Development of tracking detectors for J-PARC E16 experiment

J-PARC E16 実験のための飛跡検出器の開発

中井 恒

東京大学大学院理学系研究科物理学専攻学際理学

修士論文

2013年2月

概要

ハドロンの質量の起源は、カイラル対称性の自発的破れだと考えられている。有限温度、もしくは有限密度下でカイラル対称性は部分的に回復し、その効果はベクトル中間子の質量分布が原子核密度中で変化として観測されると理論的に示唆されている。

J-PARC において,原子核中でのベクトル中間子の質量分布を測定する,E16 実験とい う実験を計画し,準備を進めている.J-PARC E16 実験では,原子核標的にエネルギー 30 GeV の陽子ビームを入射させ,ベクトル中間子である φ 中間子を生成させ,その崩壊 からくる電子と陽電子を同定し,運動量を測定することで不変質量分布を測定する.運動 量の測定は,磁場中での飛跡の検出によって行い,電子と陽電子の同定には,ガスチェレ ンコフ型の検出器と,鉛ガラス電磁カロリメーターの組み合わせによってなされる.

 ϕ 中間子の質量分布の真空中からの変化を評価するために,先行実験である KEK E325 実験の 100 倍の統計量と,倍の向上である 5 MeV/ c^2 の質量分解能をもった精密な質量 スペクトルを得ることを目標としている.統計増やすことは以下のようにして可能とな る.まず,E325 の場合と比較して 10 倍の高輝度のビーム (10¹⁰ /spill) を使用する.ア クセプタンスを E325 のときの 5 倍に増やし,さらにビームのエネルギーが上がることで 散乱断面積が 2 倍に増加する ことから,合計 100 倍の統計量が得られる.

この磁場中での飛跡検出器として,Gas Electron Multiplier (GEM)を用いた検出器 を採用し,開発を行なった.ビームが大強度となるため,飛跡検出器として5 kHz/mm² という高い計数率耐性が要求され,また,質量分解能で5 MeV/ c^2 という値を達成するた めに,1 層あたり 0.3% 程度の検出器の物質量で,位置分解能 100 μ m という性能が要求 されている.また,最低 0.2 GeV/c の運動量の電子を捉えるために,0 度から 30 度の入 射角アクセプタンスが要求されている.

これまでの E16 実験のための GEM 飛跡検出器開発の先行研究では,100 µm 程度の位 置分解能を得るためには,入射角 30 度の斜め入射において,ストリップ毎の電荷の情報 だけでなく,電荷の到着時間の情報が必要となる事が分かった.また,到着時間の補正の ためにフロントエンド回路から出力される波高の情報を得ること,高計数率環境での波形 のパイルアップへの波形解析による対処が可能となることを意識して,フロントエンド回 路からの出力を FADC によってデータ取得することを決定した.

これまでは、検出器そのものの開発に主眼が置かれ、フロントエンド回路として 1 µs の時定数をもつ preamp でテストを行なってきた。先行研究におけるテスト実験では、0 度入射で 77 µm,15 度入射で 106 µm,30 度入射で 127 µm の位置分解能が得られてい るが、テストに使用したフロントエンド回路は、E16 実験の要求である高計数率耐性を満 たさないものであり、検出器開発の次の段階へ進むためには、本実験の要請を満足させる ようなフロントエンド回路の開発が必須となる。この点が、本論文で解決すべき最大の問 題点であり,最終的に本実験で使用可能なフロントエンド回路を決定することが出来た. 本研究では,検出器のフロントエンド回路として,汎用オペアンプとディスクリート素 子を使用した回路,KEK の Open-It 講習会で製作した ASIC を開発してテストをした. また,本実験用の読み出し回路の候補として考えている CMS 実験でシリコントラッカー 用に開発された APV25s1 という ASIC についても検出器に接続しテストを行った.

以下にそれぞれのフロントエンド回路について,開発目的,テスト結果についてまと める.

• ディスクリート素子回路

本実験を見越した,短い時定数を持ったフロントエンド回路で検出器のテストを行 うための回路である.簡単に製作できる汎用のオペアンプとディスクリート素子 を使用して作製した回路で,テスト実験で使用出来る回路となっている.波形整 形増幅回路の時定数は 80 ns,等価雑音電子数は検出器の寄生容量を考慮した上で 10000 程度のものを作製した.ビームテストの結果,GEM の Gain が 4.0×10^4 倍程度で,0度入射で 58 μ m, 15 度入射で 88 μ m, 30 度入射で 127 μ m という位 置分解能を得た.

• Open-It ASIC

本実験ではチャンネル数が非常に多く、スペクトロメーター内にもフロントエンド 回路を置ける空間は限られているので、高集積度の ASIC を使用する以外に解決す る手は存在しない. GEM 用 ASIC プロトタイプとして、この回路を作製した. 開 発を進めれば本実験でも使用可能となる他、J-PARC におけるビームライントラッ カーとしての GEM 飛跡検出器のフロントエンド回路としての用途も期待されてい る. 波形整形増幅回路の時定数 160 ns、等価雑音電子数はディスクリート素子回 路と同じ条件で 4000 程度を達成している. 時定数の最適化、多チャンネル化等、 GEM 検出器用 ASIC としては、まだ開発要素が残っている.

• APV25s1

本実験用の ASIC の候補として考えている ASIC である.元々は CMS 実験のシ リコン検出器用の ASIC で,放電保護回路兼ピッチアダプタとなる回路基板を 作製しテストを行った.この ASIC はチップ内に preamp, shaper だけでなく, multiplexer も備えており,フロントエンド回路から AD 変換モジュールまでの ケーブルを減らすことが出来,スペクトロメーター内の物質量を極限まで減らし たいという本実験の実情にも即している.ビームテストの結果,GEM の Gain が 1.6×10^4 倍程度で検出器としての性能が最も良くなり,0度入射で 47 μ m, 15 度 入射で 66 μ m, 30 度入射で 85 μ m という位置分解能を得た.また,APV25s1 に ついては,本実験における基礎データとして Gain 依存性,要求性能を満たす範囲

ii

でレート耐性をどこまで高めるため事ができるかどうかを調べるために、検出器の 構成を変えてテストを行った.結果として、Gain は 6000 倍以上が必要であると 結論付けることが出来た.最適な検出器構成については、今回得られて結果を元に これから詳細な議論を経て決定していく必要がある.

本研究の結果, APV25s1 というチップを用いて,本実験で使用するフロントエンド回路を製作することが出来た,この回路による読み出しで,垂直入射から入射角度 30 度の斜め入射において位置分解能 100 µm 以下,検出効率 93% 以上という本実験の要求性能を満たす結果が得られた.

目次

第 1章	導入	1
1.1	物理学的背景	1
1.2	J-PARC E16 実験	1
第 2章	GEM 飛跡検出器	6
2.1	動作原理	6
2.2	GEM 飛跡検出器の構成	8
2.3	読み出し電極の構成	8
2.4	フロントエンド回路	10
第 3章	ビームテスト	22
3.1	K1.1BR ビームライン	22
3.2	検出器	22
3.3	データセット	30
3.4	GEM Tracker の解析方法	32
3.5	結果	42
第 4章	結論と今後の展望	49
4.1	結論	49
4.2	今後の展望	50
参考文献		52
謝辞		53

第1章

導入

1.1 **物理学的**背景

現在,ハドロンの質量の起源は「カイラル対称性の自発的破れ」であると考えられている. [1,2] さらに,この対称性の破れは高温/高密度下で部分的に回復することが理論的に示唆されていて,高温/高密度環境で,例えば質量や崩壊幅といったハドロンの性質が変化すると期待されている. [3]

これまで、この問題に対して様々な実験的アプローチが行われている。例えば、π中間 子を原子核に束縛させ、π中間子原子を生成する方法や、原子核中でベクトル中間子を生 成させ、その崩壊生成物から質量を測定する方法があげられる。π中間子原子の分光実験 では、有限密度下でカイラル対称性が部分的に回復していることを示唆する結果が得られ ている。後者の直接、原子核内での中間子の質量分布の測定では、質量分布の変化は様々 な実験で確認できているが、変化の詳細については未だ一致していない。[4]

1.2 J-PARC E16 実験

以上のような背景を踏まえ,J-PARC にて E16 実験という実験を計画し推進している. [5] E16 実験は ϕ 中間子の原子核中での質量スペクトルを電子陽電子崩壊チャンネルを用いて測定する.標的に陽子ビームを入射し,原子核中で ϕ 中間子を生成し,その崩壊による e^+ と e^- を同定して運動量を測定し,不変質量を組む.ベクトル中間子 として ϕ 中間子を用いる理由は,近くに他の共鳴状態が存在しないため,質量分布の変化が明確であるからであり,電子陽電子への崩壊チャンネルを用いる理由は,分岐比こそ小さいが,レプトン対であるため核子との終状態相互作用 が小さいという点で優れているからである.

先行実験として KEK PS で行われた E325 実験というものが存在する. [6] KEK E325 実験では、 ϕ 中間子の質量分布が原子核内で変化していることを示唆する結果が得られて

いる [7] が、この変化をカイラル対称性と結びつけて詳細には議論できていない.



図 1.1 KEK E325 実験の結果. ベクトル中間子の不変質量分布, Cu 標的, $\beta\gamma < 1.25$ の遅い ϕ 中間子のデータでメインピークの左側に excess が見えている. 参考文献 [5] より引用

J-PARC E16 実験は統計量という点で,KEK E325 実験に比べて 100 倍,質量分解能 では,倍の向上である 5 MeV/ c^2 を目指している。100 倍の統計量は以下の様に達成する 予定である。まず,J-PARC の大強度陽子シンクロトロンを使い,ビーム強度を 10 倍の 10^{10} /spill に上げる。次に,大立体角の新スペクトロメーターを開発し,アクセプタンス を E325 の 5 倍まで向上させる。さらに,ビームのエネルギーが 12 GeV から 30 GeV に 上がったことで, ϕ 中間子の生成断面積が 2 倍になり,合計で 100 倍の統計量となる。

J-PARC E16 実験での標的の種類は, E325 実験でデータ取得した C, Cu 標的に加え, CH₂, Pb 標的を予定している. CH₂ 標的のスペクトルから, C 標的のスペクトルを引く

ことで,陽子標的のデータを得ることが可能になる.陽子標的データによって,他の原子 核標的のスペクトルから,原子核内で崩壊した φ 中間子の質量分布を見積もることが可能 となる.さらに,Pb 標的というより大きな原子核のスペクトルを得ることで,原子核サ イズの系統的な議論も出来るようになる.CH₂,Pb 標的いずれも,統計量の制限のため KEK E325 実験ではデータが取得されていなかったが,J-PARC の大強度陽子ビームに よって初めて実現可能となった.



