

修士論文

Aerogel-RICH 検出器に向けた  
マルチアノード型光検出器：HAPD の開発  
- DEVELOPMENT OF MULTI-ANODE PHOTON DETECTOR  
FOR AEROGEL-RICH COUNTER -

東京理科大学大学院 理工学研究科 物理学専攻  
千葉研究室 修士課程 2年  
6206629 宮沢 優一

2008年2月21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、標準理論を超える物理事象の観測を目標に、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Belle実験が開始された。Belle実験は、電子・陽電子衝突型加速器(KEKB)を用いて、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ことからCP非対称性に関する新しい結果を生み出している。

現在、Belle検出器では $K/\pi$ 中間子の識別をCDC, TOF, ACCで行っている。 $K/\pi$ 中間子識別は“CP対称性の破れ”を測定するために重要な要素となっている。このうちACCでは、ある運動量範囲において $\pi$ 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信号として読み出され、同一運動量の $K$ 中間子に対してはチェレンコフ光が放射されないため信号が検出されないという検出原理により、barrel部においては高運動量領域の $K/\pi$ 識別を主体的に行ってきた。しかし、現在のBelle検出器のendcap部においては、空間的制約からTOFとACCを同時に搭載することが困難であるため、ACCのみを搭載している。そのため、barrel部においてTOFが主体的に行っている比較的低運動量の粒子識別であるB中間子のフレーバータギングを、endcap部では単一屈折率を持つエアロジェルを用いたACCにより行っている。そのため、endcap部では高運動量を持つ $K/\pi$ 中間子に対して識別が行えていないのが現状である。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で述べたような識別不可能な粒子があることは非常に問題となってくる。そこで、endcap部での粒子識別能力向上に向けて、現在ACCのアップグレードとしてA-RICH検出器(Aerogel-Ring Imaging Cherenkov Counter)を導入することを計画している。

A-RICH検出器は荷電粒子が輻射体であるエアロジェルを通過する際に円錐状に放射されるチェレンコフ光を位置分解能を持つ光検出器によって捉え、検出器上の位置情報からチェレンコフ光の放出角を再構成することで粒子識別を行うものである。光検出器に要求されるのは「十分な有効面積」「高い検出効率」「位置分解能」、そしてBelle検出器内に設置するため「1.5Tの磁場中で動作可能」という条件である。これらを満たすことは現在市販されている光検出器では難しいため、我々はこれらの要求を満たす新型光検出器として、(株)浜松ホトニクスと共同でHAPD(Hybrid Avalanche Photo Diode)と呼ばれる新型マルチアノード型光検出器を研究・開発している。現在試作されているHAPDは144chの読み出しを持つものである。

また、Belle検出器に設置されるA-RICH検出器全体では144chのHAPDを約600台用いる予定である。このとき信号の読み出しは約10万チャンネルとなる。そこで、これらの膨大な信号を処理するシステムが必要となってくるため、我々はHAPD信号処理用の集積回路(ASIC)も開発している。

本論文では、2007年に製作され、初めて安定して動作している2つの144ch HAPDについてAPDのふるまい、1光電子応答性等の性能評価を行った。これによりAPD chipの個体差がほとんどなく安定して動作しており、どちらのサンプルにおいても1光電子信号

---

が観測可能であることが確認された。また、2006年冬に製作された ASIC の最新 version である ASIC-S04 の性能評価を行い、基本的な信号処理と、以前の version である S03 で見られた問題点が改善されていることが確認された。さらに、A-RICH 検出器に向けて、これらを組み合わせて読み出し系全体としての動作試験を行い、初めて ASIC により HAPD による 1 光電子信号が観測された結果等も報告する。

# 目次

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 第 1 章 | 序論   | 1  |
| 第 2 章 | BELLE EXPERIMENT                                 | 3  |
| 2.1   | 標準理論における B 中間子系での CP 対称性の破れ . . . . .            | 3  |
| 2.1.1 | 小林・益川理論と CP 対称性の破れ . . . . .                     | 3  |
| 2.1.2 | B ファクトリー実験による CP 対称性の破れの測定 . . . . .             | 4  |
| 2.2   | KEKB 加速器 . . . . .                               | 8  |
| 2.3   | Belle 検出器 . . . . .                              | 9  |
| 2.3.1 | Silicon Vertex Detector(SVD) . . . . .           | 10 |
| 2.3.2 | Central Drift Chamber(CDC) . . . . .             | 10 |
| 2.3.3 | Aerogel Cherenkov Counter(ACC) . . . . .         | 10 |
| 2.3.4 | Time-of-Flight Counter(TOF) . . . . .            | 11 |
| 2.3.5 | Electromagnetic Calorimeter(ECL) . . . . .       | 12 |
| 2.3.6 | $K_L/\mu$ Counter(KLM) . . . . .                 | 12 |
| 2.4   | Belle 検出器における $K/\pi$ 粒子識別 . . . . .             | 12 |
| 2.4.1 | $K/\pi$ 粒子識別の重要性 . . . . .                       | 12 |
| 2.4.2 | Belle 検出器の $K/\pi$ 粒子識別能力 . . . . .              | 14 |
| 第 3 章 | AEROGEL-RICH 検出器への Upgrade                       | 16 |
| 3.1   | チェレンコフ光発生原理 . . . . .                            | 16 |
| 3.2   | 閾値型 AEROGEL CHERENKOV COUNTER . . . . .          | 18 |
| 3.2.1 | 閾値型 ACC の基本原理 . . . . .                          | 18 |
| 3.2.2 | 閾値型 ACC の問題点 . . . . .                           | 20 |
| 3.3   | AEROGEL RING IMAGING CHERENKOV COUNTER . . . . . | 20 |
| 3.3.1 | A-RICH 検出器基本原理 . . . . .                         | 21 |
| 3.3.2 | A-RICH 検出器へ向けての要請 . . . . .                      | 22 |
| 第 4 章 | マルチアノード型光検出器 :                                   |    |
|       | HYBRID AVALANCHE PHOTO DIODE                     | 25 |
| 4.1   | HAPD 概要 . . . . .                                | 25 |

---

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 4.2   | Avalanche Photo Diode . . . . .                    | 26 |
| 4.2.1 | 半導体 . . . . .                                      | 26 |
| 4.2.2 | PN 接合と bias 電圧 . . . . .                           | 27 |
| 4.2.3 | HAPD に利用されている半導体素子 (APD) . . . . .                 | 27 |
| 4.3   | HAPD の検出器構造 . . . . .                              | 29 |
| 4.4   | A-RICH 検出器に向けての 144Ch HAPD . . . . .               | 30 |
| 4.4.1 | HAPD 性能測定項目 . . . . .                              | 33 |
| 4.5   | 性能評価 . . . . .                                     | 34 |
| 4.5.1 | 測定 Set-up と準備 . . . . .                            | 34 |
| 4.5.2 | bias 電圧に対する APD のふるまい . . . . .                    | 36 |
| 4.5.3 | 光電子観測および total gain . . . . .                      | 39 |
| 4.5.4 | uniformity . . . . .                               | 44 |
| 4.5.5 | HAPD 基本特性のまとめ . . . . .                            | 47 |
| 第 5 章 | FRONT-END ELECTRONICS : ASIC . . . . .             | 48 |
| 5.1   | ASIC 概要と信号処理過程 . . . . .                           | 48 |
| 5.1.1 | analog part . . . . .                              | 49 |
| 5.1.2 | digital part . . . . .                             | 50 |
| 5.2   | ASIC 開発経緯 . . . . .                                | 51 |
| 5.3   | ASIC 製造プロセスと要求仕様 . . . . .                         | 53 |
| 5.4   | S04 性能評価 . . . . .                                 | 54 |
| 5.4.1 | Threshold scan . . . . .                           | 55 |
| 5.4.2 | アナログ回路の線形性 . . . . .                               | 56 |
| 5.4.3 | 雑音レベルと検出器容量依存性 . . . . .                           | 57 |
| 5.4.4 | チャンネル間 OFFSET の調整 . . . . .                        | 61 |
| 5.4.5 | cross-talk . . . . .                               | 63 |
| 5.4.6 | S04 性能評価のまとめ . . . . .                             | 65 |
| 第 6 章 | HAPD と ASIC の接続試験と評価 . . . . .                     | 66 |
| 6.1   | 読み出し系の概要 . . . . .                                 | 66 |
| 6.2   | ASIC による HAPD 信号の読み出し . . . . .                    | 67 |
| 6.2.1 | 測定 set-up . . . . .                                | 67 |
| 6.2.2 | ASIC モニター信号による HAPD 信号 . . . . .                   | 68 |
| 6.2.3 | test pulse による線形性と雑音レベルの測定 . . . . .               | 72 |
| 6.2.4 | 光入射時における HAPD 信号の読み出し . . . . .                    | 74 |
| 6.2.5 | ASIC による HAPD 信号読み出しのまとめ . . . . .                 | 76 |
| 6.3   | ASIC を用いた HAPD の uniformity 検証 : scan 測定 . . . . . | 77 |
| 6.3.1 | scan 測定方法 . . . . .                                | 78 |

---

|       |                                  |    |
|-------|----------------------------------|----|
| 6.3.2 | scan 測定結果 . . . . .              | 80 |
| 6.3.3 | scan 測定により得られる情報と疑問点 . . . . .   | 83 |
| 6.3.4 | scan 測定まとめ . . . . .             | 85 |
| 6.4   | 現状の性能と A-RICH 検出器への可能性 . . . . . | 86 |
| 第 7 章 | まとめと今後の課題 . . . . .              | 87 |
| 7.1   | HAPD と ASIC の性能評価のまとめ . . . . .  | 87 |
| 7.1.1 | HAPD . . . . .                   | 87 |
| 7.1.2 | ASIC . . . . .                   | 87 |
| 7.1.3 | HAPD + ASIC . . . . .            | 88 |
| 7.2   | 今後の課題と展望 . . . . .               | 88 |
|       | 謝辞 . . . . .                     | 89 |
|       | 参考文献 . . . . .                   | 90 |

# 第 1 章

## 序論

現在、茨城県つくば市にある高エネルギー加速器研究機構 (KEK) において、Belle 実験が行われている。この実験は、B 中間子の CP 対称性の破れを検証することを目的に開始された実験で、KEKB という非対称エネルギー電子・陽電子衝突型加速器を用いて B 中間子を大量に生成し、Belle という検出器群でその崩壊 2 次粒子の情報をとらえている。

CP 対称性の破れとは、C (Charge) 変換と P (Parity) 変換を行った際に、その前後で物理法則が変わってしまうことを示す言葉である。ビッグバン宇宙論によると、宇宙が誕生した際には粒子と反粒子は同数存在していたと考えられている。しかし、現在の宇宙は粒子の存在優位から来る物質の世界であり、反粒子の存在から来る反物質は存在するとしても極めて小さいとされている。これは粒子、反粒子の生成過程における揺らぎの存在によるものとされており、この揺らぎは Sakharov の 3 条件 (CP 対称性の破れ、バリオン数非保存、不可逆反応) により説明できると考えられている。

実験的に CP 対称性の破れが観測されたのは 1964 年の Cronin、Fitch らによって行われた中性 K 中間子の弱い相互作用による崩壊過程においてである。中性 K 中間子 ( $K^0$ ) には  $K_L$  と  $K_S$  が存在し、それぞれ  $K_L \rightarrow \pi^+\pi^-\pi^0$  (CP=-1 の固有状態)、 $K_S \rightarrow \pi^+\pi^-$  (CP=+1 の固有状態) に崩壊することが当時知られていたが、新たに  $K_L \rightarrow \pi^+\pi^-$  という CP=+1 の固有状態への崩壊が確認され、CP 対称性が破れていることが発見された。その後、小林・益川理論の提唱、チャーム、ボトム、トップクォークの発見によって、CP 対称性の破れが標準理論の枠内で自然に説明できるようになる。この理論によれば、CP 対称性の破れは上で述べた K 中間子または D 中間子の崩壊過程より B 中間子系で大きく発現すると予測されており、これが KEKB 加速器を用いて大量の B 中間子を生成し、その崩壊過程を調べている Belle 実験の理由でもある。Belle 実験は 1999 年 4 月より開始され、加速器の性能を示すルミノシティは現在世界最高の  $L = 1.71 \times 10^{34} [\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}]$  (2006 年 11 月 15 日) を誇り、現在も順調にそのデータの蓄積量を増やし、2007 年 11 月時点で積分ルミノシティは  $760 [\text{fb}^{-1}]$  を達成している。実験結果も 2001 年夏に  $B \rightarrow J/\psi K_S$  への崩壊過程において CP 対称性の破れが発見され、現在までの解析結果から、CP 非対称度は標準理論から予測される値と極めてよく一致し、標準理論において小林・益川理論の導入による CP 対称性の非保存の正しさが示されたといえる。今後は、 $B \rightarrow \pi\pi$  やペンギ

ン崩壊 ( $B \rightarrow \phi K_s, B \rightarrow K^* \gamma, \dots$ ) などの希有な崩壊事象における CP 対称性の破れを測定し、小林・益川理論のさらなる検証だけでなく、標準理論を超える新しい物理を示す現象の発見が期待されている。

Belle 実験では、B 中間子のフレーバー同定や希有な崩壊事象の探索に高い粒子識別装置が重要な役割を担っている。 $B^0 \rightarrow \pi^+ \pi^-$ 、 $B^\pm \rightarrow D^0 K^\pm$  の崩壊は、後述する小林・益川行列のユニタリー性から表現されるユニタリティー・トライアングルの内角  $\phi_2, \phi_3$  を測定できるため、標準理論の検証に重要な崩壊モードであるが、その精密測定のためには高い  $K/\pi$  の識別能力が要求される。同じくユニタリティー・トライアングルの内角  $\phi_1$  の測定にはフレーバータギングと呼ばれる親 B 中間子のフレーバー同定が欠かせない。その際には B 中間子のセミレプトニック崩壊から来る荷電レプトンや、カスケード崩壊 ( $b \rightarrow c \rightarrow s$ ) から来る K 中間子をシグナルとして使用する。荷電レプトンの同定には電磁力ロリメーターやミュオン検出器が大きな成果を上げている。それに比べ、荷電 K 及び  $\pi$  中間子の識別には両者が質量差の小さいハドロンであるために高度な技術を要する。

$B^0 \rightarrow \pi^+ \pi^-$  崩壊の再構成には 3.8[GeV/c] までの運動量領域での  $K/\pi$  識別が要求される。また、 $B^\pm \rightarrow D^0 K^\pm$  崩壊の再構成には 3.5[GeV/c] までの運動量領域での  $K/\pi$  識別が要求される。現在の Belle 検出器における粒子識別には、ACC(Aerogel Cherenkov Counter)、TOF(Time of Flight)、CDC(Central Drift Chamber) によるエネルギー損失を用いて行っているが、endcap 部においては運動量領域 3[GeV/c] 以上になると識別不能である。この endcap 部での識別能力の問題が B 中間子の希有な崩壊事象を効率的に検出する妨げとなっており、Belle 検出器の改良が課題となっている。

現在の Belle 実験は、今の性能のまま 2009 年には終了する予定である。その後の次期実験計画として、Super-KEKB 計画が 2012 年からの稼働を目指して検討されている。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により、例えば小林・益川行列のさらなる精密測定や、標準モデルを超えるような事象を観測することにある。そのためにも前に挙げた  $K/\pi$  識別検出器のアップグレードが必要になってくるのである。

## 第 2 章

# BELLE EXPERIMENT

### 2.1 標準理論における B 中間子系での CP 対称性の破れ

#### 2.1.1 小林・益川理論と CP 対称性の破れ

CP 対称性の破れは 1964 年に中性 K 中間子の崩壊によって初めて観測された。この破れを理論的に説明したのが小林誠、益川敏英である。小林・益川は、弱い相互作用におけるクォーク間の固有状態と質量の固有状態とが一致せず、複素位相角を持った結合定数で結ばれていれば 3 世代のクォークで CP の破れが説明できることを示した。

クォークの 3 世代標準理論において、弱い相互作用による世代間混合を表す行列は一般的に以下のように表される。

$$\begin{pmatrix} d' \\ s' \\ c' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{ud} & V_{us} & V_{ub} \\ V_{cd} & V_{cs} & V_{cb} \\ V_{td} & V_{ts} & V_{tb} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ s \\ c \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$d', s', c'$  は弱い相互作用の固有状態であり、 $d, s, c$  は質量固有状態である。ここで 2 つの固有状態を結びつけている行列  $V_{KM}$  は Cabibbo Kobayashi Masukawa (CKM) 行列と呼ばれる。小林・益川理論において CP 非対称性は CKM 行列が複素数因子を持つことにより説明される。一般に  $n \times n$  のユニタリー行列では  $2n^2$  の独立変数のうち  $n(n-1)/2$  個の混合角と  $(n-1)(n-2)/2$  個の位相自由度を持つ。CKM 行列の行列要素の独立変数は 4 個 ( $n=3$ )。このうち 3 つは混合角であり、残り 1 つが CP 対称性を破る位相である。

CKM 行列の便利なパラメータの取り方として Wolfenstein の提案したものがある。それは各行列要素を  $\lambda = \sin \theta_c$  (Cabbibo 角:  $\theta_c$ ) で展開するもので、パラメータとして  $\lambda$  の他に、 $A, \rho, \eta$  を用いると、CKM 行列はは次のようになる。

$$\begin{pmatrix} d' \\ s' \\ c' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \lambda^2/2 & \lambda & A\lambda^3(\rho - i\eta) \\ -\lambda & 1 - \lambda^2/2 & A\lambda^2 \\ A\lambda^3(1 - \rho - i\eta) & -A\lambda^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ s \\ c \end{pmatrix} + \mathcal{O}(\lambda^4) \quad (2.2)$$

また、CKM 行列はユニタリー行列であるという要請より各行列要素に対して次の関係を満たす。

$$\sum_i V_{ij}^* V_{ik} = \delta_{jk} \quad (2.3)$$

このうち、複素数因子を持つ  $V_{ub}, V_{td}$  を含む

$$V_{td}V_{tb}^* + V_{cd}V_{cb}^* + V_{ud}V_{ub}^* = 0 \quad (2.4)$$

は、図 2.1 のように複素平面上で幾何学的に表現できる。これを Unitarity triangle と呼ぶ。この三角形を用いて CP 対称性の破れと CKM 行列の複素位相の関係を幾何学的に理解することができる。この Unitarity triangle の内角は、CKM 行列の各要素を用いて、

$$\phi_1 \equiv \arg\left(\frac{V_{cd}V_{cb}^*}{V_{td}V_{tb}^*}\right), \phi_2 \equiv \arg\left(\frac{V_{ud}V_{ub}^*}{V_{td}V_{tb}^*}\right), \phi_3 \equiv \arg\left(\frac{V_{cd}V_{cb}^*}{V_{ud}V_{ub}^*}\right) \quad (2.5)$$

のように表される。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。

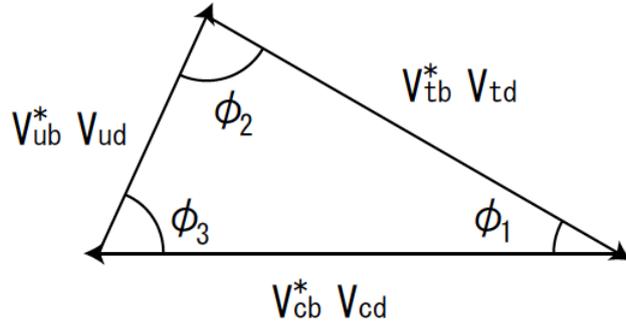


図 2.1 Unitarity triangle

### 2.1.2 B ファクトリー実験による CP 対称性の破れの測定

#### 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、

$$\Gamma(A) \neq \Gamma(\bar{A}) \quad (2.6)$$

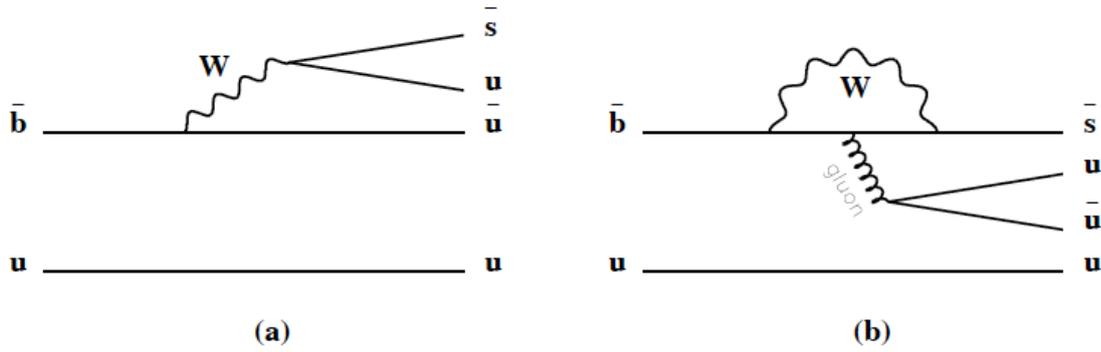
となる事象を観測することで確認される。

一つの例として  $B^\pm \rightarrow \pi^0 K^\pm$  を考える。この崩壊は少なくともツリー及びペンギンダイアグラムと呼ばれる図 2.2 のような 2 つの異なった崩壊ダイアグラムを経由することができる。

このとき、崩壊振幅は次のように書くことができる。

$$A(B^+ \rightarrow \pi^0 K^+) = |A_t|e^{i(\phi_t + \delta_t)} + |A_p|e^{i(\phi_p + \delta_p)} \quad (2.7)$$

$$A(B^- \rightarrow \pi^0 K^-) = |A_t|e^{i(-\phi_t + \delta_t)} + |A_p|e^{i(-\phi_p + \delta_p)} \quad (2.8)$$

図 2.2  $B^+ \rightarrow \pi^0 K^+$  (a) tree and (b) penguin diagrams

$A, \phi, \delta$  の添字  $t, p$  はそれぞれ tree もしくは penguin ダイアグラムのパラメータであることを示す。また  $A(i = \phi, \delta)$  はそれぞれの崩壊振幅である。この崩壊振幅には 2 つの位相があらわれる。弱い相互作用の位相である  $\phi$  は CKM 行列からくる CP 非対称パラメータであり、強い相互作用の位相である  $\delta$  は強い相互作用の散乱効果より現れる。ここで崩壊振幅は、

$$\begin{aligned} \Gamma(B^+ \rightarrow \pi^0 K^+) &\sim |A(B^+ \rightarrow \pi^0 K^+)|^2 \\ &= |A_t|^2 + |A_p|^2 + 2|A_t||A_p| \cos(\Delta\phi + \Delta\delta) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} \Gamma(B^- \rightarrow \pi^0 K^-) &\sim |A(B^- \rightarrow \pi^0 K^-)|^2 \\ &= |A_t|^2 + |A_p|^2 + 2|A_t||A_p| \cos(-\Delta\phi + \Delta\delta) \end{aligned} \quad (2.10)$$

のように見積もることができる。ここで  $\Delta\phi \equiv \phi_t - \phi_p, \Delta\delta \equiv \delta_t - \delta_p$  である。よって

$$\Gamma(B^+ \rightarrow \pi^0 K^+) - \Gamma(B^- \rightarrow \pi^0 K^-) \sim -2|A_t||A_p| \sin(\Delta\phi) \sin(\Delta\delta) \quad (2.11)$$

と書くことができる。これによって CP 非保存はそれぞれパラメータ  $|A_t| \neq 0, |A_p| \neq 0, \sin(\Delta\phi) \neq 0, \sin(\Delta\delta) \neq 0$  を満たす場合に観測されることがわかる。

### 混合による CP の破れ (ICPV: In-Direct CP Violation)

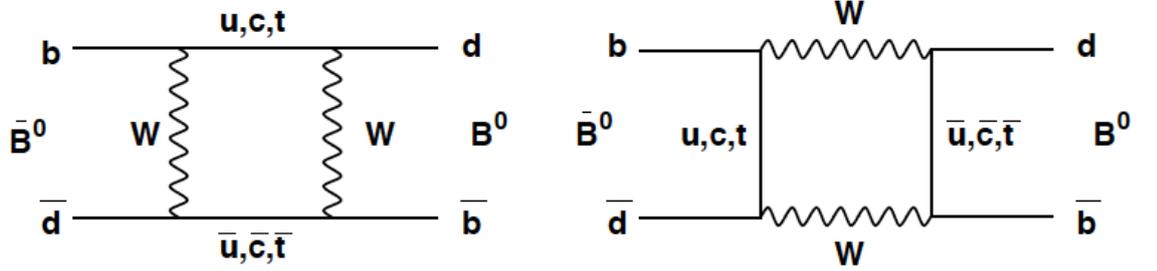
K 中間子で観測されたのと同様に、B 中間子でも  $B^0$  と  $\overline{B}^0$  の状態混合による CP の破れが観測されると予想される。この CP の破れを“間接的 CP の破れ”と呼ぶ。これは Belle 実験において非常に重要な観測である。

$B^0, \overline{B}^0$  の崩壊振幅  $A_{CP}$  は次のように定義される。

$$A_{CP} \equiv \langle f_{CP} | B^0 \rangle \overline{A_{CP}} \equiv \langle f_{CP} | \overline{B}^0 \rangle \quad (2.12)$$

$f_{CP}$  は崩壊の終状態での CP の固有状態である。また、簡便のために  $r_{f_{CP}}$  という値を次のように定義する。

$$r_{f_{CP}} \equiv \frac{q \overline{A_{CP}}}{p A_{CP}} \quad (2.13)$$

図 2.3  $B^0\bar{B}^0$ Mixing

$B^0 - \bar{B}^0$  中間子系では  $K^0 - \bar{K}^0$  と同様に図 2.3 の過程を介して混合を起こす。ゆえに実験により実際に観測される B 中間子も時間発展で考える必要がある。観測される  $B^0 - \bar{B}^0$  系の時間発展は、

$$|B_{phys}^0(t)\rangle = e^{i(M-i\Gamma/2)t} [\cos(\Delta Mt/2)|B^0\rangle + iq/p \sin(\Delta Mt/2)|\bar{B}^0\rangle] \quad (2.14)$$

$$|\bar{B}_{phys}^0(t)\rangle = e^{i(M-i\Gamma/2)t} [iq/p \sin(\Delta Mt/2)|B^0\rangle + \cos(\Delta Mt/2)|\bar{B}^0\rangle] \quad (2.15)$$

のように表される。ここで  $M, \Delta M$  は B 中間子の質量固有状態の質量  $M_H, M_L$  を用いて、

$$M = \frac{M_H + M_L}{2} \quad (2.16)$$

$$\Delta M = M_H - M_L \quad (2.17)$$

と表すことができる。また  $\Gamma$  は 2 つの質量固有状態間で差がないと仮定した時の崩壊振幅であり、 $p, q$  は  $B^0 - \bar{B}^0$  混合の大きさを表すパラメータである。これを用いて崩壊振幅の時間発展は、

$$\langle f_{CP}|B_{phys}^0(t)\rangle = A_{CP}[g_+(t) + r_{f_{CP}}g_-(t)] \quad (2.18)$$

$$\langle f_{CP}|\bar{B}_{phys}^0(t)\rangle = A_{CP}\left(\frac{p}{q}\right)[g_-(t) + r_{f_{CP}}g_+(t)] \quad (2.19)$$

と書くことができる。よって崩壊振幅の時間発展は

$$\Gamma(B_{phys}^0(t) \rightarrow f_{CP}) = |A_{CP}|^2 e^{-\Gamma t} \left[ \frac{1 + |r_{f_{CP}}|^2}{2} + \frac{1 - |r_{f_{CP}}|^2}{2} \cos(\Delta Mt) - \text{Im}(r_{f_{CP}} \sin(\Delta Mt)) \right] \quad (2.20)$$

$$\Gamma(\bar{B}_{phys}^0(t) \rightarrow f_{CP}) = |A_{CP}|^2 e^{-\Gamma t} \left[ \frac{1 + |r_{f_{CP}}|^2}{2} + \frac{1 - |r_{f_{CP}}|^2}{2} \cos(\Delta Mt) + \text{Im}(r_{f_{CP}} \sin(\Delta Mt)) \right] \quad (2.21)$$

である。中性 B 中間子が CP 固有終状態  $f_{CP}$  へ崩壊するとき、時間に依存する CP 非対称度  $A_{f_{CP}}(t)$  を

$$A_{f_{CP}}(t) \equiv \frac{\Gamma(B_{phys}^0(t) \rightarrow f_{CP}) - \Gamma(\bar{B}_{phys}^0(t) \rightarrow f_{CP})}{\Gamma(B_{phys}^0(t) \rightarrow f_{CP}) + \Gamma(\bar{B}_{phys}^0(t) \rightarrow f_{CP})} \quad (2.22)$$

と定義する。式 2.20, 2.21, 及び式 2.22 より

$$A_{f_{CP}} = \frac{1 - |r_{f_{CP}}|^2 \cos(\Delta Mt) - 2\text{Im}(r_{f_{CP}} \sin(\Delta Mt))}{1 + |r_{f_{CP}}|^2} \quad (2.23)$$

と書くことができる。

### Unitarity triangle の決定

$A_{f_{CP}}(t)$  と崩壊位相  $\phi_{CP}$  との関係は、

$$A_{f_{CP}}(t) = \sin 2\phi_{CP} \sin(\Delta Mt) \quad (2.24)$$

と表すことができる\*<sup>1</sup>。ここで  $\Delta M$  は中性 B 中間子の 2 つの質量固有状態の質量差である。すなわち適当な崩壊様式について、その崩壊の時間発展を観測すればユニタリー角  $\phi_i$  を測定することができる。Belle 実験では各ユニタリー角に対して、以下の崩壊モードで測定できると期待されている。

表 2.1 Unitarity triangle elements and events

| elements          | events  |
|-------------------|---|
| $V_{cb}^* V_{cd}$ | $ 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( $b \leftrightarrow t \leftrightarrow d$ )   |
| $\phi_1$          | ICPV( $B^0(t) \rightarrow J/\psi K_s$ and $\bar{B}^0(t) \rightarrow J/\psi \bar{K}_s$ )                                     |
| $\phi_2$          | ICPV( $B^0(t) \rightarrow \pi^0 \pi^0$ or $\pi^+ \pi^-$ and $\bar{B}^0(t) \rightarrow \pi^0 \pi^0$ or $\pi^+ \pi^-$ )       |
| $\phi_3$          | DCPV( $B^\pm \rightarrow \{D^0, \bar{D}^0, D_{CP}\} K^\pm$ or $B^0(\bar{B}^0) \rightarrow \{D^0, \bar{D}^0, D_{CP}\} K_s$ ) |

\*<sup>1</sup> ただ、このようになるのは  $\phi_1$  の場合のみで、 $\phi_2, \phi_3$  の場合には  $\cos$  の項が残るので複雑になる

## 2.2 KEKB 加速器

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 ( $5.28[\text{GeV}/c^2]$ ) を大量に生成することから "B-factory" と呼ばれている (図 2.4)。KEKB では、電子を  $8.0[\text{GeV}/c]$ 、陽電子を  $3.5[\text{GeV}/c]$  に加速することで、重心系での衝突エネルギーが  $10.58[\text{GeV}/c]$  となるように設計されている。この衝突により  $b, \bar{b}$  の共鳴結合粒子である  $\Upsilon(4s)$  が生成され、この質量 ( $10.58[\text{GeV}/c^2]$ ) は  $B\bar{B}$  を作り出すぎりぎりのエネルギーであり、B 中間子の他に何も余計な粒子を含まずに B 中間子対を生成できる。また、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  $\Upsilon(4s)$  に実験室系で  $4.5[\text{GeV}/c]$  程度の運動量を与え、 $\Upsilon(4s)$  の崩壊に伴い生成される  $B(\bar{B})$  中間子に  $2[\text{GeV}/c]$  程度の運動量を持たせることが可能となる。

リングは電子蓄積リング (High Energy Ring:HER) と陽電子蓄積リング (Low Energy Ring:LER) の 2 つのリングが設置されており、それらは "TSUKUBA area" において唯一点でのみ衝突を起こすように交差されている。衝突点では正面衝突ではなく、各ビームを角度  $\theta=22$  [mrad] で交差させている。これにより 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[bunch] (1 [bunch]  $\sim 10^{10}$ [electron(positron)]) の電子・陽電子が約 60cm 間隔で並んでおり、衝突点付近でのバンチサイズは  $L \times H \times W = 16 \times 0.008 \times 0.3$  [ $\text{mm}^3$ ] になる。また、高強度ルミノシティー  $L=10^{34}[\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}]$  により、年間約  $10^8$  個の B 中間子を生成している。

