEDA, Electronics for Particle Measurement, KEK Report 2002-8
- [6] Motohiro Suyama, The Graduate University for Advanced Studies Doctor Thesis(2002)
- [7] Kazuhito Suzuki, Chiba Univ. Doctor Thesis(2001)
- [8] 岩本 光弘, 千葉大学, 修士論文 (2001)
- [9] 斎藤 真一, 千葉大学, 修士論文 (2002)
- [10] 田端 武彦, 千葉大学, 修士論文 (2002)