図 1.2 J-PARC E16 実験で期待される質量スペクトル

1.2.1 スペクトロメーター

E16 実験の遂行のためには、大アクセプタンスで、高計数率耐性を持ち、高分解能な新 スペクトロメーターの開発が必要不可欠である。このスペクトロメーターの概略図を図 1.3 に示す。



(b) スペクトロメーター平面図 (ビームを通る水平面での断面)

図 1.3 J-PARC E16 実験のスペクトロメーター

スペクトロメーターを構成する主な検出器について説明をする.

まず,スペクトロメーター最内層に飛跡検出器を3層,標的を囲うように配置する.こ の飛跡検出器で磁場中を運動する電子陽電子の飛跡を捉え,運動量を再構成する.検出器 の大きさは内側から100 mm 角,200 mm 角,300 mm 角の正方形で,それぞれ標的か ら200 mm,400 mm,600 mm のところに置かれる.この小,中,大の検出器の組み合 わせを1セグメントとして,図1.3 (b)のように標的周りに放射状に26 セグメント配置 するデザインになっている.

飛跡検出器の外側にアクセプタンスを覆うように Hadron Blind Detector (HBD) [10] と呼ばれるガスチェレンコフ検出器を,最外層に鉛ガラス電磁カロリメーターを配置す る. この2種類の検出器によって電子陽電子の同定が可能になる.

本研究のテーマは、この最内層飛跡検出器の開発および性能評価である。本論文ではこ の検出器について詳細に議論していく.

1.2.2 飛跡検出器の要求性能

質量分解能 5 MeV/c² のためには,標的周囲の飛跡検出器の位置分解能を高める必要がある.さらに,大強度ビームにより検出器は高計数率環境下でのオペレーションが必要となる.

質量分解能 5 MeV/ c^2 を実現するためには、飛跡検出器の性能として 100 μ m の位置分解能が要求される。また、最小で 0.2 GeV/c までの運動量の電子を捉えるために、飛跡

検出器への入射角度として 0°から 30°までを想定している.

計数率耐性は, KEK E325 実験の経験から,要求性能は最大 5 kHz/mm² となる. この値に対応するのは Drift Chamber (DC) や Multi Wire Proportional Chamber (MWPC) で実現するのは厳しい.そこで,我々はこの高計数率耐性飛跡検出器として, Gas Electron Multiplier (GEM) [8] を用いた飛跡検出器を採用した.GEM は高いレー ト耐性を持ち,25 kHz/mm² まで Gain が一定で動作することが報告されている.[9] そ のため,我々の実験にも適した検出器であると言える.

第2章

GEM 飛跡検出器

原子核素粒子物理学実験では、長年、荷電粒子の飛跡の検出にガス検出器を多用してきた。ガス中を荷電粒子が通過すると、ガス分子を電離させ、電離電子が生成される。この 電子を増幅ガス中で強い電場によって増幅し、信号として読みだす。増幅段として、我々 は高計数率耐性を期待して Gas Electron Multiplier を採用し、開発を行ってきた。

2.1 動作原理

2.1.1 Gas Electron Multiplier (GEM)

Gas Electron Multiplier (GEM) とは,近年,F. Sauli によって CERN で開発された [8] Micro Pattern Gas Detector (MPGD) の一種で,薄い絶縁体の両面に金属が蒸着さ れたフォイルに,無数の細かい孔を開けたものである.

我々の使用している GEM では、絶縁体としてポリイミドが、金属として銅が使用されている. ポリイミドの厚さは 50 μ m、銅の厚さは 4 μ m である。ケミカルエッチングによる製法のため、孔の形状は、double conical 状になっており、孔の直径は、銅の部分で 60 μ m 程度、ポリイミドの最も狭いところで 40 μ m 程度、孔の並ぶパターンは一辺が 140 μ m の三角格子になっている.(図 2.1 に示す。)

この GEM フォイルの両面に増幅ガス中で約 400 V の電圧を印加することで,孔の中 に強電場が形成され,電子の増幅が起こるようになる.



図 2.1 GEM フォイル.参考文献 [11] より引用

2枚,もしくは3枚縦に重ねて使用するのが一般的で,典型的には約10⁴のGainが得られる.1枚目のGEMとDrift cathodeの間をDrift gapと呼び,ここで電離された電子がDrift field (ドリフト電場)によって,GEMへと導かれ,増幅がされる。増幅された電子は最終段に設置された電極で信号となってフロントエンド回路 (Readout Electronics) へ入力される.



図 2.2 一般的な GEM Tracker

2.2 GEM 飛跡検出器の構成

我々の GEM Tracker も図 2.2 と同様, Drift cathode, Triple GEM, Readout 電極 からなっていて, Transfer gap, Induction gap の大きさは 2 mm, Drift gap の大きさ は 6 mm もしくは 3 mm である. Readout 電極については次節で述べる. 増幅ガスは Ar-CO₂ (70:30) 混合ガスを用いる. 電圧の構成は, すべての GEM に同電圧 V_{GEM} をか けるようになっており, さらに, Drift cathode と 1 枚目の GEM の表面の間は自由に電 位差を変化させられるようになっている. この電位差を Drift gap の大きさで割った値を Drift field (ドリフト電場) と呼び, 600 V/cm から 1200 V/cm でオペレーションした.

2.3 読み出し電極の構成

読み出し電極はストリップ形状の電極である.電離電子を2次元方向で位置決定する ため, x ストリップと y ストリップと呼んでいる2種類のストリップが Readout 表面と Readout 裏面にそれぞれ存在し, x と y ストリップが直交するように配置されている.後 述の BVH タイプと呼ばれるストリップ電極を採用し,本実験でも使用する予定であるが, 比較のため, Double side タイプと呼ばれるストリップ電極に対してもテストを行った. ■Blind Via Hole (BVH) タイプ

図 2.3 Blind Via Hole (BVH) タイプの Readout の表面拡大写真

図 2.3 がこの BVH タイプの Readout 電極を表側(つまり,GEM が配置されている 側)から撮影された写真である。やや分かりづらいが,この写真の白い部分が電極で,黄 色い部分がこの基板を形成する絶縁物であるカプトンである。写真の左端から右端まで切 れ目なく伸びている電極と,右側三分の一付近で途切れている電極が確認できる。この切 れ目なく伸びている電極が x 方向のストリップ(以下,xストリップと呼ぶ)である。こ のストリップは Readout 基板の端から端まで伸びており,ストリップピッチは,350 µm となっている。

途中で途切れている電極は y 方向の信号用の島状の電極で,この途切れは 1400 μ m 毎 に存在する.写真の左端付近に黄色部分に僅かに透けて見えるものが,裏面に配置された y 方向をつなぐ配線パターンである.このパターンは,Readout 基板の裏側に写真では縦 方向に伸びている.y 方向配線パターンと,y 方向用の"島"とが交差する領域に,写真で は確認出来ないが,Blind Via Hole (BVH)と呼ばれる構造が存在し,カプトン基板を貫 通して両者を接合させている.(これを便宜上 y ストリップと呼ぶ)y 方向配線パターン のピッチ幅は 1400 μ m となっており,パターン1本あたりの表側に出ている電極の面積 は,x ストリップの約4倍となっている.この島状の電極に誘起される電荷は接続されて いるy 方向パターンで信号として読み出される. このタイプの電極の利点としてあげられることは、y方向にも大きな信号を確保できる という点である.表側の2種類の電極は geometrical に同じ高さに位置しているので、電 気力線がより平行平板のものに近い形となっており、電荷(電流)信号の時間的な構造も $x \ge y$ で同様となることが期待される.

■Double Side **タイプ** Double Side タイプの Readout のストリップ電極はその名の通 り, Readout 基板の両側に存在する. ここで言う Double Side タイプの Readout とは, 両側の電極が完全に絶縁されており,裏側の電極が表側に伸びているような構造がないも のを指す.今回テストしたものは,ストリップピッチは x 側が 350 μ m, y 側も x ストリッ プ同様, 350 μ m となっている.y ストリップ電極は x ストリップ電極より geometrical に GEM から遠く,更にカプトンの比誘電率の高さも相まって,電気的に遠いため,電荷 の移動による誘起効果も小さくなる.さらに,y ストリップの電極は GEM 側から絶縁 されているので,真の電荷が信号として入力されることはない.実際,y ストリップへの 信号は x ストリップに対して,10 分の1 程度に小さく,出力される信号波形にも大きな オーバーシュートが確認されている.

2.4 **フロントエンド回路**

フロントエンド回路として,ストリップ電極の電荷信号を増幅するためのアナログ回路 を E16 スペクトロメーター内部に設置する.アナログ回路の種別としては,オーソドッ クスなタイプの電荷有感型 preamp と shaper から構成されるアナログ増幅回路を使用す る.入力である検出器からくる電流信号(時間方向に積分を実行すると電荷になる)を電 圧波形に変換するような回路となっている.

この回路の Impulse 入力(δ関数入力)に対する応答関数(出力波形)は,

$$G(t,t') = g\frac{(t-t')}{\tau} \exp\left[\frac{t-t'}{\tau}\right] H(t-t')$$
(2.1)

となる. 詳細については後述するが, g は回路の Gain, τ は shaper の peaking time (時 定数), H(t) はステップ関数 (ヘヴィサイド関数) である.

本研究で使用した3種類のフロントエンド回路のアナログ部分は, Gain, peaking time は異なるが,全てこのタイプの回路となっている.

本実験からの要求としては、高計数率耐性を持つこと、Tracker の高位置分解能に貢献 することの2つがある.すなわち、時定数を短くし出力パルスの幅を小さくすることと、 高い信号対雑音比を達成することである.具体的な数値としては、最内層の10 cm 角の Tracker において計数率5 kHz/mm² が想定されている.垂直入射において、信号が約5 本のストリップに分配されることを考慮すると、入射粒子に対してストリップ1本に信号 が生じる範囲は 1.4 mm × 100 mm = 140 mm² となる. これらから, 1 チャンネルあた り最大 700 kHz と見積もることが出来る. S/N 比としては, 具体的な要求性能を見積も るのは困難である. GEM の Gain が一定であるという条件では斜め 30 度入射が 1 チャ ンネルあたりの信号が最も小さくなるはずであるので, 斜め 30 度入射, GEM の Gain が 10⁴ 倍の時の信号 (平均 0.01 pC と見積もれる)をSとして S/N を定義し, 評価パラ メーターとした.