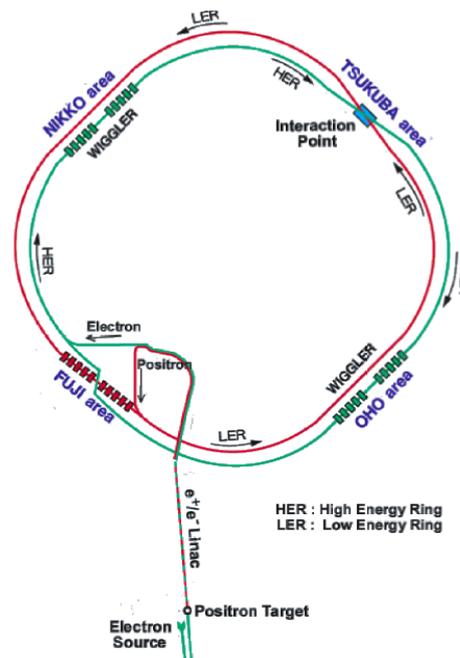


図 2.4 KEKB Accelerator

## 2.3 Belle 検出器

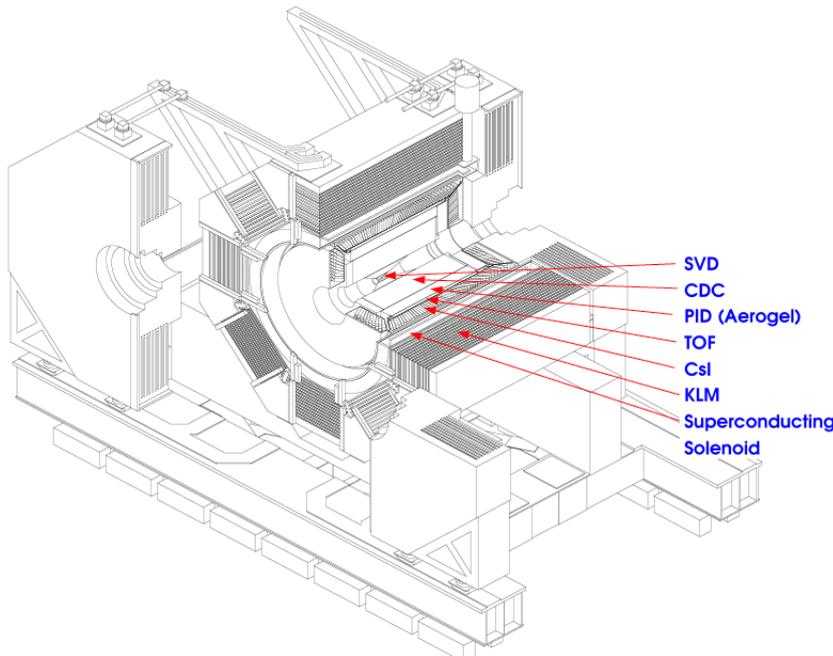


図 2.5 Belle Detector

図 2.5 に Belle 検出器の全体像を示す。Belle 検出器（ビーム軸方向に 7.24m、外形 7.70m、総重量 2000t）は、B 中間子の様々な崩壊二次粒子を検出するための検出器群になっている。CP 対称性の破れを観測するために高い検出効率で以下のような性能が要求されている。

1. B 中間子の崩壊点を平均崩壊長の 50 % ( $\leq 100[\mu\text{m}]$ ) 以下で測定する
2. 多岐に及ぶ終状態粒子を正しく識別できる
3.  $\Upsilon(4S)$  のブースト方向に対応した広い検出器領域
4. 高ルミノシティに対応できる高速なトリガー・データ収集システム

Belle 検出器は数種類の検出器から構成されており、ビーム衝突点を囲むように円筒形に配置されている。円筒形の側面部分を barrel 部、その両端を endcap 部と呼んでいる。ビームパイプのすぐ外側にはシリコン・バーテックス検出器 (SVD) が位置しており、B 中間子の崩壊点の測定を行っている。その外側に位置しているのが中央飛跡検出器 (CDC) であり、荷電粒子の飛跡測定を行っている。さらに外側にはエアロジェル・チェレンコフカウンター (ACC)、飛行時間測定器 (TOF) が配置されており、CDC で測定されるエネルギー損失の情報と併せて粒子識別を行っている。電磁シャワーを起こす  $\gamma$  と電子は電磁カロリメーター (ECL) で検出している。ECL の外側には超伝導ソレノイドが設置されている。 $\mu$  と  $K_L$  中間子は吸収体である鉄と高抵抗平行板 (RPC) を並べた最外層の  $K_L/\mu$

検出器 (KLM) で識別する。

### 2.3.1 Silicon Vertex Detector(SVD)

SVD はシリコンマイクロストリップ検出器と呼ばれる半導体検出器を複数層にわたって円筒状に設置したもので、Belle 検出器の中でビーム衝突点に最も近い最内層に位置し、粒子の崩壊点を高精度で測定している。荷電粒子が検出器内を通過すると、シリコンストリップ中で約 2 万の電子・ホール対が生成される。逆バイアス電圧をかけることによって電子・ホール対はドリフトし、粒子の通過位置に該当するシリコン・ストリップに信号が検出される。シリコンストリップのサイズは長さ 57.7mm、幅 33.5mm、厚さ  $300\mu\text{m}$  で、その両面に幅  $6\mu\text{m}$  の電極が  $25\mu\text{m}$  間隔で貼り付けてある。SVD の位置分解能は宇宙事象や 2 光子事象を用いた解析から求めることができ、約  $80\mu\text{m}$  という高い精度を実現している。

### 2.3.2 Central Drift Chamber(CDC)

CDC は SVD の外側に位置し、内径 102mm から外径 880mm までの領域を覆っている飛跡検出用のドリフトチェンバーである。センスワイヤに直径  $30\mu\text{m}$  の金メッキタンゲステンワイヤを、フィールドワイヤに直径  $126\mu\text{m}$  のアルミニウムワイヤを使用している。充填ガスには  $\text{He} - \text{C}_2\text{H}_6(50/50)$  を使用することによって物質量を低下させ、クーロン多重散乱の効果を抑えている。半径 294mm より内側の inner part と呼ばれる部分は非対称な構造になっており、 $17^\circ < \theta < 150^\circ$  の領域を覆っている。さらに内側の  $102\text{mm} < r < 128\text{mm}$  の領域には small cell drift chamber が設置されている。これは、2003 年夏にカソードストリップチェンバーに変わって導入されたもので  $5.0\text{mm} \times 5.4\text{mm}$  という従来の  $1/2$  サイズのセル構造をもっている。

CDC はソレノイド電磁石によって作られた 1.5T の磁場中での荷電粒子の飛跡を 3 次元で検出し、その運動量を測定する。また、1 本の飛跡に対する総荷電量はチェンバー内の荷電粒子のエネルギー損失に比例している。エネルギー損失は粒子の速度によって決まっているので、運動量と速度から粒子を同定することができる。飛跡分解能は  $\sigma_p = 0.3\% \sqrt{1 + p^2} [\text{GeV}/c]$  であり、エネルギー損失分解能は  $\sigma_{dE/dx} = 6\%E [\text{GeV}]$  である。また、CDC は低運動量領域での  $K/\pi$  識別も行っている。

### 2.3.3 Aerogel Cherenkov Counter(ACC)

ACC はチェレンコフ光の発光体にシリカエアロジェルを用いた閾値型のチェレンコフ光検出器で、高運動量領域 ( $1.2[\text{GeV}/c] \sim 3.5[\text{GeV}/c]$ ) での  $K/\pi$  識別を行っている測定器である。チェレンコフ発光条件が  $\beta > 1/n$  ( $\beta$ : 荷電粒子の速度、 $n$ : エアロジェルの屈折率) であることを利用して、適切にエアロジェルの屈折率を選択すれば  $K$  中間子に対してチェレンコフ光を発光せず、 $\pi$  中間子のみチェレンコフ光を発光する運動量領域を作るこ

とができる。

ACC は CDC の外側に位置しており、barrel 部と endcap 部の両方に設置されている。ビーム衝突点からの角度に応じてエアロジェルの屈折率を 1.010~1.028 の範囲で選択している。endcap 部の ACC は一様に屈折率 1.03 のエアロジェルを用いている。ACC の構造は図 2.6 に示す。詳しくは 3 章で述べる。

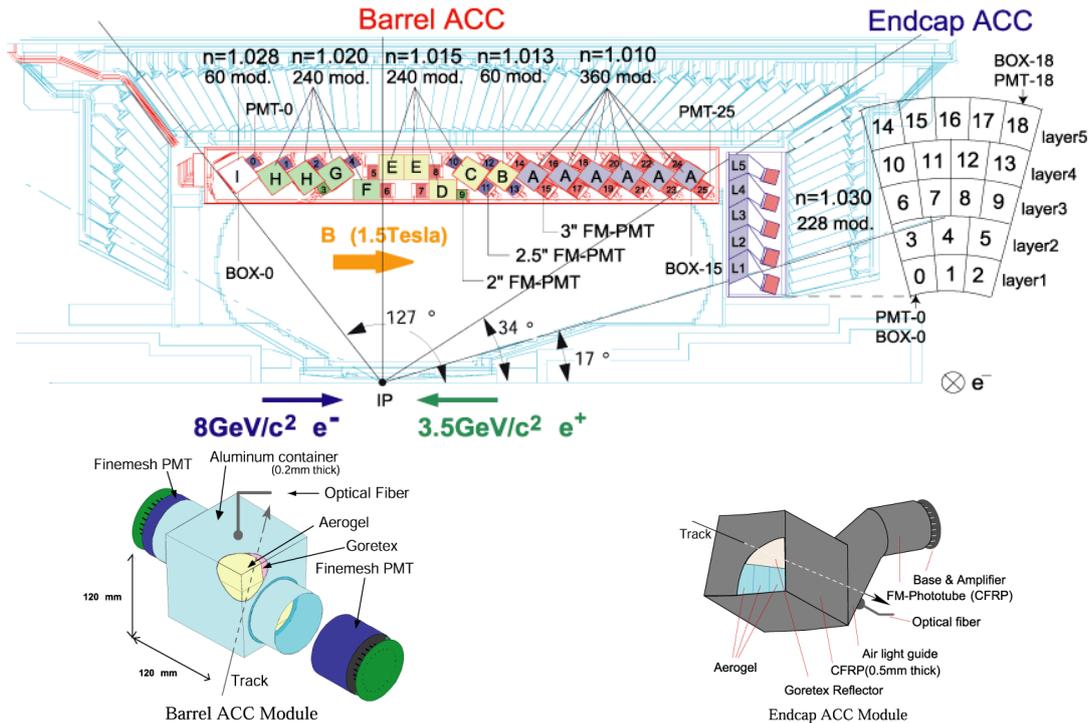


図 2.6 ACC module( 上図 : Belle 検出器における ACC , 下左図 : barrel ACC module , 下右図 : endcap ACC module )

### 2.3.4 Time-of-Flight Counter(TOF)

TOF は、barrel 部の ACC の外側に位置している 1.2[GeV/c] 以下の運動量領域で  $K/\pi$  を識別している測定器である。また、Belle 検出器全体の読み出しのためのトリガー信号も提供している。荷電粒子がビーム衝突点から TOF を通過するまでおよそ 1.2m の距離の飛行時間を 100[ps] の時間分解能で測定することによって  $K/\pi$  の識別を行う。

TOF はプラスチックシンチレータを用いたシンチレーションカウンターである。128 本の両側読み出しのシンチレーションカウンター (TOF) と、64 本のトリガー信号生成用のシンチレーションカウンター (TSC) で構成されている。TOF は 40mm × 60mm × 2550mm の、TSC は 5mm × 120mm × 2630mm の直方体のシンチレーターを用いており、 $34^\circ < \theta < 120^\circ$  の測定可能領域をもつ。

### 2.3.5 Electromagnetic Calorimeter(ECL)

ECL は電磁シャワーを利用して光子と電子の全エネルギーを検出する測定器である。輻射体に十分厚いシンチレーターを使用すれば、光子、電子・陽電子は輻射体内で全エネルギーを損失するので、これを検出することによって粒子の全エネルギーを測定する。電磁シャワーの形状、飛跡の有無、検出エネルギーの比を調べることによって電子及び光子を同定することができる。

この検出器では  $30\text{cm} \times 5.5\text{cm} \times 5.5\text{cm}$  のタリウム活性化ヨウ化セシウム (CsI) をシンチレーターとして使用する。電磁シャワーを起こす粒子は電子と光子のみである。CsI の結晶は barrel 部、endcap 部双方に設置されており、 $12^\circ < \theta < 155^\circ$  の測定可能領域をもつ。また、エネルギー分解能は  $\sigma_E = 1.3\% \sqrt{E}$  [GeV] である。

### 2.3.6 $K_L/\mu$ Counter(KLM)

KLM は、Belle 検出器の最外部に位置する測定器で、 $0.6[\text{GeV}/c]$  以上の  $K_L$  粒子と  $\mu$  粒子の検出を行っている。高抵抗平行板 (RPC) と鉄板とのサンドイッチ構造になっており、鉄板を通り抜けた粒子の飛跡を RPC で検出する。

KLM は barrel 部と endcap 部に分かれており、barrel 部で RPC と鉄板の 15 層  $\times$  14 層、endcap 部で 14 層  $\times$  14 層の構造になっている。barrel 部で  $45^\circ < \theta < 125^\circ$ 、endcap 部で  $20^\circ < \theta < 45^\circ$ 、 $125^\circ < \theta < 155^\circ$  の測定可能領域をもつ。鉄板の厚さ (4.7cm) は、ほぼ全てのハドロンがシャワーを起こすように設定されている。RPC にはアルゴン、ブタン、HFC-134a ガスが 30 : 8 : 62 の割合で充填されている。貫通力の強い  $\mu$  粒子のみが鉄板を突き抜けて RPC に飛跡信号を残す。CDC で測定した飛跡情報を外挿し、KLM に残した信号をマッチングを行うことによって  $\mu$  粒子を同定する。

## 2.4 Belle 検出器における $K/\pi$ 粒子識別

### 2.4.1 $K/\pi$ 粒子識別の重要性

これまで述べてきたように、CKM 行列要素に含まれる複素位相項より作られる Unitarity triangle の辺及び角の大きさを調べることで、CP 対称性の非保存及びその非対称度の大きさを観測することが可能である。その際、B 中間子系の崩壊過程を詳細過程を詳細に調べることが有効であることがわかる。

この節では、親 B 中間子の同定のためのフレーバータギング、及び Unirarity triangle の内角を求めるための崩壊モードについて簡単に説明し、その際の  $K/\pi$  粒子識別の重要性について議論する。

### フレーバータギング

B 中間子系の崩壊事象において Unitarity triangle の内角  $\phi_1$  の観測するためには  $B^0$ 、 $\bar{B}^0$  から  $J/\psi K_s$  への崩壊モードを詳しく調べる必要があるが、その崩壊過程の終状態の粒子を観測したとしても、それが  $B^0$  から生じたのか、 $\bar{B}^0$  から生じたのかを知らなければならない。そこで、B 中間子系の崩壊過程において親粒子が  $B^0, \bar{B}^0$  のどちらであるかを決定する必要があり、このことを“フレーバータギング”という。Belle 実験における  $\bar{B}^0 \rightarrow J/\psi K_s$  の崩壊図を図 2.7 に示す。

フレーバータギングでは B 中間子から  $J/\psi K_s$  への崩壊事象に対し、もう一方の B 中間子の崩壊事象について注目する。この崩壊事象において b クォークがカスケード崩壊 (b  $\rightarrow$  c  $\rightarrow$  s) という崩壊を行うことにより、B 中間子として B  $\rightarrow$  D  $\rightarrow$  K という崩壊事象として観測される。これを考慮すると親粒子が  $B^0$  なら  $B^0 \rightarrow D^- \rightarrow K^+$  となり、 $\bar{B}^0$  なら  $\bar{B}^0 \rightarrow D^+ \rightarrow K^-$  という崩壊モードが与えられることになる。したがって、実験では崩壊事象中に  $K^+$  が見つかったならば、その崩壊事象の親粒子は  $B^0$  であると同定され、注目する  $J/\psi K_s$  への崩壊の親粒子は  $\bar{B}^0$  であると理解される。そのため、Belle 実験ではカスケード崩壊に伴う  $K^\pm$  を大量の  $\pi^\pm$  から効率よく識別することが非常に重要であり、それによりフレーバータギングの正確な観測が可能になるのである。

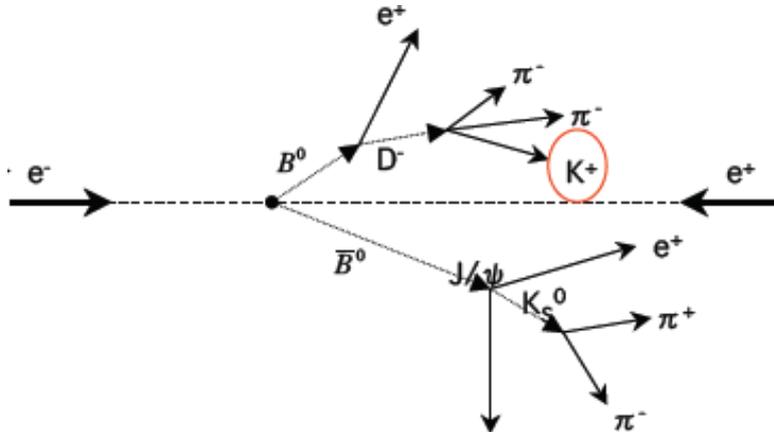


図 2.7  $\bar{B}^0 \rightarrow J/\psi K_s$

### Unitarity triangle の角度 $\phi_2, \phi_3$ の測定

Unitarity triangle の内角  $\phi_2$  の測定には  $B^0 \rightarrow \pi^+ \pi^-$  の崩壊モードに注目する。しかし、 $B^0$  中間子は同じ程度の確率で  $B^0 \rightarrow K^+ \pi^-$  にも崩壊する。

また、Unitarity triangle の内角  $\phi_3$  の測定には注目する  $B \rightarrow DK$  の崩壊モードに対して、 $B \rightarrow D\pi$  への崩壊事象を区別しなければならない。

これらのことから Belle 実験において  $K/\pi$  粒子の識別は非常に重要であることが分かる。以下の表 2.2 に Unitarity triangle の内角の決定のために重要となる  $K/\pi$  粒子識別

が必要な崩壊モードと、その崩壊モードを伴う運動量領域、および測定したい崩壊モードに対してリジェクトすべき崩壊モードを示す。

表 2.2  $K/\pi$  粒子識別が必要な崩壊モードとその運動量領域

| 物理事象           | 崩壊モード                           | 運動量領域 [GeV/c]   | Rejection mode       |
|----------------|---------------------------------|-----------------|----------------------|
| Flavor tagging | $b \rightarrow c \rightarrow s$ | $0.2 < p < 1.5$ | -                    |
| $\phi_1$       | $B \rightarrow J/\psi K_s$      | -               | -                    |
| $\phi_2$       | $B \rightarrow \pi\pi$          | $1.8 < p < 3.8$ | $B \rightarrow K\pi$ |
| $\phi_3$       | $B \rightarrow DK$              | $1.5 < p < 3.3$ | $B \rightarrow D\pi$ |

## 2.4.2 Belle 検出器の $K/\pi$ 粒子識別能力

これまで述べてきたように、Belle 実験において  $K/\pi$  中間子を正確に識別することは非常に重要な意味を持つ。Belle 実験では、 $K/\pi$  中間子の識別を精度よく行うために、Belle 検出器の中の CDC, TOF, ACC を用いて識別を行っている。図 2.8 に CDC, TOF, ACC 検出器が Belle 実験で担う通過粒子の運動量に対する  $K/\pi$  中間子の識別能力のグラフを示す。これらの検出器は互いに識別能力の低い部分を補い、全体として運動量 3.5[GeV/c] 以下の通過粒子に対して  $3\sigma$  以上の  $K/\pi$  識別が可能となっている。

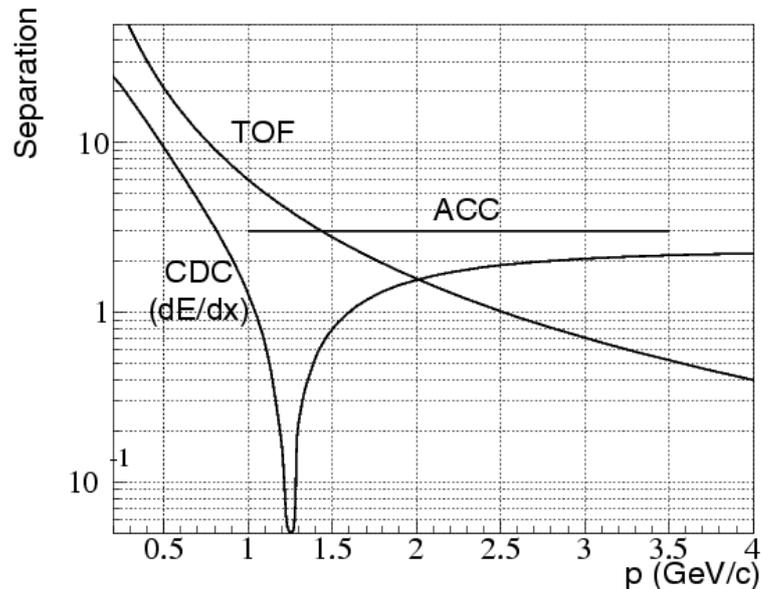


図 2.8 CDC, TOF, ACC 検出器の  $K/\pi$  識別能力

ここで、Belle 検出器を barrel 部と endcap 部に分けて考える。両者で決定的に違うことは endcap 部には TOF が設置されていないことである。barrel 部において TOF は

1.5[GeV/c] 以下の運動量領域で  $K/\pi$  識別を行い、主にフレーバータギングに有用な情報を得ているが、endcap 部ではその空間的制約から ACC と TOF の両方を搭載することが困難であった。そこで、endcap 部には屈折率 1.03 のシリカエアロジェルを用いた ACC を搭載することにより、フレーバータギング用の  $K/\pi$  識別 (運動量領域:  $0.2 < p < 1.5$  [GeV/c]) にしぼることにした。

図 2.9 に  $B \rightarrow \pi\pi$  における  $\pi$  中間子の運動量とビーム軸からの角度  $\theta$  との関係を示す。endcap 部の領域はビーム軸から  $17^\circ < \theta < 34^\circ$  であるが、図 2.9 から分かるように、 $\theta < 40^\circ$  の領域で 3.5[GeV/c] を上回る高運動量の  $\pi$  中間子が飛来する。endcap 部では低運動量領域しか識別できないので、このように高運動量を持つ  $\pi$  中間子は識別できない。このことは  $B \rightarrow \pi\pi$  の検出効率に関して問題である。このように、現在の Belle 検出器の endcap 部での  $K/\pi$  識別能力は高運動量領域において対応できていない。Belle 実験でより精密に CP 対称性の破れを測定するためには高運動量領域における Belle 検出器の  $K/\pi$  識別能力を向上させることが必要となってくる。

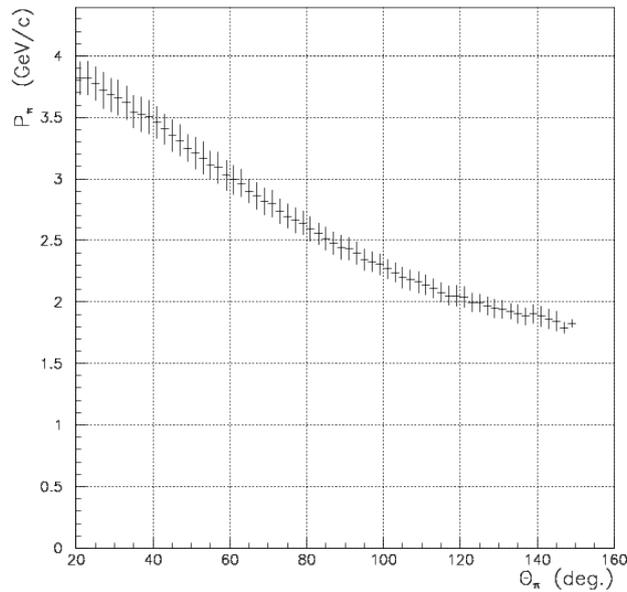


図 2.9 B 中間子の 2 体崩壊における運動量分布

## 第 3 章

# AEROGEL-RICH 検出器への Upgrade

この章ではシリカエアロジェルを輻射体に用いたエアロジェルチェレンコフカウンターの基本原理および現在 Belle 検出器に用いられている閾値型 Aerogel Cherenkov Counter(ACC) について説明した後、我々が現在開発を進めている Aerogel-Ring Imaging Cherenkov Counter(A-RICH) について述べる。

### 3.1 チェレンコフ光発生原理

一般に、速度  $\beta$  を持つ荷電粒子が屈折率  $n$  を持つ媒質中を通過する際、その速度が媒質中での光の速度  $c/n$  ( $c$  は真空中での光の速度) を超える条件下 (式 3.1) では、荷電粒子の行路上より円錐状に光を放出する。この光のことをチェレンコフ光と呼ぶ。

$$\beta c > \frac{c}{n} \quad (3.1)$$

これは荷電粒子がつくる電場によって荷電粒子の行路付近の媒質が分極を起こすことで発生する。荷電粒子行路上の各点で放射された光子の波面はホイヘンスの原理から直線上に並ぶ (図 3.1 参照)。

このため、放出されたチェレンコフ光と荷電粒子の進行方向とのなす角  $\theta_c$  (チェレンコフ角と呼ぶ) は以下の式 3.2 で表される。

$$\cos \theta_c = \frac{c/n}{\beta c} = \frac{1}{\beta n} \quad (3.2)$$

このチェレンコフ光の発生原理を利用し、さらに輻射体としてシリカエアロジェルを用いた検出器をエアロジェルチェレンコフカウンターと呼んでいる。

#### シリカエアロジェル

シリカエアロジェルはゲル状の物質を乾燥することで作られ、その体積の 90 % 以上が空気で占められる高多孔質の固体で、二酸化ケイ素 ( $\text{SiO}_2$ ) を主成分とするエアロジェルであり、無色透明の固体である。シリカエアロジェルは、その構造中の主成分である  $\text{SiO}_2$

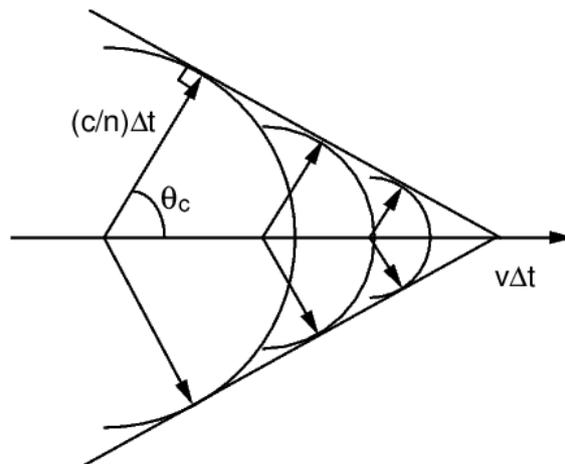


図 3.1 チェレンコフ輻射

が作り出す特異構造をもっており、それにより単純固体では難しい領域において、低屈折率、低密度を実現している。図 3.2 にシリカエアロゲルの特異構造をモデル化した図を示す。シリカエアロゲル中では主成分となる  $\text{SiO}_2$  が、固体構造形成において基本となる  $1\sim 2\text{nm}$  の 1 次粒子を形成し、この 1 次粒子がさらに集合し、最大で  $50\text{nm}$  の大きさとなる 2 次粒子が形成されている。この  $\text{SiO}_2$  を基本構造とした 1 次及び 2 次粒子の径の大きさがエアロゲルの光学的性能を特徴づける重要な要因として考えられている。1、2 次粒子中の  $\text{SiO}_2$  の密度はガラスと同程度の  $2.4\sim 2.6[\text{g}/\text{cm}^3]$  程度である。2 次粒子は互いに鎖状に結合し合い、3 次元ネットワークを形成し固体構造中の 90%以上が空孔からなる高多孔質構造を持つことにより、固体であるにも関わらず低密度・低屈折率を可能にしている。シリカエアロゲルおよびその他の固体・液体・気体の屈折率を表 3.1 に示す。

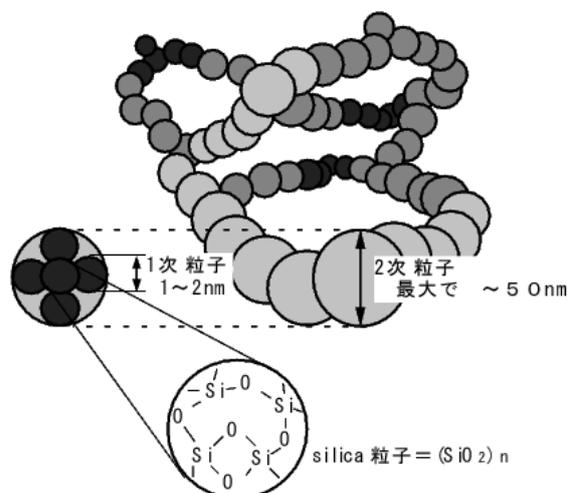


図 3.2 シリカエアロゲル構造モデル

表 3.1 シリカエアロゲル及びその他の物質の屈折率

|    | 物質       | 屈折率:n        |
|----|----------|--------------|
| 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 | 二酸化炭素    | 1.000450     |
|    | イソブタン    | 1.001900     |
|    | 空気       | 1.000292     |

シリカエアロゲルは、その特異構造によりガスなどの気体物質より安定な固体であり、なおかつ他の固体物質では実現の難しい低屈折率を持ち、またチェレンコフ光を観測する際に光に対して良い透明度を示す物質である。それに加え、Belle 実験において観測される荷電粒子の速度領域、チェレンコフ光の発生原理からくる式 3.1、3.2 等の条件から、Belle 検出器では輻射体としてシリカエアロゲルを用いたチェレンコフカウンターを搭載している。

## 3.2 閾値型 AEROGEL CHERENKOV COUNTER

前節で述べたように、チェレンコフ光は輻射体となる媒質を通る荷電粒子の速度  $\beta$  と輻射体の屈折率  $n$  に依存した発生条件を持っている。そこでこの発生条件を粒子識別に応用し、現在 Belle 検出器に搭載されているのが閾値型 Aerogel Cherenkov Counter (ACC) である。

### 3.2.1 閾値型 ACC の基本原理

ある粒子が運動量  $p$  を持って運動しているとき、その粒子が持つ運動量  $p$  は粒子の速度  $\beta$  と粒子の質量  $m$  を用いて式 3.3 のように表される。

$$p = \frac{\beta m}{\sqrt{1 - \beta^2}} \quad (3.3)$$

この式 3.3 に式 3.1 を代入すると式 3.3 は通過粒子の運動量  $p$  と質量  $m$  に関するチェレンコフ光の発生条件式 3.4 として書き表すことができる。この式 3.4 において、両辺が等号で結ばれるとき、粒子の質量  $m$  及び輻射体の屈折率  $n$  によりチェレンコフ光が発生する粒子の下限の運動量が求まる。この運動量のことを閾値運動量 ( $p_{threshold}$ ) と定義する。

$$p = \frac{\beta m}{\sqrt{1-\beta^2}} > \frac{(1/n) \times m}{\sqrt{1-(1/n)^2}} = \frac{m}{\sqrt{n^2-1}} \quad (3.4)$$

式 3.4 より、輻射体の屈折率  $n$  が決まっているとき、粒子の質量  $m$  によってチェレンコフ光が発生する運動量領域が異なる。この違いを利用することで、2つの識別対象粒子の片方が輻射体を通過した時のみチェレンコフ光を発生させることが可能である。これによりチェレンコフ光の有無により通過粒子の同定が可能となる。この同定方法を用いたものが、Belle 検出器で  $K/\pi$  識別を担っている閾値型 Aerogel Cherenkov Counter(ACC) である。ACC では  $\pi$  中間子のみがチェレンコフ光を発生するように輻射体の屈折率を設定し、 $K/\pi$  識別を行っている。図 3.3 に屈折率に対する  $K/\pi$  中間子のチェレンコフ光を発生する閾値運動量  $p_{th}$  を示したグラフを示す。図 3.3 のそれぞれの曲線に囲まれた部分で  $K/\pi$  識別が可能 ( $\pi$  中間子のみチェレンコフ光発生) である。例えば、屈折率  $n=1.01$  のエアロジェルを用いた場合、運動量が  $1 \sim 3.5$ [GeV/c] の粒子に対して、 $\pi$  中間子ならばチェレンコフ光が発生し、 $K$  中間子ならば発生しない。

