

修士論文

電子対測定に用いるハドロンブラインド検出器のための
トリガー用信号読み出しシステムの開発



SCIENCE
KYOTO U

京都大学大学院理学研究科
物理学・宇宙物理学専攻 物理学第二教室
原子核・ハドロン物理学研究室

鈴木一輝

2019年1月24日

J-PARC E16 実験では、原子核中におけるベクター中間子の質量スペクトルを測定する。有限密度下ではハドロンの性質が変化することが予想されており、この影響が原子核中の質量スペクトルの変化として現れることが期待される。ベクター中間子は、電子・陽電子対に崩壊できるが、このレプトン対は終状態相互作用の影響が小さいため、質量スペクトル変化を探る良いプローブとなる。先行実験である KEK-PS E325 実験は、ベクター中間子の質量スペクトルを詳細に測定し、特に ϕ 中間子の質量変化を初めて示唆した。一方、有限密度下における質量変化値の導出には、質量スペクトルの運動量依存性（分散関係）が重要であると指摘されている。E16 実験では、KEK-PS E325 実験の 100 倍の統計量を達成することで、原子核密度中の分散関係を初めて測定し、ベクター中間子の質量変化の実証を目指す。

ベクター中間子からの電子・陽電子崩壊対を測定する際の大きな障壁となるのが、 π 中間子の混入である。 π 中間子は電子の 100 倍程度生成されるため、高い電子識別能力が必要となる。E16 実験では、電子識別検出器としてハドロンプラインド検出器 (HBD) を使用する。HBD は CF₄ (屈折率 1.0006) を輻射体としたガスチェレンコフ検出器であり、電子に対してのみチェレンコフ光を発する。通常光量の少ないチェレンコフ過程を用いながら、下段に Gas Electron Multiplier (GEM) による信号増幅部を設けて感度を高めていることが大きな特徴である。通常検出器の信号は最下段のパッドから読み出される。しかし E16 実験では、トリガー用信号については GEM フォイルから読み出すことを新たに試みる。これにより回路体積を削減し、検出器の大立体角化、ひいては高統計の達成を実現する。

本研究では、この HBD のトリガー用信号読み出しシステムの開発を行った。GEM フォイルからトリガー用信号を読み出すと、検出器の静電容量（検出器容量）が一般的な容量である数十 pF に比べ数 nF と非常に大きな値になり、信号対雑音比 (S/N) が悪化する。検出器容量削減のためには、読み出す GEM の面積を縮小すれば良いが、一方で信号数が増加し回路体積が肥大する。従って、読み出し可能な検出器容量の上限値を確定することが重要である。そのために、大検出器容量に対応した回路である Amplifier-Shaper-Discriminator (ASD) を製作した。ASD は信号の増幅、整形を行い、大きな検出器容量でも高い S/N で信号を読み出すことを可能にする。

本論文では ASD の設計、製作について述べ、その後、一連の HBD のトリガー読み出しシステムの性能評価の結果を述べる。性能評価は、テスト信号を

用いた方法と、東北大学電子光物理学研究センター（ELPH）の陽電子ビームを用いた方法の二通りで行った。その結果、検出器容量 1.8 nF までトリガー読み出しシステムが動作可能であることを示した。また、さらなる大きな検出器容量に対応するための今後の方針を最後に述べる。

目次

第 1 章	序論	11
1.1	背景	11
1.2	有限密度・温度下におけるハドロン質量の先行実験	12
1.3	有限密度中のハドロン質量の理論研究	17
1.4	J-PARC E16 実験の目的	19
1.5	本論文の流れ	21
第 2 章	J-PARC E16 実験	23
2.1	施設	23
2.1.1	J-PARC	24
2.1.2	ハドロン実験施設	24
2.2	実験セットアップ	27
2.2.1	FM 電磁石	28
2.2.2	シリコンストリップ検出器	28
2.2.3	GEM 飛跡検出器	29
2.2.4	ハドロンブラインド検出器	30
2.2.5	鉛ガラスカロリメータ	32
2.3	データ収集システム	33
2.3.1	データ信号	33
2.3.2	各検出器からのトリガー用信号の読み出し	33
2.3.3	トリガー決定・分配	35
第 3 章	トリガー用信号読み出しシステムへの要請	38
3.1	トリガーレイテンシー	39
3.2	粒子計数率	39