2.4.1 discrete 素子による回路

市販のオペアンプと抵抗,コンデンサ等のディスクリートな素子を使ったフロントエン ド回路を設計し,製作を行った.本実験用のフロントエンド回路としては,集積度の都合 上,Aspect Specified Integrated Circuit (ASIC)の使う予定ではあるが,フロントエン ド回路の S/N,時定数と検出器の性能との関係を明らかにするためにテスト実験用の回路 として作製した.今まで長い時定数の回路でしかテスト実験を行って来なかったが,短い 時定数の回路をしようすることで,検出器自体の特性,すなわち検出器の出力信号の空間 的な特性だけでなく,時間方向の特性も明らかにできると期待される.

回路図を図 2.4 に示す。回路設計は、参考文献 [12, 13] を参考にして行った。



図 2.4 回路図

オペアンプとしては、Analog Devices 社の AD8058 と差動アンプである AD8132 を採 用した. 両方共、スルーレートは 1000 V/ μ s を超えていて、10 ns のオーダーの信号を考 える上では十分な性能を有している. 図 2.4 の中間辺りから右側、0.1 μ F のコンデンサ より下流は、AD8132 を用いた single-end to differential-end の変換回路であり、この部 分の回路定数は最終的な S/N には大きく影響しないことが分かっている.

図 2.4 の C_1 , C_2 , C_5 , R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 は以下の様に決めた.

まず、電荷積分型 preamp と PZC 回路が Pole Zero Cancel する条件,

$$C_1 R_1 = C_2 R_2 \equiv \tau_{\text{preamp}} \tag{2.2}$$

が必要である.次に、シェーパーで波形を短くするために、臨界減衰条件

$$C_2(R_2 \parallel R_3) = C_5 R_5 \equiv \tau_{\text{shaper}}$$
 (2.3)

を加える. τ_{preamp} と τ_{shaper} は左辺で定義し、それぞれ、preamp の時定数 (積分時間)、 shaper の時定数 (peaking time) を表す. 定義より、 $\tau_{\text{preamp}} > \tau_{\text{shaper}}$ となる.

以上の2つの条件を課すと、回路の応答関数をラプラス変換したものは、

$$T(s) = \frac{1}{C_1} \frac{R_5}{R_4} \frac{\tau_{\text{shaper}}}{(1 + s\tau_{\text{shaper}})^2}$$
(2.4)

となる.オペアンプは理想オペアンプであると仮定した.

入力の電流信号を I(t) とし、このラプラス変換を $\tilde{I}(s)$ とすると、出力波形 V(t) は、

$$V(t) = \mathcal{L}^{-1}\left[\tilde{I}(s)T(s)\right]$$
(2.5)

で計算できる. \mathcal{L} はラプラス変換, \mathcal{L}^{-1} は逆ラプラス変換を表す.

 $I(t) = \delta(t)$ の時の出力関数は,

$$V(t) = \mathcal{L}^{-1}[T(s)] = \frac{1}{C_1} \frac{R_5}{R_4} \frac{t}{\tau_{\text{shaper}}} \exp\left[-\frac{t}{\tau_{\text{shaper}}}\right] H(t)$$
(2.6)

となる.ここで、H(t) はステップ関数(ヘヴィサイド関数)である.また、G(t,t')を、

$$G(t,t') \equiv \frac{1}{C_1} \frac{R_5}{R_4} \frac{(t-t')}{\tau_{\text{shaper}}} \exp\left[-\frac{(t-t')}{\tau_{\text{shaper}}}\right] H(t-t')$$
(2.7)

と定義する. これは、入力が $I(t) = \delta(t - t')$ のときの出力関数である. この回路の Gain g を、

$$g \equiv \frac{1}{C_1} \frac{R_5}{R_4} \tag{2.8}$$

と定義しておく. これは, Impulse 入力の時の Gain で, 次元は [V/pC] である. ここで は, g = 3 V/pC になるように固定して回路定数の決定をした. この G(t, t') を用いると 出力波形が,

$$V(t) = \int_{-\infty}^{\infty} I(t')G(t,t') \, \mathrm{d}t'$$
 (2.9)

によって計算が可能になる.

これで,信号の波形,Gain については理解が出来る.次に,ノイズの考察であるが, こちらは,ngspice (revision 20)を用いてシミュレーション計算を行なって評価した. ngspice は SPICE3 を元に作成された回路シミュレーターである.AD8058 には,Analog Devices 社から SPICE モデルが提供されているため,SPICE による計算が可能である.

 C_1 , C_2 および C_5 は 1 pF, 100 pF, 1 pF に固定し, ノイズの τ_{preamp} , τ_{shaper} 依存 性を調べた. C_1 , C_2 および C_5 の値は, それぞれ小, 大, 小であればあるほど低ノイズ となる. [12, 13] 実際, シミュレーションでも確認している.

回路定数 8 つのパラメーターの内,式 2.2, 2.3, Gain の固定, C_1 , C_2 , C_5 の固定によ り残る決定すべきパラメーターは 2 つ (τ_{preamp} , τ_{shaper}) である. 図 2.5 (a) が S/N の τ_{preamp} , τ_{shaper} 依存性を表すグラフである。検出器容量 C_D については, 50 pF を仮定 している. 信号 (S) の大きさは前述のとおり, 0.01 pC で, 雑音 (N) に関しては,等価 雑音電子数 (ENC) に素電荷をかけたものである。ENC に関しては,SPICE の計算結果 である出力雑音電圧パワー V_n^2 から,

$$\text{ENC} = \frac{1}{ge} \sqrt{\int_0^\infty V_n^2 \,\mathrm{d}f} \tag{2.10}$$

で計算した. e は素電荷である.



図 2.5 信号対雑音比,シミュレーション結果

図 2.5 (a) の結果から、S/N は preamp の時定数にほとんど依らないことが分かる。実際、出力雑音電圧パワーは適切な近似のもとでは、 τ_{shaper} と R_1 にのみ依存することが知られている。[12, 13] 従って、preamp の時定数に関しては、レート耐性を確保するために τ_{shaper} と同程度に短くしておけば良い。 $\tau_{\text{preamp}} = \tau_{\text{shpaer}}/0.8$ に固定することにした。

図 2.5 (b) は、この条件の下での S/N の τ_{shaper} 依存性である。予想していたとおりだが、 $\tau_{shaper} < 1 \ \mu s$ の領域では、時定数が小さくなると、S/N は悪化する。レート耐性を考え ると、時定数は 50 ns 程度にはしたいところである。テスト用ということで S/N を優先 させ、 $\tau_{shaper} = 80 \text{ ns}$ の回路が 1 ボードに 8 ch のったものを作製した。

最終的に回路定数は、以下の表のようになった.

C_1	C_2	C_5	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5
$1 \mathrm{pF}$	$100 \mathrm{ pF}$	$1 \mathrm{pF}$	100 k Ω	$1 \mathrm{k} \Omega$	$4\mathrm{k}\Omega$	$5~\mathrm{k}\Omega$	$80 \ \mathrm{k}\Omega$



図 2.6 シミュレーション結果

図 2.6 は, この回路のノイズ, 波形のシミュレーションの結果である. (a) がノイズと 検出器容量の関係, (b) が SPICE による出力信号波形の結果を表している.入力信号は, 幅 200 ns の矩形型電流パルスで計算した.

このフロントエンド回路を GEM Trakcer の x ストリップに接続, VME モジュール RPV160 (FADC) でデータ取得し, RMS でノイズを評価した. チャンネルによって異な るが, 4 から 5 mV 程度であった. x ストリップの検出器容量が 20 pF 程度だとすると無 矛盾な結果であると言える.

2.4.2 Open-It ASIC

KEK 測定器開発室の Open-It の ASIC トレーニングコースで, ASIC を作製した.本 実験を見越して, 集積度が高く, 低ノイズ, 低消費電力の回路を目指し, ASIC の試作機 を設計,製作を行った. MPGD 用 ASIC である FE2010 という ASIC をベースに,我々 の実験に適するように preamp の Gain, shaper の時定数を変更した.また,FE2010 は 出力として各チャンネルのディスクリミネーター出力のみが出力されるが,我々の用途で は,アナログ波形出力が必要となる.プロセスは FE2010 と同じく,TSMC 社の CMOS 0.5 µm である.今回は試作機であるため,1チップあたり1チャンネルのみ搭載したも のを作製したが,本実験用にこの ASIC を採用するとしたら,多チャンネル化と全ての チャンネルからアナログ出力が出力されるよう設計し直す必要がある.



図 2.7 回路図

図 2.7 にこの ASIC の回路ブロック図と,仕様を示す.アナログ,デジタル共通部分は preamp, PZC, shaper で構成されており,その後段にアナログ部分の buffer 回路,デジ タル部分の非反転増幅回路, comparator が配置されている. buffer 回路とは Driver 回路 とも呼ばれているもので,信号をケーブルでより遠くまで減衰させずに電送するための駆 動回路である.

Schematic の作成,回路シミュレーション, Layout の作成は Cadence 社製の Virtuoso という統合開発ソフトを使用した.回路シミュレーターとして, HSPICE を選択した.

まず、はじめに初段の電荷積分型 preamp のフィードバック容量を決定した.この容量は前節の通り、小さければ低ノイズとなるが、Dynamic range は狭くなる.この値は、0.3 pCまでの Dynamic range を確保するため、0.4 pFを採用した.今回は、shaper の



時定数は160 ns としたが、これは今後の改善の必要がある.

図 2.8 ASIC シミュレーション結果

図 2.8 が HSPICE によるシミュレーションの結果である. (a) はアナログ出力, デジ タル出力の両方の波形を表示している. (b) はノイズシミュレーションの結果で, 前節同 様, 等価雑音電子数 (ENC) を見積もった.

ENC =
$$\frac{1}{ge} \sqrt{\int_0^\infty V_n^2 \, \mathrm{d}f} = 3800$$
 (2.11)

この値を,前節での定義による S/N に変換すると, S/N=16 程度となり, discrete 素子 による回路より良い S/N が得られることが分かった.

回路図 (Schematic) を確定させた後, Layout の作成を行う. MOSFET, コンデンサ, 抵抗等を配置していき, 集積回路のメタル層に配線を引いていく. Design Rule Check (DRC) と Layout Vs Schematic (LVS) という2重のソフトウェアによるチェックをク リアするまで, Layout を行う.



(a) layout

(b) 完成品



Layout の完成図が図 2.9 (a) で、実際に作製されたものが、(b) である. チップの大 きさは、2960 μ m × 1280 μ m である. 完成したチップは、40 ピンの DIP パッケージに パッケージングして使用した. チップ自体は 1 チップに 1 チャンネルの回路しか有して いないが、同じものを 16 チップならべ、入力が Tracker のストリップに、出力が VME FADC モジュール (RPV160) に接続できるような基板を作製し、テストを行った.