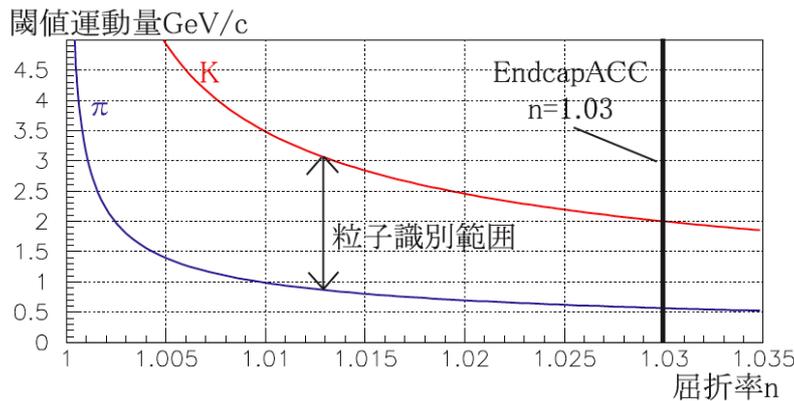


図 3.3 輻射体の屈折率に対する  $K/\pi$  中間子の閾値運動量

図 2.6 に示すように、Belle 検出器の barrel 部では屈折率  $n=1.010 \sim 1.028$  のエアロジェルを選択することにより、 $p < 3.5$ [GeV/c] までの高運動量領域での識別を行っている。一方、endcap 部では衝突点から設置位置を考えると、閾値型カウンターとしてはより高運動量領域 ( $p < 4$ [GeV/c] 程度) まで識別可能な屈折率  $n=1.008$  程度のエアロジェルを選択すべきだが、先に述べたように、endcap 部では空間的制約から、TOF, ACC の同時搭載が困難であったため、本来 TOF が行うべき  $K/\pi$  識別を ACC によって行うため、低運動量領域で  $K/\pi$  識別が可能な屈折率  $n=1.03$  のエアロジェルを用いた ACC が設置されている。よって endcap 部の ACC で識別可能な運動量領域は  $0.6 < p < 2.0$ [GeV/c] である。

### 3.2.2 閾値型 ACC の問題点

閾値型による粒子識別では、 $\pi$  中間子の通過時のみチェレンコフ光が発生される運動量領域での信号の有無により粒子の識別を行っている。しかし、その中には K 中間子が輻射体を通る際、エアロジェル中の電子をたたき出し、その電子 (knock-on 電子) によりチェレンコフ光が発生するイベントの信号が観測されてしまうことがある。閾値型ではこのような信号と本来の  $\pi$  中間子通過による信号と区別することは困難である。

また、endcap 部には前章で述べたように 3.5[GeV/c] を超える運動量を持つ  $\pi$  中間子も飛来する。しかし、このような高運動量領域に対しては現在の閾値型 ACC では  $K/\pi$  識別は不可能である。

そこで空間的制約の厳しい endcap 部で現在の閾値型 ACC による粒子識別では不可能な運動量領域 ( $p < 4[\text{GeV}/c]$ ) まで識別可能な新たな粒子識別装置の開発が重要である。そこで我々が開発しているのが、次節で述べる A-RICH 検出器である。

## 3.3 AEROGEL RING IMAGING CHERENKOV COUNTER

荷電粒子が輻射体となる媒質中を通過する際発生するチェレンコフ光は、媒質中での進行方向に対して、式 3.2 で表せるチェレンコフ角  $\theta_c$  を持って放出される。この式 3.2 からチェレンコフ角  $\theta_c$  が求めれば、屈折率  $n$  と併せて速度  $\beta$  が求まる。(式 3.5)

$$\beta = \frac{1}{n \cos \theta_c} \quad (3.5)$$

さらに、このとき求まる荷電粒子の速度  $\beta$  と、他の方法により求めた運動量  $p$  (Belle 検出器はソレノイド電磁石により曲げられた荷電粒子の飛跡を CDC 検出器で検出することにより運動量  $p$  が  $p = 0.3\rho B$  によって精度よく求まる) より、式 3.4、3.5 を使って、

$$m = p \sqrt{\left(\frac{1}{\beta}\right)^2 - 1} = p \sqrt{(n \cos \theta_c)^2 - 1} \quad (3.6)$$

と表され、この式 3.6 より通過荷電粒子の質量  $m$  が決定され、通過した粒子の同定が可能となる。

Ring Imaging Cherenkov Counter(RICH) では、この通過粒子に対するチェレンコフ角の決定により行われる粒子同定が粒子識別の原理となる。輻射体により円錐状に放出されたチェレンコフ光を高い位置分解能を持った光検出器でリングイメージ (チェレンコフリング) で捉え、その半径よりチェレンコフ角を求めるのである。RICH 検出器による粒子識別では、通過する粒子に対し直接チェレンコフ角を算出し、粒子同定を行うものであるため、knock-on 電子等による fake イベントの除去や、識別可能粒子種の制限が増えるなどの利点が挙げられる。

RICH 検出器は大きく分けて、放出されたチェレンコフ光をミラーで集光し、それを光検出器で捉える "Mirror focusing RICH" (図 3.4) と、放出されたチェレンコフ光をそのまま捉える "Proximity focusing RICH" (図 3.5) の 2 タイプがある。

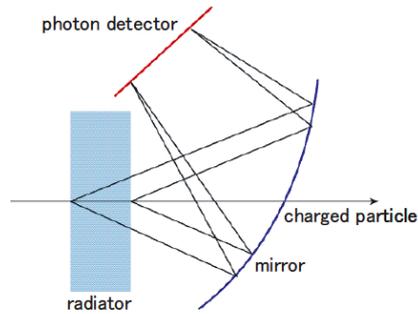


図 3.4 Mirror focusing RICH

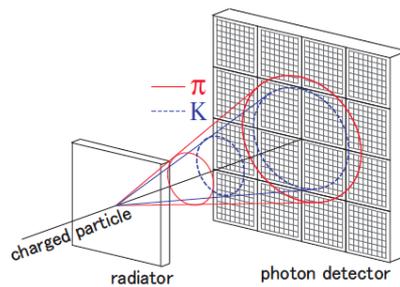


図 3.5 Proximity focusing RICH

Mirror focusing 型では集光ミラーにより輻射体内でのチェレンコフ光放出点の不定性によるチェレンコフリングのぼやけを抑えることができ、そのためチェレンコフ角の決定精度が上がる。また、厚い輻射体を用いて容易に多光量を得ることが可能である。しかし、集光ミラーを用いるため検出器の規模が大きくなってしまふ。

一方、Proximity focusing 型では集光ミラーを用いないため、決定精度は Mirror focusing 型より劣るものの、検出器自体がコンパクトに構成できる利点がある。しかし、光検出器には高い位置分解能が必要となってくる。

我々が開発している A-RICH 検出器は Belle 検出器の endcap 部での使用を想定している。先に述べたように endcap 部では空間的制約が厳しい(奥行き約 30cm)。そのため我々は A-RICH 検出器のジオメトリーに Proximity focusing 型を採用した。

### 3.3.1 A-RICH 検出器基本原理

我々は輻射体にシリカエアロゲルを用いた Proximity focusing 型 RICH 検出器: "Aerogel Ring Imaging Cherenkov Counter" (A-RICH) を開発している。図 3.6 に A-RICH 検出器の粒子通過時の単純なモデル図を示す。

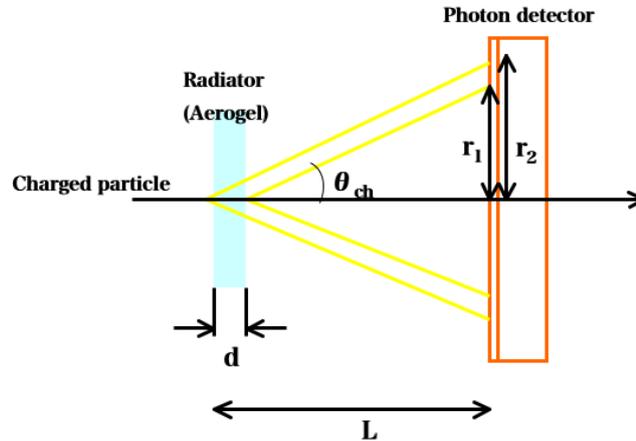


図 3.6 A-RICH 検出器の粒子通過時のモデル図

Proximity focusing 型 A-RICH 検出器による通過粒子に対するチェレンコフ角の決定は図 3.6 に示されるエアロジェルの荷電粒子に対して上流側の表面から光検出器表面までの距離  $L$ 、その時発生するチェレンコフリングの半径  $r_2$  を用いて、

$$\theta_c = \tan^{-1} \left( \frac{r_2}{L} \right) \quad (3.7)$$

で求められる。これにより光検出器により観測されたチェレンコフリングからチェレンコフ角を再構成できる。ただし、検出されるチェレンコフリングの半径にはエアロジェルの厚さによる誤差 ( $r_2 - r_1$ 、 $r_1 = (L - d) \tan \theta_c$ )、光検出器のピクセルサイズによる誤差が含まれる。

### 3.3.2 A-RICH 検出器へ向けての要請

A-RICH 検出器を構成するにあたり、輻射体であるシリカエアロジェル、位置分解能を持った光検出器、光検出器全チャンネルからの信号処理が可能な front-end electronics の 3 要素が必要となってくる。以下にそれぞれに対する要請を述べる。そして、まとめたものを表 3.2 に示す。また、endcap 部におけるエアロジェルと光検出器の配置イメージを図 3.7 に示す。

#### シリカエアロジェル

シリカエアロジェルは  $4[\text{GeV}/c]$  付近の運動量領域で  $K/\pi$  識別を行うには最適な低い屈折率を持っている。(  $4[\text{GeV}/c]$  における  $K/\pi$  のチェレンコフ角度差は  $n=1.03$  の時には  $33[\text{mrad}]$ 、 $n=1.05$  の時には  $23[\text{mrad}]$  と計算される。) チェレンコフ角の決定精度を上げるためには、より光量が多く、よりチェレンコフ角が大きいことが望ましい。しかし、光量を多くするためにエアロジェルを厚くしてしまえば、前述したように放出点による不定性が大きくなってしまふ。また、チェレンコフ角を大きくするために屈折率を大きくして

しまうと、 $K/\pi$  粒子に対するチェレンコフ角度差が小さくなってしまう。

よって、シリカエアロジェルに対して、これらのことを考慮した上で厚さと屈折率を決定しなくてはならない。

#### 光検出器

A-RICH 検出器は発生したチェレンコフ光 1 つ 1 つの検出器上の位置情報から、チェレンコフ角を再構成することで輻射体を通過した荷電粒子の速度を求めるため、光検出器に対しては、十分な有効面積と高い検出効率、そして高い位置分解能を持つことが要求される。また、Belle 検出器にはソレノイド電磁石により全体に 1.5[T] の磁場がかかっているために、その中で安定して動作することも要求される。

これらの要求を満たす光検出器として、我々は浜松ホトニクス社と共同で新しいタイプのマルチアノード型光検出器：HAPD(Hybrid Avalanche Photo Diode) を研究・開発しており、本研究の主題である。詳しくは第 4 章で述べる。

#### Front-end electronics

上で述べた光検出器 (HAPD) の全チャンネルからの信号を同時に処理するためには汎用の回路系では対応できない<sup>\*1</sup>。また、多チャンネルを同時に読み出せること、endcap 部の設置空間の制約からコンパクトな読み出しシステムであることが要求される。

そこで、我々は HAPD 用多チャンネル同時読み出し用集積回路：ASIC の開発を行っている。詳しくは第 5 章で述べる。

---

<sup>\*1</sup> 開発中の HAPD はマルチアノード型であり、なおかつ得られる total gain が通常の光検出器に比べ低いため、全チャンネルに対して低雑音・高利得な増幅器が必要となってくる

表 3.2 A-RICH 検出器への要請

|                       |  |
|-----------------------|--|
| 輻射体                   | シリカエアロジェル<br>低屈折率かつ検出光量を損なわない程度の薄さ   |
| 光検出器                  | マルチアノード型光検出器：HAPD<br>1 光電子観測可能<br>十分な有効面積<br>高い位置分解能（5mm 程度）<br>高い検出効率<br>磁場中で動作可能 |
| Front-end Electronics | ASIC<br>コンパクト化<br>1 光電子信号の処理可能（低雑音・高利得）<br>Super-Belle 実験の高いイベントレートに対応可能           |

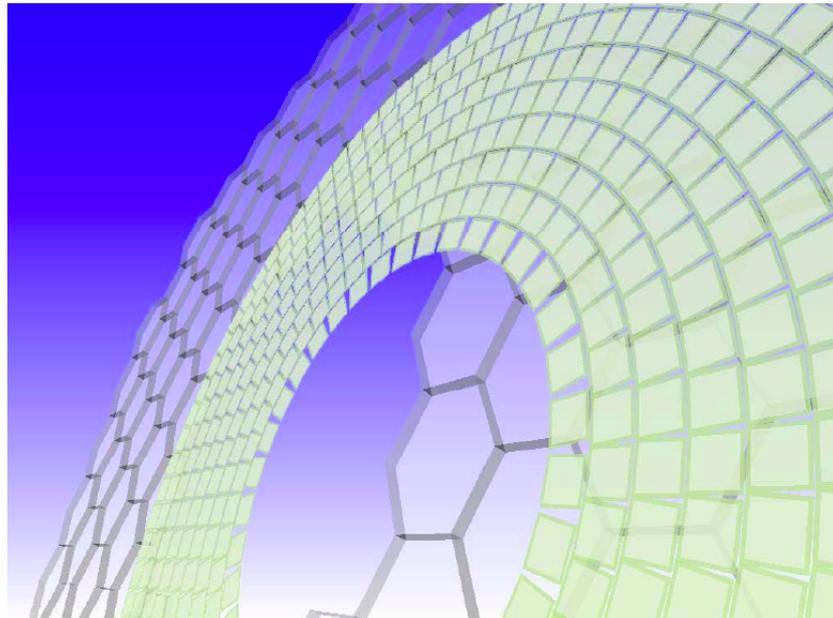


図 3.7 endcap 部におけるエアロジェルと光検出器の配置イメージ

## 第 4 章

# マルチアノード型光検出器： HYBRID AVALANCHE PHOTO DIODE

前章までで述べてきたように、Belle 検出器における  $K/\pi$  粒子識別の性能向上に向けて、endcap 部の ACC に代わり、A-RICH 検出器を導入することを我々は考えている。

そこで、この章では A-RICH 検出器において、チェレンコフ光を検出するための光検出器として有力な候補である、マルチアノード型光検出器：HAPD(Hybrid Avalanche Photo Diode) についての概要と、その検出原理、さらに現在試作されている実機に向けたサンプルについて説明していく。

### 4.1 HAPD 概要

A-RICH 検出器は、ビーム軸方向に 1.5[T] の磁場がかかった Belle 検出器内に設置される。そのため光検出器は磁場中で安定に動作することが要求される。さらに前章で述べたように、A-RICH 検出器として利用するにはチェレンコフ光、つまり 1 光電子が検出可能で、位置分解能を持ち、十分な有効面積を持つことが要求される。しかし、これらの要求を既存の光検出器で満たすのは難しい。

そこで、我々はこれらの条件を満たす光検出器として浜松ホトニクス社と共同で、Hybrid Avalanche Photo Diode (以下 HAPD) と呼ばれる新しいタイプのマルチアノード型光検出器を研究・開発している。

従来の光電子増倍管などの光子検出方法は、光電陰極によって光から光電子に変換され、その光電子は幾重にも重なるダイノードチェーンによって増倍されシグナルとして検出される。一方 HAPD は、真空管によって電場加速された光電子を APD(Avalanche Photo Diode) に打ち込む。そしてダイオードで生成された電子-正孔対 (キャリア) はダイオードに印加した逆バイアス電圧により avalanche 過程を経てさらに増倍され、シグナルとして検出される。このように、HAPD は真空管技術と半導体技術の 2 つを組み合わせることで光を検出するため、従来のものとは異なった新しいタイプの光検出器である。

## 4.2 Avalanche Photo Diode

APD とは、PN 接合を利用した Si 半導体素子の一つである。以下で、半導体の基本的な特性を述べた後、HAPD に用いられている APD について説明する。

### 4.2.1 半導体

パウリの排他原理より、通常固体中の多くの電子は最低のエネルギー準位よりかなり上のエネルギー準位に存在する。絶対零度では、ある与えられた準位まですべての電子エネルギー準位が占有されており、それより高いすべてのエネルギー準位は空いている。占有と非占有準位を分けるエネルギー準位値をフェルミ準位と呼ぶ。温度が絶対零度以上に上げられるにつれ、電子の熱励起によっていくつかの占有されていなかった高準位状態に電子が分布する。このときフェルミ準位はもはや占有と非占有状態間の分割線とはならず、ある状態の占有確率が  $1/2$  となるエネルギー値を言う。しかしなお、フェルミ準位をそれ以上のわずかなエネルギー状態が電子で占有されているエネルギー値と考えておく。

固体の電子的性質は、固体そのものを構成している原子の周期的結晶格子配列によって決定される。周期的格子中の電子に対する許容エネルギー準位についての量子力学的解析は、許容電子状態が明確に定められたエネルギー帯の中に生じる、ということを示す。これらのエネルギー帯の間には、固体中のいかなる電子もこのようなエネルギーは持ち得ない領域、すなわちエネルギーギャップ (energy gap) がある。電子エネルギー分布の中で最も高い充満帯は価電子帯 (valence band) である。電子によって部分的または完全に占有されていない状態は固体の伝導帯 (conduction band) を形成する。

固体が絶縁体であるか、金属であるか、または半導体であるかを決定するのは、価電子帯と最低の伝導帯の間のエネルギーギャップ： $E_g$  (バンドギャップと呼ばれる) の大きさである (図 4.1 参照)。もし、ある材料のバンドギャップが、熱励起により価電子帯の電子を伝導体の状態まで励起できるほど十分小さければ ( $E_g = k_B T$ )、伝導率が金属と誘電体の中間になる。そのような材料を半導体という。半導体の価電子帯中にある電子が熱的に伝導体に励起されるとき、価電子帯中に満たされていないエネルギー状態が起こる。これを正孔 (hole) とよび、これに正電荷が与えられている以外は、多くの場合電子と同様な性質を持つ。電界があると正孔はちょうど正電荷の粒子のように電界の方向に動く。

半導体には n 型半導体 (電子が過剰な状態) と p 型半導体 (電子が欠如した状態) がある。n 型半導体の過剰電子は価電子帯に入れる場所 (準位) が無いため伝導帯に入り自由に動くことができる。一方 p 型半導体は価電子帯の電子が欠如している状態であり、この空いた場所 (準位) に近くの電子が容易に移動でき、それによって空いた場所にもさらに電子が移動する。この電子が占有していない場所 (準位) が移動していく様は、正の電荷が動いているように見えるので、これを正孔と呼ぶ。

よって、電気の担い手 (キャリア) は n 型半導体では電子、p 型半導体では正孔である。



図 4.1 固体中の電子のバンド図モデル

#### 4.2.2 PN 接合と bias 電圧

PN 接合とは、p 型半導体と n 型半導体を接合したものである。これらを接合すると、接合面でそれぞれのフェルミ準位が一致するためエネルギーバンドは傾きを持つ（図 4.2）。このとき、p 型に +、n 型に - の電圧をかける（順 bias）と、n 型のフェルミ準位が上がり、それにより n 型のキャリアである伝導帯にある電子は p 型に向かって流れる。そして接合面で正孔と再結合をする。その結果電流が流れることになる（図 4.3）。

それに対して、p 型に -、n 型に + の電圧をかける（逆 bias）と、n 型のフェルミ準位が下がる。しかし、キャリアが正孔である p 型からは電子は流れず、お互いのキャリアがそれぞれの電極に向かって流れるだけである。それにより、接合付近ではキャリアがない領域：空乏層が形成される（図 4.4）。

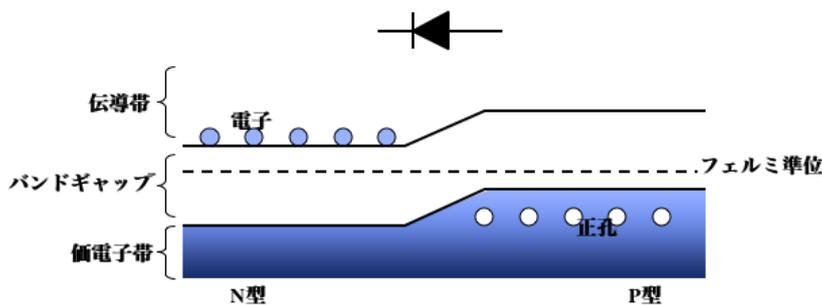


図 4.2 PN 接合：ゼロバイアス

#### 4.2.3 HAPD に利用されている半導体素子（APD）

PN 接合された半導体に逆 bias 電圧をかけると、空乏層が生じることは述べたが、その空乏層に光が入射すると価電子帯の電子を励起させ、入射エネルギーに比例した電子-正

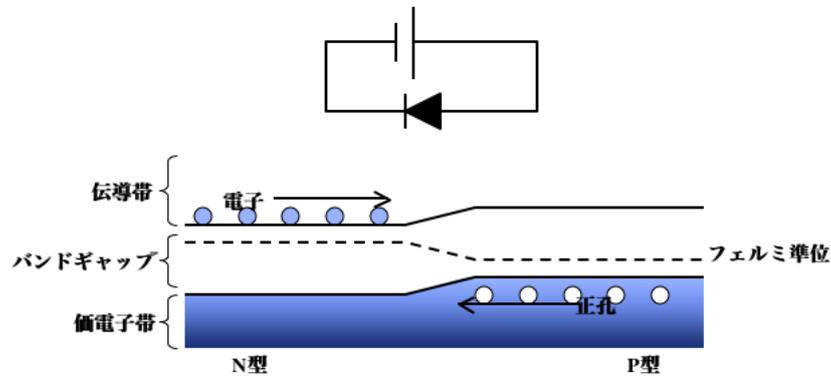


図 4.3 PN 接合：順バイアス

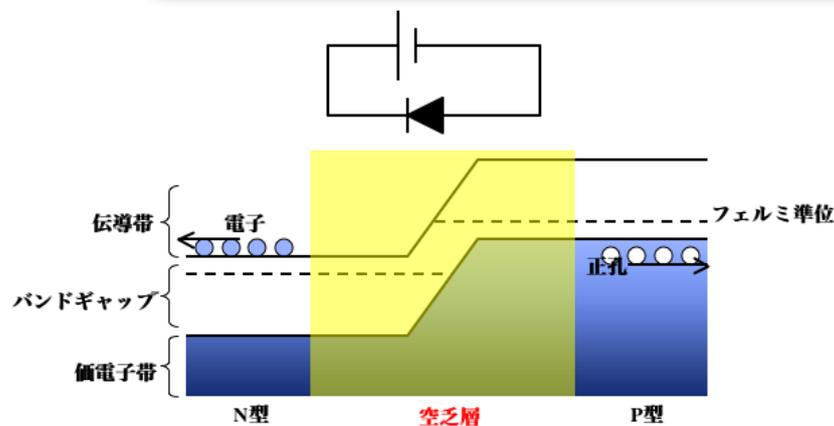


図 4.4 PN 接合：逆バイアス

孔対が生じる。Si 半導体の場合、バンドギャップ（すなわち 1 対の電子-正孔ペア生成に必要なエネルギー）が約 3.64[eV] である。

そして、そのようにして生じた電子・正孔は逆 bias 電圧によりそれぞれ電極に向かって移動する。これにより入射した光のエネルギーに比例した信号が読み出せるのである。このようなデバイスをフォトダイオード（PD）と呼ぶ。HAPD で入射されるのは真空管で加速された光電子である。

PD は光電子増倍管に比べ、量子効率が高い、小型化が可能、磁場に影響されない、ダイナミックレンジが広いなどの利点が挙げられる。一方で、得られる信号に対してノイズが大きく、増倍率が低いなどのデメリットがある。

そこで、HAPD の PD では、p 型半導体に混ぜる不純物の量を調節することにより、逆 bias 印加時により大きくバンドギャップが曲がった領域を設けている。それにより、逆 bias 電圧による加速に加え、バンドギャップが曲がった領域において、移動する電子のエネルギーが大きくなり、半導体素子の格子（電子）に衝突した際に、新たに電子を励起する（2 次キャリア）。さらに 2 次キャリアも同様にして電子-正孔対つくるといった具合に、なだれ式に電子が増幅していく（avalanche 増幅）。これにより、増倍率を大きくすること

ができる。このような機構を持った PD を APD : Avalanche Photo Diode と呼ぶ。

### 4.3 HAPD の検出器構造

ここでは、HAPD の検出器構造を光電子増倍管との比較を含めて説明していく。図 4.5 は従来の光電子増倍管の構造及び光電子が増倍される過程の模式図、図 4.6 は HAPD の構造及び増倍過程を示したものである。

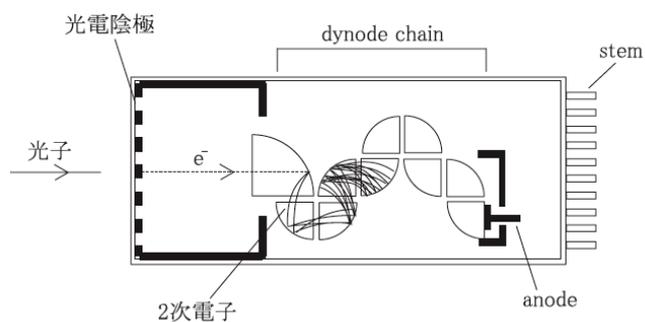


図 4.5 光電子増倍管の構造模式図

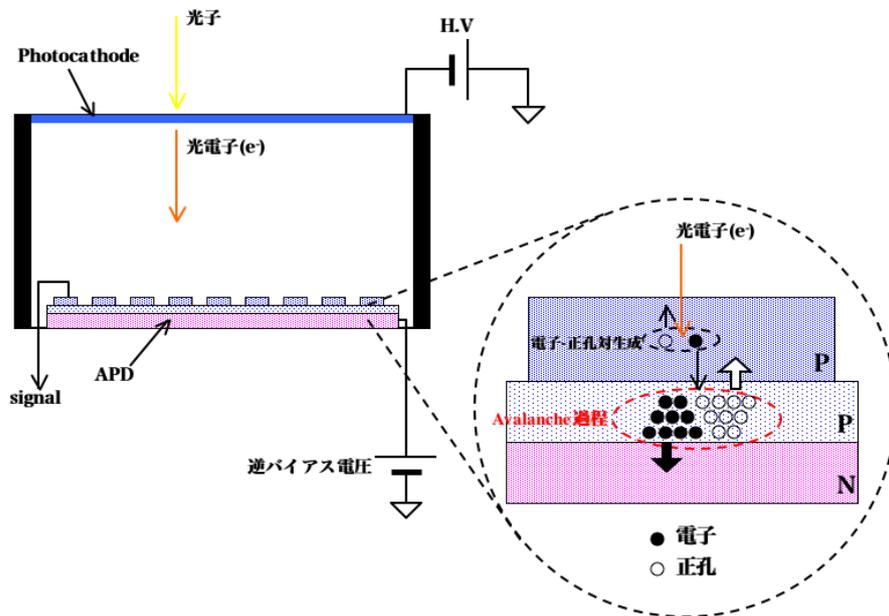


図 4.6 HAPD の構造模式図

従来の光電子増倍管は、光子は photocathode の電子を励起し光電子を放出する。その後、光電子は dynode に到達し、dynode は 2 次電子 (5~6 個) を放出する。さらに 8~19 段の dynode で構成された dynode chain によってこの増倍過程は繰り返され、最終的なゲインは  $10^7 \sim 10^8$  程度の達する。1 段目の dynode により放出される 2 次電子数が少ないため、1 光電子に対して得られる信号の統計的な揺らぎは大きくなる。

一方、HAPD の増倍過程は、図 4.6 に示してあるように、まず光子は photocathode で電子を励起し光電子を放出させる。こうして放出された光電子は、photocathode に印加された高電圧 (H.V) によって真空管内で加速され、真空管内に配置された APD に打ち込まれる。この電場加速によって得られたエネルギーによって APD 内で電子-正孔対が生成される。高電圧は  $-8[\text{kV}]$  程度印加するため、電子打ち込みによって得られるキャリア数は  $10^3$  のオーダーである。このことは光電子増倍管に比べ、1 光電子に対して得られる信号の統計的揺らぎが非常に少ないということの意味する。

こうして生成されたキャリアは APD に印加された逆 bias によって加速され、avalanche 領域に到達する。この avalanche 領域ではダイオードに混入させる不純物の濃度の違いにより、大きな電位差が生じている。これにより急激に加速されたキャリアが素子中の格子に衝突し、avalanche 増幅が起きる。この avalanche 増幅により、さらに 10 のオーダーで増幅され、最終的に信号として読み出される。

HAPD 全体として、電場加速と、avalanche 増幅の 2 段の増幅過程を経て、最終的なゲインは  $10^4$  のオーダーである。

また、図 4.6 にもあるように、1 つの  $n(+p)$  型素子の上にピクセル数だけ  $p$  型素子を設置することでマルチアノード化している。

#### 4.4 A-RICH 検出器に向けての 144Ch HAPD

HAPD は 2003 年より、Single channel HPD (半導体素子に avalanche 領域を持たない PD を使用) 9 channel HAPD、144ch HPD を試作してきたが、いずれも total gain が低かったり、安定して動作しないなど問題があった。それらの経験を踏まえ、2006 年から我々は A-RICH 検出器に向けて、144Ch の読み出しピクセルをもつ HAPD (図 4.7、4.8) を試作した。本稿では 2 つの試作品に関して評価を行った。

この 144Ch HAPD は 4 つの APD chip (A~D) が  $2 \times 2$  で配置されていて、それぞれの chip は  $6 \times 6$  の 36ch に pixel 化されている。この HAPD は APD chip 毎に bias 電圧を印加し、電子打ち込み用に光電面に H.V を印加する仕様となっている。信号は各チャンネル毎に読み出せるようになっている。以下に、144Ch HAPD の仕様を示す。

2 つの試作品のうち、1 つは APD での avalanche 増幅率の低いタイプ (以後 Low gain type と呼ぶ、2006 年冬製造) もう 1 つはそれよりも avalanche 増幅率の高いタイプ (以後 High gain type と呼ぶ、2007 年夏製造) である。その他基本的な構造に違いはないが、High gain type の方が側管に使われている金属やセラミックの厚さを薄くしたため、全体として Low gain type よりも 7mm 薄くなっている。

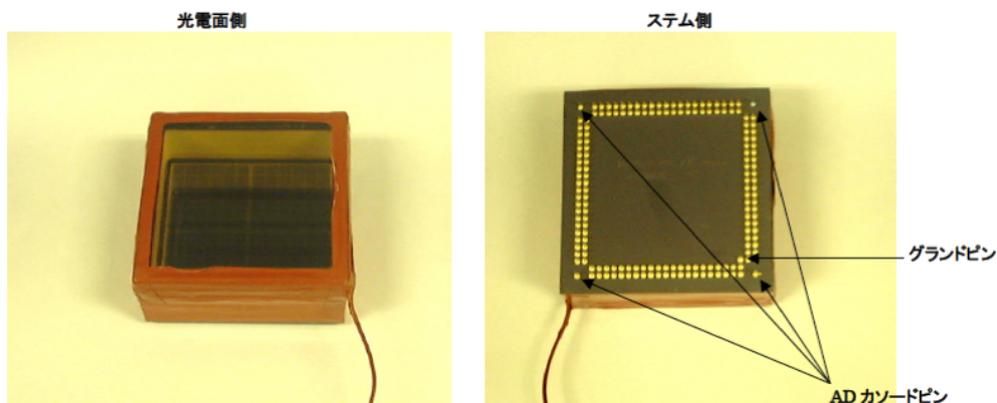


図 4.7 HAPD 外観

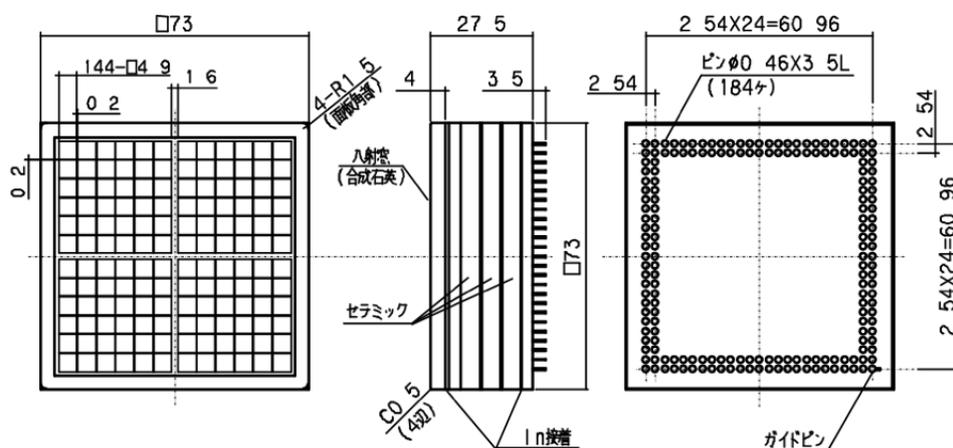


図 4.8 HAPD 外寸 (High gain type)