3.3	閾値	39
3.4	電子検出効率	40
3.5	信号の周波数帯域	40
3.6	検出器容量	41
3.7	読み出しシステム製作の方針	43
第 4 章	HBD 用 ASD の設計・製作	45
4.1	設計の概要	45
4.2	プリアンプ部の設計	46
4.2.1	電源	47
4.2.2	オペアンプ	48
4.2.3	負帰還部	54
4.2.4	正帰還部	57
4.2.5	非反転増幅部	59
4.2.6	プリアンプ部設計のまとめ	61
4.3	PZC 部、シェイパー部の設計	62
4.3.1	PZC 部の設計	63
4.3.2	シェイパー部の設計	66
4.3.3	PZC 部、シェイパー部設計のまとめ	70
4.4	コンパレータ部の設計	71
4.4.1	コンパレータの基本設計	71
4.4.2	コンパレータのヒステリシス設定	72
4.5	ASD 基板の製作	75
4.5.1	設計方法の選択	75
4.5.2	プリント基板実装のために新たに追加した部品	76
4.5.3	レイアウトの設計	77
4.5.4	実装	79
第 5 章	トリガー用信号読み出しシステムの検出器容量依存性の評価	82
5.1	HBD 用 ASD の性能評価	82
5.1.1	正帰還使用時の発振	83
5.1.2	ASD の増幅度	85
5.1.3	検出器容量依存性	87

5.1.4	オフセット依存性	90
5.1.5	チャンネル依存性	91
5.2	読み出しシステムの検出器単体での評価	91
5.2.1	信号読み出し用の GEM	92
5.2.2	信号の読み出し方法	94
5.2.3	線源を用いた読み出しの確認	95
5.2.4	テストパルスを用いた系統的な評価	96
5.3	陽電子ビームを用いた性能評価	102
5.3.1	ELPH	102
5.3.2	ELPH 実験のセットアップ	102
5.3.3	検出器容量 1.8 nF での性能評価	106
5.3.4	検出器容量 5.4 nF での性能評価	112
5.4	トリガー用信号読み出しシステムの性能評価のまとめ	114
第 6 章	議論	115
6.1	要請の確認	115
6.1.1	検出器容量 1.8 nF の場合	115
6.1.2	検出器容量 5.4 nF の場合	116
6.2	今後の展望	118
6.2.1	S/N の向上	118
第 7 章	結論	121
付録 A	有限密度における質量の定義	123
付録 B	オペアンプの基本的事項	125
付録 C	HBD 用 ASD のプリアンプ部の回路解析	129
謝辞		131
参考文献		135

表目次

1.1	軽いベクター中間子の真空中における測定値	13
3.1	トリガー用信号読み出しシステムへの要請	44
4.1	主要な完全差動オペアンプの性能 [48]	53
4.2	PZC のパラメータを変化させた時の 20 fC 入力時のシェイパー出力波高	67
4.3	プリント基板と ASIC を用いた方法のそれぞれの利点と欠点	75
5.1	各検出器容量での ASD の増幅度に対するフィット結果	88
5.2	ASD のオフセットを各値に設定した時のフィット結果	91
5.3	ASD の各チャンネルにおける応答のフィット結果	91
5.4	テストパルスを用いて測定した読み出しシステムの増幅度の検出器容量 依存性のフィット結果	101
5.5	信号立ち上がり時間の検出器容量依存性	102

目次

1.1	現在まで行われてきたハドロン研究の例	12
1.2	実験で測定されるベクター中間子の質量スペクトル	14
1.3	CERES 実験の結果	15
1.4	KEK-PS E325 実験の結果。	17
1.5	有限密度中におけるハドロン質量の研究	18
1.6	J-PARC E16 実験で予想される結果	21
2.1	世界の陽子加速器のビーム出力分布 [32]	25
2.2	J-PARC の全体図 [33]	26
2.3	J-PARC ハドロン実験施設の全体図 [34]	26
2.4	本実験で使用する GEM	28
2.5	E16 実験のセットアップ図	29
2.6	FM 電磁石の写真	30
2.7	GTR の写真	31
2.8	HBD の概要図	32
2.9	J-PARC E16 実験のデータ収集システム	34
2.10	E16 実験のトリガー決定法	36
2.11	トリガー用の信号読み出し方法	37
3.1	HBD における π 中間子と電子の電荷分布	40
3.2	シミュレーションにより求めたガス中の電子のドリフト速度	41
3.3	検出器容量が生じる様子	42
3.4	HBD のトリガー用 GEM の分割方法	43
4.1	HBD ASD の構造	45