2.4.3 APV25s1

■ASIC 3つ目のフロントエンド回路は APV25s1 という ASIC である. この ASIC は CMS 実験のシリコントラッカー用に開発されたもの [14] で,128 チャンネルのフロント エンド回路とアナログパイプライン (アナログメモリ),マルチプレクサーで構成されて いる. アナログパイプラインのセル数は1 チャンネルあたり 192 セルで,我々の使用用途 には合わないが, Deconvolution Readout 回路も有しており, CMOS 0.25 µm プロセス で製作されている. これを我々の GEM Tracker に接続してテストを行った.



図 2.10 回路図 (APV25s1 Block Diagram) 参考文献 [14] より引用

APV25 のブロック図を図 2.10 に示す. アナログ回路部分は上記 2 つの回路と同タイ プである. 初段に電荷積分型 preamp,後段に CR (微分) -RC (積分)型 shaper という 構成になっているため,理想的には,「discrete 素子による回路」と同じ応答関数を持つ. preamp, shaper のバイアス電圧を変えて,ある程度 shaper の peaking time を変える ことが出来るが,今回は, nominal value である 50 ns で使用した. Dynamic range は, 300 μ m 厚のシリコン検出器で MIP の約 5 倍に対応するように設計されており,この 値はおよそ 110000 electron に相当する電荷である. ENC は 246+36/pF と測定されて おり [14],高い S/N が期待される.アナログパイプラインのサンプリング周波数は,40 MHz と 20 MHz から選択が可能である. 本実験では 40 MHz を想定しており,テストも 40 MHz で行った.

アナログパイプライン,マルチプレクサーの動作モードは,deconvolution-mode, peak-mode, multi-mode の3種類ある. [15] deconvolution-mode は trigger に対して, 3 つのセルの電圧の weighted mean を出力する.peak-mode では,1 つのセルの電圧, multi-mode では3 つのセルの電圧が連続して出力される.multi-mode では,一度のイ ベントに対して連続してトリガーをチップへ入力することで,パルス形状のサンプリング が可能になる.ただし,パイプラインの event buffer と呼ばれるセルは32 個なので,サ ンプリング数の最大値は30 である.本研究では,30 サンプリングのモードでテストを 行った.

元々、シリコン検出器用の ASIC なので放電保護回路が ASIC 中に存在しない. その ため、この ASIC を GEM Tracker で使用するためには、放電保護回路が ASIC に外付け で必要となる.そこで、この放電保護回路とASICのピッチアダプターとが一緒になった Hybrid 基板を作製した.



図 2.11 APV25s1 Hybrid 基板. 基板サイズは 57.8 mm×68.0 mm, 6 層基板で, 一部分を 3 層目, 5 層目までザグり電極を露出させ, APV25 とワイヤーボンディング で接続されている. 基板 1 枚に APV25 チップが 2 個搭載されていて,最大 256 チャ ンネル分のストリップに接続される.

APV25s1 入力側コネクタは KEL XSL 極細同軸ケーブル用コネクタになっていて,同 軸ケーブルで検出器につながる.出力側コネクタは Micro HDMI (タイプ D) であり,出 カシグナル,電源,チップの Slow control 用信号 (I2C) が HDMI ケーブルを通り DAQ システムと通信が行われる.本実験ではこの基板がスペクトロメーター内の検出器そばに 置かれ,HDMI ケーブルが基板からスペクトロメーター外部へ接続されるような構成と なる.

■APVDAQ APVDAQ と呼ばれるシステム [16] を用いて APV25 からのデータを収 集した. APVDAQ は AC リピーターボードと VME モジュールから構成されている. VME モジュールとリピーターボードをアナログ (multiplexed) 信号用の Cat 7 ケーブ ル, Clock, Trigger 信号 (LVDS) 用の Cat 5 ケーブル,電源, Slow control 信号 (I2C) 用の 34 ピンのフラットケーブルでつなぎ,リピーターボードと APV25 Hybrid 基板の間 を Samtec 製の 50 ピン Fine-pitch フラットケーブルで接続する. 我々の Hybrid 基板の コネクターは Micro HDMI (タイプ D) なので, Samtec-HDMI 変換基板を作製し, 使用 した. APVDAQ1 台につき, 4 チップまでデータ取得が可能である.



図 2.12 APV25s1 データ構造. "tick mark"と呼ばれるチップ-DAQ システムのシ ンクロ用パルスが 35 クロック毎に送信されてくる.

トリガーを入力した時に APV25 から送信されてくる信号は,図 2.12 のような構造を している. APV25 のマルチプレクサーの差動出力の両方から ±4 mA の range の電流信 号が出力され,VME モジュールの FADC で AD 変換され,モジュール内の FPGA によ り FIFO メモリにデータが保存される.マルチプレクサーの信号はデジタルヘッダー部 分とアナログ部分から構成されていて,デジタルヘッダーはサンプリング1 点につき 12 クロックサイクル (12 bit),アナログ部分は 128 クロックサイクルの長さを持っている. この 140 クロックサイクルのデータがサンプリング回数分繰り返し送信されてくる.

12 bit のデジタルヘッダーは, 3 bit のスタートヘッダー, 8 bit のアドレス, 1 bit の エラービットから構成されていて, スタートヘッダーは常に'111'で, アドレスはパイプ ラインのセル column のアドレスを示しており, 同一のシステムのもとで同期がなされて いる全てのチップから同じ値が出力される. エラービットはチップ内 logic にエラーがな ければ'1'が出力される.



⊠ 2.13 APVDAQ FIFO, 30 sampling

図 2.13 は 1 チップ, 1 イベントのデータ全てを表示したものである.4 チップ用いてオ ペレーションするときは,この 4 倍のデータが存在する.APVDAQ VME モジュールは 10 bit の FADC を 4 つ内蔵していて,0 番,1 番目と 2 番,3 番目の ADC の値(それぞ れ合計 20 bit)を,32 bit の FIFO(ADC4 つ分,合計 2 つの FIFO)にインプットして いく. 横方向等間隔,上下にスパイクのように見える部分がデジタルヘッダー部分で,そ の間に 128 チャンネルの信号が出力されている.⁵⁵Fe 線源による X 線の GEM による信 号が見えている.

全体的に右肩下がりになっているのには理由がある。APV25 の出力と VME モジュー ル内の FADC とは AC リピーターにおいて、コンデンサーによって AC カップリングと なっている.これは、VME 側とフロントエンド側で電源を Floating にさせるためだと 思われる.このコンデンサーは High pass filter として働くため、ステップ入力に対して、 出力は決まった時定数 (APVDAQ の AC リピーターでは 484 μ s) で減衰するように動作 する.この効果は次章で述べるように、common mode shift (noise) subtraction によっ て除去している.

第3章

ビームテスト

GEM 飛跡検出器の性能評価をするために、J-PARC ハドロンホールの K1.1BR ビー ムラインにてビーム試験を行った. このテスト実験の目的は前章で述べた読み出し回路の テストである. これまで、時定数が 1 μ s の回路と FADC の組み合わせでしかテストを 行って来なかった. 今回、3 種類の新しい読み出し回路でビーム試験を行ない、本実験用 の読み出し回路の決定と Drift gap や Drift field 等の GEM Tracker 本体の最適化に関す る知見を得ることが目標である.

3.1 K1.1BR ビームライン

K1.1BR ビームラインは J-PARC ハドロンホールの南側に位置するビームラインで, J-PARC の大強度陽子ビームを金属標的に入射して生成した二次粒子によるビームライ ンである.供給できる荷電粒子の最大運動量は 1 GeV/*c* で,主に*e*, π , *K*, *p* が含まれ ている.ビームラインには 2 台の静電セパレーターが設置されており,実験に適した粒子 種を選択することも可能である.本テスト実験では,負電荷,運動量 1 GeV/*c* のビーム を用いた.ビームに含まれる粒子は,主に電子および π 中間子で,*K* 中間子より重い粒 子は数 % 程度であった.

3.2 検出器

テスト実験における検出器のセットアップについて説明する.テスト実験のセットアップを図 3.1 に示す.



図 3.1 テスト実験セットアップ,絵の左がビーム上流,右がビーム下流

検出器のセットアップはビームが通ったことを測定する検出器として,TOF start シ ンチレーター (TOF1),ガスチェレンコフカウンターのトリガーシンチレーター (GS1, GS2),GEM Tracker のトリガーシンチレーター (S1,S2,S3),TOF stop シンチレー ター (TOF2)を置き,ビーム中の電子同定用検出器として,ガスチェレンコフカウンター 2 台 (GC1,GC2)が置かれている.GEM Tracker でのヒット位置を測定するために, Silicon Strip Detector5 台 (Y-SSD1, X-SSD1, X-SSD2, X-SSD3, Y-SSD2)がGEM Tracker の前後に配置されている。その他,HBD,LGのテストのためのカウンターが置 かれているが,今回は関係ない。また,今回のビームを用いたデータ収集は2回にわたっ て行われたが、2回目のビームテストでは、TOF2は使用していない。(1回目のテストで ビーム以外のゴミは多くない事が分かったため)

トリガーは各シンチレーターの PMT の信号をディスクリミネーターに通し, コインシ デンスモジュールで生成した. GEM Tracker 用のコインシデンスロジックは,

$$TOF1 \otimes TOF2 \otimes GS1 \otimes GS2 \otimes S1 \otimes S2 \otimes S3 \tag{3.1}$$

である.

この PMT によるトリガーは, S3 でトリガータイミングが決定されるよう, ディレイ とディスクリミネーター出力のパルス幅を調整した. この他に, GTR セルフトリガー, クロックトリガーをデータ取得に使用した.

GEM Tracker のテストとしては, TOF とトリガーシンチレーターを用いてビームが 正しく通ったイベントを選び, SSD のヒット位置を用いて GEM Tracker 上でのビーム位 置を内挿によって求め,実際の GEM Tracker のヒットの検出効率,位置残差 (residual) 分布を評価した.また,ヒット位置の内挿による誤差は Geant4 シミュレーションを用い て評価し差し引いた. 以下での説明のため,解析に用いた座標系を記す.検出器全体の座標として,ビーム方向を *Z*軸,鉛直上方向を *Y*軸,ビーム上流から見て水平左方向(ハドロンホール内,東方向)を *X*軸だと定義した.

3.2.1 DAQ システム

データの取得には VME を使用した. VME コントローラーは SBS620 を用い, DAQ 用 PC と PCI カードを介して光ケーブルで接続した. DAQ ソフトウェアは理化学研究 所の馬場氏が開発した"NBBQ"[19] をインストールした. 使用した VME モジュールを まとめる.