表 4.1 144Ch HAPD の仕様

| 項目             | Value             |
|----------------|-------------------|
| # of APD chip  | 4                 |
| # of pixels    | 144(36ch × 4chip) |
| Pixel size     | 5mm × 5mm         |
| Effective area | 64[%]             |

表 4.2、4.3 に、浜松ホトニクス社において測定された各サンプルの特性を示す。

表 4.2 144Ch HAPD 特性：Low gain type (提供：浜松ホトニクス社)

| 項目                        | Value  |
|---------------------------|--|
| 光電面量子効率 (ピーク)             | 24[%]  |
| 光電面最大印加電圧 (H.V)           | -8.5[kV]   |
| 使用可能 APD chip             | All  |
| 各 APD chip の最大印加電圧 (bias) | A : 319[V]<br>B : 340[V]<br>C : 361[V]<br>D : 343[V]   |
| Total Gain                | A-ch22 : 7,800(-8.5kV,319V)<br>B-ch22 : 8,100(-8.5kV,340V)<br>C-ch22 : 9,800(-8.5kV,361V)<br>D-ch22 : 9,000(-8.5kV,343V) |

表 4.3 144Ch HAPD 特性：High gain type (提供：浜松ホトニクス社)

| 項目                        | Value   |
|---------------------------|---|
| 光電面量子効率 (ピーク)             | 26.9[%]   |
| 光電面最大印加電圧 (H.V)           | -8.5[kV]  |
| 使用可能 APD chip             | All   |
| 各 APD chip の最大印加電圧 (bias) | A : 331[V]<br>B : 331[V]<br>C : 337[V]<br>D : 343[V]  |
| Total Gain                | A-ch22 : 74,000(-8.5kV,331V)<br>B-ch29 : 66,700(-8.5kV,331V)<br>C-ch22 : 113,300(-8.5kV,337V)<br>D-ch22 : 99,800(-8.5kV,343V) |

## 4.4.1 HAPD 性能測定項目

HAPD の動作確認、特性を調べる為に、2つのサンプルに対して、以下の測定を行った。

1. bias 電圧に対する APD のふるまい
2. 1 光電子の観測および total gain
3. uniformity

個々の詳しい測定に関しては、次節以降で述べる。また、後に述べる front-end electronics (第5章を参照) を用いた読み出し試験に関しては第6章で述べる。

また、2つのサンプルどちらも各 chip のチャンネル配置は図 4.9 のようになっている。

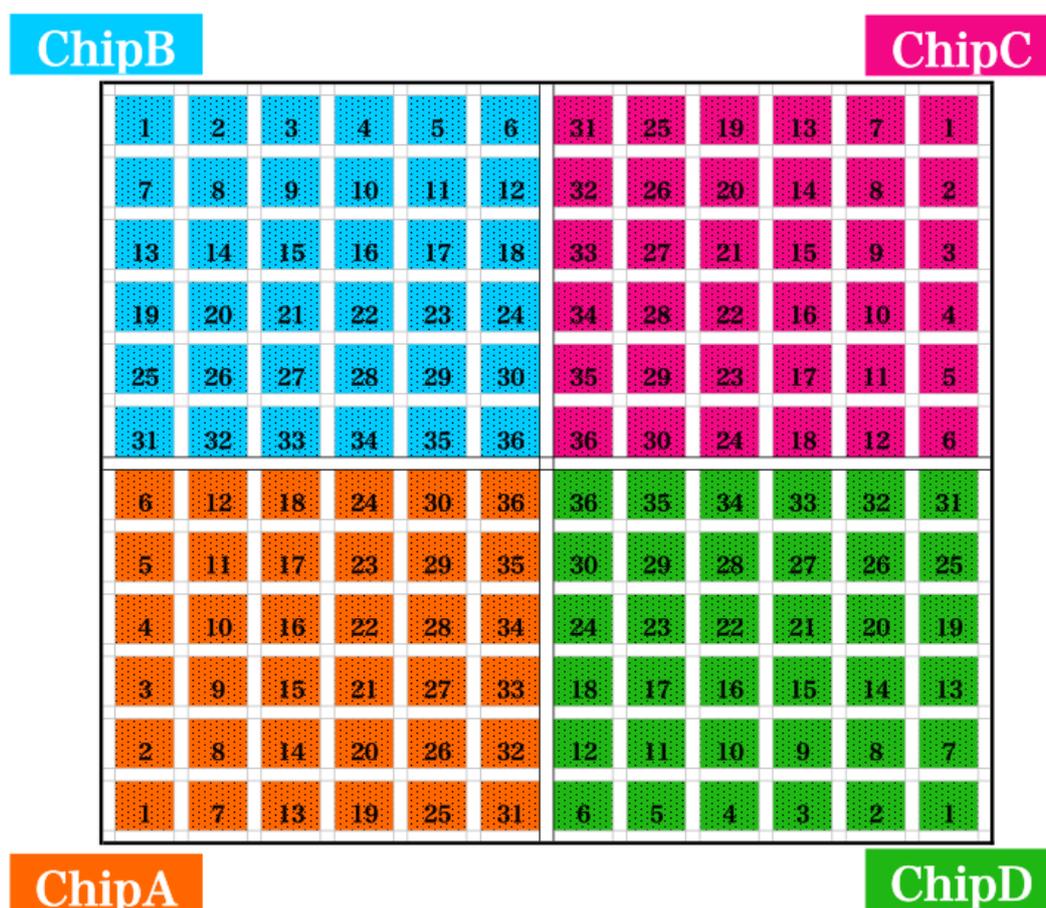


図 4.9 HAPD チャンネル配置図

## 4.5 性能評価

HAPD の性能は 144ch のうちのいくつかのチャンネルの信号を読み出すことで評価した。HAPD を A-RICH 検出器で用いる上で重要なことは、single photon が pedestal に対して良い S/N 比を持って読み出せることである。そこで、今回は noise level、total gain 等に重点を置いて測定した。以下から測定の詳しい方法や結果を示す。

### 4.5.1 測定 Set-up と準備

HAPD の基本特性を測定するにあたって、後に述べる ASIC では任意のチャンネルのアナログ信号を確認しつつ評価を行うことができないため、基本特性の測定では、HAPD のあるチャンネルの信号を市販の pre-Amp、shaping Amp を通じてアナログ信号を確認しつつ、MCA により ADC を測定した。図 4.10 が測定 set-up である。

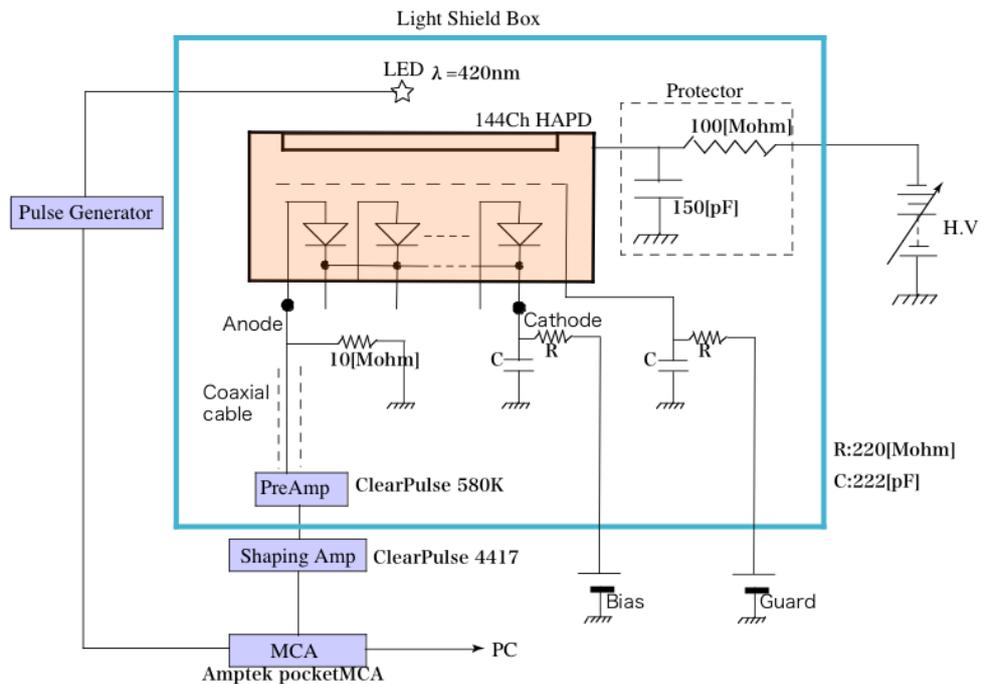


図 4.10 HAPD 測定 set-up

図 4.10 にもあるが、使用した機器等は以下の通りである。

- HAPD : Low gain type & High gain type
- pre-Amp : ClearPulse 社 580K
- shaping Amp : ClearPulse 社 4417
- MCA : Amptek Pocket 社 MCA
- LED : 青色 LED( $\lambda = 420\text{nm}$ )

なお、今回の測定は全て shaping Amp の gain は 1、整形時定数は  $0.5[\mu\text{sec}]$  で行った。また、図 4.10 にある guard は H.V と bias 電圧の干渉をなくす為のもので、測定の際は常に  $200[\text{V}]$  を印加している。

#### ClearPulse Amp の性能チェック

測定に使用する ClearPulse 社の pre-Amp および shaping Amp の入力-出力の線形性を test pulse (TP) を入力信号として測定した。ClearPulse 社の pre-Amp の TP 入力部には  $1[\text{pF}]$  のコンデンサーが設置されているので、例えば  $\text{TP}=4[\text{mV}]$  を入力した場合、電子数に換算すると  $25,000[\text{e}]$  である。測定結果を図 4.11 に示す。横軸は pre-Amp への入力電子数  $[\text{e}]$  で、縦軸は pre-Amp と shaping Amp の出力電圧である。

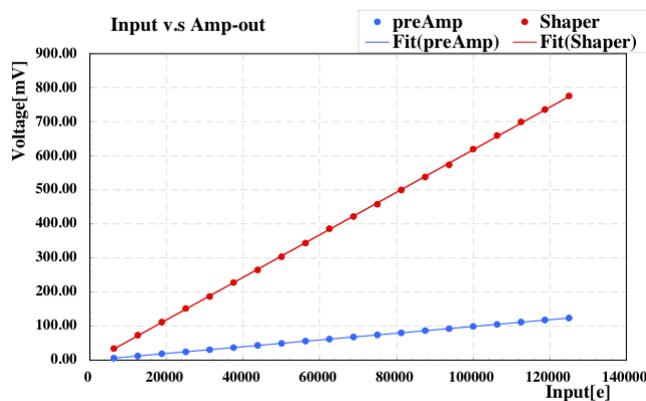


図 4.11 ClearPulse 社 Amp の線形性

この結果より、pre-Amp への入力に対して、良い線形性を持って出力が得られていることが分かる。

#### 入力信号に対する ADC 値

HAPD からの信号を ADC 分布で測定した際、ADC の  $1[\text{bin}]$  と入力電子数  $[\text{e}]$  の対応を知っておかなければ、HAPD の noise level や total gain を導出することができない。そこで、pre-Amp へ TP を入力し、shaping Amp から出力された信号の ADC 分布をとり、その分布から波高値の ADC 値を求めた。

なお、Low gain type、High gain type をそれぞれ測定した際に Amptek Pocket 社 MCA の ADC gain を変えた。そのため、測定により得られた ADC 分布より各値を導出する際は、それぞれ Low gain type→ADC gain=16384 のデータを、High gain type→ADC gain=2048 のデータを用いた。

ADC gain=16384, 2048 のそれぞれの結果を示したものが図 4.12、図 4.13 である。

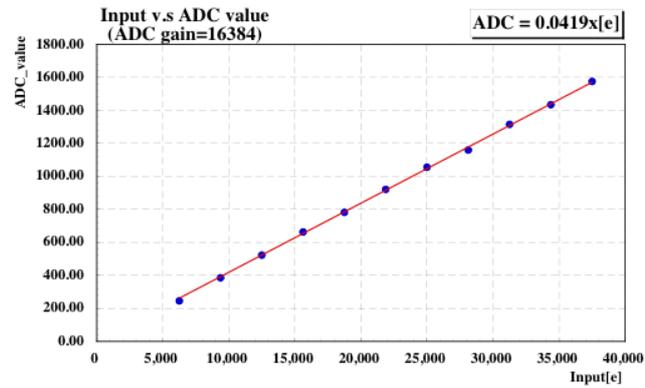


図 4.12 ADC gain=16384 の時の入力電子数 v.s 出力信号波高値の ADC 値

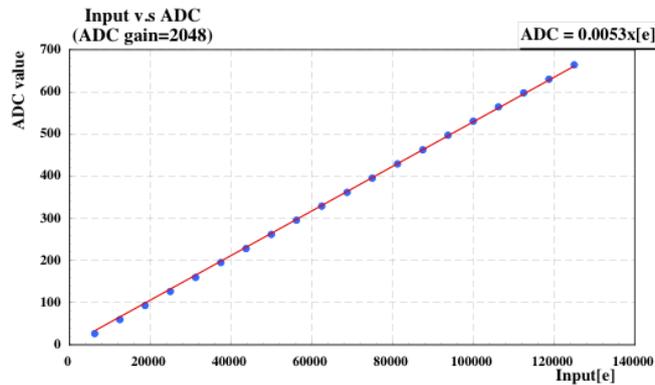


図 4.13 ADC gain=2048 の時の入力電子数 v.s 出力信号の波高値の ADC 値

この結果から、入力電子数と ADC の対応は Low gain type の測定では式 4.1、High gain type の測定では式 4.2 で行った。

$$\text{入力電子数 [e]} = \frac{\text{ADCvalue [bin]}}{0.042} @ \text{Low gain type} \quad (4.1)$$

$$\text{入力電子数 [e]} = \frac{\text{ADCvalue [bin]}}{0.0053} @ \text{High gain type} \quad (4.2)$$

#### 4.5.2 bias 電圧に対する APD のふるまい

APD chip の bias 電圧に対するふるまい (bias current および noise level) を測定した。この測定では APD のふるまいをみるので、H.V は off で、HAPD には光子は入射していない状態である。

まずは bias current の測定結果を図 4.14、4.15 に示す。読み出しているチャンネルは Low gain type では各 chip の ch22、High gain type では chipA, C, D は ch22、chipB では ch22 が不良チャンネルのため ch29 となっている。

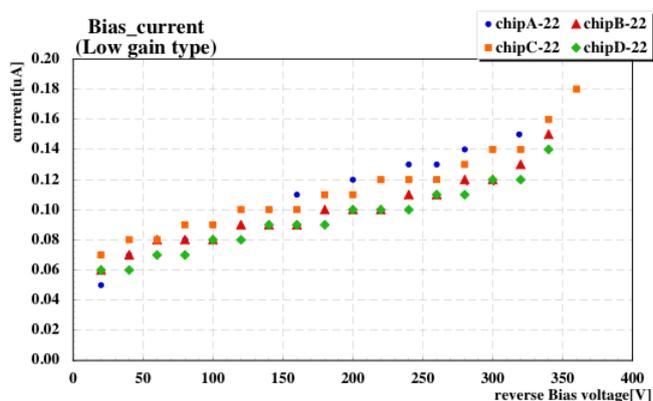


図 4.14 Low gain type における bias current

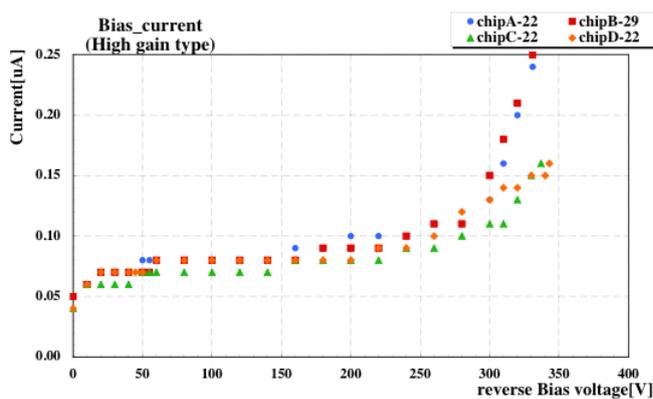


図 4.15 High gain type における bias current

続いて、noise level の測定である。これは HAPD の信号から得られた pedestal の ADC 分布の sigma の値から、式 4.1、4.2 に基づいて noise[e] を導出している（図 4.16 参照）。結果を図 4.17、4.18 に示す。

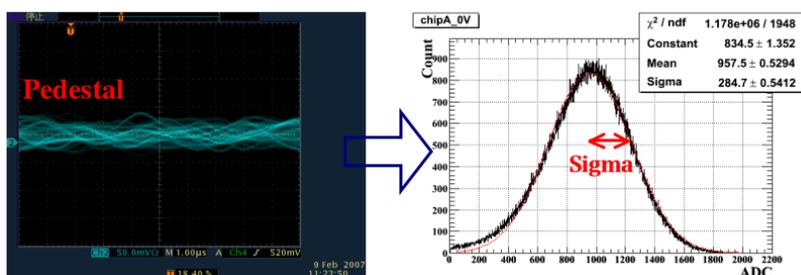


図 4.16 noise 導出方法

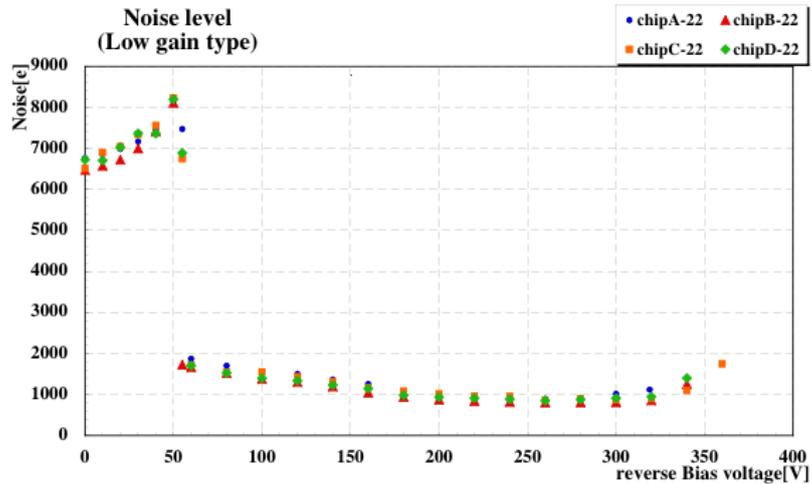


図 4.17 Low gain type における noise level

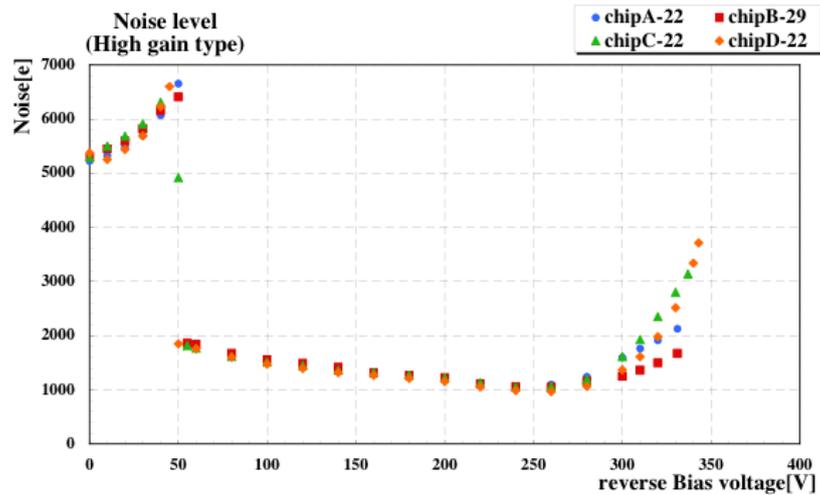


図 4.18 High gain type における noise level

APD は pn 接合を用いた素子であり、bias 電圧を印加していない状態では図 4.2 に示したように空乏層がない状態であり、これに bias 電圧を印加していくと空乏層が拡大していき、図 4.6 にある上段の p 型層まで達すると、各チャンネルが切り離され検出器容量が急激に減少する為に noise level も減少する。それが図 4.17、4.18 の 50[V] 付近に対応する。それ以降は、空乏層が徐々に拡大していくため検出器容量が小さくなっていき、noise もそれに伴い減少していく。

また、どちらの type でも最大印加電圧に近づくと noise level が増加しているが、これは図 4.14、4.15 に見られるように、leak current の増大によるものと思われる。

これらの結果より、APD のバイアス電圧に対してのふるまいは、chip による個体差はほとんどなく、また noise level も Low gain type と High gain type でそれほど大きな違い

は見られなかった。このことは APD の製作が安定していることを示している。

### 4.5.3 光電子観測および total gain

前節において、APD が正常に動作していることが確認できた。これにより、APD に電場加速された光電子を打ち込めば信号として読み出せるはずである。

そこで、この節では APD への bias 電圧に加え、photocathode に H.V を印加して光子の入射に対する応答を測定した。測定条件は以下の通りである。

#### 測定条件

- APD への bias 印加電圧：各 chip の最大印加電圧（表 4.2、4.3 参照）
- photocathode への印加電圧 (H.V)：-8.5[kV]
- LED により光を入射
- Low gain type→ch22@all chip
- High gain type→ch22@chipA , C , D、ch29@chipB

まず、浜松ホトニクス社において測定された光電面印加電圧に対する打ち込みゲインの結果を以下に示す（図 4.19、4.20）。これは APD のバイアス電圧を 30[V] に固定し、avalanche 動作をさせないとき（avalanche gain=1）の、光電面印加電圧と電子打ち込みゲインとの関係である。

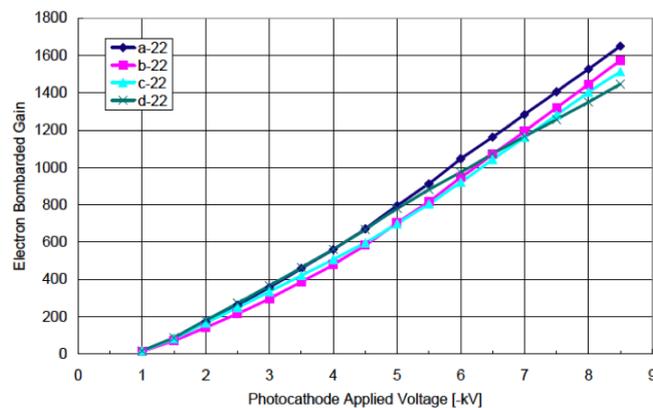


図 4.19 Low gain type における H.V v.s 電子打ち込みゲイン（浜松ホトニクス社提供）

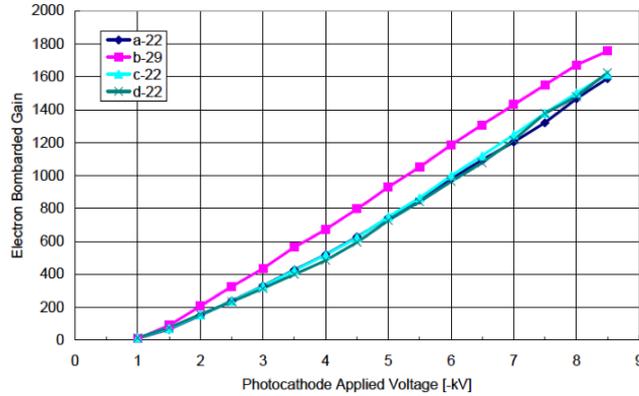


図 4.20 High gain type における H.V v.s 電子打ち込みゲイン (浜松ホトニクス社提供)

### 1 光電子観測 & total gain

LED を使って、平均して 1 光電子 (1[p.e]) 程度の入射となるように光量を調節し、その時に得られる信号のオシロスコープ図と ADC 分布をとった。図 4.21、4.22 が Low gain type の結果で、図 4.23、4.24 が High gain type の結果である。

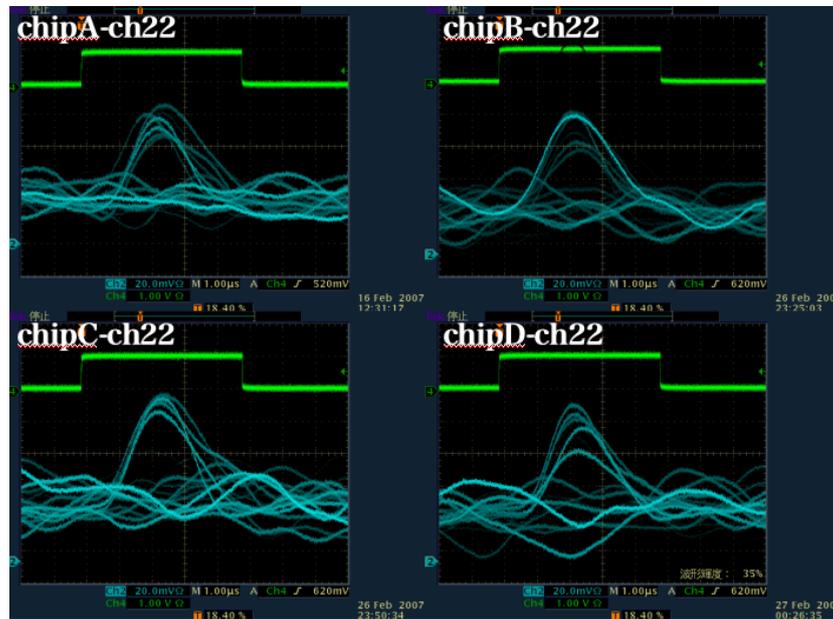


図 4.21 Low gain type における 1[p.e.] のオシロスコープ図 (図中の矩形波は LED へのクロック信号)

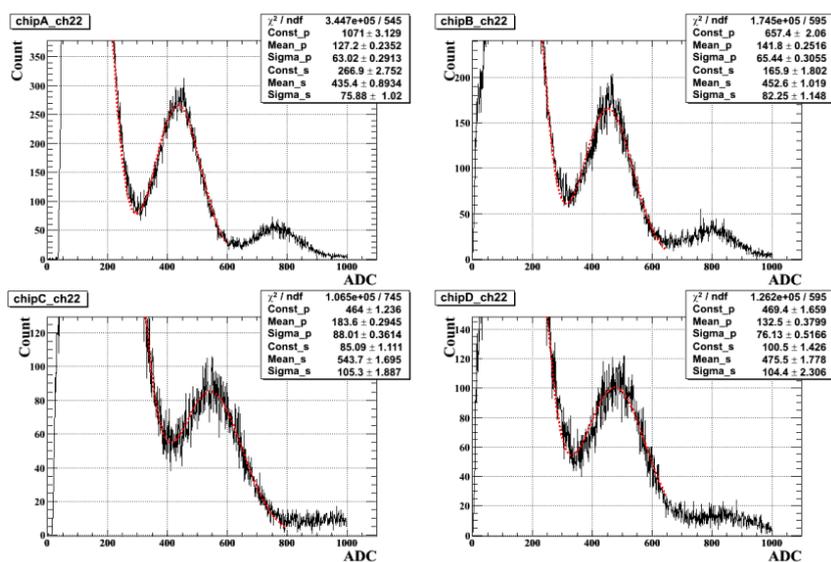


図 4.22 Low gain type における 1[p.e.] の ADC 分布

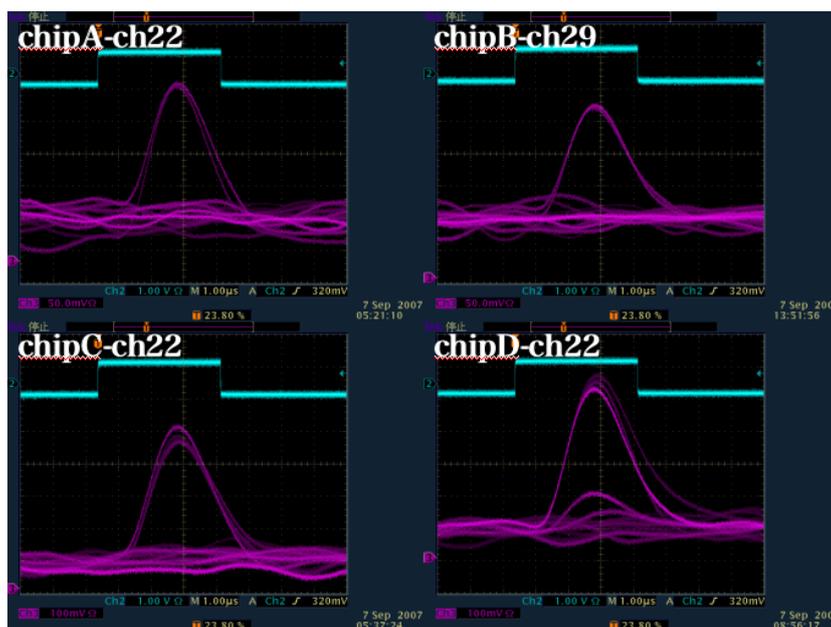


図 4.23 High gain type における 1[p.e.] のオシロスコープ図 ( 図中の矩形波は LED へのクロック信号 )

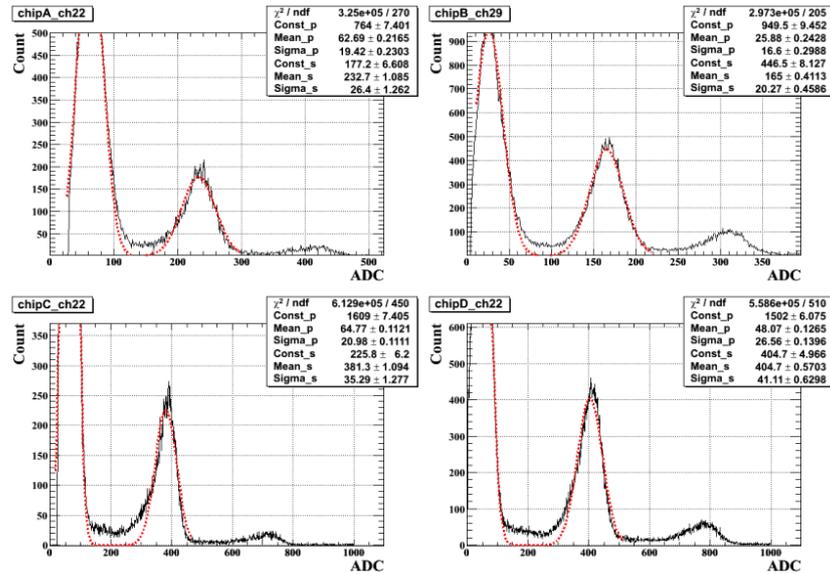


図 4.24 High gain type における 1[p.e] の ADC 分布

これらの結果から、どちらのサンプルにおいても 1 光電子の信号が観測可能であることが確認できる。また図 4.22、4.24 の ADC 分布において、pedestal ピークと 1[p.e] を double gaussian で fitting し、その mean、sigma の値から total gain、avalanche gain および S/N 比を以下の式より求めた。それらをまとめたものが表 4.4 である。

$$\begin{aligned}
 \text{total gain} &= \frac{(1p.e \text{ mean}) - (\text{pedestal mean})}{C[\text{bin}/e]} \\
 \text{avalanche gain} &= \frac{\text{total gain}}{\text{電子打ち込みゲイン}} \\
 \text{S/N 比} &= \frac{(1p.e \text{ mean}) - (\text{pedestal mean})}{(\text{pedestal sigma})} \tag{4.3}
 \end{aligned}$$