4.2	HBD 用の ASD の信号増幅、整形部の回路図	47
4.3	ASD のプリアンプ部の回路図	48
4.4	完全差動オペアンプと通常のオペアンプの違い	49
4.5	プリアンプの基本的構成要素	50
4.6	出力信号を複数のコンデンサーに接続した場合の電荷の分割	52
4.7	オペアンプの周波数依存性	52
4.8	プリアンプの正側出力の負帰還容量依存性	55
4.9	プリアンプの正側出力の負帰還抵抗依存性	56
4.10	プリアンプの正側出力の正期間容量依存性	59
4.11	シングルエンドオペアンプを使用した非反転増幅回路	60
4.12	プリアンプ出力の R_2 依存性	62
4.13	PZC 部の拡大図	64
4.14	カスプ波形	69
4.15	シェイパー時定数が 100 ns の時のフェイクヒット回数の S/N 依存性	70
4.16	本回路のコンパレータ部の設計図	71
4.17	抵抗 R_2 の値を変化させた時のコンパレータのヒステリシス幅	73
4.18	設計した ASD の全体図	74
4.19	各バイパスコンデンサのインピーダンスの周波数依存性 [53]	77
4.20	プリント基板の構造図	78
4.21	設計した HBD 用 ASD のレイアウト (一層目)	80
4.22	製作した HBD 用 ASD 回路のプリント基板	81
5.1	プリント基板のテスト方法	83
5.2	ASD の典型的な信号波形	84
5.3	正帰還容量を接続した時の出力波形	85
5.4	検出器容量がないときの ASD の増幅度	86
5.5	ASD の増幅度の検出器容量依存性	87
5.6	雑音測定時のオシロスコープ画面	88
5.7	雑音レベルの検出器容量依存性	89
5.8	S/N の検出器容量依存性	89
5.9	ASD のオフセット依存性	90
5.10	ASD の応答のチャンネル依存性	92
5.11	試験で使用した GEM の回路図と実際の写真	93

5.12	測定に使用したテストチェンバー	94
5.13	GEM の交流成分を取り出すために製作した AC カップリング回路	95
5.14	テストチェンバーの底面パッドの写真	97
5.15	テストチェンバーに ^{55}Fe 線源を照射した時の概要図	97
5.16	ともに時定数の大きなアンプで増幅した時の GEM から読み出した信号 とパッドから読み出した信号の波形	98
5.17	E16 実験の読み出しシステムで行った GEM 読み出しとパッド読み出し の信号波形	98
5.18	テストチェンバーと接続した時の GEM から読み出し信号の雑音レベル の検出器容量依存性	99
5.19	テストパルスを用いた実験の概要図	99
5.20	テストパルスを用いて測定した読み出しシステムの応答の検出器容量依 存性	100
5.21	検出器単体で評価したトリガー用信号読み出しシステムの S/N の検出器 容量依存性	101
5.22	ELPH の全体図 [55]	103
5.23	ELPH 実験のセットアップの写真	104
5.24	ELPH 実験のセットアップ	104
5.25	シンチレーターのセットアップ	105
5.26	テストチェンバー裏側から見たビーム照射位置	106
5.27	テスト実験におけるデータ収集システム	107
5.28	検出器容量 1.8 nF での PADC のチャンネル分布	107
5.29	入力電荷と PADC チャンネルの関係	109
5.30	^{55}Fe 線源を照射した時の測定結果	110
5.31	検出器容量 1.8 nF におけるパッド読み出しと ASD 読み出しの電荷分布	110
5.32	検出器容量 1.8 nF でのパッド読み出しに対するトリガー用信号出力効率 の電荷依存性	111
5.33	検出器容量 5.4 nF でのパッド読み出しと GEM 読み出しの PADC にお けるチャンネル分布	112
5.34	検出器容量 5.4 nF におけるパッド読み出しと GEM 読み出しの電荷分布	113
5.35	検出器容量 5.4 nF でのパッド読み出しに対するトリガー用信号出力効率 の電荷依存性	114

6.1	閾値を 7.5 p.e. とした時の電子と π 中間子の検出分布	117
6.2	閾値を 9.9 p.e. とした時の電子と π 中間子の検出分布	117
6.3	新たに製作したシングルエンドオペアンプ ASD	120
B.1	通常のアンプの基本構成	125
B.2	アンプの基本回路	127
B.3	完全差動アンプの基本構成	128
C.1	ASD のプリアンプ部	132

第 1 章

序論

J-PARC において原子核密度中におけるベクター中間子の質量スペクトルを測定する実験 (J-PARC E16 実験) が計画されている。本章では、J-PARC E16 実験が行われる背景と、その目的について説明する。