モジュール	型番	台数	ch	検出器
Interrupt register	RPV130	1		
Charge sense ADC	V792	1	32	各シンチレーター, LG
Peak sense ADC	V785	1	32	HBD, GEM Tracker (foil)
TDC	V775	1	32	各シンチレーター
Multihit TDC	V1290	1	32	各シンチレーター
ADC (multiplexed signal)	V550	1	2	SSD
Sequencer for V550	V551B	2	2	SSD
Flash ADC	RPV160	4	32	GEM Tracker (strip)
APVDAQ	APVDAQ	1	4	GEM Tracker (strip)

3.2.2 シリコンストリップ検出器

テスト対象である GEM Tracker (GTR) を Silicon Strip Detector (SSD) ではさみ, GEM Tracker の位置分解能と検出効率を評価した. SSD は全部で5台使用した.3台 を X 方向に感度があるように置き,2台を Y 方向に感度があるように置いた.どちらも ストリップピッチは 80 μ m である.SSD の内,3台は片面1層読み出しで,いずれも ストリップは 80 μ m ピッチである.これらをストリップが本テスト実験の座標系で Y 軸を向くように配置し (つまり,X 軸方向に対して位置検出能力を有する),X-SSD1, X-SSD2,X-SSD3 と定義する.残りの2台の SSD は,PHENIX VTX 検出器アップグ レードプロジェクトのストリップ検出器部として開発された片面2層読み出しの SSD[17] で,80 μ m ピッチの x ストリップおよび,4.57° 傾いた u ストリップから構成されてお り,実効的なピッチ間隔は x 方向で 80 μ m, y 方向で 1000 μ m ピッチとなっている.こ の SSD をx ストリップが X 軸を向くように配置し (Y 軸方向に位置検出能力を有する), *Y*-SSD1, *Y*-SSD2 と定義した. 5 台の SSD の有感領域はいずれも約 30 mm × 30 mm (ストリップ 384 本) となっている. Si の厚さは, *X*-SSD1, *X*-SSD2, *X*-SSD3 が 300 μ m, *Y*-SSD1 が 250 μ m, *Y*-SSD2 が 400 μ m となっている.

SSD, GTR のビーム上流, 下流に大きさ 3 cm 角のトリガー用のプラスチックシンチ レーター S1, S3 を配置した.

SSD の読み出しは全て, IDEAS 社の VA チップ [18] という ASIC が用いられている. 電荷有感型プリアンプ-シェーパー, サンプル&ホールド回路, マルチプレクサーから構成 されていて, 1 チップあたりのチャンネル数は 128 ch, シェーパーの時定数は約 1 µs であ る.トリガー入力を適切に遅延させたタイミングでシェーパー出力をサンプル&ホールド し, 各チャンネル 1 点ずつのホールド電圧がマルチプレクサーを通してシリアルに転送さ れてくる. 転送されてきた信号は, VME モジュール V550 の FADC によって, AD 変換 される. VA チップのコントロールはインターフェースボード (IFC) を介して, V551B によって行われる.

図 3.2 はクロックトリガーにおける V550 の ADC 値であり、ペデスタルを示している. 横軸がチャンネル数であり、SSD1 セットにつき 384 本のストリップがあり、X-SSD で 3 セット、Y-SSD の x ストリップ、u ストリップで 2×2 セットの計 7 セットの SSD で、 全部で 384×7=2688 チャンネルある.



図 3.2 SSD ペデスタル

チャンネル毎にオフセット(ペデスタル)が異なっている. ビームオフの状態で,ク ロックトリガーでデータ取得するペデスタルランをデータセット毎に行ない,このオフ セットを補正した.また,VA チップ毎の common mode noise を引くために, event by event で ADC 値の平均値を引き算している.具体的な解析手法は以下の様な手法を採用 した. 1. ペデスタルランのデータを用いて,

$$a_{(i)}^{(n)} = ADC_{(i)}^{(n)} - \sum_{i} \frac{ADC_{(i)}^{(n)}}{N_{ch}}$$
(3.2)

$$\mu_{(i)} = \sum_{n} \frac{a_{(i)}^{(n)}}{N_{\text{event}}}$$
(3.3)

$$\sigma_{(i)} = \sqrt{\sum_{n} \frac{\left(a_{(i)}^{(n)} - \mu_{(i)}\right)^2}{N_{\text{event}}}}$$
(3.4)

を計算する. ここで、 $\mu_{(i)}$ がペデスタル (オフセット)、 $\sigma_{(i)}$ が二乗平均平方根である. また、括弧付き下付き添字 $_{(i)}$ はチャンネルの番号を表し、値がチャンネルごとに異なるという事を意味し、括弧付き上付き添字 $^{(n)}$ はイベントの番号を表し、値がイベンドごとに異なるという事を意味する. 以下、この章ではこの notationを使用して説明を進める. その他、 $N_{ch} = 128$ で VA チップ 1 つのチャンネル数、 N_{event} がペデスタルランのイベント数である.

2. $\mu_{(i)}$, $\sigma_{(i)}$ を用いて, SSD の信号の significance $s_{(i)}^{(n)}$ を以下の式で計算する.

$$a_{(i)}^{(n)} = ADC_{(i)}^{(n)} - \sum_{\substack{i \\ s_{(i)}^{(n)} < 4.0}} \frac{ADC_{(i)}^{(n)}}{N_{cns}}$$
(3.5)

$$s_{(i)}^{(n)} = \frac{a_{(i)}^{(n)} - \mu_{(i)}}{\sigma_{(i)}}$$
(3.6)

 $s_{(i)}^{(n)} > 4.0$ のストリップをヒットストリップと定義した. 3.5 式の右辺第 2 項は common noise subtraction の項であるが、シグナルを避けるために、ヒットスト リップは使用せず計算している. N_{cns} は common noise subtraction に使用した チャンネル数で、128 から VA チップ内のヒットチャンネル数を引いた値である. この式が無矛盾になるように iteration を行う.

3. 384 本のストリップセット内での $s_{(i)}^{(n)}$ の最大値を max strip として, SSD のヒット位置とする.



 $\boxtimes 3.3$ X-SSD hit position



 $\boxtimes 3.4$ Y-SSD hit position

図 3.3, 3.4 がビームトリガーでデータ取得した際のヒット位置分布である.大域座標 (*X*,*Y*,*Z*) に変換している. *X*-SSD はそれぞれ数本ずつデッドストリップが存在した. *Y*-SSD はシグナルを *x* ストリップ, *u* ストリップに分割する上に,検出器自体の劣化も 進んでいるためか, efficiency が低く,デッドストリップも多数存在した. それらのデッ ドストリップは,解析上考慮して GEM Tracker の評価を行った.

3.2.3 TOF, ガスチェレンコフカウンター

TOF1, TOF2, GC1, GC2 により particle ID を行った. ガスチェレンコフカウン ターは 3 気圧の乾燥空気が充満しており,封じ切りにて使用している. 3 気圧の乾燥空気 の屈折率はおよそ 1.0009 であり,運動量 1 GeV/*c* において electron と pion を分けるこ とが出来る. TOF カウンターは PMT 両読みで,図の通り Time of flight で約 180 ps の 分解能が得られている. TOF を計算する上で,Slewing correction を行なっている.カ ウンター A に対して,

$$TDC_{A}^{corrected} = TDC_{A} - \frac{C_{A}}{\sqrt{ADC_{A}}} + \frac{C_{S3}}{\sqrt{ADC_{S3}}}$$
(3.7)

という計算式で補正を行った. S3 以外の検出器同士の時間差を計算するときにはキャン セルされるが、トリガータイミングを決定している S3 の ADC 値による補正も行って いる.

TOF = $\left(\text{TDC}_{\text{TOF2E}}^{\text{corrected}} + \text{TDC}_{\text{TOF2W}}^{\text{corrected}} - \text{TDC}_{\text{TOF1E}}^{\text{corrected}} - \text{TDC}_{\text{TOF1W}}^{\text{corrected}} \right) \times 0.5(3.8)$ TOF1 と TOF2 での信号の時間差を TOF とした. 両読みの 2 本の PMT の mean time を使ってそれぞれ到着時間を評価している.



図 3.5 -1.0 GeV π の Time of flight 分布, 横軸は latency による補正を行なってい ない. ガウシアンでフィットを行った. フィッティング範囲が $\mu \pm 2\sigma$ となるように, フィッティングを 3 回繰り返している.



図 3.6 ガスチェレンコフカウンター ADC 分布, ペデスタル部分に PM AMP モ ジュールによる common noise が見えてしまっている.

TOFの解析により、ビームコンディションが十分良いことが分かった. また、ガスチェ

レンコフのデータを用いて電子とπ中間子に対する GEM Tracker の反応の違いを評価 することも可能となる.

以下の表に、検出器のビーム方向座標、サイズ、読み出し PMT の型番等を示す.

検出器	Z 座標 [mm]	サイズ [mm ³]	PMT
TOF1	500	$100.0\times100.0\times20.0$	H7195 (TOF1E)
			H7195 (TOF1W)
GS1	760	$50.0\times50.0\times10.0$	H7195
GC1	965	arphi 10.0 imes 780.0	
GC2	1895	arphi 10.0 imes 780.0	
GS2	2735	$50.0\times50.0\times10.0$	
S1	5923	$30.0\times 30.0\times 10.0$	H1949
S2	6523	$10.0\times10.0\times3.0$	H6612
S3	6623	$30.0\times 30.0\times 10.0$	H2431
TOF2	6793	$650.0\times220.0\times20.0$	H1949 (TOF2E)
			H1949 (TOF2W)

3.3 データセット

GEM Tracker のテスト項目として、以下の様にセットアップを変えながらデータを取得した。

- Readout : Double side readout, Blind via hole (BVH) readout
 10 cm 角 GEM Tracker については、裏面である y ストリップの信号を確保する ために BVH タイプの読み出し基板を採用することが決定している。比較のために Double side タイプの読み出しの結果も示す。
- Drift gap : 6 mm, 3 mm
- Drift field: 600 V/cm, 900 V/cm, 1200 V/cm
 計数率耐性を上げるためには、Drift gap を小さくし、Drift field を強くして Drift velocity を大きくすることが望ましいが、検出器の性能として位置分解能、検出効率が下がることが予想される。
- Front-end circuit:ディスクリート回路 preamp, Open-It ASIC, APV25s1
 それぞれ, peaking time, S/N, preamp-shaper 後の信号の処理形式が異なる。本 実験で使用するものを確定させる。
- Gain : $10^3 \sim 4 \times 10^4$

 Incident angle: 0°, 15°, 30°
 位置分解能,検出効率の Gain,入射角度依存性を調べる.本実験を遂行する上で 重要な基礎情報となる.