\*  $C = 0.042(\text{Low gain type})$  or  $0.0053(\text{High gain type})$

\* 電子打ち込みゲインは浜松ホトニクス社の測定結果を用いた

total gain について 表 4.4 の結果を見ると、浜松ホトニクス社で測定された total gain (表 4.2、4.3 参照) より全ての chip で低い値となっている。これは図 4.14、4.15 から分かるように、各 chip の最大 bias 電圧において  $0.15 \sim 0.25[\mu\text{A}]$  の電流が流れているため、bias 印加部にあるローパスフィルターの抵抗  $R(220\text{M}\Omega)$  において電圧降下が起こっていると思われる。仮に  $0.2[\mu\text{A}]$  が流れているとすると、電圧降下量は  $44[\text{V}]$  程度となる。つまり実際に APD に印加されている電圧がかけているはずのものより低いということである。このことは、図 4.25 からわかるように、APD での avalanche ゲインに影響してくる (High gain type は bias 電圧に対する avalanche ゲインの変動が大きい)。そのため、浜松ホトニクス社で測定されたものよりも avalanche ゲインが低下した分だけ低い total gain となったと思われる。これは全ての chip で低く見積もられたことから考えても reasonable な結果である。

表 4.4 total gain , avalanche gain および S/N 比

| LOW GAIN TYPE  | 電子打ち込みゲイン | total gain | avalanche gain | S/N 比 |
|----------------|-----------|------------|----------------|-------|
| chipA-ch22     | 1,650     | 7,340      | 4.4            | 4.9   |
| chipB-ch22     | 1,550     | 7,400      | 4.8            | 4.7   |
| chipC-ch22     | 1,500     | 8,570      | 5.7            | 4.1   |
| chipD-ch22     | 1,450     | 8,170      | 5.6            | 4.5   |
| HIGH GAIN TYPE | 電子打ち込みゲイン | total gain | avalanche gain | S/N 比 |
| chipA-ch22     | 1,600     | 32,080     | 20.1           | 8.8   |
| chipB-ch29     | 1,750     | 26,250     | 15.0           | 8.4   |
| chipC-ch22     | 1,600     | 59,720     | 37.3           | 15.1  |
| chipD-ch22     | 1,600     | 67,290     | 42.1           | 13.4  |

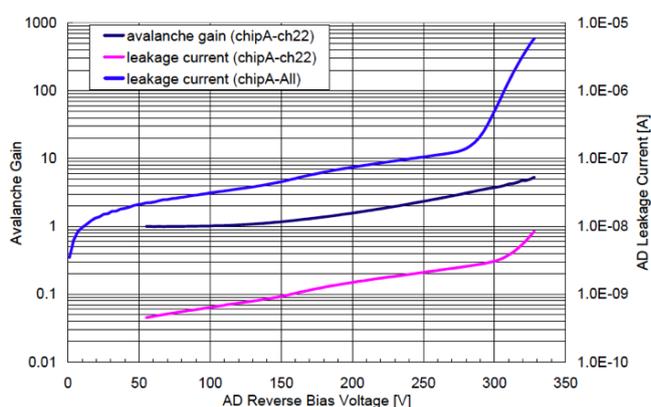


図 4.25 Low gain type の APD(chipA) の特性 ( 浜松ホトニクス社提供 )

### 数光電子観測

次に、1 光電子観測の時より入射光量を多くし、数光電子の観測を行った。その結果を示したものが図 4.26、4.27 である。オシロスコープ図中の矩形波はいずれも LED へのクロック信号である。

この結果より、入射光電子数に応じて信号が得られていることが確認できる。また、Low gain type では total gain が低い為に分離精度はそれほど良くないが、High gain type では ADC のピークが良く分離しており、等間隔で並んでいることから 1 光電子に対する統計的揺らぎが小さいことが確認できる。

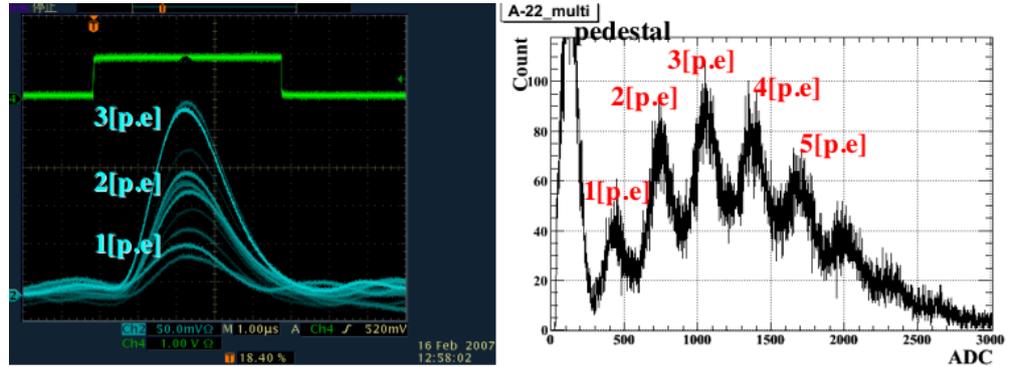


図 4.26 Low gain type における数光電子観測時のオシロスコープ図および ADC

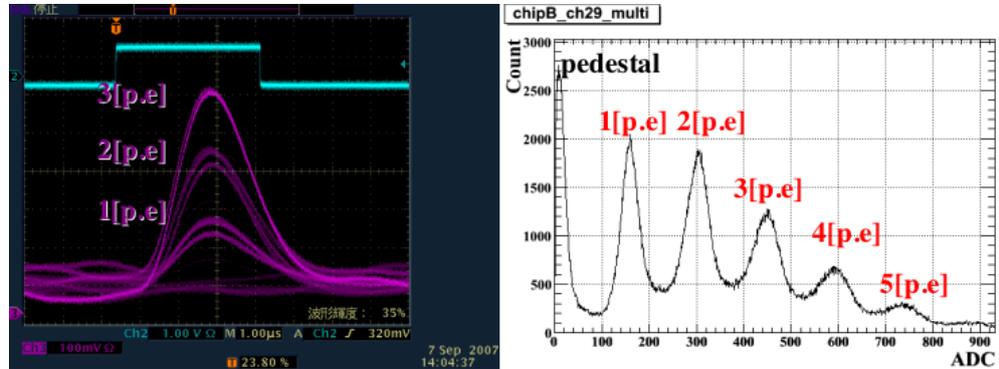


図 4.27 High gain type における数光電子観測時のオシロスコープ図及び ADC

#### 4.5.4 uniformity

この節では、それぞれの type において、ある 1 つの chip の全チャンネルの total gain、noise level および S/N 比を測定した結果を述べる。測定方法は 4.5.3 節と同様である。なお、Low gain type の chipA-ch5、10、High gain type の chipD-ch16 は、bias 印加により非常に noisy になるため、不良チャンネルとみなして測定では除外した。

表 4.5 uniformity 測定

|                 | Low gain type | High gain type |
|-----------------|---------------|----------------|
| 測定 chip         | chipA         | chipD          |
| 光電面印加電圧 (H.V)   | -8.5[kV]      | -8.5[kV]       |
| APD 印加電圧 (bias) | 319[V]        | 343[V]         |
| 不良 ch           | ch5, 10       | ch16           |

測定された結果をまとめたものが表 4.6 である。

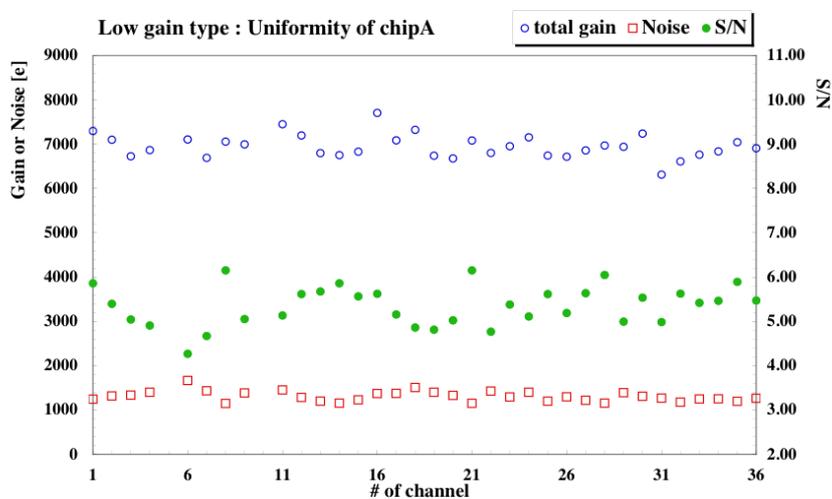


図 4.28 Low gain type : chipA の uniformity

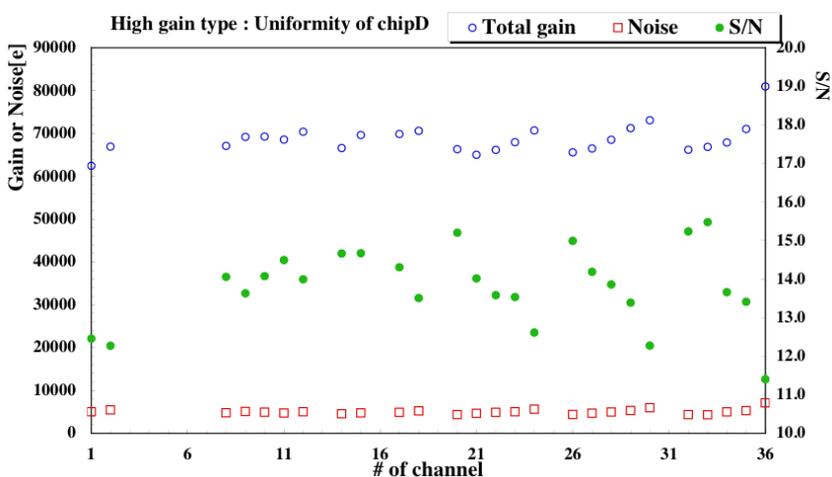


図 4.29 High gain type : chipD の uniformity

表 4.6 uniformity 測定結果

| 項目                     | Low gain type | High gain type |
|------------------------|---------------|----------------|
| total gain 平均          | 6,950         | 68,640         |
| noise 平均               | 1,310[e]      | 5,010[e]       |
| S/N 比平均                | 5.3           | 14.0           |
| Min / Max @ total gain | 82 %          | 77 %           |

uniformity の結果について Low gain type においては、同じ chip 内での uniformity は概ね良好であるといえる。しかし、High gain type においては、問題点が2つある。

まずは、total gain の周期的な構造。これは図 4.30 を見ても分かるように、ch36 が一番高く、ch1 の方へ向かって徐々に total gain が低くなっていくような構造である。noise にはその傾向が見られないことから、チャンネルから読み出しピンまでの配線の長さなどによる外的な影響ではなく、APD 素子の傾向が avalanche gain の傾向として現れた為だと思われる。

次に、先に示した不良チャンネル以外で測定されていないチャンネルについてである。これらのチャンネル(3, 4, 5, 6, 7, 13, 19, 25, 31)は HAPD の側管に面したチャンネルである(図 4.30 参照)。側管に面したチャンネルでは真空電場が曲げられている(図 4.31 参照)ことにより光電子が観測されず、その内側のチャンネルへ光電子が入射してしまうという問題は以前のサンプルで見られているが、今回の High gain type においては ch1, 2 で信号が観測された点が不可解であり、以前と同様の原因であると結論づけることができない。このことについては今回のように1チャンネル毎に読み出すような測定方法ではなく、光源を走査しながら全チャンネルを同時に読み出す測定方法の方がより詳細な結果が得られると思われる。そのため、ここでは述べずに第5章で述べる読み出し回路を用いて測定・検証した結果を、第6章において述べる。

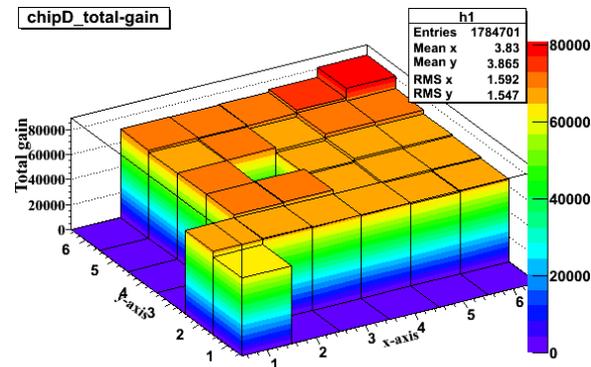


図 4.30 High gain type : chipD の total gain uniformity \* (1,1)=ch1、(1,6)=ch6、(6,6)=ch36

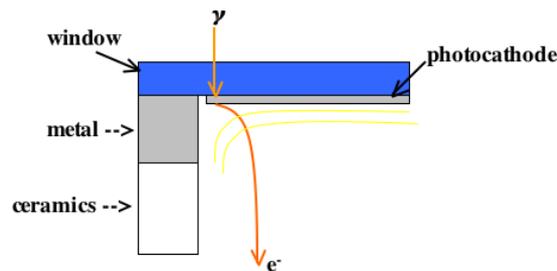


図 4.31 管内の真空電場模式図

#### 4.5.5 HAPD 基本特性のまとめ

今回の pre-Amp、shaping Amp を用いた 1 チャンネル毎の測定において、Low gain type および High gain type のどちらも APD が正常に動作し、1 光電子の観測が可能であることが確かめられた。さらに、より新しい試作品である High gain type においては A-RICH 検出器に採用する上で十分な S/N 比も実現できている。ただ、これは汎用品である Amp によって読み出した結果であり、A-RICH 検出器で使用する際には我々が開発している読み出し回路 (ASIC) を用いて HAPD の信号を読み出す為、それらを合わせた総合的な性能を検証することが重要である。これについては第 6 章において述べる。

また、まだ行われていない性能評価は uniformity のさらなる検証、cross-talk、位置分解能などが挙げられる。これらについても第 6 章で、測定・検証した結果を述べる。

## 第 5 章

# FRONT-END ELECTRONICS : ASIC

前章で述べたように、HAPD は一般的な光検出器と比べると利得が低く、読み出しには高利得・低雑音の増幅器が必要となってくる。また、A-RICH 検出器での使用を想定している HAPD は 144ch の読み出しを持っている為、汎用品の増幅器で全チャンネルを読み出すのは難しい。さらに、実際の A-RICH 検出器の導入では Belle 検出器の endcap 部に HAPD を約 600 台使用するため、計 10 万チャンネルほどの読み出しを同時に行う予定である。そこで、我々は HAPD の読み出し用回路として、多チャンネル同時処理用 ASIC(Application Specific Integrated Circuit) を開発している。現在までに試作を繰り返して (S シリーズ : S01 , S02 , S03 , S04 ) 本章で説明するのはその 4th version である。

### 5.1 ASIC 概要と信号処理過程

HAPD の信号処理用 ASIC として要求される仕様は表 3.2 で示したように、

1. HAPD の全チャンネルの信号に対して処理が可能
2. 1 光電子の信号処理可能 (高利得・低雑音)
3. 設置スペースの問題からコンパクト化
4. 高いイベントレートに対応

などが挙げられる。

A-RICH 検出器が設置される場所の endcap 部は設置空間が限られ、1 つの信号を波高値で処理していたのでは膨大な信号ケーブルを要求することになり、また約 10 万チャンネルの処理に膨大な時間が必要となってくる。そこで、ASIC は増幅器を集積化することによりコンパクト化し、さらに信号を波高値で処理するのではなくビット化して処理することで高いイベントレートに対応できるように設計された。

RICH 検出器は放出されたチェレンコフ光の位置情報 (リングイメージ) から放出角を再構成し、入射してきた粒子を同定するものである。すなわち重要となってくるのは「HAPD のどの位置に光が入射したか」ということである。そのため信号を波高値で処理する必要はなく、ビット化された情報で十分である。しかし、それを精度良く測定する為

には HAPD からの信号に対して良い S/N 比を保持したまま処理する必要がある。また、ASIC で HAPD からの信号を処理した後、外部から読み出しが始まるまでにある程度の時間だけ、信号を保持しなければならない。

これらの信号処理を行う為に、我々は図 5.1 に示すような信号処理回路を持つ ASIC を設計した。これは、HAPD 信号の増幅部である analog 部と、それをビット化し保持する digital 部の 2 つに分けられる。次節でこの回路における信号処理過程について述べる。

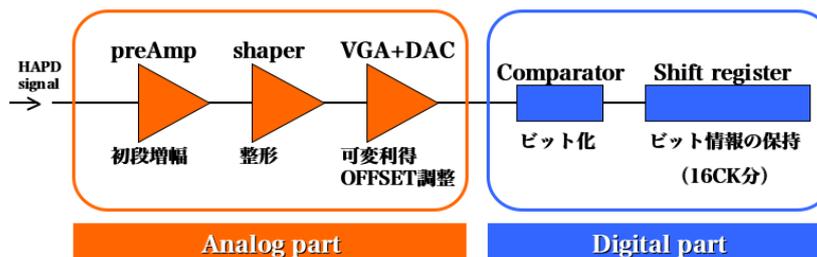


図 5.1 1ch の信号処理過程の模式図

### 5.1.1 analog part

ASIC における analog part の目的は、HAPD のアナログ増幅器として信号を処理し、後段の digital part へ繋げることにある。回路は一般的な検出器構造を参考として構成されており、計 3 段の増幅器からなる。

#### 前置増幅器

増幅初段として前置増幅器が配置し、これは電荷積分型の前置増幅器であり、外部スイッチにより  $10[\text{V}/\text{pC}]$  と  $5[\text{V}/\text{pC}]$  の 2 つの増幅率を選択できるようになっている。

また、入力信号として検出器からの信号以外に、性能評価のために test pulse(TP) を入力できるようになっている。TP 入力部は attenuator(1/10) と、 $0.2[\text{pF}]$  のキャパシターが設置されている。そのため、 $\text{TP}=120[\text{mV}]$  を入力した場合、電子数では  $15,000[\text{e}]$  の入力となる。

#### 整形増幅器

第 2 段は整形増幅器である。ここは、Pole-Zero 補償回路、そして非反転増幅器で構成されている。前者は前置増幅器の減衰時定数を短縮する効果がある。後者は後段増幅部及び digital 部への雑音対策の為に設置している。

#### 可変利得増幅器

第 3 段は HAPD の total gain が低いことを受けて設置した可変利得増幅器である。外部スイッチにより 1.25 ~ 20 倍の範囲で利得を調整できるようになっている。さらに付随した DAC 回路により、出力される信号を  $\sim \pm 150[\text{mV}]$  の範囲で OFFSET を調整できる。

### 5.1.2 digital part

digital part では analog part から来る信号に対して処理を施し出力をデジタル化する Comparator 部と、外部からの信号読み出しのために、signal 情報を一定時間保持する Shift register 部からなる。

まず、Comparator 部 ( 図 5.2 ) では各 ASIC 毎に印加される threshold 電圧が参照用電圧として送られており、analog part の最終出力信号の波高値が、この threshold 電圧を超えた時にビット信号を出力する。ここで入力情報が on or off に変換されているのである。

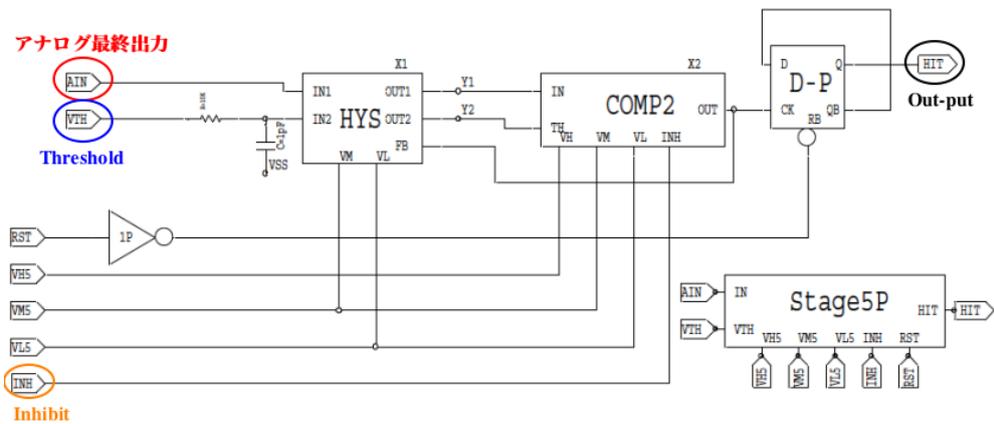


図 5.2 Comparator 部の回路ブロック図

Shift register 部 ( 図 5.3 ) では Comparator 部より送られてくるビット信号からトリガー信号を出力するとともに、16 個の DFF(D-type flip-flop) 回路によりチップ動作周波数の 16 周期分だけビット信号を保持している。チップ動作周波数は 1 ~ 10[MHz] を想定しているので、Shift register 部では約 1.6 ~ 16[ $\mu$  sec] だけデータの保持が可能となっている。

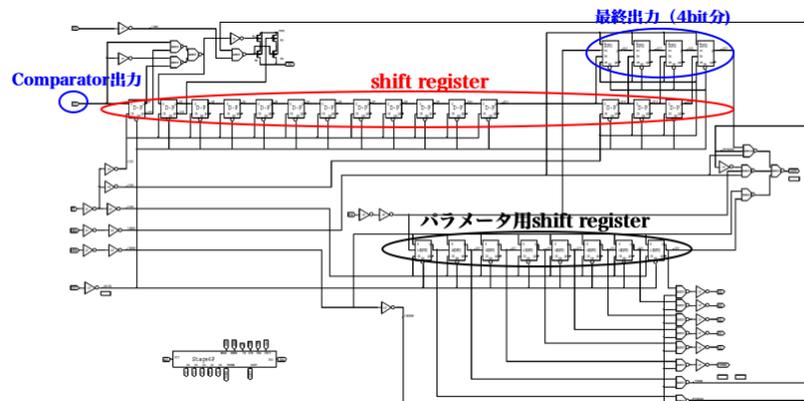


図 5.3 Shift register 部の回路ブロック図

また、外部からの情報の読み出しの際には Shift register の最後の 4bit 分の情報が読み出される。これは、信号が生成されてから、有意な情報であるかどうかを判断する時間を確保している為である。信号読み出し時、Comparator 部にある Inhibit 信号が High となり、データを読み出している間 analog 信号の出力が禁止される。

また、Shift register 部にはパラメータ用 Shift register が 16bit 分備えられており、ここにパラメータを書き込むことで OFFSET 調整や TP の使用を可能にしたりできる。設定できるパラメータは、D4, D3, D2, D1, D0, TPENB, TRGDIS, BYPASS の 8 種類。D0~D4 は OFFSET 調整用パラメータ (後述)、TPENB は TP の使用を決定するパラメータ、TRGDIS は TRGout 信号の出力の on of off を決めるパラメータ、BYPASS は LVDS 信号の入力と出力をバイパスする為のパラメータである。性能評価では、TRGDIS=Low、BYPASS=Low に設定し、TP を入力するチャンネルに関しては TPENB=High に設定する。

digital part での信号処理過程を示したオシロスコープ図が図 5.4 である。



図 5.4 digital part での信号処理

## 5.2 ASIC 開発経緯

今回試作・評価した ASIC は 4th version (チップ名: S04) である。HAPD 信号処理用 ASIC としては、2004 年に 1st version (S01)、同年に 2nd version (S02)、そして 2005 年に 3rd version (S03) が試作されている。いずれのチップも構成概念は同じである。ここでは、S01~S03 において問題となった点を簡単に述べる。

S01 での問題点 S01 は HPD (APD ではなく PD を配置したもの) 処理用 ASIC として開発されたものであり、問題となった点は以下の 2 点である。

1. 1 つのチャンネルあたりの OFFSET が大きい
2. analog - digital 間で信号の干渉がある

1 つ目に関しては、analog 入力が DC 結合であったため各チャンネル間の OFFSET が大きく調整範囲を超えていた。2 つ目に関しては、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、digital 回路から analog 回路への干渉が雑音として寄与していた。

S02 での問題点 S02 は S01 の問題点を改良した version として試作された。しかし、S02 においても以下に示す問題点がみられた。

1. 電子雑音レベルが検出器容量  $C_d=80[\text{pF}]$  において設計上より大きい
2. 検出器容量の増大に伴い、出力波高が減少する
3. OFFSET 調整がほとんど効いていない

電子雑音に関しては、設計上は  $1,800[\text{e}]\text{@}82[\text{pF}]$  であるのだが、測定された値は  $4,000[\text{e}]$  であった。また、2 つ目に関しては、前置増幅器におけるオープンループゲインが足りないことが原因であった。3 つ目に関しては、OFFSET ADJ 信号生成用の負荷抵抗の値に問題があった。

S03 での問題点 S03 においては、S01、S02 においてみられた問題点をクリアし、HAPD の信号処理用回路としては概ね設計通りの動作が得られていた。しかし、S03 においてもいくつかの問題点が見られた。

1. 低容量におけるゲインブースト回路による発振
2. 安定化までの時間

まず、ゲインブースト回路は前置増幅器においてオープンループゲインを上げる目的で S03 で新しく付け加えられた回路である。しかし、副作用として検出器容量の低下に伴って、ゲインブースト回路が安定する band-width を逸脱するという現象が見られた。

また、S03 では回路の安定化を図る為に、前置増幅器のバイアス回路に非常に大きな RC 回路を設置した。このため回路が安定に動作するまでの充電時間が必要となってくる。検証の結果、1~2 時間程かかることが分かっている。

S04 の試作 S04 は S03 の問題点を改良し、2006 年に試作された version である。S04 の性能評価については 5.4 節で述べる。

## 5.3 ASIC 製造プロセスと要求仕様

S04 の IC 製造プロセスは以下の表 5.1 で示した通りである。

表 5.1 IC 製造プロセス

| 項目       | Value                           |
|----------|---------------------------------|
| プロセス     | ROHM CMOS 0.35[ $\mu\text{m}$ ] |
| パッケージ    | セラミック QFP160                    |
| PolySI 層 | 2 層                             |
| Metal 層  | 3 層                             |
| 電極電圧     | 2.0/-1.3[V]                     |
| パッド数     | 144                             |
| サイズ      | 4.93 × 4.93[ $\text{mm}^2$ ]    |

また、ASIC への設計仕様を表 5.2 に示した。

表 5.2 ASIC への要求仕様

| 項目              | Value               |
|-----------------|---------------------|
| 雑音レベル           | 1,200[e]@80[pF]     |
| 標準入力信号          | 12,000[e]           |
| チップあたりの実装チャンネル数 | 18[channel/chip]    |
| 読み出し方式          | シリアル・デジタル           |
| 制御方法            | LVDS を信号とする 8bit 制御 |
| S/N 比           | 10                  |
| ヒットレート          | 10[kHz/channel]     |
| トリガーレート         | 5[kHz]              |
| 消費電力            | 3[mW/ch]            |

## 5.4 S04 性能評価

この節では、ASIC-S04 の性能評価について述べていく。今回の測定では、基本的な特性と、HAPD との接続に向けて必要となってくる性能について測定した。測定項目は以下の通りである。

1. アナログ回路の線形性
2. 雑音レベル
3. 雑音の検出器容量依存性
4. チャンネル間 OFFSET の調整
5. cross-talk

測定に際して、入力信号は全て TP を使用している。TP を用いた S04 性能測定 set-up を図 5.5 に示す。また、図 5.5 において“ ASIC ”の場所には、図 5.6 に示すように ASIC+board で構成されている。この board 上のディップスイッチにより、前に述べた analog 回路における増幅率などを変えることができる。この節で述べる測定については全て、第 1 段目の前置増幅器の増幅率は  $10[V/pC]$  で行っている。

また本稿で使用したチップはチップナンバー no9、no12 であり、以下の測定結果においてもこの名前を使用する。

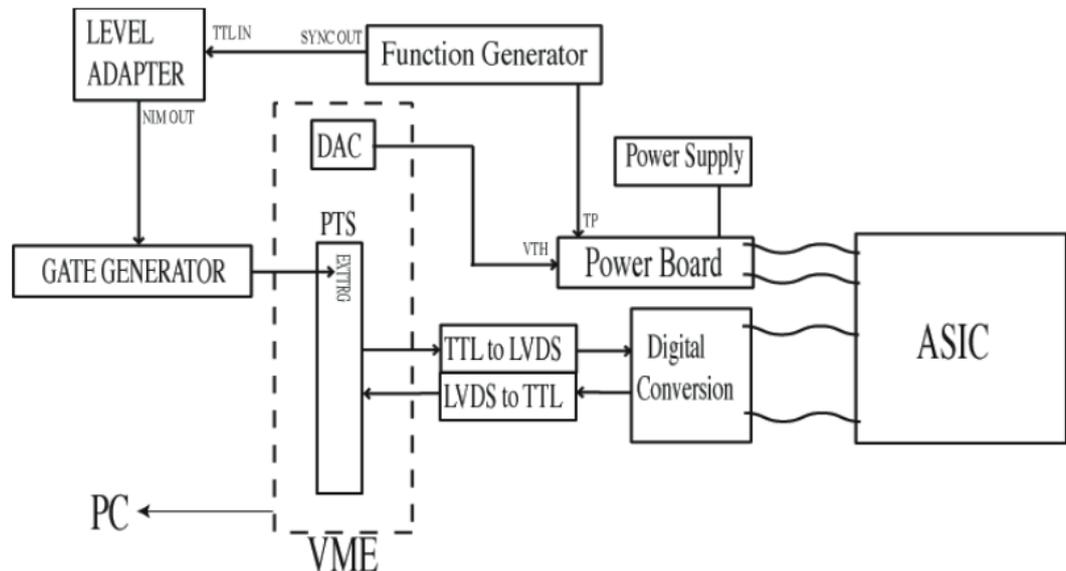


図 5.5 S04 性能評価 set-up

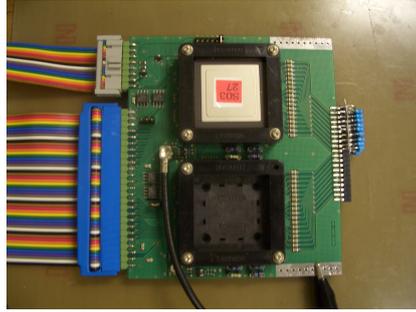


図 5.6 ASIC board

### 5.4.1 Threshold scan

まずは性能評価に用いる“Threshold scan”という解析手法について説明する。

S04 は 1 チップにつき ch0~ch17 の計 18 チャンネルの読み出し回路を持つが、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。

S04 ではある threshold 電圧を超えた信号をビット化して出力する一方で、アナログ出力の波高分布はガウス分布に従っている。すなわちビット化された出力の頻度は、ガウス分布において threshold 電圧以上が得られる確率に等しく、これはガウス関数の面積に他ならない。すなわち、threshold 電圧とビット出力の出力割合の関係から波高分布でいうところの mean と sigma を見積もることができる。図 5.7 に概念図を示す。

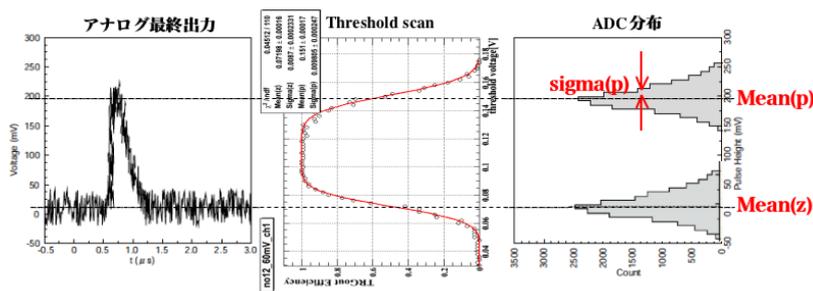


図 5.7 Threshold scan 概念図

得られた threshold scan のデータを以下の式 5.2 で fitting することにより、mean(p)、mean(z)、sigma(p) を fitting したガウス分布から求め、この値を使って以降の測定では評価を行っている。

$$\frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left( \frac{x - \mu}{\sqrt{2}\sigma} \right) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \int_{\frac{x-\mu}{\sqrt{2}\sigma}}^{\infty} \exp(-t^2) dt \quad (5.1)$$

$$\text{Fitting Function} : \left( \left[ 1 - \frac{1}{2} \text{Erfc} \left( \frac{x - \mu_z}{\sqrt{2}\sigma_z} \right) \right] + \frac{1}{2} \text{Erfc} \left( \frac{x - \mu_p}{\sqrt{2}\sigma_p} \right) \right) - 1 \quad (5.2)$$