1.1 背景

質量は粒子を特徴づける最も基本的な物理量の一つである。物質の質量が微視的な素粒子からどのように生じるのかという問題は現代物理学の主要なテーマになっており、理論・実験の両面から多くの研究が行われてきた。その成果の一つが、ヒッグス機構による質量生成機構の解明である。 $SU(2)_W \times U(1)_Y$ のゲージ対称性が自発的に破れることで質量が生成されるというヒッグス機構は、2012 年にヒッグス粒子が発見されたことで実証され、レプトンやクォークなどの基本粒子の質量が生じる機構は解明された。

しかし、クォークの多体系であるハドロンの質量をヒッグス機構のみで説明することは出来ない。素粒子であるアップクォークやダウンクォークはヒッグス機構により数 MeV/c^2 の質量を与えられる。一方で、基本的なハドロンである陽子の質量は約 $940 \text{ MeV}/c^2$ である。この大きな質量の乖離を説明するためには、ハドロンを結びつける相互作用である Quantum Chromo Dynamics (QCD) が必要であると考えられている。QCD は $SU(3)_C$ ゲージ対称性を持つ理論であり、クォークの動力学を記述する基礎理論である。

ハドロン質量の起源を解明する最も直感的な方法は、QCD やハドロン有効模型を使って、真空中におけるハドロンの質量を説明することである。近年では、図 1.1 左のように、

格子 QCD 理論を用いた数値計算により、陽子の質量起源を QCD から求めた結果も提出されている。

一方、さらに進んで有限密度・温度といった系でハドロンの質量を調べることで質量の獲得起源に迫ることが出来る。図 1.1 右に示すように、ハドロンは置かれる環境によって多様な性質を示すことが予言されている。しかし、有限密度・温度といった環境を作るとは一般的に難しく、現在の実験的情報は限られているため、さらなる実験データが求められている。

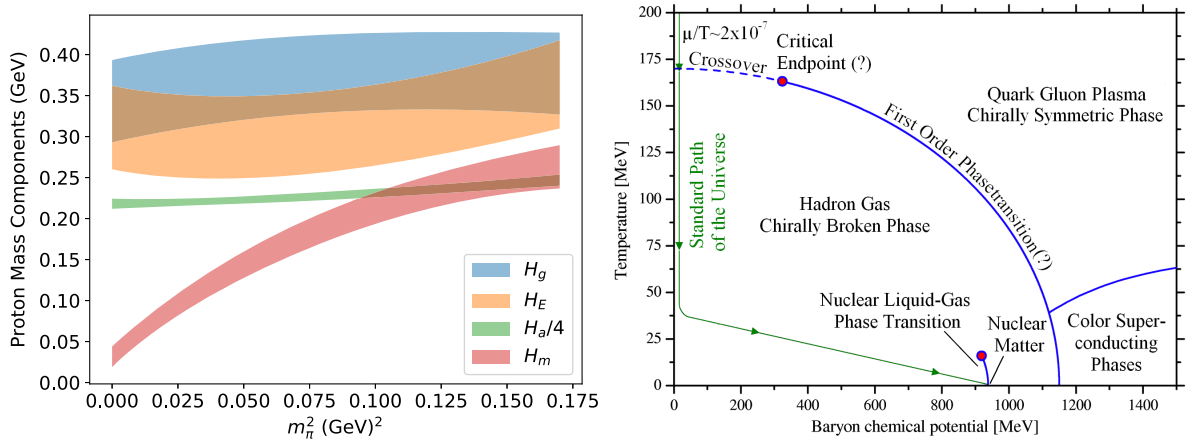


図 1.1 現在まで行われてきたハドロン研究の例。左図は、格子 QCD 計算による陽子質量の内訳の π 中間子質量依存性 [1]。 H_g はグルーオン場のエネルギー、 H_E はクォークのエネルギー、 $H_a/4$ は量子異常からくるエネルギー、 H_m がクォーク凝縮からくる質量である。右図は QCD 相図の例 [2]。横軸をバリオン化学ポテンシャル、縦軸を温度で表した時の QCD の相構造。

1.2 有限密度・温度下におけるハドロン質量の先行実験

有限密度・温度下におけるハドロンの質量を測定する実験手法として、崩壊粒子を捉えて親粒子の質量を再構成する不変質量法と、入射粒子と反応粒子の測定から目的の粒子の質量を計算する質量欠損法の二つがある。本節では主に不変質量法での先行研究について述べる。質量欠損法を用いた有限密度下におけるハドロン質量の研究としては、中性子数の異なる Sn 原子核を使った π 中間子原子によるもの [3] がある。