実際に取得できたデータセットについて、表にまとめる.

Readout	Drift gap	Drift field	Front-end circuit	$V_{\rm GEM}$	Incident angle
Double side	$6 \mathrm{mm}$	$600 \mathrm{V/cm}$	discrete preamp	380 V	$x - 0^{\circ}$
					$x - 15^{\circ}$
					$x - 30^{\circ}$
BVH	$6 \mathrm{mm}$	$600 \mathrm{V/cm}$	discrete preamp	$400 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
					$x-15^{\circ}$
					$x - 30^{\circ}$
BVH	$6 \mathrm{mm}$	$600 \mathrm{V/cm}$	Open-It ASIC	$405 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
					$x - 15^{\circ}$
					$x - 30^{\circ}$
BVH	$6 \mathrm{mm}$	$600 \mathrm{V/cm}$	APV25s1	370 V	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{~V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$900 \mathrm{~V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$1200~\mathrm{V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{~V/cm}$		$370 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$600 \mathrm{~V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$900 \mathrm{~V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$1200~\mathrm{V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$360 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$370 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$900 \mathrm{V/cm}$		380 V	$x - 30^{\circ}$
		$1200~\mathrm{V/cm}$		380 V	$x - 30^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$

Readout	Drift gap	Drift field	Front-end circuit	$V_{\rm GEM}$	Incident angle
BVH	$3 \mathrm{~mm}$	$600 \mathrm{V/cm}$	APV25s1	360 V	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$370 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x - 0^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		380 V	$x-15^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$1200~\mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x-15^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$1200~\mathrm{V/cm}$		$380 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$390 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$600 \mathrm{V/cm}$		$400 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$
		$1200~\mathrm{V/cm}$		$400 \mathrm{V}$	$x - 30^{\circ}$

3.4 GEM Tracker の解析方法

ペデスタルと common noise の補正を行ない, GEM Tracker でのヒット位置を以下の 方法で求めた.

- ヒットストリップの電荷による重み付き平均(電荷重心)をヒット位置とする方法
- ストリップごとの信号の到着時間を用いる方法
- 信号を charge cluster に分解する方法

詳細については後述する.

まずは、ペデスタルの補正とそれぞれのストリップの電荷、到着時間の決定方法につい て述べる. ■ペデスタル補正 ペデスタルの補正は、ペデスタルランのデータを用いて行う. APV25s1のデータについては、VA チップの解析と同様、

$$a_{(i,j)}^{(n)} = ADC_{(i,j)}^{(n)} - \sum_{i} \frac{ADC_{(i,j)}^{(n)}}{N_{ch}}$$
(3.9)

$$\mu_{(i)} = \sum_{n,j} \frac{a_{(i,j)}^{(n)}}{N_{\text{event}} \times N_{\text{sample}}}$$
(3.10)

$$\sigma_{(i)} = \sqrt{\sum_{n,j} \frac{\left(a_{(i,j)}^{(n)} - \mu_{(i)}\right)^2}{N_{\text{event}} \times N_{\text{sample}}}}$$
(3.11)

によってペデスタルの平均値 $\mu_{(i)}$, 二乗平均平方根 $\sigma_{(i)}$ を算出する. ここで, ADC^{(n)(i,j)} は, n 番目のイベントの i 番目のチャンネルの j 番目のサンプル箇所での ADC の値を 示す. APV25s1-Hybrid 基板における同軸ケーブルの同一コネクタのチャンネルでのみ common mode noise が確認できたので, common noise subtraction の項の計算は, チッ プ内でさらに, 接続されているコネクタによってチャンネルをグループ分けを行ない, グループ内で平均を計算するようにした. その他の読み出し回路でのデータは common noise subtraction は行なっていない.

$$a_{(i,j)}^{(n)} = \text{ADC}_{(i,j)}^{(n)} - \sum_{\substack{i \\ s_{(i,j)}^{(n)} < 4.0}} \frac{\text{ADC}_{(i,j)}^{(n)}}{N_{\text{cns}}}$$
(3.12)

$$b_{(i,j)}^{(n)} = a_{(i,j)}^{(n)} - \mu_i$$
(3.13)

$$s_{(i,j)}^{(n)} = \frac{a_{(i,j)}^{(n)} - \mu_{(i)}}{\sigma_{(i)}}$$
(3.14)

a が common noise subtraction を行った後の ADC 値, *b* が更にペデスタル補正を行っ た後の ADC 値, *s* が信号の significance である. VA チップの時と同様, common noise の計算に使うチャンネルに信号がのったチャンネルが含まれないように, iteration を行 う. 当然, common noise subtraction を行わないときは *a* = ADC である.

■ストリップ毎の電荷,到着時間 2種類の方法を用いて,電荷,到着時間を定義している.

FADC で得られた波形のピークの値を使う方法
 ペデスタル補正, common noise subtraction を行った後,波形を解析し, ADC 値の最大値をストリップの電荷とする.また,その時の FADC の start から数えた

サンプル箇所を算出する.

$$q_{(i)}^{(n)} = \max\left\{b_{(i,j)}^{(n)}; j = 0, 1, \cdots, N_{\text{sample}} - 1\right\}$$
(3.15)

この時の $j \in j_{\text{max}}$ とする.次に,信号の到着時間を計算する. $j = j_{\text{max}}$ から j = 0へ遡っていき,ADCの値が $q_{(i)}^{(n)} / 2$ をはじめて下回った時の j_1 を用いて計 算する.

$$t_{1(i)}^{(n)} = \left(j_1 + \frac{1}{2}\right) \times ($$
 サンプリング周期 $) + t'_0$ (3.16)



図 3.7 FADC による波形,最大値 q, half maximum threshold によって決めた j_1 を図示する.

サンプリング周期は, RPV160 の場合 10 ns, APV25s1 の場合は 25 ns である. APV25s1 による読み出しの時のみ, t'_0 による補正を行った. ビームによるトリ ガーと APV25s1 のクロックは同期していないので,時間分解能はさらに, $25/\sqrt{12}$ ns 悪化すると考えられる.真のトリガータイミングと APVDAQ の Trigger out (サンプリングクロックに同期したトリガーパルス)の時間差を TDC モジュール V775 で測定した.



図 3.8 t₀ の測定. クロックに対してトリガーはランダムにやってくるので, この値に よる到着時間の補正が必要となる.

 ・波形フィットによる方法
 ペデスタルを補正した後の波形に対して、波形フィッティングを行う。フィッティ
 ング関数は、電流信号 *I*(*t*') と回路の応答関数の convolution を使う。



図 3.9 I(t')の例. signal の個数は 4, over lap があるので, signal の個数を減らして fit し直す.

$$b(t) = \int \left[\sum_{k=0}^{N_{\text{signal}}-1} f\left(t' \left| t_{1(i,k)}^{(n)}, t_{r(i,k)}^{(n)}, p_{(i,k)}^{(n)} \right) \right] G(t,t'|\tau) \mathrm{d}t'$$
(3.17)

を用いる.フィッティングパラメーターは、 $t_1_{(i,k)}^{(n)}, t_r_{(i,k)}^{(n)}, p_{(i,k)}^{(n)}, \tau O 3N_{\text{signal}} + 1$ 個のパラメーターである.ここで、 $I(t') = \begin{bmatrix} \sum_{k=0}^{N_{\text{signal}}-1} f\left(t' \left| t_1_{(i,k)}^{(n)}, t_r_{(i,k)}^{(n)}, p_{(i,k)}^{(n)}\right) \right]$ は Front-end 回路の前の電流信号の時間構造を表す矩形関数の和、 $G(t,t'|\tau)$ は preamp-shaper の impulse 入力に対する応答関数である.ステップ関数 (ヘヴィ サイド関数) H(t) を用いて、

$$f\left(t'\left|t_{1(i,k)}^{(n)}, t_{r(i,k)}^{(n)}, p_{(i,k)}^{(n)}\right.\right) = p_{(i,k)}^{(n)} \times \left[H(t'-t_{1(i,k)}^{(n)}) - H(t'-t_{1(i,k)}^{(n)}) - t_{r(i,k)}^{(n)})\right]$$
(3.18)

と表現できる. t_1 は信号の到着時間, t_r は信号の立ち上がり時間, p はパルス高に 比例した量, τ は preamp-shaper の peaking time と解釈可能なパラメーターであ る. N_{signal} 個の和の部分は,後述する multi cluster や pile up を意識している. 本テスト実験では, $N_{\text{signal}} = 4$ から始め,矩形関数 $f_{(k)}$ に over lap があったら, N_{signal} を減らしていき,最終的に over lap が無くなるか, $N_{\text{signal}} = 1$ になるまで 繰り返す.



図 3.10 フィッティング例. 左図が $N_{\text{signal}} = 2$,右図が $N_{\text{signal}} = 1$ の例.

それぞれのヒット位置の求め方を詳しく述べる.

3.4.1 重心法 (COG 法)

電荷重心を計算し、ヒット位置とする方法である。上記の波形のピーク値を用いる方法 で、ストリップ毎の電荷を見積もる。電荷として、単純に $q_{(i)}^{(n)}$ を使用した。この解析手 法では時間情報は使用していない。 $q_{(i)}^{(n)}$ が4.0 σ を超過しているストリップをヒットスト リップと定義した。すべてのx(y)ストリップの中で、 $q_{(i)}^{(n)}$ が最大となるストリップを 最大ストリップとし、最大ストリップを含む、連続するヒットストリップを重心法にお ける"cluster"と定義する。具体的には、最大ストリップから左右のストリップを距離を1 ずつ増やしながら評価していき、左右それぞれ、ヒットストリップでないストリップに当 たるまでを"cluster"の範囲とした.

$$Q^{(n)} = \sum_{i \in \text{cluster}} q^{(n)}_{(i)} \tag{3.19}$$

$$COG^{(n)} = \sum_{i \in \text{cluster}} \frac{x_{(i)} q_{(i)}^{(n)}}{Q^{(n)}}$$
(3.20)

ここで、 $x_{(i)}$ は *i* 番目の *x* ストリップの中心の GTR 局所座標系における *x* 座標である. この解析の正当性を示すために、"cluster"内における電荷分布を確認した.