Threshold scan によって見積もることのできる値は以下式 5.3 の通りである。

$$\begin{aligned} \text{signal height} &= \text{mean}(p) - \text{mean}(z) \\ \text{OFFSET} &= \text{mean}(z) \\ S/N \text{ 比} &= \frac{\text{signal height}}{\text{sigma}(p)} \\ \text{noise}[e] &= \frac{\text{input}[e]}{S/N \text{ 比}} \end{aligned} \quad (5.3)$$

#### 5.4.2 アナログ回路の線形性

入力信号に対するアナログ出力の線形性を測定した。TP を入力信号として Threshold scan を行い、アナログ出力の波高値を見積もった。図 5.8 にその結果を示す。横軸は入力電子数 [e]、縦軸は Threshold scan により見積もられた波高値 [V] である。プロットしたのは測定した各チップの ch0 の値である。

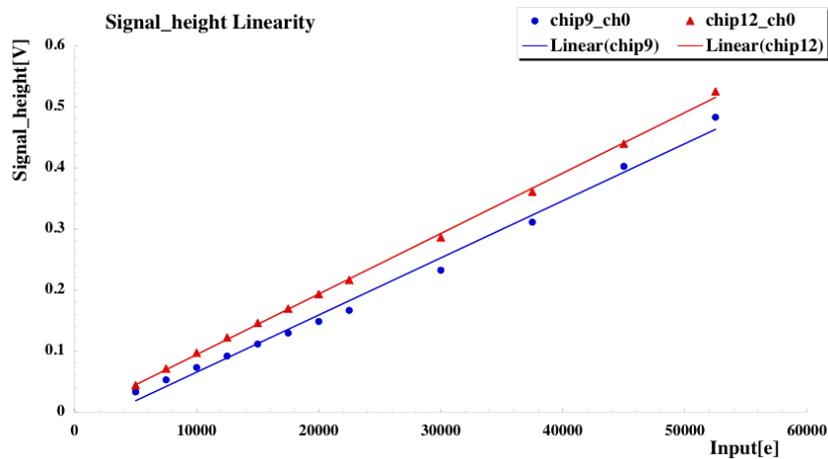


図 5.8 出力信号の線形性

2つのチップについて測定したが、どちらも良い線形性が保たれていることが分かる。なお、HAPDのLow gain typeではtotal gain ~ 7,500であるので、この結果から7[p.e]程度までの線形性が確認できるが、High gain typeのchipDはtotal gain ~ 67,000と高いためこの結果のレンジには収まらない。しかし、この測定では、前置増幅器の増幅率は10[V/pC]で行っており、大きい入力信号に対しては5[V/pC]に落として動作させることもできる。また、可変利得増幅器においても、この測定では一番低い増幅率の1つ上の増幅率を選択して測定している。そのため、入力信号の大きさに応じて増幅率を選択してやることにより数光電子の入力まで線形性を保つことは可能と思われる。大きい入力信号に対する線形性は第6章で測定しているのので、そちらを参照してほしい。

### 5.4.3 雑音レベルと検出器容量依存性

S04 の雑音レベルを測定した。測定方法は、TP を入力信号として Threshold scan を行い、その結果のガウス分布の sigma の値から雑音レベル [e] を見積もった（式 5.3 参照）。また、接続する検出器容量は HAPD で 80[pF] 程度を想定しているが、まず 0[pF] で雑音レベルを見積もり、その後に雑音の検出器容量に対する依存性を検証した。

#### 0[pF] における雑音レベル

ASIC の入力端子に何も接続しない状態、つまり 0[pF] の検出器容量の時の雑音レベルを TP により測定した。入力信号は 7,500[e] と 15,000[e] である。各チップの全チャンネルの雑音レベルを示したものが図 5.9、5.10 である。

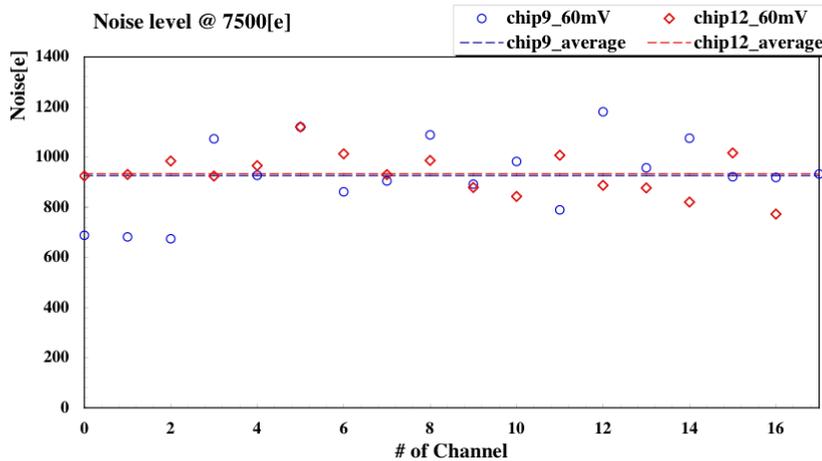


図 5.9 input=7,500[e] の時の雑音レベル

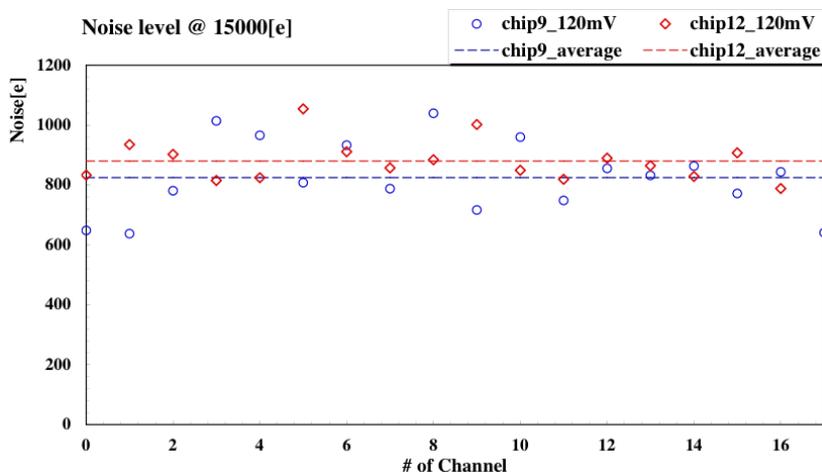


図 5.10 input=15,000[e] の時の雑音レベル

各チップにおける雑音の平均値を以下の表 5.3 に示す。

表 5.3 各チップにおける雑音の平均値

|        | input=7,500[e] | input=15,000[e] |
|--------|----------------|-----------------|
| chip9  | 926[e]         | 825[e]          |
| chip12 | 934[e]         | 880[e]          |

また input=15,000[e] における S/N 比を図 5.11 に示す。

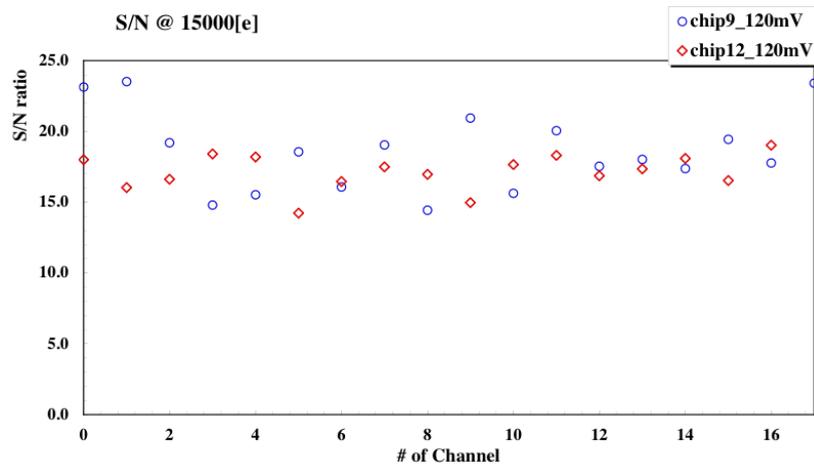


図 5.11 input=15,000[e] における S/N 比

これらの結果から、チップ内での雑音レベルのばらつきはあるものの、全体として雑音レベルは低く、S/N 比も input=15,000[e] で 14 以上が確保されていることが確認できる。また、入力信号の大きさによる依存性は今回検証していないが、今回測定した 2 つの入力信号の結果を見ると、それほどないように思われる。なお、chip12-ch17 は dead channel である。

#### 雑音の検出器容量依存

ここではコンデンサーを擬似検出器容量として、ASIC のチャンネル入力端子と board の GND の間に接続し、雑音レベルを測定した結果を述べる。測定方法は 0[pF] の時と同様で、測定した検出器容量は 0, 1, 15, 22, 47, 56, 82, 100[pF] である。図 5.12、5.13 にそれぞれ各チップの ch0 における雑音と S/N 比の結果を示す。

この結果から、検出器容量が増加するにつれ、雑音も大きくなっていることが確認できる。各チップの 82[pF] における値は以下の表 5.4 に示す通りである。

HAPD の検出器容量は約 80[pF] であるので、HAPD との接続の際には、最低でも ASIC 側でこのレベルの雑音が乗ってくるということである。このことから HAPD+ASIC で考えたとき、S/N 比=10 以上を得るには、大雑把に見積もっても HAPD の total gain が 30,000 以上であることが要求される。

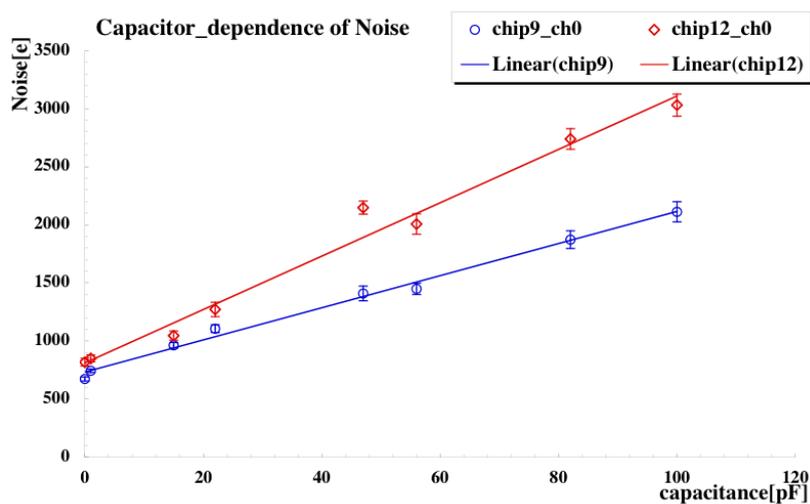


図 5.12 各チップの ch0 における雑音の検出器容量依存性

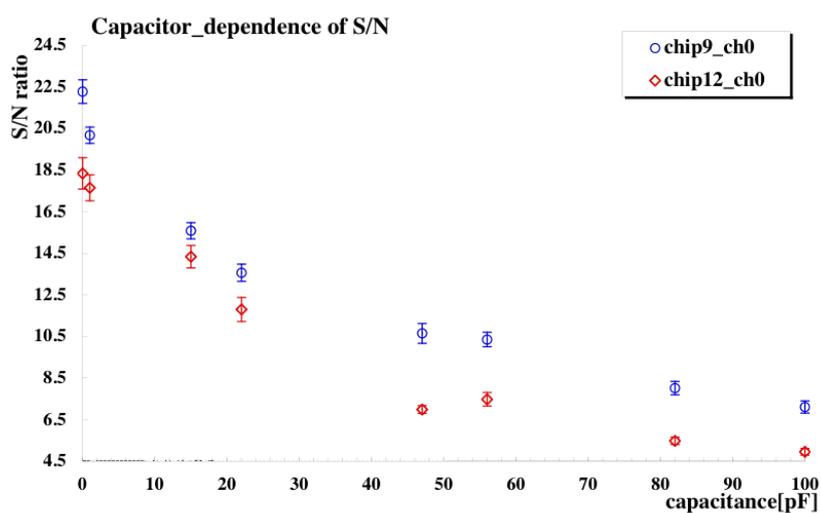


図 5.13 各チップの ch0 における S/N 比の検出器容量依存性

表 5.4 82[pF] における各チップの ch0 の雑音レベルと S/N 比 (input=15,000[e])

|        | 雑音レベル             | S/N 比         |
|--------|-------------------|---------------|
| chip9  | $1,870 \pm 80[e]$ | $8.0 \pm 0.3$ |
| chip12 | $2,738 \pm 90[e]$ | $5.5 \pm 0.2$ |

また、S04 の設計上の要求では雑音レベルが  $1,200[e]@80[pF]$  であることを考えると、今回の結果はそれよりも若干高い。これは測定環境による外来雑音と、コンデンサーを GND とチャンネル入力端子の間に接続したので、board の GND の揺らぎによる雑音が考えられる。どちらがより支配的かを検証する為に、後者に関して測定を行ったので次で述べる。

### 雑音源の検証

上で検出器容量を測定した際は、擬似容量は GND とチャンネル入力端子の間に接続したが、その場合測定される雑音は本来の入力雑音と GND の揺らぎによるものの合計となる。GND の揺らぎによる雑音が小さければ問題ないが、もし大きい場合は本来の入力雑音を見積もることができていないことになる。

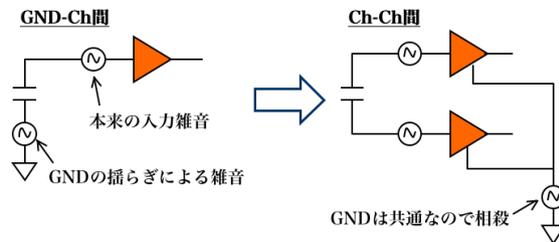


図 5.14 擬似容量の接続位置による雑音源

そこで、チャンネル入力端子間に擬似容量を接続することで、GND の揺らぎは共通となるため相殺される（図 5.14 参照）。そのため測定される雑音は 2 チャンネル分の入力雑音のみとなる。この 2 チャンネル分の入力雑音というのは、等価電子雑音 ( $enc$ )<sup>2</sup> から考えると 1 チャンネル分の時の 2 倍となっている。チャンネル入力端子間に擬似容量を接続し、検出器容量依存性を chip9 で測定した結果を図 5.15 に示すが、実線が測定された値を 1 次関数で fitting したもので、破線がその傾きを  $1/\sqrt{2}$  倍したものである。このような補正を加えることで、破線の直線が 1 チャンネル分の入力雑音を表すものである。

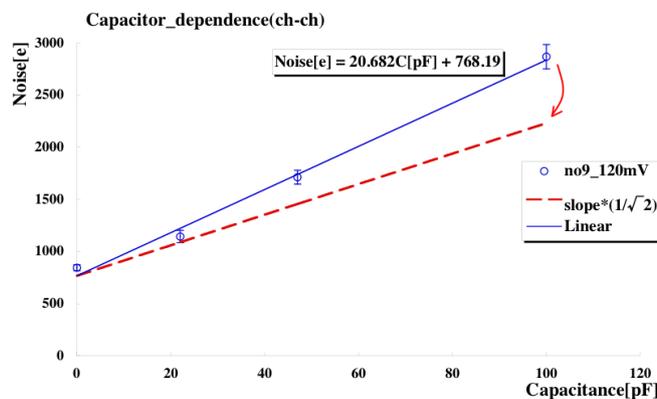


図 5.15 チャンネル入力端子間に擬似容量を接続した時の雑音

補正した直線式から 82[pF] における雑音を求めると、1,970[e] となる。これが GND の揺らぎによる雑音をカットした値であるが、誤差を含むことを考えると GND-チャンネル入力端子間に擬似容量を接続した時の雑音とほとんど同じである(表 5.4)。つまり、測定される雑音に対して、GND の揺らぎからくる雑音の影響は少なく、測定環境などによる外来雑音の方が支配的であると考えられる。

#### 5.4.4 チャンネル間 OFFSET の調整

1 つの ASIC におけるチャンネル間の OFFSET を測定した。ASIC では各チャンネル毎に設けられている Comparator 回路に与えられる threshold 電圧は ASIC 単位でしか設定できない。そのため 1ASIC におけるチャンネル間 OFFSET のばらつきが大きいと、入力信号に対して適切に threshold をかけることができない。そこで、この問題を補う機能として、ASIC には各チャンネル毎に LVDS 信号による OFFSET 調整用設定信号 (DAC) が備えられており、約  $\pm 150$ [mV] の調整が可能となっている。

まず、OFFSET 調整をしていない時の pedestal と peak の電圧値を図 5.16、5.17 に示す。

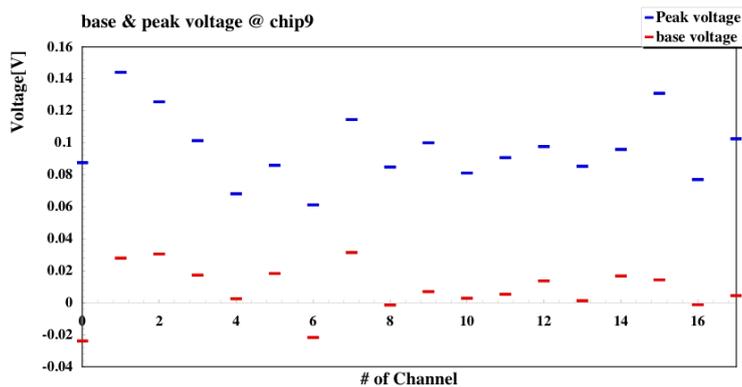


図 5.16 chip9 におけるチャンネル間 OFFSET (調整前)

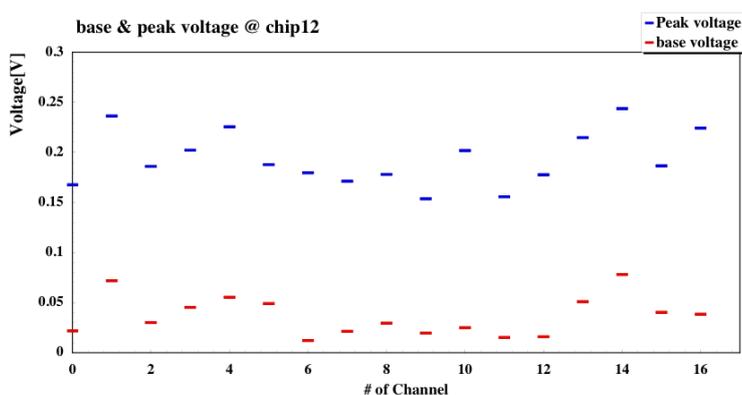


図 5.17 chip12 におけるチャンネル間 OFFSET (調整前)

OFFSET 調整は各チャンネル毎に D0 ~ D4 という 10bit 分のパラメータを送ることによってなされる。調整を何もしない時にはパラメータは全て 0 (=基準点) であり、調整は + 方向に 16 段階、- 方向に 15 段階で行うことができる。表 5.5 に各段階のパラメータの値を示し、図 5.18 に OFFSET 調整用信号 (DAC) の線形性を示した。横軸はパラメータの段階、縦軸は基準点からの pedestal 位置のずれを示している。

表 5.5 OFFSET 調整用パラメータ

| Step of adjustment | Parameter(D4,D3,D2,D1,D0) | Step | Parameter(D4,D3,D2,D1,D0) |
|--------------------|---------------------------|------|---------------------------|
| -15                | 01111                     | 1    | 11111                     |
| -14                | 01110                     | 2    | 11110                     |
| -13                | 01101                     | 3    | 11101                     |
| -12                | 01100                     | 4    | 11100                     |
| -11                | 01011                     | 5    | 11011                     |
| -10                | 01010                     | 6    | 11010                     |
| -9                 | 01001                     | 7    | 11001                     |
| -8                 | 01000                     | 8    | 11000                     |
| -7                 | 00111                     | 9    | 10111                     |
| -6                 | 00110                     | 10   | 10110                     |
| -5                 | 00101                     | 11   | 10101                     |
| -4                 | 00100                     | 12   | 10100                     |
| -3                 | 00011                     | 13   | 10011                     |
| -2                 | 00010                     | 14   | 10010                     |
| -1                 | 00001                     | 15   | 10001                     |
| 0(基準点)             | 00000                     | 16   | 10000                     |

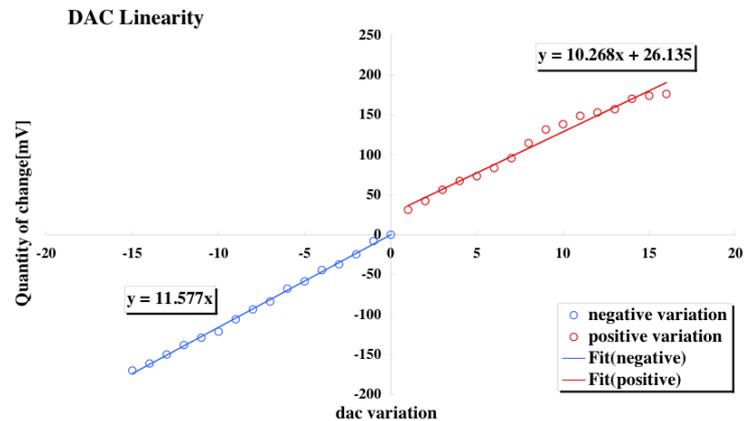


図 5.18 OFFSET 調整の線形性

この結果から、基準点から + 方向に関してギャップがあるものの、OFFSET 調整用信号により pedestal 位置が変化していることが確認できる。そこで、この結果を参考に chip9、chip12 の各チャンネルのパラメータを設定し、図 5.16、5.17 に示したチャンネル間の OFFSET のばらつきを調整した結果が以下の図 5.19、5.20 である。

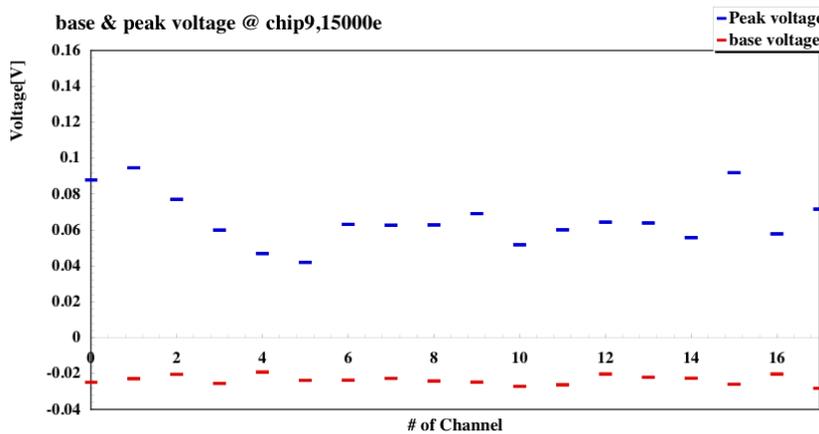


図 5.19 chip9 におけるチャンネル間 OFFSET (調整後)

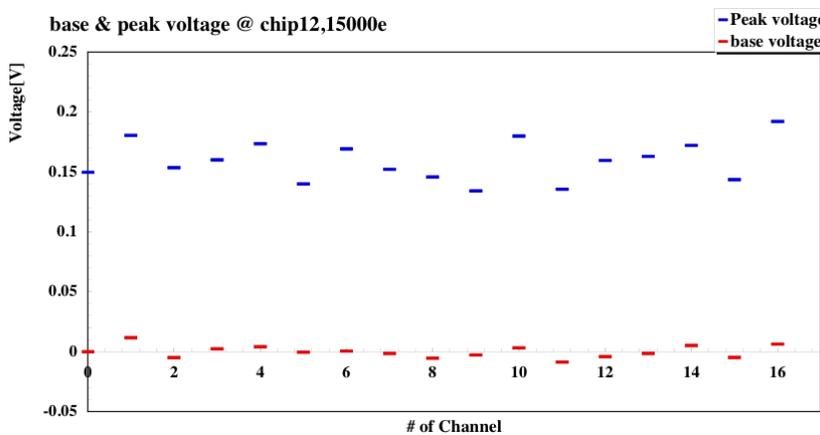


図 5.20 chip12 におけるチャンネル間 OFFSET (調整後)

OFFSET 調整により、OFFSET のばらつきは no9 で約 55[mV] から約 9[mV] に、no12 で約 66[mV] から約 20[mV] となった。これによりチャンネル間の OFFSET のばらつきはかなり解消されていることが確認できる。なお、peak 電圧値のばらつきは各チャンネルの増幅器の増幅率のばらつきによるものである。

#### 5.4.5 cross-talk

TP により、あるチャンネルへ信号を入力し、その時の周辺チャンネルへ与える影響を検証した。

ch5,ch11 のみ TPENB=High、その他のチャンネルは TPENB=Low として信号が ch5, 11 にだけ入力するようにし、読み出されるビット信号の efficiency を測定した。入力信号は TP=15,000[e] である。threshold 電圧は input=15,000[e] の時のデータである図 5.19、5.20 から、それぞれのチップの peak、base 電圧の平均値から波高値の平均値を求め、それに対して 3,250[e] と 7,500[e] の 2 種類の threshold 電圧を決めた。また、検出器容量は擬似容量を使って 82[pF] で測定した。

図 5.21 に chip9 の結果を、図 5.22 に chip12 の結果を示した。いずれも、横軸は ASIC のチャンネルナンバー、縦軸は読み出されたビット信号数である（それぞれ 1000 回の読み出しを行った）。

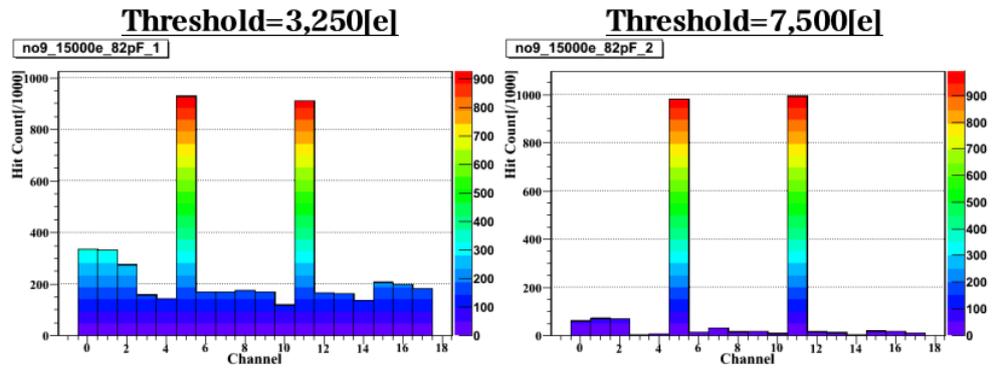


図 5.21 chip9 における cross-talk 評価

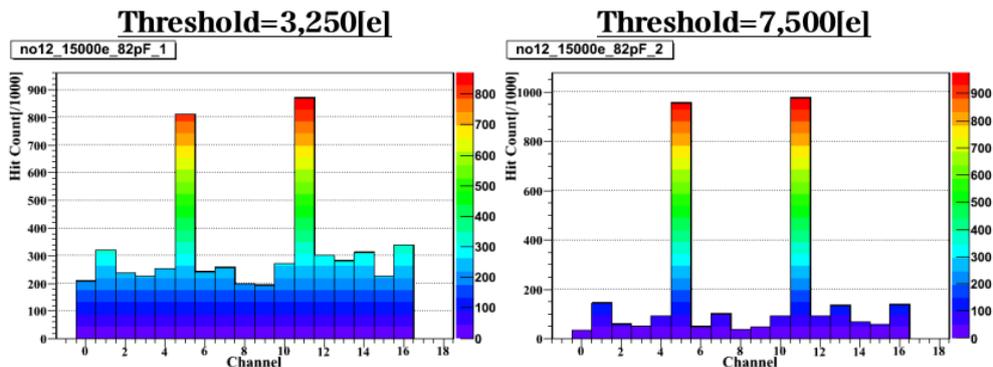


図 5.22 chip12 における cross-talk 評価

この結果から、threshold が 3,250[e] の時には、信号が入力されていないチャンネルでもカウント数が多くある。これは検出器容量を 82[pF] としたため雑音レベルが大きく、それを拾ってしまったと考えられる。それに対して、threshold が 7,500[e] の時には、信号を入力した ch5, 11 以外のチャンネルではカウント数は少なく、ch5, 11 の efficiency も良くなっている。ただ、どちらの場合も信号を入力したチャンネルの隣接チャンネルが反応しているということはなく、cross-talk の影響は少ないと考えられる。

### 5.4.6 S04 性能評価のまとめ

この章で S04 の基本的な性能評価を行ったが、要求している信号処理ができていることが確認できた。また、線形性も確認でき、雑音レベルも HAPD の High gain type の total gain を考えると、十分実用に耐えうる値であるといえる。threshold によりデータ取得をする上で重要な OFFSET 調整は、精度よく行えることも確認できた。

最後に、この章では chip9 と chip12 について詳しく性能評価を行ったが、S04 は全部で約 40 チップ製作した。そこで図 5.23 にその他のチップの、検出器容量 82[pF] における雑音を測定した結果をのせておく。

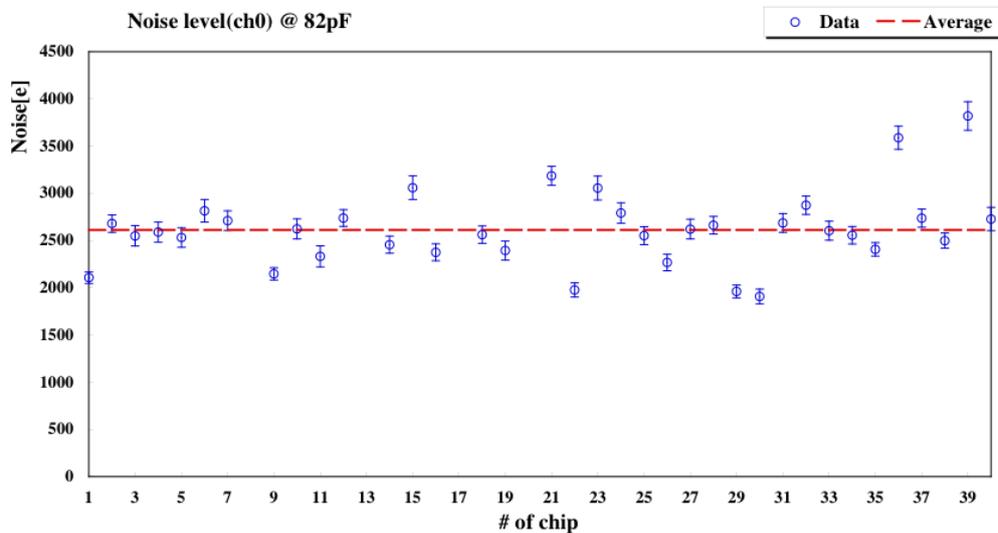


図 5.23 検出器容量=82[pF] の時の雑音

## 第 6 章

# HAPD と ASIC の接続試験と評価

第 4、5 章で A-RICH 検出器に向けた HAPD と ASIC の開発状況と性能評価について述べてきたが、この章では High gain type の HAPD と ASIC(S04) を接続し、A-RICH 検出器の読み出し系全体としての性能評価を行った結果を述べていくとともに、ASIC を用いた HAPD の性能評価についても議論する。そして、それらを踏まえた上で読み出し系の現状とこれからの課題について述べる。

### 6.1 読み出し系の概要

前にも述べたように、A-RICH 検出器は、輻射体である Aerogel に入射してきた荷電粒子により放出されたチェレンコフ光を光検出器で捉え、その入射位置情報からリングイメージを再構成する検出器である。これを現在開発・研究中の HAPD と ASIC により行う場合、読み出しの流れは図 6.1 に示した概略図のようになる。