不変質量法を用いる実験では親粒子の質量スペクトルから有限密度・温度中のハドロン

質量変化の情報を抜き出す。「質量変化」と述べたときには、質量値の変化と質量幅の変化の二つの場合がある。質量値は質量スペクトルの平均値または極の位置のことを意味している。これら質量値と質量幅の二つの要素がそれぞれどのように変化するかを調べることで、親粒子の質量が有限密度・温度下においてどのように変化するかを定量的に調べることができる。

親粒子として再構成するハドロンとしてはベクター中間子が適している。ベクター中間子は $J^{PC} = 1^{--}$ であり、レプトン対 (e^+e^- , $\mu^+\mu^-$) に崩壊することができる。レプトン対は強い相互作用の影響を受けないため、質量変化に感度の高い測定が可能となる。軽いベクター中間子の真空中における測定値を表 1.1 に述べる。表 1.1 から分かるように、ベクター中間子のレプトン対への崩壊分岐比は非常に小さい。さらに、図 1.2 に示すように、測定される不変質量分布は有限密度・温度中で崩壊するベクター中間子と、真空中で崩壊するベクター中間子の重ね合わせである。また、寿命が長い ω 中間子、 ϕ 中間子では寿命の短い ρ 中間子よりも統計を貯めることが難しい。

有限密度・温度状況下でベクター中間子を生成する方法には以下の二つがある。

- 重イオン衝突
- 原子核中でのハドロン生成

以下ではこの二つの方法を用いた実験結果を述べる。

表 1.1 軽いベクター中間子の真空中における測定値 [5]。

	質量値	質量幅	寿命 ($c\tau$)	e^+e^- 分岐比	$\mu^+\mu^-$ 分岐比
ρ 中間子	775.26 MeV	149.1 MeV	1.3 fm	4.72×10^{-5}	4.55×10^{-5}
ω 中間子	782.65 MeV	8.49 MeV	23 fm	7.36×10^{-5}	7.4×10^{-5}
ϕ 中間子	1019.46 MeV	4.27 MeV	46 fm	2.973×10^{-4}	2.86×10^{-4}

■ 重イオン衝突

重イオン衝突では、重い原子核を互いに加速して衝突させる。衝突時の重心エネルギーに応じて、高温環境や、高密度環境が作り出される。この方法で過去行われた先駆的な実験としては、CERN SPS で行われた CERES 実験がある。CERES 実験では、重イオンだけではなく、陽子や軽イオンも衝突させることで様々な環境から生じる電子・陽電子対測定を行った。その結果が図 1.3 である。左から p-Be 衝突、p-Au 衝突、S-Au 衝突の結果