図 3.11 0 度入射での電荷分布

図 3.11 は横軸が $x_{(i)} - \text{COG}^{(n)}$, 縦軸が charge fraction $q_{(i)}^{(n)} / Q^{(n)}$ としてプロット した図である. ガウス分布に近い分布をしていることが分かる. ガウシアンでフィッティ ングし, σ が 0.265 mm であることが得られた. これは, ガス中での電荷のドリフトに伴 う拡散と, GEM3 枚目と Readout を電荷が移動するときの誘起電荷による効果で広がっ ていると考えられる.

3.4.2 時間情報を用いる方法 (Timing 法)

上記の波形のピークの値を使う方法で定義した到着時間を使って,Drift gap の中心 を通過した位置を求める.まず,重心法と同じ定義で"cluster"の範囲を求める.その次 に,"cluster"内のストリップにおける, $\left\{\left(t_{1(i)}^{(n)}, x_{(i)}\right); i \in \text{cluster}\right\}$ に対して,最小二乗 法による直線フィットを行う.0度入射では,理想的には到着時間差は"cluster"内のストリップでは無いはずで,斜め入射になると,入射角度に対応して,Time projection chamber の様に到着時間差が生じることが期待される.フィッティングに使用する直線の方程式は, $x = mt + x_0$ である.m は単に傾きであるが,入射角と Drift velocity の 関数である.傾きと切片の両方をフィットで求める方法と,傾きを外部から与えて切片をフィットで求める方法があり得る.この2パターンの解析手法について詳しく述べる.

■**傾きを**Fit **する手法** (Timing 法 1) 1 つ目は傾き,切片両方ともフィットパラメーター だと思って最小二乗近似する方法である.まず,直線フィットによって,傾き $m^{(n)}$,切 片 $x_0^{(n)}$ を求める.Drift gap の中心に対応する時間 t_c を既知とすると,Drift gap の中 心を荷電粒子が通過した位置は,

$$x_1^{(n)} = m^{(n)} t_c + x_0^{(n)} \tag{3.21}$$

と計算できる.

この解析では、Drift gap の中心に対応する時間 t_c を補正パラメーターとして与えてやる必要がある.本研究では、到着時間 t_1 分布を見て、その中心値を使用した.

■傾きを Fix **する手法** (Timing 法 2) もう一つが、傾きは外部から情報を与え、切片である x_0 のみがフィットパラメーターであるとして最小二乗近似する方法である。傾きは、

$$m = v_{\rm drift} \tan \theta_{\rm in} \tag{3.22}$$

と書ける. GEM Tracker への入射角度 θ_{in} は, SSD のヒット情報を使って引いた直線から計算した値, $\theta_{SSD}^{(n)}$ を用いる. v_{drift} は, Drift gap での Drift velocity であるが, これも補正パラメーターとして必要である. この解析では t_c と v_{drift} の両方のパラメーターを事前に知っておく必要がある. 傾きをこの値で固定した後に, x 切片を最小二乗法で求める. 最小二乗近似の結果を $x_0^{(n)}$ とすると, ヒット位置は先ほどと同様,

$$x_1^{(n)} = v_{\rm drift} \tan \theta_{\rm SSD}^{(n)} t_{\rm c} + x_0^{(n)}$$
(3.23)

によって算出される.

 $t_{\rm c}$ および、 $v_{\rm drift}$ の見積もりであるが、Drift gap の中心に対応する到着時間 $t_{\rm c}$ は同じ ように、 t_1 分布から求める。Drift velocity $v_{\rm drift}$ は、傾きをフィットする手法を用いて $m^{(n)}$ を求め、 $m^{(n)} / \tan \theta_{\rm SSD}^{(n)}$ の分布を作り、そのピーク値を用いた。



図 3.12 0 度入射での到着時間分布



図 3.13 15 度入射での到着時間分布



図 3.14 30 度入射での到着時間分布

3.4.3 Multi Cluster 法

図 3.10 の左図のように 1 ストリップに複数のピークが存在する波形が確認できた. Drift gap の中で,荷電粒子のトラックに沿って電荷の cluster が形成されているためで あると考えられる. 2 つの cluster の到着時間が,フロントエンド回路の時定数に比べて 十分に大きければ,このように時間方向に複数の cluster が見える.

従来のテスト実験における解析では、以上で述べた2種類の解析方法を入射角度によっ て変えていた.また、このような cluster については全く考慮されないような解析方法と なっていた.このような背景を踏まえて、新解析手法として cluster を考慮したような、 入射角度に対して統一的な解析手法を考案した.



一個の矩形パルスを"signal"と呼ぶことにする.この"signal"を複数の cluster に分けることを考える.今回は、以下の様な単純なアルゴリズムで cluster を分解した.

- 1. signal を1つずつ端から順に調べる.
- signal がすでにある cluster に属するかを判定する。属していると判定されれば, signal をその cluster に追加する。 判定基準は、
 - それぞれ隣り合ったストリップであるかどうか
 - signal の到着時間が隣のストリップの signal と合っているかどうか
 - cluster内で電荷の分布が clusterの中心位置で最大となるかどうか (位置-電荷の関数が極小値を端以外で持たない)
 - とした. 全て真の時, その cluster に属すると判定する.
- 3. 既存の全ての cluster に属していなければ新しい cluster を作る

cluster ごとに重心法を適用し, cluster の位置 $COG_{(l)}^{(n)}$ と電荷 $Q_{(l)}^{(n)}$ を計算する. 括 弧付き下付き添字 _(l) は *l* 番目の cluster ということを意味している. cluster の到着時間 $t_{1(l)}^{(n)}$ は属する signal の平均値を採用した.

cluster それぞれに対して、位置と到着時間が決まったので、これに対して、timing 法 2を適用し、トラックと Drift gap の中心が交わる点を求めヒット位置とする.

3.5 結果

■典型的な Residual 分布, ヒットストリップ数, 電荷の和



図 3.16 0 度入射, X 軸方向の Residual 分布, ヒットストリップ数, 電荷の和



図 3.17 15 度入射, X 軸方向の Residual 分布, ヒットストリップ数, 電荷の和



図 3.18 30 度入射, X 軸方向の Residual 分布, ヒットストリップ数, 電荷の和

図 3.16, 3.17, 3.18 は GEM Tracker の x ストリップの解析結果である。チェンバーは ドリフトギャップが 6 mm のタイプ, 読み出し基板は BVH タイプ, フロントエンド回路 は APV25s1, $V_{\text{GEM}} = 380$ V, ドリフト電場 600 V/cm のデータを代表して示している。 入射角度 0 度では重心法,入射角度 15, 30 度では Timing 法 2 で解析を行った。0 度入 射では重心法, 15 度, 30 度入射では Timing 法 2 が最も Residual の幅が小さくなった。

■検出効率の定義 検出効率の分母として, SSD で信頼性の高いトラックが引けるイベ ントを選択する.具体的には,

- X-SSD1, X-SSD2の最大ストリップの信号の大きさ(significance)が両方とも, 7.0を超えている。
- その時の GEM Tracker の位置での内挿結果が GEM Tracker の有感領域内である.

を満たすイベントを Good イベントとして選択した. GEM Tracker の有感領域とは,信 号を読みだしていないストリップや,何らかの原因で信号が出ていないデッドストリップ を避けた(1 mm 以上)領域を指す. 検出効率の分子は Residual が±0.7(ストリップ2 本分)以内のイベントとした.

$$\epsilon = \frac{\#(\text{Good track \&\& Residual} < 0.7 \&\& \text{Residual} > -0.7)}{\#(\text{Good track})}$$
(3.24)

■位置分解能の定義 Residual 分布から位置分解能を求めるために, Geant4 によるシ ミュレーションを行った. SSD 間の空気, GEM Tracker の物質量による Coulomb 多重 散乱の効果, SSD の位置分解能による本テスト実験の Residual 分布への効果をシミュ レーションで見積もった. テスト実験と同じ geometry (0 度入射) で SSD, GEM Tracker の物質を配置し, SSD の外部から運動量 1.0 GeV/c の π^- を入射させた. SSD, GEM Tracker の Drift gap の中心における π^- の通過位置を記録し, SSD での通過位置のみ, SSD の位置分解能分, 座標をずらした. SSD の位置分解能はピッチ幅が 80 μ m であるた め, 単純に 80 μ m/ $\sqrt{12}$ で見積もった. 実データの解析と同様に SSD でトラックを直線 で引き, Residual を計算した.



図 3.19 Geant4 によるシミュレーション結果

シミュレーション結果を図 3.19 に示す. このシミュレーションにおける residual 分布 の幅 $\sigma_{\text{proj}} = 24.67 \pm 0.06 \ \mu\text{m}$ であった. 従って,本研究における GEM Tracker の位置 分解能 σ_{pos} は,

$$\sigma_{\rm pos} = \sqrt{\sigma_{\rm res}^2 - \left(\frac{\sigma_{\rm proj}}{\cos\theta_{\rm in}}\right)^2} \tag{3.25}$$

と定義することにする. σ_{res} は Residual の分布をフィット範囲が $\mu \pm 2\sigma$ となるように 3 回繰り返しガウシアンでフィッティングを行った.



■考察 まず、テスト実験の結果について1枚にまとめてプロットしたものを示す.



discrete 素子回路, Open-It ASIC 読み出しでの BVH 電極用の GEM と APV25s1 読 み出しでの BVH 電極用の GEM で Gain が大きく違うため,純粋に読み出し回路の違い による性能の違いを示しているわけではない.具体的には,discrete 素子回路,Open-It ASIC 読み出しでの BVH 電極用の GEM では 10⁴ 倍以下の Gain, APV25s1 読み出しで の BVH 電極用の GEM では約 16000 倍となっている.また,discrete 素子回路読み出し での Double Side 電極用の GEM の Gain は 4.0 × 10⁴ 倍程度となっている.APV25s1 読み出しでは,GEM の増幅率の向上と,ASIC の低ノイズ特性により,これまでで最高 性能を達成している.

APV25s1 読み出しで使用した GEM の Gain の印加電圧依存性を示す.



一枚あたりの電圧が 380 V 以上で一般的には十分な Gain の目安となる 10⁴ 倍以上が 達成出来ている.

APV25s1 読み出しでの解析結果をまとめる.



図 3.22 Front-end: APV25s1, Drift gap: 6 mm, Drift field: 600 V/cm

APV25s1 読み出しの時もっとも位置分解能がよくなった. 図 3.22 は Drift gap 6 mm のときの Gain (V_{GEM}) 依存性を示すグラフである. Gain ~ 6000 (V_{GEM} =370 V) 以 上の電圧において斜め 30 度入射でも位置分解能 100 μ m を達成している. efficiency も Gain が 6000 倍以上でプラトーとなっている. Gain 37000 倍で, 16000 倍に比べて位置 分解能が悪化している. APV25 の preamp が飽和してしまっているため, 位置分解能が

悪化していると考えられる.また,計数率耐性を考えても,飽和するような領域で使用す べきではない.