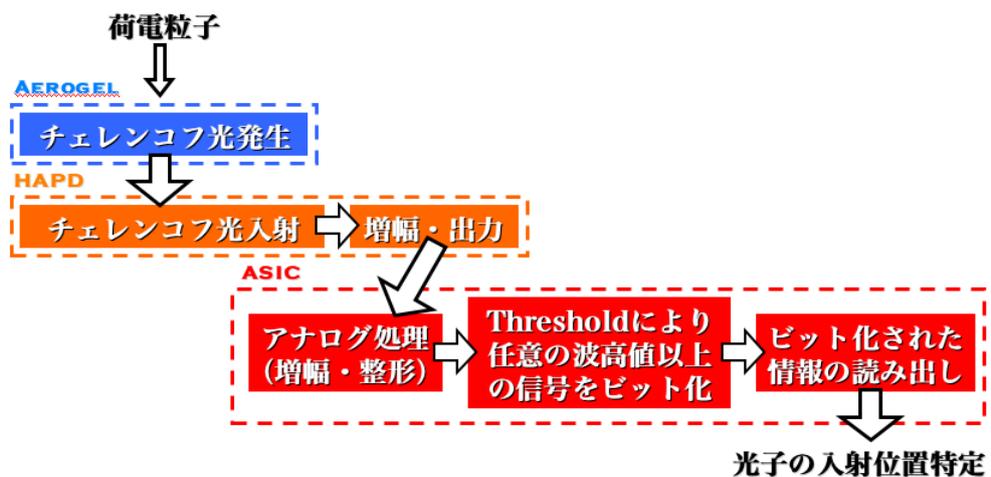


図 6.1 A-RICH 検出器における信号読み出しの流れ

ここで重要となってくるのは、HAPD での十分な増幅と、ASIC でのアナログ処理を

良い S/N 比を保ったまま行い、光電子入射による信号とそうでない信号とを threshold により効率良く分離することである。また、光子の入射位置情報が重要である為、HAPD・ASIC の各々において、他チャンネルとの cross-talk が少ないことが望まれる。

前章までは、HAPD と ASIC の各々の性能評価を行ったが、上で述べたような A-RICH 検出器での読み出しを見据えた評価を行うことが非常に重要である。そこで、現在開発・研究中の HAPD と ASIC を接続した、読み出し系全体としての動作試験および性能評価を行った結果を次節以降で述べる。

## 6.2 ASIC による HAPD 信号の読み出し

### 6.2.1 測定 set-up

HAPD と ASIC を組み合わせた読み出し系全体の動作試験および性能評価のための set-up を図 6.2、6.3 に示す。

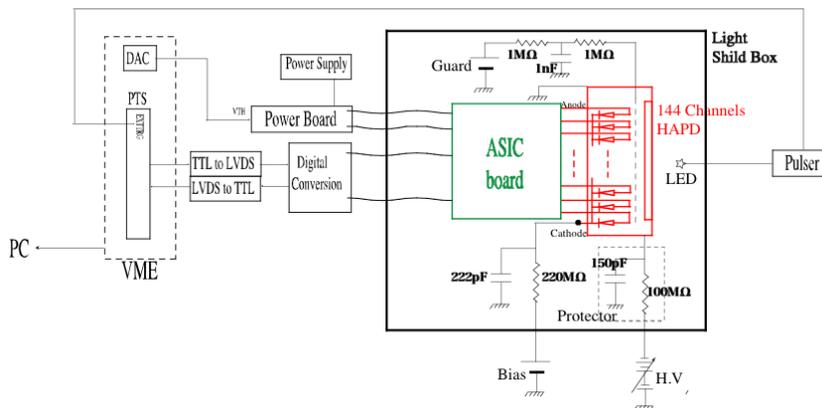


図 6.2 HAPD+ASIC 測定 set-up



図 6.3 HAPD+ASIC 測定 set-up (写真)

基本的な set-up は各々の性能評価における set-up を合わせたものだが、HAPD と ASIC の各チャンネル入出力端子を接続するボードがある点が異なる（図 6.3）。接続ボードは 1 つの HAPD に対して 1 枚接続し、ASIC が 2 チップ搭載された ASIC board が 4 枚接続できる。これにより HAPD の 144 チャンネル分の読み出しを 8 チップの ASIC で行うことができる。しかし、今回の測定では HAPD の 1 つの APD chip (36 チャンネル分) を 2 つの ASIC により読み出すことでのみ性能評価を行った。

また、この接続ボード上には HAPD に guard と bias を印加する為のローパスフィルターが設置されているが、bias に関しては雑音へ与える影響が大きいことと、接続ボード上のローパスフィルターのコンデンサーの耐圧不足のためうまく動作しなかったため、外部にローパスフィルターを設置し、直接 HAPD の cathode へ bias を印加している。そのため、guard の印加部のローパスフィルターの値だけ以前とは異なっている。

なお、今回読み出し系の動作試験に使用したのは、HAPD は High gain type の chipD で、ASIC は S04 の chip9, 12（第 5 章で性能評価したチップ）である。

### 6.2.2 ASIC モニター信号による HAPD 信号

まずは HAPD からの信号が ASIC のアナログ回路で正常に処理（増幅・整形）されているか確認する為に、ASIC のモニター信号による評価を行った。ただし、1 つの ASIC から出力されるアナログ最終出力のモニター信号は 1 チャンネル分のみである。今回の接続では HAPD の chipD-ch36 が ASIC の chip9-ch0、chipD-ch15 が chip12-ch0 に対応している。

HAPD の chipD に guard=+200[V]、bias=+343V を印加した時の chipD-ch15 (chip12-ch0) のモニター信号は図 6.4 である。なお、ASIC のアナログ回路における増幅率は前置増幅器が 10[V/pC]、VGA は一番低い増幅率に設定してある。

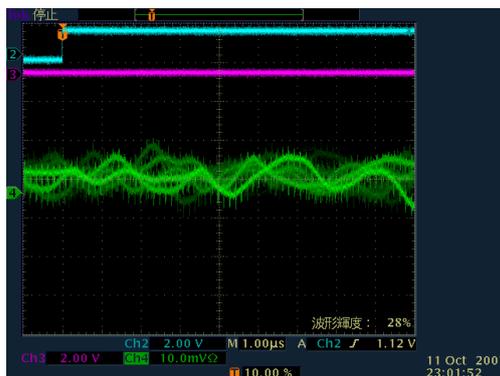


図 6.4 bias 印加時の chipD-ch15 のモニター信号

ここで 1[p.e] 相当の入力があった場合、どの程度の信号が出力されるのかを確認する為に、ASIC(chip12) へ TP=65,000[e] を入力した（第 4 章での測定結果より、chipD の total gain と同程度）。その時のモニター信号が図 6.5 である。

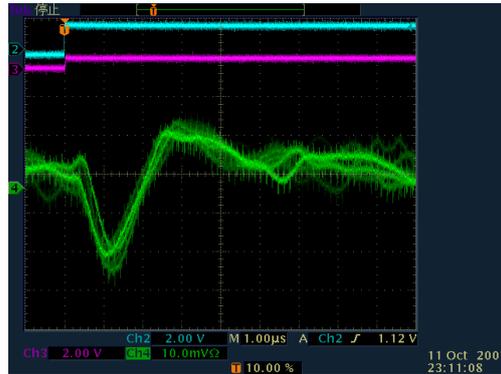


図 6.5 TP=65,000[e] を入力したときのモニター信号

これを見ると入力 65,000[e] に対して、 $\sim 25$ [mV] の信号が出力されている。つまり、HAPD-chipD からの信号が正常に処理されるなら、1[p.e] 入射の信号はこの程度の波高値で観測されるはずである。

そこで、HAPD に H.V= $-8.5$ [kV] を印加して、chipD-ch15 へ LED により光を入射した。しかし、第 4 章で 1[p.e] が観測された光量を照射しても信号は観測されなかった。そこで、光量を多くしていくと徐々に信号が見え始めた。しかし、本来光量を上げていくと離散的な波高値を持って出力されるはずだが、そうはなっていない。図 6.6 に光を入射している時のモニター信号を示す。第 4 章の測定時の設定から推測すると数十光電子入射レベルの光量である。

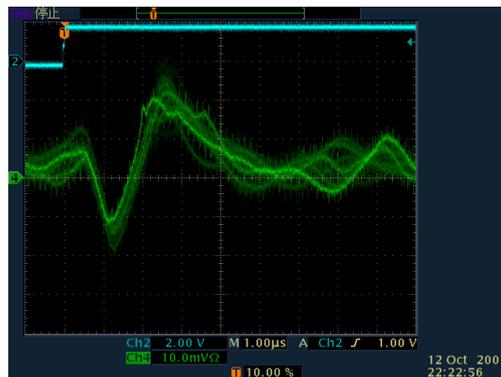


図 6.6 数十光電子入射時のモニター信号

これは明らかに正常に信号が処理できていない。検証の結果、ASIC board 上に設置されている回路に問題があることが判明した。以下でその問題点と改良点を述べる。

ASIC board 上の回路における問題点と改良点 ASIC board 上には図 6.7 の改良前に示すように、ASIC へ入力される前に抵抗、コンデンサーが設置されている。図の capacitance と書かれたコンデンサーは HAPD からの leak current を見越した保護用である。また、その他の抵抗、コンデンサーは HAPD の anode 側から逆 bias をかける為に設置されたロー

パスフィルターである。しかし、このローパスフィルターの抵抗の先が GND へ接続されておらずフローティングの状態であった。これにより HAPD の cathode へ bias を印加しても、anode 側がフローティングのため APD にほとんど電圧がかかっていなかった。つまり、APD での増幅が全く得られていなかったことになる。

これらのことを考慮して前節の結果を考えると、HAPD では真空加速による増幅 ( $\sim 10^3$ ) しか得られておらず、1[p.e] 入射では pedestal に埋もれて観測できなかったと思われる。また光量を上げた時に見られた信号は多量の光電子入射による信号が見えていただけだろう。

そこで、この問題を解決する為に図 6.7 に示すように、フローティングとなっていた部分を GND へ接続した。

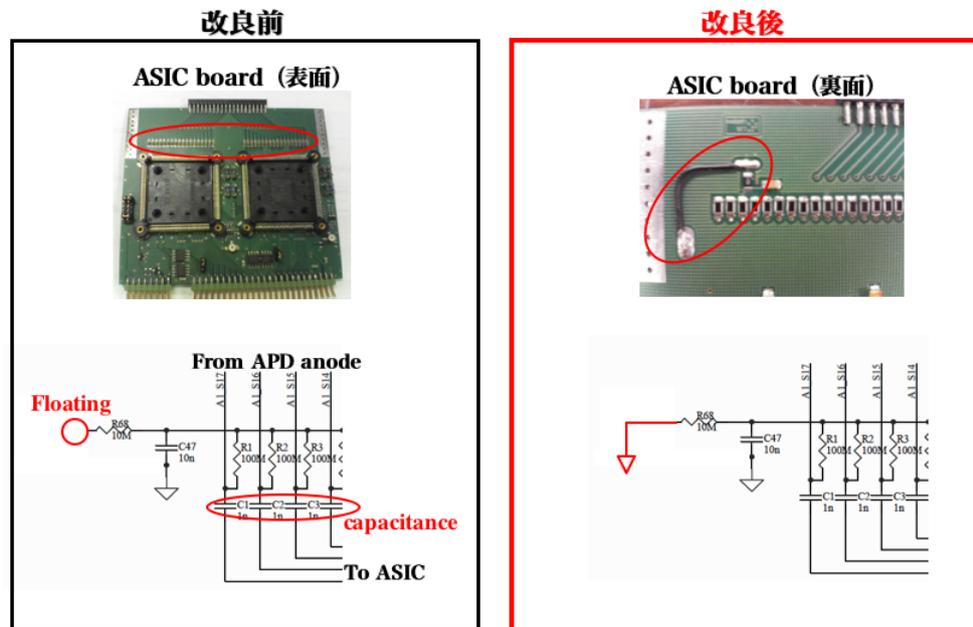


図 6.7 ASIC board 上における問題点と改良点

以上の改良をした上で、もう一度 chipD-ch15 の信号を見たところ、bias=0、+343[V] の状態で図 6.8 のようになった。上で述べなかったが、改良前には bias 印加で noise の減少は見られなかったが、改良後では bias を印加することにより noise が減少していることが確認できた。これは第 4 章の APD のふるまいを測定した結果と一致する現象である。このことから、改良により APD に電圧がかかっていることが確認できる。

さらに、H.V=-8.5[kV] を印加し、LED により光を入射した時のモニター信号を図 6.9 に示す。1 光電子の信号が pedestal と分離されて観測されており、数光電子の時はそれぞれの信号が分離されていることが確認できる。

しかし、ここでまた問題点がある。図 6.5 で観測したように、入力が 65,000[e] 程度であれば 1[p.e] の信号はモニター信号では  $\sim 25$ [mV] 程度の波高値で見えるはずであるが、図 6.9 では  $\sim 8$ [mV] 程度しかない。これは図 6.7 にあるように HAPD の anode 側の信号

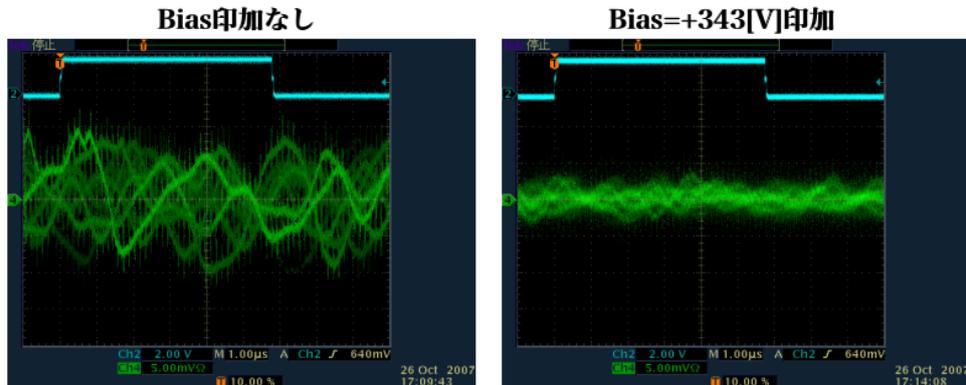


図 6.8 bias=0、+343[V] 印加時の chipD-ch15 のモニター信号

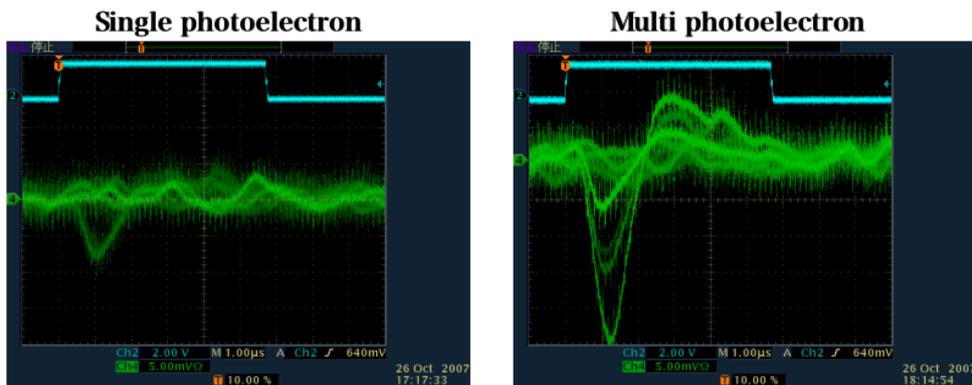


図 6.9 光を入射した時のモニター信号

ラインから GND へ落ちる間に 100[MΩ] の抵抗が各チャンネル毎に設置されているために、bias のローパスフィルターで電圧降下がおきていると同様に、この抵抗においても電圧降下がおきていて、第 4 章で測定された total gain より低くなっているのではないかとと思われる。(第 4 章での測定においてはこの部分に対応する抵抗値は 10[MΩ] であった)

1[p.e] の信号が ASIC のモニター信号で確認できたとはいえ、少しでも bias の電圧降下量を抑える為に以下の処置を行った。ASIC board 上に設置されている抵抗の値を変更したり除去するのは困難なため、Bias 印加部に設置されているローパスフィルターの抵抗値 (220[MΩ]、図 6.2 参照) を 10[MΩ] に変更した (これ以上低くすると pedestal 自体が noisy になってしまう)。これによりローパスフィルターの抵抗における電圧降下量は数 [V] 程度となる。抵抗値変更後の 1[p.e] 入射時のモニター信号は図 6.10 である (bias=+343[V]、H.V=-8.5[kV])。

この結果を見ると、~25[mV] 程度の波高値を持った信号が観測されているので、抵抗値変更前より電圧降下量が抑えられ、HAPD の total gain は 65,000 程度得られていると思われる。

以上の測定より、HAPD の信号が ASIC のアナログ回路で正常に処理されていることが

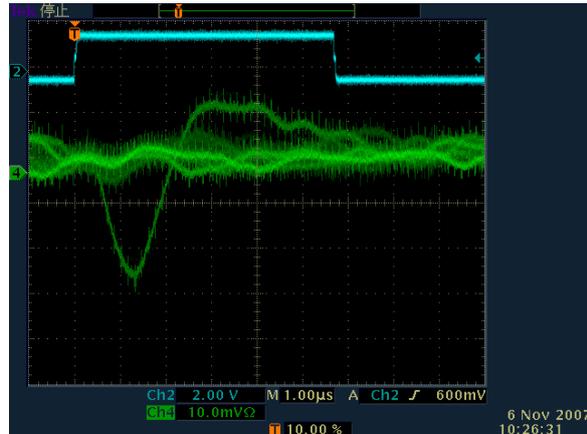


図 6.10 ローパスフィルターの抵抗値変更後の 1[p.e] 入射時の chipD-ch15 のモニター信号

確認できた。また、モニター信号とはいえ 1[p.e] の信号が pedestal に埋もれずに良い分離を持って読み出されたことは、A-RICH 検出器に向けて非常に期待が持てる結果である。

次節より、HAPD 信号の ASIC による読み出しの詳しい性能評価を行っていく。なお、HAPD の total gain が高いことを受け、次節以降の測定では ASIC のアナログ回路の増幅率は最小（前置増幅器：5[V/pC]）に設定して行っている。

### 6.2.3 test pulse による線形性と雑音レベルの測定

bias=+343[V] と H.V=-8.5[kV] を印加した状態で、TP により ASIC のアナログ出力の線形性と雑音レベルを測定した。TP は 32,500~97,500[e] の範囲で 5 段階で入力し、ASIC の chip9, 12 にはそれぞれ OFFSET 調整したパラメータを書き込んでいる。図 6.11 に線形性の結果を、図 6.12 に雑音レベルと S/N 比の結果を示す。どちらも各チップの ch0 の値である (HAPD-chipD-ch36 → ASIC-chip9-ch0、HAPD-chipD-ch15 → ASIC-chip12-ch0)。

図 6.11 より良い線形性が確認できる。また、雑音レベルはどちらのチップにおいても 10,000[e] 程度であり、入力信号の大きさに対する依存性は少ない。そのため、入力信号が大きいほど S/N 比が向上していることが見てとれる。

ここで、TP=65,000[e] の時の全チャンネルの base 電圧値と peak 電圧値を図 6.13 に示す。

OFFSET 調整が正常に行われていることがこの結果でも確認できる。また、入力が 65,000[e] というのは、HAPD-chipD の total gain と同程度であるので、以後の測定ではこの図 6.13 の波高値を 1[p.e] 入射時のものとみなし、この波高値を参考として ASIC に送る threshold 電圧値を決定することにする。具体的には、それぞれのチップで最もアナログ回路での増幅率の小さいチャンネル (chip9 → ch5、chip12 → ch11) の波高値を 1[p.e] レベルとして、この半分の threshold 電圧を送った場合は、それは "32,500[e] に threshold をかけた" というようにする。

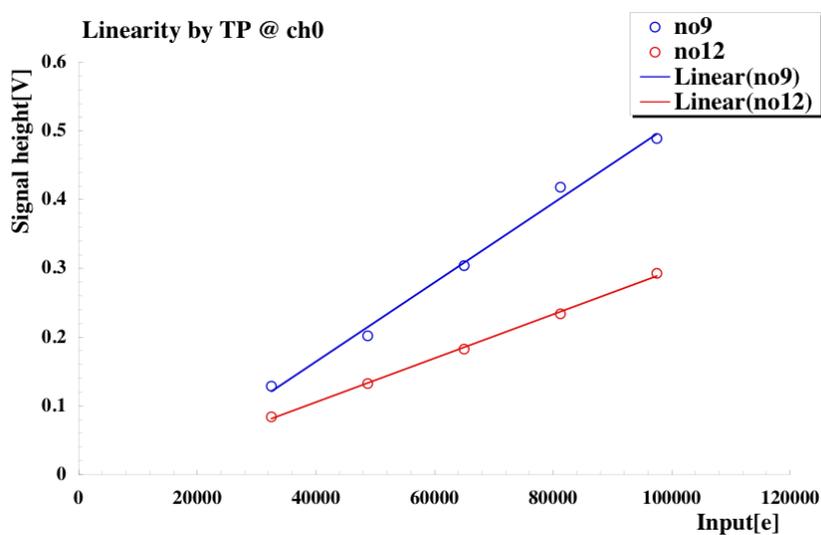


図 6.11 アナログ出力の線形性

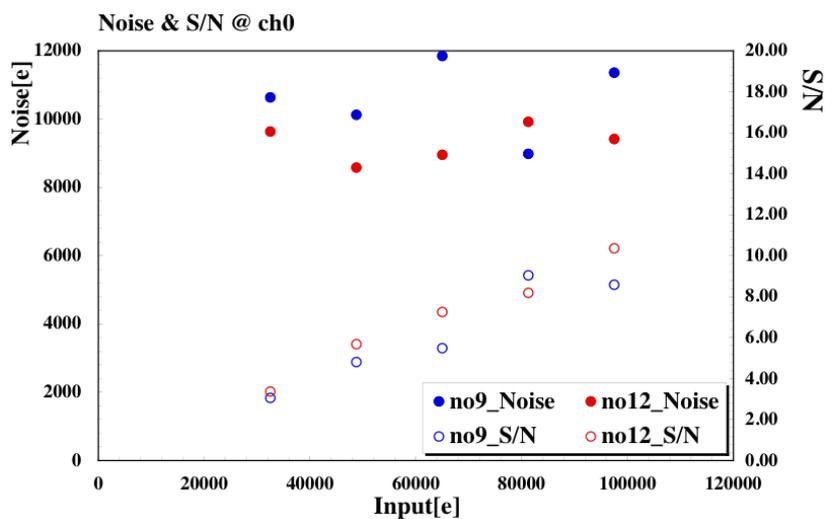


図 6.12 雑音レベルと S/N 比

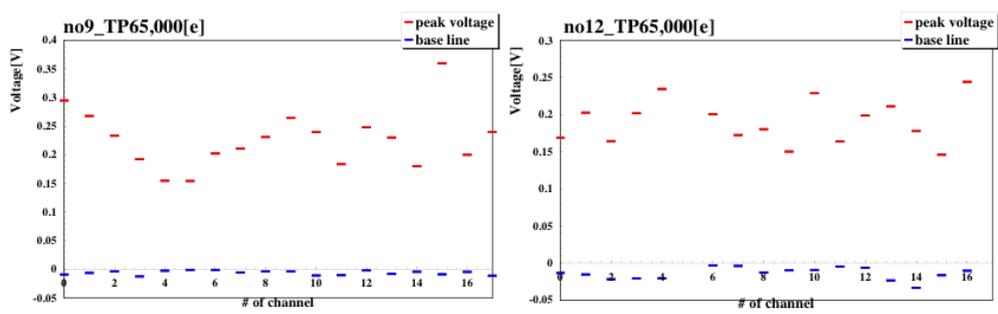


図 6.13 TP=65,000[e] の時の base 電圧値と peak 電圧値

### 6.2.4 光入射時における HAPD 信号の読み出し

次に、bias=+343[V]、H.V=-8.5[kV] を印加した状態で光を LED により入射し、ASIC からビット情報を読み出した結果を述べる。

まず、光が入射するのを HAPD-chipD の 1 つのチャンネル (ch15) だけにするために、HAPD の入射面に ch15 中心付近のスポット (2mm × 2mm) を残してブラックテープを貼り遮蔽した。また、ASIC に送る threshold は 32,500[e] とした。データの読み出しは LED へのクロックをトリガーとして 1000 回行った。以下に chipD の信号を読み出した結果を示す。図 6.14 は LED を光らせていない時、図 6.15 は LED を光らせ光子を入射させた (0~1 光電子程度) 時、図 6.16 は光量を上げ数十光電子入射させた時の結果である。いずれも z 軸はカウント数 [/1000] である。

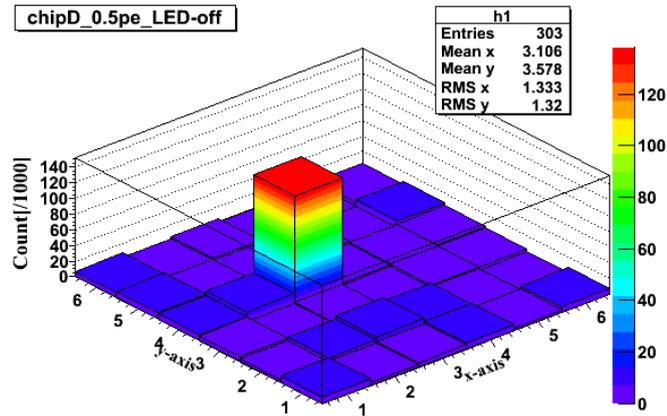


図 6.14 光を入射していないときの chipD からの読み出し

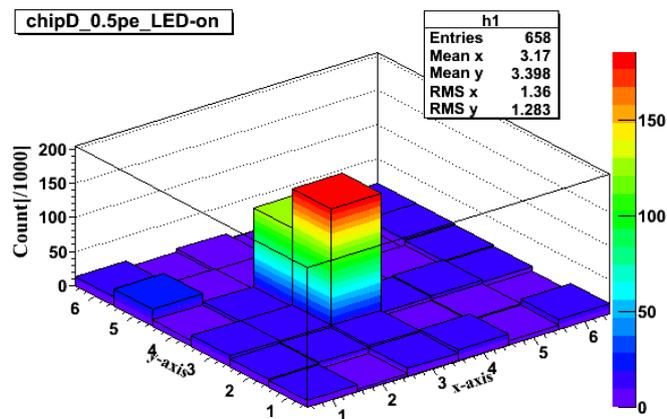


図 6.15 ch15 へ光を入射したときの chipD からの読み出し

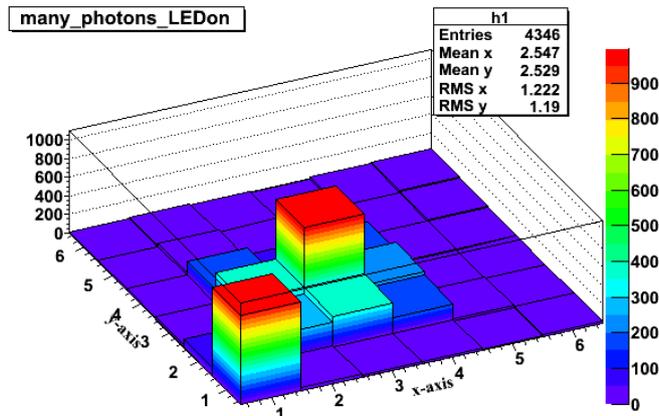


図 6.16 ch15 へ数十光電子入射したときの chipD からの読み出し

まず、光を入射していないときの結果 (図 6.14) では、dead (noisy) チャンネルである HAPD-chipD-ch16 (図の  $(x,y)=(3,4)$ ) 以外はほとんど hit 信号がカウントされていないことから、noise が threshold にひっかかってしまうことや、非同期な大振幅の信号がほとんどないことを確認できる。chipD-ch16 に関しては雑音レベルが threshold 程度かそれ以上である為にカウント数が多いと思われる。そのため以下からは chipD-ch16 は無視して考える。

次に、1 光電子入射時の結果 (図 6.15) では、光を入射した HAPD-chipD-ch15 (図の  $(x,y)=(3,3)$ ) だけ hit 信号がカウントされ、それ以外のチャンネルにおいては光を入射していないときとほぼ同程度である。これにより光入射による信号を位置情報を持って読み出せたことになり、非常に大きな進歩である。また、1 光電子程度の入射では cross-talk の影響はかなり少ないと言える。結果はのせていないがこの傾向は  $\sim 10$  光電子入射でも同じであった。

最後に、数十光電子入射時の結果 (図 6.16) だが、光を入射した chipD-ch15 の隣接チャンネルでカウント数が増えている。今回の接続では HAPD のチャンネルと ASIC のチャンネルとの間の序列は規則的ではない為、この HAPD の隣接チャンネルへの影響は APD 表面での後方散乱による cross-talk か、HAPD 内の anode 側配線における cross-talk であると思われる。

また、図 6.16 を見ると、HAPD-chipD-ch1 (図の  $(x,y)=(1,1)$ ) のカウント数が非常に多い。これは HAPD-chipD-ch1 が ASIC-chip12-ch1 に、光を入射した HAPD-chipD-ch15 が ASIC-chip12-ch0 に接続されている為、ASIC 内で信号ラインは隣接している。これにより ASIC 内で cross-talk の影響が現れたと思われる。

しかし、どちらの cross-talk も 2 つ以上隣のチャンネルまではほとんど影響は及んでいないことも確認できる。

### 6.2.5 ASIC による HAPD 信号読み出しのまとめ

前節までに、光入射による HAPD からの信号を ASIC によって読み出した結果を述べてきた。現状の接続ボードでの問題点はあるものの、改良を加えたことで ASIC で 1 光電子の信号を pedestal と分離して観測できたことは大きな成果である。TP での測定では入力が 65,000[e] の時に得られる出力の S/N 比は 7 程度であった。また、HAPD と ASIC を接続したことによる雑音増加もそれほど見られず、個々の雑音が合計されているような数値であった。

また、A-RICH 検出器で一番重要となってくる位置情報の読み出しも、ある程度の統計量は必要であるものの、十分可能であることを結果から示すことができたのは、今後の A-RICH 検出器実用化に向けて大きな進歩となった。数十光電子入射時に見られた cross-talk については、A-RICH 検出器に使用することを考えると、チェレンコフ光は HAPD の 1 つのチャンネルにせいぜい数光子ほどしか入射しないと思われるので、cross-talk が大きな問題となることはないだろう。

図 6.1 に示されるようなチェレンコフ光入射の信号読み出しを、今回の LED を用いた set-up で実現できたことで、A-RICH 検出器の読み出し系プロトタイプが確立できたのではないかと思う。これにより、HAPD の性能評価を ASIC で効率よく行うことができ、さらに 1 チャンネル毎の測定では困難だった uniformity の検証もできることが期待される。ただ、HAPD の total gain の測定は現在の ASIC(S04) では困難と思われ、モニター信号によって推測するしかないだろう。

なお、ASIC を用いた HAPD の uniformity の検証に関しては次節で議論する。

### 6.3 ASIC を用いた HAPD の uniformity 検証 : scan 測定

第 4 章で HAPD の基本性能の評価を行ったが、市販の増幅器を使った 1 チャンネル毎の測定では、uniformity について十分な評価ができていなかった。特に、4.5.4 節でも述べたように、HAPD の側管に面したチャンネルの読み出しにおいて問題があった。

そこで、ASIC(S04) を用いて、High gain type の chipD の全チャンネルを読み出しながら光源 (LED) を走査させることにより HAPD の uniformity および側管に面したチャンネルの評価 (scan 測定) を行った。測定 set up は図 6.2 に示したものと同じだが、LED はシグマ光機社製の stage を用いて XY 軸に scan 可能となっている。(図 6.17)

なお、今回の測定における座標系は図 6.18 に示した。

- 駆動系 : シグマ光機社製 ステッピングモータ駆動ステージ (SGSP26-100XY)
- コントロール系 : シグマ光機社製 2 軸 / 4 軸ステージコントローラー (Mark-202)

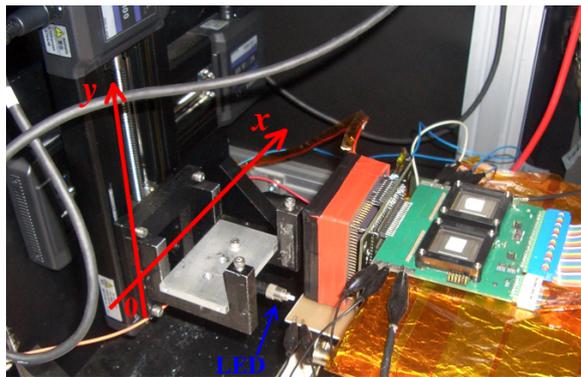


図 6.17 stage を用いた HAPD の Scan 測定 set-up

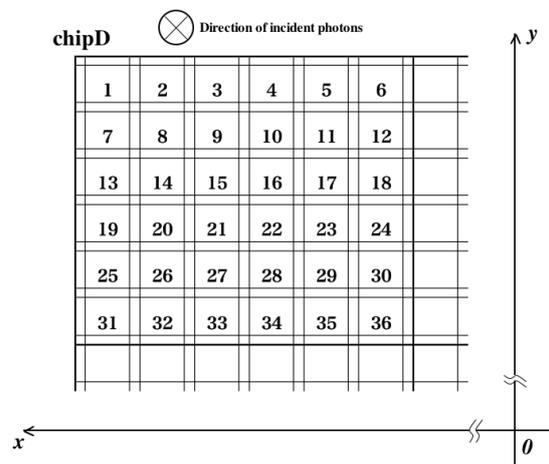


図 6.18 scan 測定の座標系

### 6.3.1 scan 測定方法

今回の測定では、ある場所で LED により平均約 3[p.e] (ASIC のモニターより) の光を照射して、1000 回の読み出しをしたときのカウント数を測定し、その後 stage により光源を動かし、次の場所においても 1000 回の読み出しを行うといった具合で測定した。なお、LED 光の入射面でのスポットの広がりには残念ながら測定できていないが、scan-step と後に示す測定結果を考慮すると、scan-step と同等かそれ以下だと思われる。