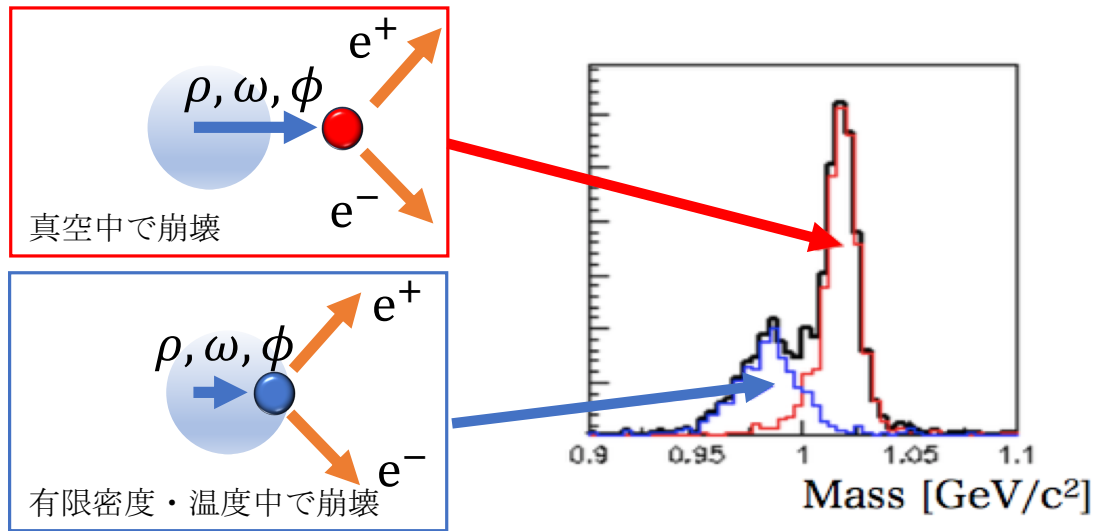


図 1.2 実験で測定されるベクター中間子の質量スペクトル

である。実線は既知の真空中のハドロンの寄与から想定される電子・陽電子対のスペクトルであり、黒点は CERES 実験の測定点を示す。重イオン同士での衝突 (S-Au) のみで ρ 中間子の質量よりも低い質量側に有意な超過があることが見て取れる。これは、重イオン衝突で高温状況が実現されており、 ρ 中間子の性質が有限温度効果を受けたためであると考えられる。しかし、 ρ 中間子が有限温度状況下で質量が軽くなったのか、あるいは質量幅が広がっただけなのかは、未だ議論の余地があり結論は出ていない。

また、CERN で行われた NA60 実験においても $\mu^+\mu^-$ 対測定により、同様に ω 中間子の近傍に超過成分が報告された [6]。NA60 実験では、これは ρ 中間子の幅が広がったためであると結論づけられた。他に、GSI で行われた HADES 実験では p-Nb 衝突からの電子・陽電子対測定により、 ω 中間子の収量の減少が確認された [7]。HADES 実験では、 ω 中間子の核子吸収効果によりこれを再現できる可能性を示している。

さらに、近年 RHIC で行われた実験として Au-Au 衝突からの e^+e^- 対を測定した PHENIX 実験 [8]、STAR 実験 [9] がある。両実験ともに、 ω, ϕ 中間子のスペクトル変化は見られず、 ρ 中間子のみでスペクトル変化が見られた。これらの実験では、このスペクトル変化は ρ 中間子の幅が広がったことで説明がつくと結論づけている。

■ 原子核中のハドロン生成

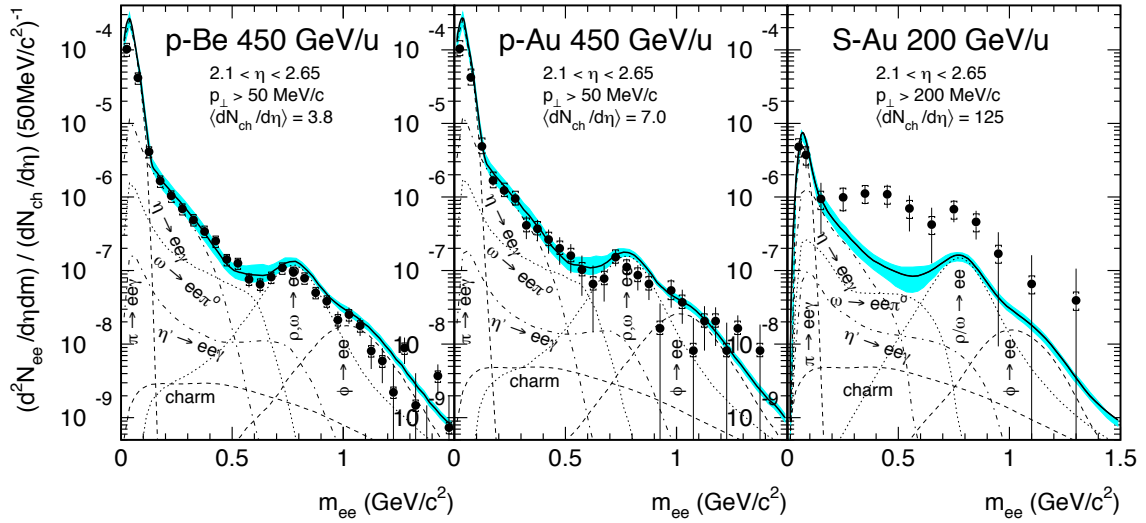


図 1.3 CERES 実験の結果。三枚の図はそれぞれ、p-Be 衝突、p-Au 衝突、S-Au 衝突による、電子・陽電子対の質量スペクトルを示している。黒点は測定点であり、実線はハドロンの性質が真空中から変化しないと仮定した時の質量スペクトルである。S-Au 衝突の図のみ、 ρ 中間子の質量付近で測定点の超過が見て取れる [4]。

原子核中でハドロンを生成する方法としては、陽子を原子核に照射する実験と、光子を原子核に照射する実験が行われてきた。これらの方法では、原子核密度中でのハドロンの性質を測定するため、重イオンとは異なり測定時の密度が既知であるという利点がある。