図 3.23 Front-end: APV25s1, Drift gap: 3 mm, Drift field: 600 V/cm

Drift gap 3 mm でも 0 度, 15 度入射で Gain ~ 16000 が最も位置分解能が良い. 位置分解能は測定点全てにおいて位置分解能が 100 μ m 未満となっているが,予想通り, efficiency は Drift gap 6 mm よりも悪い.



 \boxtimes 3.24 Front-end : APV25s1, Drift gap : 6 mm, V_{GEM} : 380 V

Drift field を大きくすると, 30 度入射において, ストリップ間の到着時間差が小さくなるため, 位置分解能が悪化している.

Drift gap 3 mm でも 6 mm でも, V_{GEM} が 370 V から 390 V (Gain ~ 6000 から ~ 37000) でオペレーションするのが良さそうである。また, 検出効率は Drift gap 6 mm

の方が 1 - 2% 程度高い. Drift gap 6 mm において, Drift field は 600 V/cm が最も性 能が良く, 大きくしても 900 V/cm 程度が限界である.

検出効率が、0度入射に対して、15度、30度入射は2%程度低いが、これは解析手法の違いから来ているのではないかとおもわれる。



解析手法による位置分解能,検出効率の違いについてまとめる.

🖾 3.25 Front-end : discrete type, Drift gap : 6 mm, Double Side readout

図 3.25 は、discrete 素子回路での Double side 電極読み出しでのデータについて、解 析方法を変えたときに得られる結果である.この条件では新しい解析手法である、Multi cluster 法が上手くいき、0 度から 30 度の入射角度において、同一の解析手法で、0 度で は、重心法、15 度、30 度では Timing 法 2 (角度を固定する方法) に匹敵する性能が得 られている.他の読み出し回路(時定数が異なる)では未だ、fitting、clustering の手法、 条件について最適化がなされておらず、従来の解析手法を改善するような良い結果が得ら れていない.Multi cluster 法には、cluster の選択の仕方等、まだまだ改善の余地がある と言える.

第4章

結論と今後の展望

4.1 結論

J-PARC E16 実験のための GEM 飛跡検出器の開発を行い,100 mm 角の GEM 飛跡 検出器と読み出し回路の性能評価をした.読み出し回路として,3種類のフロントエンド 回路を製作し性能評価を行った.以下に回路についてまとめる.

	peaking time	Dynamic range	ENC (w. strip)
discrete type	80 ns	$> 0.5 \ \mathrm{pC}$	~ 10000
Open-It ASIC	160 ns	$0.2 \ \mathrm{pC}$	~ 4000
APV25s1	$50 \mathrm{~ns}$	$0.02 \ \mathrm{pC}$	~ 1800

内, discrete type 及び, Open-It ASIC については, 設計から自ら手がけた回路であり, 本文中でこの設計についても記述している.

テスト結果について簡単にまとめる.

Front-end	Incident angle	GEM Gain	Resolution [mm]	Efficiency
discrete type	0	$\sim 4.0 \times 10^4$	0.058 ± 0.001	$93.2\pm0.4\%$
	15	$\sim 4.0\times 10^4$	0.088 ± 0.002	$93.5\pm0.4\%$
	30	$\sim 4.0\times 10^4$	0.127 ± 0.003	$91.2\pm0.5\%$
Open-It ASIC	0	$< 1.0 \times 10^4$	0.064 ± 0.002	$87.0\pm0.7\%$
	15	$< 1.0 \times 10^4$	0.095 ± 0.003	$82.4\pm0.9\%$
	30	$< 1.0 \times 10^4$	0.133 ± 0.004	$77.1\pm0.9\%$
APV25s1	0	1.6×10^4	0.047 ± 0.001	$95.6\pm0.4\%$
	15	1.6×10^4	0.066 ± 0.002	$93.8\pm0.6\%$
	30	1.6×10^4	0.085 ± 0.001	$93.6\pm0.3\%$

今回のテストでは、APV25s1 での読み出しの時が最も性能が良くなった. これは、GEM の Gain の向上と、APV25s1 の低ノイズ特性によるものだと考えられる. ディスクリート素子回路については、時定数が 80 ns のものが作製でき、時定数 1 μ s の preamp を使 用していた先行研究と同程度の結果が得られた. Open-It ASIC での読み出しでは、残念 ながら GEM の Gain が不十分であったため、十分な性能が引き出せていないが、図 3.20 を見ると分かるように、同じ Gain ではディスクリート素子回路よりも良い結果が得られ ている. このことから、GEM の Gain が 4.0 × 10⁴ 程度得られれば、今回のテストにお ける高 Gain でのディスクリート素子回路読み出しの結果を上回る結果が得られると期待 できる.

今回の結果での最適点は、Drift gap = 6 mm、Drift field = 600 V/cm、 V_{GEM} = 380 V で、30 度入射においても検出効率は 93%、位置分解能 85 μ m という結果が得られた. この値は本実験の要求性能を満たす値で、本番でも使用可能なフロントエンド回路が製作できたと言える.

APV25s1 読み出しにおいて、Gain 依存性、Drift gap 依存性、Drift 電場依存性の測定 を行った. Gain については、本実験でも 6000 倍以上は必要であるということが明らか となった. また、Drift gap を 3 mm に変更すると、6 mm と比較して 2% 程度、検出効 率が悪化する事が分かった. それから、Drift 電場については、位置分解能 100 μ m とい う要請を満たすためには、900 V/cm 以下にする必要があるということを明らかにした.

4.2 **今後の展望**

今後, Open-It ASIC の開発を進めていき, GEM 用 ASIC の開発を目指すとすると, 時定数, Dynamic range の更なる最適化, 多チャンネル化という開発要素が残っている.

また、本実験の要請を満たすフロントエンド回路として、APV25s1 というチップを用

いた回路基板を製作したが、この読み出し回路での最適な検出器構成については、未だ模 索中である.今回得られた結果を精査し、最終結果として得られる質量スペクトルが最も 高統計かつ高分解能となることが期待できるような検出器の構成を決定する必要がある. その上で、モンテカルロシミュレーションを行う、実際にハイレート試験を行なってみる 等の追加の研究が必要となる可能性があると考える.

今回新たに考案した,Multi cluster 法という解析手法はまだ最適な手法が確立されて いない.時定数 80 ns のディスクリート素子回路読み出しのデータについては,上手く機 能するような fitting, clustering の条件,手法を考案できたといえるが,その他の時定数 の読み出し回路については,上手くいっていない.今後,より良い条件や手法を開発する 必要性がある.また,今回は全ての信号が単一の飛跡によるものであると仮定している. 本実験に向けて,Multi track が十分な精度で分けられるような方法を考案する必要があ る.Multi cluster 法の開発がそのような本実験にも適するような解析方法考案の端緒と なると期待している.

参考文献

- [1] Y. Nambu and G. Jona-Lasinio, Phys. Rev. **122** (1961) 345.
- [2] Y. Nambu and G. Jona-Lasinio: Phys. Rev. **124** (1961) 246.
- [3] T. Hatsuda and S. H. Lee, Phys. Rev. C 46 (1992) R34.
- [4] R. S. Hayano and T. Hatsuda, Rev. Mod. Phys. 82 (2010) 2949.
- [5] S. Yokkaichi for the E16 collaboration, J-PARC P16: Electron pair spectrometer at the J-PARC 50-GeV PS to explore the chiral symmetry in QCD http://j-parc.jp/researcher/Hadron/en/pac_0606/pdf/p16-Yokkaichi_2.pdf
- [6] K. Ozawa et al., Phys. Rev. Lett. 86 (2001) 5019.
- [7] R. Muto *et al.*, Phys. Rev. Lett. **98** (2007) 042501.
- [8] F. Sauli, Nucl. Instr. and Meth. A386 (1997) 531.
- [9] B.Ketzer, Nucl. Instr. and Meth. A494 (2002) 142-147.
- [10] A. Kozlov *et al.*, Nucl. Instr. and Meth. **A523** (2004) 345.
- [11] http://gdd.web.cern.ch/GDD/
- [12] 池田博一,「電子回路講義案」, KEK Report 2001-8
- [13] V. Radeka, Ann. Rev. Nucl. Part. Sci. 38 (1988) 217-277.
- [14] M. J. French *et al.*, Nucl. Instr. and Meth. **A466** (2001) 359.
- [15] APV25-S1 User Guide Version 2.2 http://cds.cern.ch/record/1069892/files/cer-002725643.pdf
- [16] APVDAQ Reference Manual V0.06 http://apvdaq.hephy.at
- [17] Z. Li *et al.*, Nucl. Instr. and Meth. A518 (2004) 300-304.
 Z. Li *et al.*, Nucl. Instr. and Meth. A535 (2004) 404-409.
- [18] IDEAS, VA2 Specifications http://ccjsun.riken.go.jp/~togawa/RikenSilicon/va2.pdf
- [19] H. Baba, NBBQ http://rarfaxp.riken.go.jp/~baba/acquisition/system/nbbq/index.html

謝辞

本論文を執筆する上で,様々な人々にお世話になりました。本研究に関係する全ての人間に対して,深い感謝の意を表します。

私の指導教官である東京大学理学系研究科物理学専攻学際理学の小沢恭一郎准教授に は、まず第一に深謝申し上げます. J-PARC E16 実験という、私にとって興味深い研究に 参加し、飛跡検出器の開発というテーマで研究が出来ました.

理化学研究所仁科加速器研究センター延與放射線研究室の四日市悟専任研究員,延與秀 人主任研究員にも大変お世話になり,特に,月例のE16実験打合せやビームテスト時に は,様々な貴重な助言を頂きました.ここに深謝の意を表します.

他にも、私と同研究室の皆様方、collaborator である理化学研究所の博士研究員の皆様 方に感謝の意を表します。打合せ時は勿論として、日々の何気ない雑談においても、有益 な議論や助言を頂きました。また、ビームテスト時には準備を手伝って頂き、非常に感謝 をしております。

KEK 測定器開発室, Open-It の皆様にも, 深くお礼申し上げたいと思います. ASIC 開発のノウハウという, 非常に貴重な知的財産を提供して頂きました. Open-It の協力な くしては ASIC の製作を行うことはできませんでした.

最後に,今まで24年間見守っていてくれた両親に感謝します。今日まで生存でき,大 学院に通うことが出来ているのは両親のお陰です。本当にありがとうございました。

これからも,最高の環境で研究が出来るということに対して,感謝の念を抱きながら精 進して行きたいと思います.