測定項目は以下に示す通りである。

#### scan 測定：測定項目

x scan : ch15 周辺を y 方向の位置は固定したまま x 方向へ scan

y scan : ch15 周辺を x 方向の位置は固定したまま y 方向へ scan

1. Line scan : ch33 to ch3

2. Line scan : ch3 to ch21

3. Line scan : ch21 to ch19

4. Line scan : ch19 to ch21

5. Line scan : ch31 to ch1

6. Line scan : ch1 to ch6

x scan と y scan は、今回の set-up での HAPD のチャンネルの座標を決める為に行った。測定では scan 方向 (LED を動かす方向) の各チャンネルにおける位置はそれぞれの中心を通過している。ただ、x scan に関しては、位置決めの最初の測定であるので、必ずしも ch15 の y 方向中心を通過しているわけではない。

図 6.19 に各プロセスの scan の範囲・方向の概略図を示す。

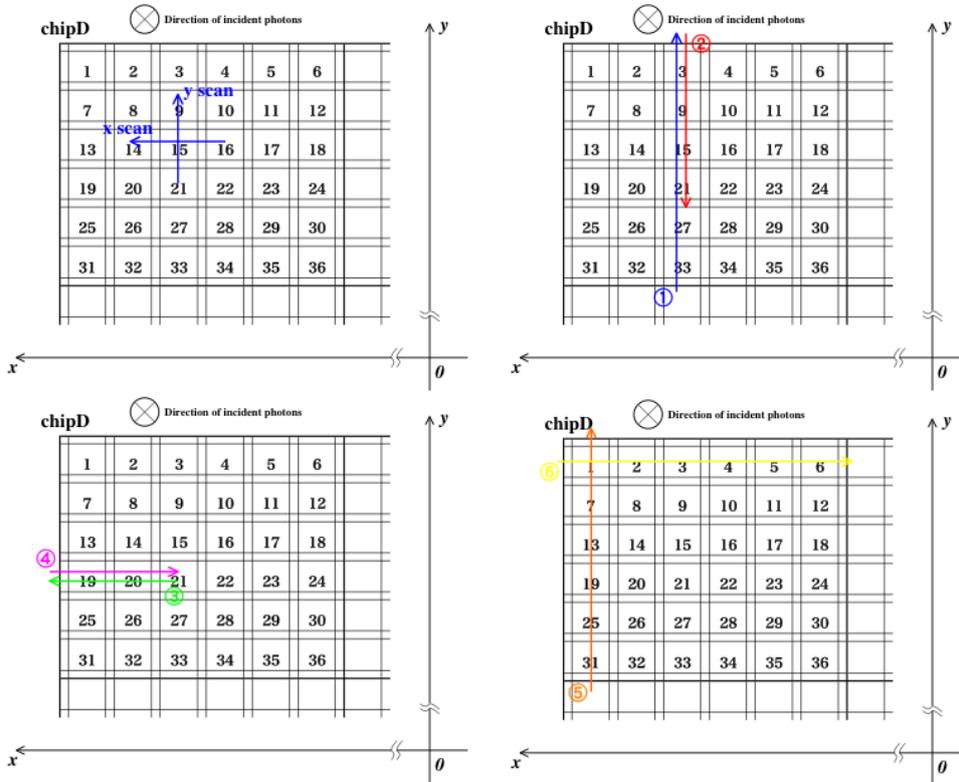


図 6.19 scan 測定のプロセス

また各プロセスにおける各設定値は以下の表 6.1 に示す通りである。H.V の値が process : 4 以降で低いのは後に述べる放電のためである。

表 6.1 scan 測定のプロセスにおける設定値

| process         | bias[V] | H.V[kV] | total gain | threshold[e] | scan step[mm] |
|-----------------|---------|---------|------------|--------------|---------------|
| x scan          | 343     | -8.5    | ~ 65,000   | 32,500       | 0.5           |
| y scan          | 343     | -8.5    | ~ 65,000   | 32,500       | 0.5           |
| 1. ch31 to ch3  | 343     | -8.5    | ~ 65,000   | 32,500       | 0.5           |
| 2. ch3 to ch21  | 343     | -4.5    | ~ 24,000   | 20,000       | 0.5           |
| 3. ch21 to ch9  | 343     | -8.5    | ~ 65,000   | 32,500       | 0.5           |
| 4. ch19 to ch21 | 343     | -4.5    | ~ 24,000   | 20,000       | 0.5           |
| 5. ch31 to ch1  | 343     | -4.5    | ~ 24,000   | 20,000       | 1.0           |
| 6. ch1 to ch6   | 343     | -4.5    | ~ 24,000   | 20,000       | 1.0           |

### 6.3.2 scan 測定結果

以下に scan 測定の結果を示す。いずれも横軸は光の入射位置、縦軸は threshold を超えた信号 (1[p.e] 以上の信号) のカウント数 [/1000] である。各図の左上の番号は図 6.19 の番号に対応している。

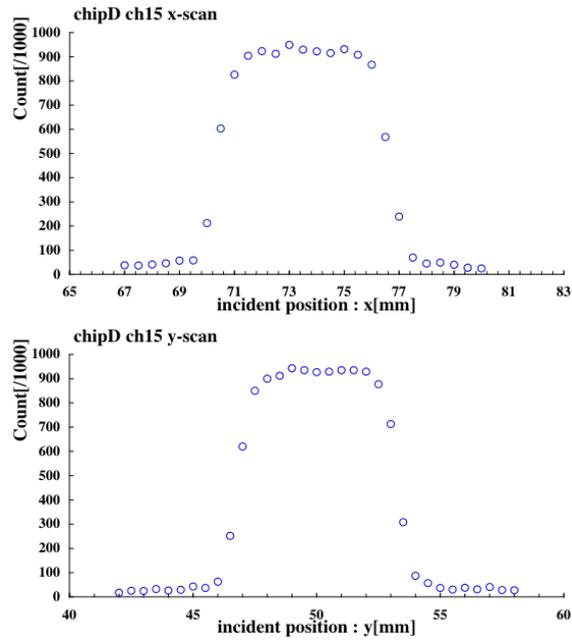


図 6.20 ch15 の x scan 及び y scan

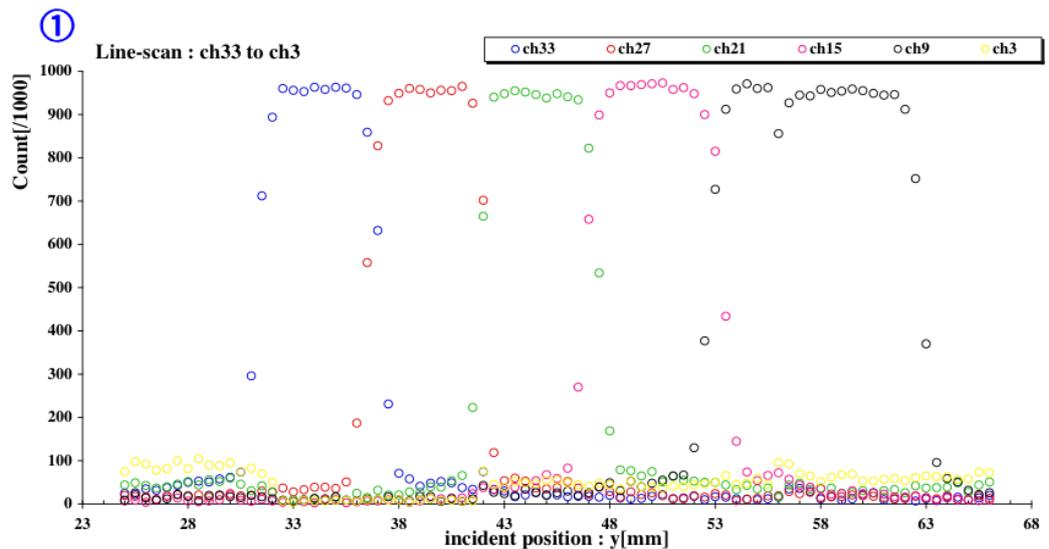


図 6.21 Line scan : ch33 to ch3

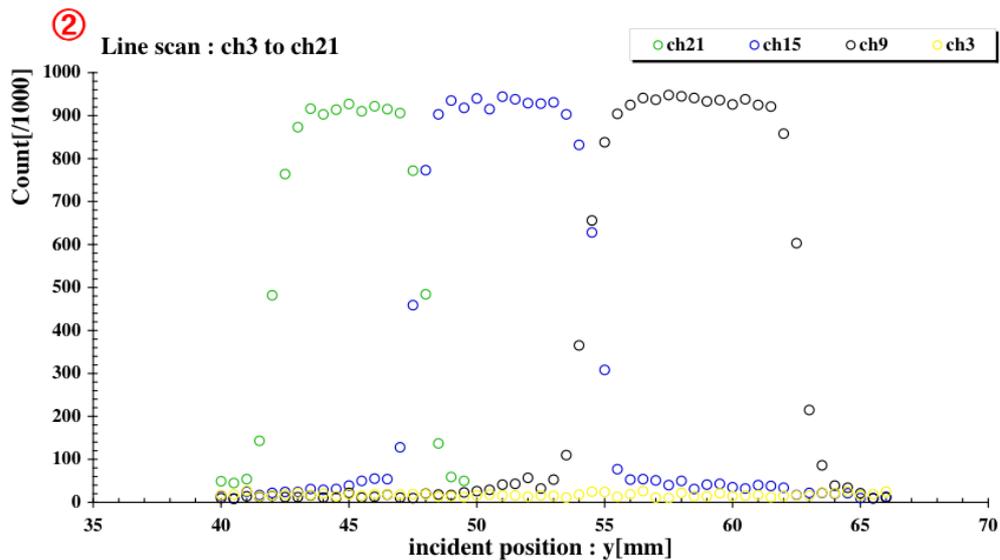


図 6.22 Line scan : ch3 to ch21

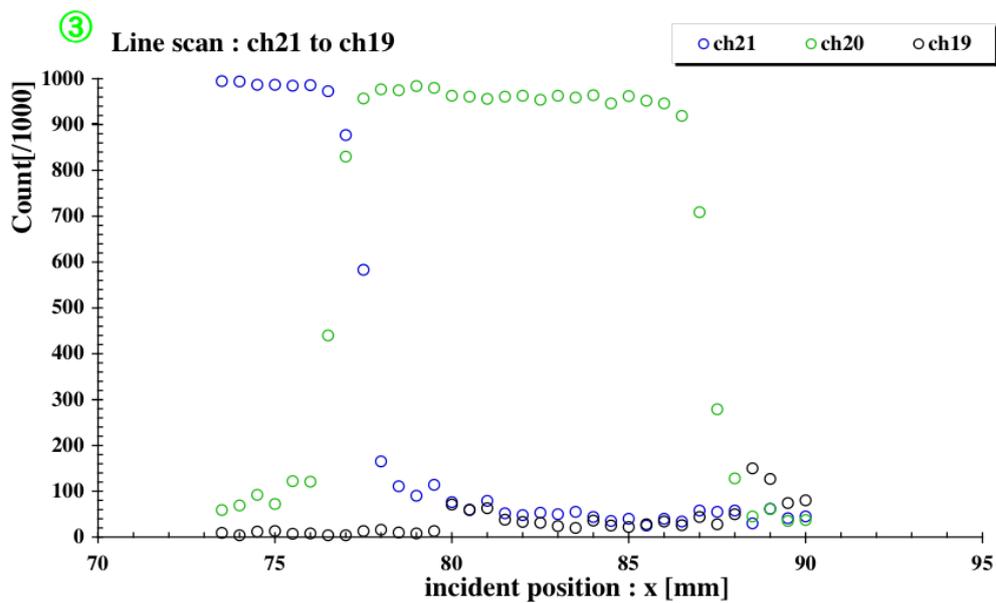


図 6.23 Line scan : ch21 to ch19

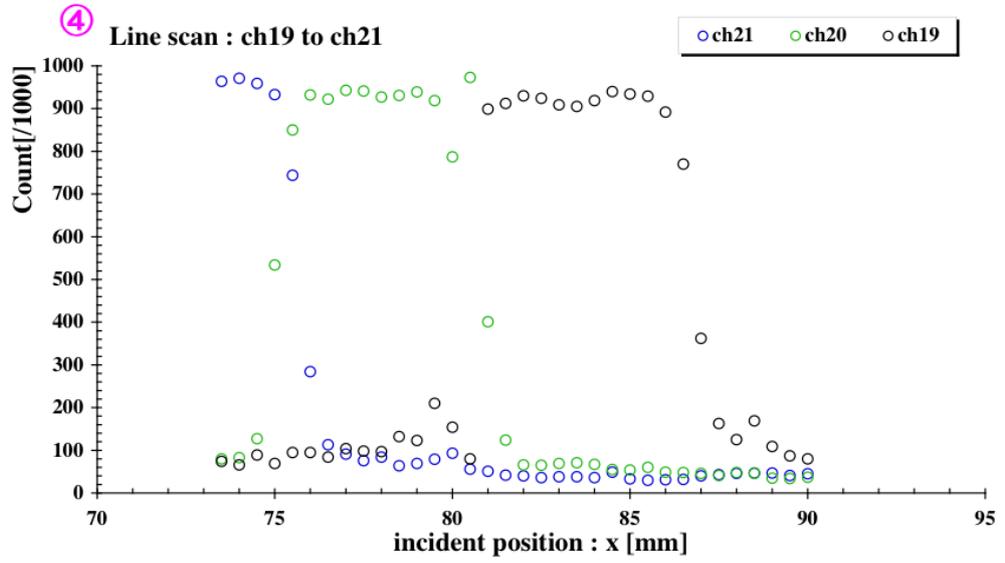


図 6.24 Line scan : ch19 to ch21

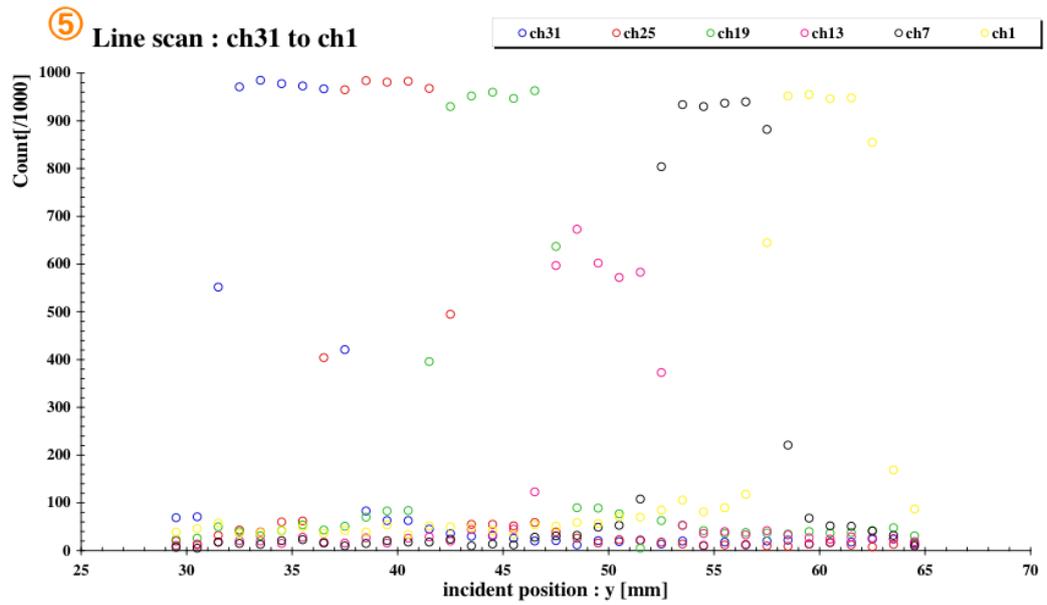


図 6.25 Line scan : ch31 to ch1

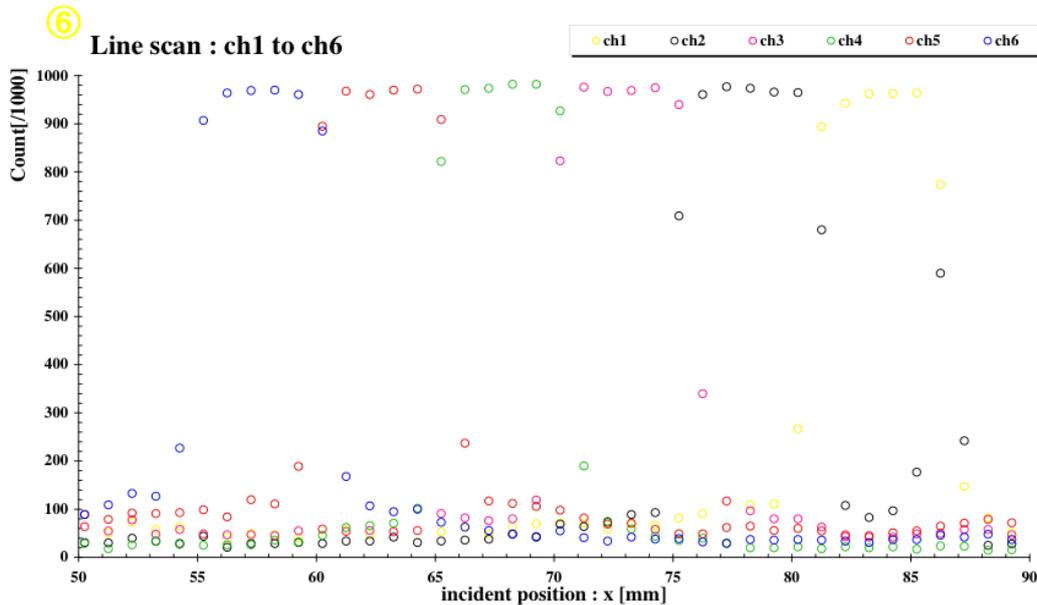


図 6.26 Line scan : ch1 to ch6

### 6.3.3 scan 測定により得られる情報と疑問点

いずれの測定も threshold は 1[p.e] 以下に設定してあるので、カウントが増加している点は、読み出しているチャンネルに光電子が入射したということである（雑音を拾うこともある為、離れた場所に入射した場合にもカウント数は 0 とはならない）。これらの結果から、チャンネルの中心や幅などを決定するのを以下のように行った。

ポアソン分布<sup>\*1</sup>より、平均 3[p.e] 入射の時、得られる信号が 1[p.e] 以上の信号である確率  $P^3$  は

$$P^3 = 1 - \frac{e^{-3}3^0}{0!} \sim 0.95 \quad (6.1)$$

である。また、平均 1[p.e] 入射の時、得られる信号が 1[p.e] 以上の信号である確率  $P^1$  は

$$P^1 = 1 - \frac{e^{-1}1^0}{0!} \sim 0.63 \quad (6.2)$$

である。このことを踏まえて得られた結果を見ていく。

いずれの結果（図 6.20～6.26）を見ても、カウント数の最大値は 950 程度であることから、今回の測定では平均 3[p.e] が入射されていたことがわかる。また、チャンネルの境目付近に光を入射した場合、2 つのチャンネルに光が分散されると考えられるが、それでも平均 1[p.e] の入射があればカウント数にして約 630 以上得られるはずである。そこで、チャンネルの中心や幅を決定する際には、カウント数 > 630 の範囲を基準とした。

<sup>\*1</sup> 単位時間中に平均  $\lambda$  回発生する事象がちょうど  $k$  回発生する確率はポアソン分布  $P = \frac{e^{-\lambda}\lambda^k}{k!}$  で表される。

### 側管に面したチャンネルについて

チャンネルの中心や幅から HAPD の位置分解能等を議論する前に、HAPD の側管に面したチャンネルについて議論する。

図 6.21 を見ると、ch33 から ch15 までは 1ch 毎にほぼ同じ幅でそれぞれのカウント数が増加している範囲があり、光を入射したチャンネルのみが反応していることが分かる。しかし、ch9 においては他と比べて約 2 チャンネル分の幅を持っていて、ch3 ではほとんど反応していない。つまり、HAPD の入射面には ch3 に対応する位置に光を入射したのにも関わらず、ch3 ではなく内側の ch9 に信号として読み出されているのである。これは、図 4.31 に示したような管内電場であることが推測される結果である。それは、 $H.V=-4.5[kV]$  とした測定結果 (図 6.22) から考えられる。

しかし、ch21–ch19 の結果は少し様子が異なる。Line scan : ch21 to ch19 の測定結果 (図 6.23) では、図 6.21 と同様に側管に面したチャンネルである ch19 は反応しておらず、その内側の ch20 が約 2 チャンネル分の幅を持っている。しかし、 $H.V=-4.5[kV]$  とした測定結果 (図 6.24) では ch19 が反応しており、ch20 はその範囲では反応していない。

さらに、側面に面したチャンネルを scan した結果 (図 6.25、6.26) を見ると、ch13 でカウント数が少ないものの、その他のチャンネルについてはほぼ同じ幅を持ってカウント数が増加している。つまり、側面に面したチャンネルへの光の入射に対して、入射したチャンネルから信号が読み出されているのである。しかし、この測定結果は  $H.V=-4.5[kV]$  の結果であるが、ch3 に関しては、ch3 に反応がなかった図 6.22 の測定結果と矛盾している。

以上のことから、側管に面したチャンネルの特性に関して結論を出すことはできないが、 $H.V$  の値によって特性が変わるのではないかと推測できる。そのため、Line scan : ch31 to ch1 と Line scan : ch1 to ch6 に関しては、 $H.V=-8.5[kV]$  の時の測定もしたいところだが、今回の set-up では LED の先端 (実際には LED に光ファイバーが付けられている) が HAPD の入射面にかなり近い ( $\sim 2mm$ ) ため、Line scan : ch31 to ch1 の測定をはじめ前に放電が起こってしまい、 $-8.5[kV]$  までかけられなくなってしまった。そのため、今回は側管に面したチャンネルでは、 $H.V=-8.5[kV]$  の時の測定ができていない。

放電を防ぐには、LED の光を光学系を用いて集光させたり、光源をなるべく入射面に近づけない ( $\sim 10mm$  以上) ようにした上で入射スポット径も小さくするなどの実験上の工夫が必要であると思われる。

### 位置分解能について

上で述べたように、側管に面したチャンネルにおいての特性は結論づけられていないが、その他のチャンネルの scan 測定の結果から、HAPD の位置分解能について解析しておく。

図 6.20 と図 6.22 の ch33 ~ ch15 に関しては、光を入射したチャンネルに対して正しく

図 6.27 チャンネルの幅及び中心間距離

| Process                  | Ch          | Count > 630の範囲[mm] | Width[mm] | Center[mm] | Center to Center[mm] |
|--------------------------|-------------|--------------------|-----------|------------|----------------------|
| x-scan                   | 15          | 71~76              | 5.0       | 73.5       |                      |
| y-scan                   | 15          | 47.5~53            | 5.5       | 50.25      |                      |
| Line scan<br>ch33 to ch3 | 33          | 31.5~37            | 5.5       | 34.25      | 5.25                 |
|                          | 27          | 37~42              | 5.0       | 39.5       |                      |
|                          | 21          | 42~47              | 5.0       | 44.5       | 5.0                  |
|                          | 15          | 47~53              | 6.0       | 50         | 5.5                  |
| Line scan<br>ch31 to ch1 | 31          | 32.5~36.5          | 4.0       | 34.5       | 5                    |
|                          | 25          | 37.5~41.5          | 4.0       | 39.5       |                      |
|                          | 19          | 42.5~47.5          | 5.0       | 45         | 5.5                  |
|                          | 13          |                    |           |            |                      |
|                          | 7           | 52.5~57.5          | 5.0       | 55         | 5                    |
| Line scan<br>ch1 to ch6  | 1           | 57.5~62.5          | 5.0       | 60         |                      |
|                          | 1           | 81.25~86.25        | 5         | 83.75      | 5.5                  |
|                          | 2           | 75.25~81.25        | 6         | 78.25      |                      |
|                          | 3           | 70.25~75.25        | 5         | 72.75      | 5                    |
|                          | 4           | 65.25~70.25        | 5         | 67.75      | 5                    |
|                          | 5           | 60.25~65.25        | 5         | 62.75      | 5                    |
| 6                        | 55.25~60.25 | 5                  | 57.75     | 5          |                      |

信号が読み出されていると思われ、また図 6.25、6.26 に関しても、ch13 以外は正しく読み出されているとして、これらの測定結果からチャンネルの幅や中心位置間の距離などを求めた。それらをまとめたものが図 6.27 である。

まず、scan-step の関係から、x-scan,y-scan,ch33 to ch3 の結果については誤差  $\pm 0.5$ [mm]、ch31 to ch1 と ch1 to ch6 の結果については誤差  $\pm 1$ [mm] を含むことを断っておく。それらを踏まえると、どのチャンネルにおいても 1ch の幅は約 5[mm]、チャンネルの中心間距離は約 5[mm] となっている。つまり、位置分解能としては 5[mm] 程度が確保できているという結果が得られた。しかし、実際はチャンネル間には不感領域がある（約 0.5[mm] 程度）が、今回の測定では LED 光のスポット径のため結果には現れておらず、さらなる精密な測定が必要であると思われる。

#### 6.3.4 scan 測定まとめ

光源を走査しながら、ASIC により HAPD の chipD の全チャンネルを読み出すことで、側管に面したチャンネルの特性や位置分解能を調べてきたが、位置分解能については A-RICH 検出器が要求する 5[mm] という値を概ね満足する結果が得られた。しかし、側管に面したチャンネルの特性については十分な結論を出すことができなかった。これについては、測定 set-up の改良を含め、より詳細な検証が必要である。

## 6.4 現状の性能と A-RICH 検出器への可能性

今回 ASIC で HAPD の信号を読み出した結果より、1[p.e] 入射の信号を読み出すことが十分可能であることが示された。これは初めての成果であり、A-RICH 検出器実現に向けて、非常に大きな意味を持つ。LED を光源とした結果ではあるが、A-RICH 検出器の読み出し系の性能としては実用化が十分考えられるだろう。

しかし、ASIC の threshold によるデータ読み出しの効率の向上や、雑音を拾うことによる偽信号の低減といった改善が、粒子識別の効率を上げるという観点から必要となってくる。

## 第 7 章

# まとめと今後の課題

前章までに、Belle 検出器の endcap 部の ACC のアップグレードとしての A-RICH 検出器に向けて、光検出器である HAPD と、その読み出し回路である ASIC について述べてきた。この章では、それらの性能評価のまとめを述べるとともに、今後 A-RICH 検出器を導入するにあたり、HAPD と ASIC に対して課題となってくる点も述べる。

### 7.1 HAPD と ASIC の性能評価のまとめ

#### 7.1.1 HAPD

今回性能評価した 144ch の読み出しを持つ HAPD は、Clear Pulse の pre-Amp と shaping Amp による読み出しで、APD が安定して動作し、1 光電子の観測が可能であることが確かめられた。また、Low gain type、High gain type それぞれの total gain , noise level , S/N 比は表 7.1 のようであった。

表 7.1 HAPD の性能評価のまとめ

| 項目            | Low gain type (chipA) | High gain type (chipD) |
|---------------|-----------------------|------------------------|
| total gain 平均 | 6,950                 | 68,640                 |
| noise 平均      | 1,310[e]              | 5,010[e]               |
| S/N 平均        | 5.3                   | 14.0                   |

しかし、High gain type において、側管に面したチャンネルの特性が未だ結論づけられていない。

#### 7.1.2 ASIC

本稿では、HAPD の読み出し用回路として開発している ASIC の 4th version(S04) を性能評価した。基本的な信号処理については、我々が設計した通りに行われていた。また、HAPD の信号を読み出し処理する際に重要となってくる雑音レベルや S/N 比については

表 7.2 のようであった。

表 7.2 検出器容量 82[pF] における各チップの ch0 と noise level と S/N 比 (input=15,000[e])

|        | noise level       | S/N 比         |
|--------|-------------------|---------------|
| chip9  | $1,870 \pm 80[e]$ | $8.0 \pm 0.3$ |
| chip12 | $2,738 \pm 90[e]$ | $5.5 \pm 0.2$ |

noise level については、設計上よりやや多いが、測定 set-up による外的影響が多いと思われる。

### 7.1.3 HAPD + ASIC

今回初めて 144ch HAPD(High gain type) と ASIC(S04) を接続し、動作試験を行った。それにより ASIC のモニター信号で 1 光電子による信号が確認でき、ビット化されたデータの読み出しにおいても入射位置情報を持って読み出せた。これは A-RICH 検出器の導入に向けて非常に大きな成果である。

ASIC による HAPD の性能評価 (側管に面したチャンネルの特性) については、今回得られた結果から結論を出すことはできないが、ASIC によって HAPD の性能評価をする土台を築けたことは、今後にとって大きな意味があるだろう。

## 7.2 今後の課題と展望

ASIC によって HAPD からの 1 光電子信号を読み出せたことにより、A-RICH 検出器の読み出し系としてのプロトタイプが出来上がったと言ってもいいだろう。しかし、雑音レベル等は信号読み出しの効率の観点から見てもまだまだ改良の余地がある。また、HAPD については側管に面したチャンネルの特性をさらに詳細に調べる必要がある。

これまで (本稿の測定以前) は HAPD と ASIC は、単独での動作も不安定であったため、主に平行して評価されてきたが、これからは A-RICH 検出器に向けて、全体的な測定を積極的に行っていくべきである。

以下に、今後行うべき項目をいくつか挙げておく。

- ASIC による読み出しにおける DAQ システム
- HAPD の時間分解能
- HAPD の側面チャンネルの特性
- 磁場中における HAPD の特性

また、2008 年 3 月には開発中の A-RICH 検出器の性能評価のためのビームテストが予定されている。このビームテストにおける大きな目標は ASIC を読み出し回路とした HAPD でチェレンコフリングを観測することである。

# 謝辞

本研究を行うにあたり、様々な方に御協力、御指導を承りましたので、この場を借りて感謝の念を申し上げたいと思います。

私の指導教官である東京理科大学の千葉順成教授には、Belle 実験に参加する機会を与えてくださり、また実験での疑問点などについても御指導いただき深く感謝しています。

また、Belle 実験の共同研究者である高エネルギー加速器研究機構 (KEK) の足立一郎助教授、西田昌平助手には、実験に際して多くの御指導をしていただき大変感謝しています。特に、西田昌平助手には私が Belle 実験に参加し何も分からない頃から装置、測定方法等を含め多くの御指導をいただきお世話になりました。宇宙航空研究開発機構の池田博一氏には、ASIC について大変多くの助言をいただき感謝しております。浜松ホトニクス社の深澤宏仁氏には、HAPD について多くの助言をいただき感謝しております。

それに加え、KEK での実験では同じ実験室で苦楽をともにした首都大学東京の西澤勲氏、去年度千葉大学を卒業された倉谷厚氏にも感謝しております。さらに、東京理科大学千葉研究室の仲間には研究のみならず、学生生活においてもお世話になり感謝しております。

最後に、私を修士課程に進学させてくださり、学部時代も含め 6 年間にわたり生活を支えてくれ、かけがえのない時間を与えてくれた家族の皆様に感謝の念を表して謝辞と致します。

## 参考文献

- [1]H.Ikeda , Electronics for Particle Measurement , KEK Report 2002-8
- [2] 関貴之 東京都立大学 修士論文 (2004)
- [3] 小酒井良延 名古屋大学 修士論文 (2005)
- [4] 山本俊吾 東京都立大学 修士論文 (2005)
- [5] 福嶋知一 千葉大学 修士論文 (2006)
- [6] 中川尊 東京都立大学 修士論文 (2006)