光生成反応を用いて行われた米国ジェファーソン研究所の CLAS 実験 [10] では、 ρ 中間子のみで質量スペクトルの変化が観測された。CLAS 実験は、このスペクトル変化は質量値の変化によるものではなく、ベクター中間子と核子との散乱効果による質量幅の増加によるものであると結論づけた。一方で、 ω, ϕ 中間子に関してはスペクトル変化は確認されなかったが、統計が少なくスペクトル変化の可能性を否定しきれていない。

KEK-PS E325 実験は陽子を原子核標的に照射することでベクター中間子を原子核中に生成し、そこから崩壊した電子・陽電子対の質量スペクトルを世界最高の統計量、分解能 (11 MeV) で蓄積した。これにより、 ρ, ω 中間子だけではなく、初めて ϕ 中間子の質量スペクトル変化の議論が可能になった。本節で述べてきたように、 ρ 中間子の質量スペクトル変化の議論が定まっていない最大の理由は、 ρ 中間子の 149 MeV という質量幅の広さにある。さらに ρ 中間子と ω 中間子はその質量値が近く、重なり効果の考慮をしなければならない。一方で、 ϕ 中間子は 4.3 MeV と質量幅が狭く、近傍にピークが存在しないため、遥かに質量スペクトル変化の議論が明確になる。KEK-PS E325 実験は、本論文

の目的となる J-PARC E16 実験の先行実験であるため、次節で詳細を述べる。

■ KEK-PS E325 実験

KEK-PS E325 実験では、12 GeV の陽子を原子核標的 (C、Cu) に照射することでベクター中間子 ρ 、 ω 、 ϕ を原子核中に生成した。そこから崩壊した電子・陽電子対を測定し、質量スペクトルを再構成した。その結果が図 1.4 である。図 1.4 左は全質量領域における電子・陽電子対の質量スペクトルである [11]。黒点は E325 実験の測定点である。赤線はベクター中間子の質量変化がないものと仮定した時のフィッティング曲線である。 ω 中間子のピークである青線の左側にフィッティング曲線と一致しない超過成分が存在する。一方、図 1.4 右は、同実験で測定された ϕ 中間子近傍の電子・陽電子対質量スペクトルである [12]。黒点は測定点であり、実線は ϕ 中間子のスペクトルが真空から変化しなかった場合の線である。左が炭素標的、右が銅標的の結果を示しており、さらにそれぞれ ϕ 中間子の速度に応じて三枚の図に切り分けている。右上の、銅標的かつ最も ϕ 中間子の速度が遅いもの ($\beta\gamma < 1.25$) のみで、 ϕ 中間子よりも低質量領域に超過成分が存在する。これは、生成された ϕ 中間子が原子核中で崩壊する確率は、標的原子核が大きくなるほど、また ϕ 中間子の速度が遅いほど高くなるという自然な描像と合致する。

得られた質量スペクトルを解釈するため、E325 実験では下式のように質量値と質量幅が密度に線形に依存すると仮定して、モンテカルロシミュレーションを行った。

$$\frac{M(\rho)}{M(0)} = 1 - k_1 \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right) \quad (1.1)$$

$$\frac{\Gamma(\rho)}{\Gamma(0)} = 1 + k_2 \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right) \quad (1.2)$$

ここで、 ρ は原子核密度、 ρ_0 は通常原子核密度、 $M(\rho)$ 、 $\Gamma(\rho)$ はそれぞれ密度に依存するベクター中間子の質量、質量幅を示している。 k_1 、 k_2 はパラメータである。質量スペクトルは Breit-Wigner 関数であるとし、 ϕ 中間子が Woods-Saxon 型の密度分布をした原子核中で生成されると仮定して、図 1.4 の結果を説明できるパラメータ k_1, k_2 の値を決定した。その結果、 ϕ 中間子では、 $k_1 = 0.034_{-0.007}^{+0.006}$ 、 $k_2 = 2.6_{-1.2}^{+1.8}$ という値が得られた。この結果は、 ϕ 中間子が原子核密度中で質量幅が 3.6 倍に広がり、質量が約 3.4 % 減少したことを示している。同様の解析によって、E325 実験は ρ, ω 中間子についても質量が約 9 % 減少したとした。

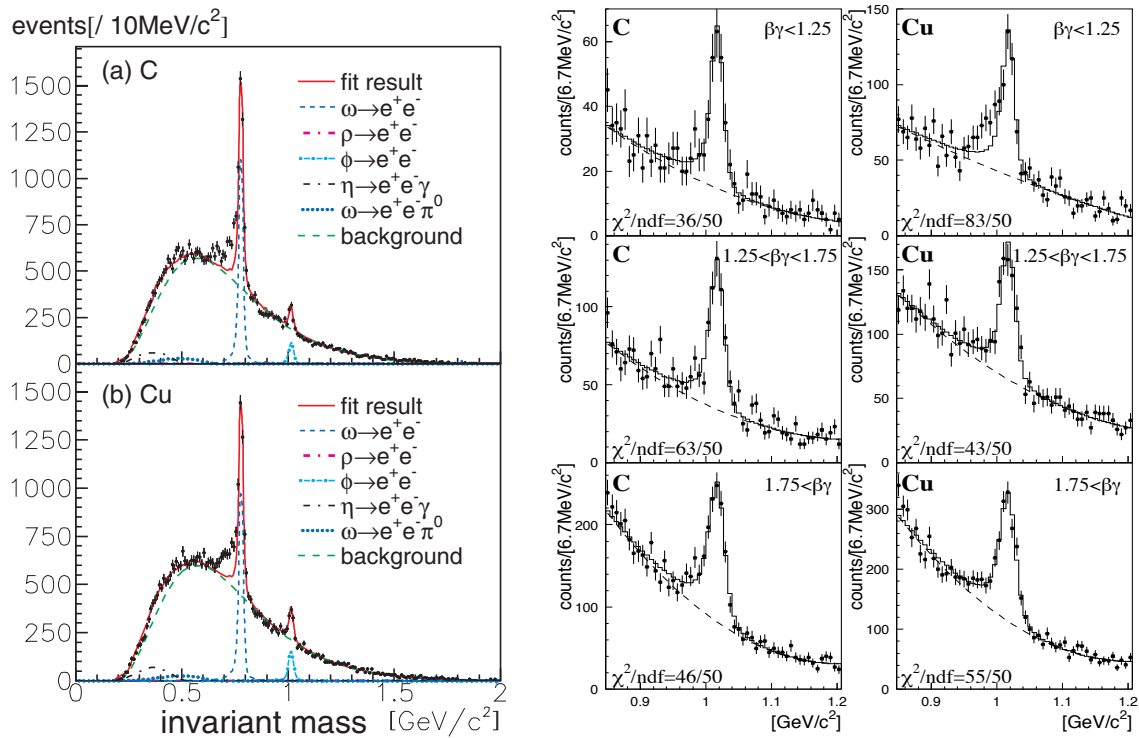


図 1.4 KEK-PS E325 実験の結果。左図は全質量領域における電子・陽電子対の質量スペクトル [11]。上が炭素標的、下が銅標的の結果である。 ω 中間子のピークの左側に既存のハドロン過程では説明がつかない測定点の超過が見取れる。右図は ϕ 中間子質量近傍の電子・陽電子対の質量スペクトルである [12]。左が炭素標的、右が銅標的であり、縦方向は、 ϕ 中間子の速度で分割されている。右上の、銅標的かつ最も ϕ 中間子が遅いデータのみで、既存のハドロン過程で説明がつかない測定点の超過が見取れる。

1.3 有限密度中のハドロン質量の理論研究

KEK-PS E325 実験を始めとする有限密度・温度下におけるハドロン質量の実験結果を説明するために様々な理論研究が行われてきている。特に、有限密度下におけるハドロン質量の研究は Brown と Rho の有効カイラル模型を用いた方法により始まった [13]。Brown と Rho は、バリオン密度中でも有効カイラルラグランジアンは真空中のものと変わらないと仮定し、その上で、QCD の対称性を保つために質量と結合定数がバリオン密度の影響を受けて変化するとした。この方法により、Brown と Rho は有限密度中のハドロン質量のスケール則を導出した。それが式 (1.3) である。ここで、アスタリス

クは有限密度中における値であることを示している。

$$\frac{m_\sigma^*}{m_\sigma} = \frac{m_N^*}{m_N} = \frac{m_\rho^*}{m_\rho} = \frac{m_\omega^*}{m_\omega} = \frac{f_\pi^*}{f_\pi} \quad (1.3)$$

Cabrera らは複数の有効模型を使って ϕ 中間子のスペクトルを計算した [14]。その結果が図 1.5 左である。模型によりスペクトルの形が変わり、特にバリオン-ベクターメソン相互作用の取り込み方に強く依存することが示された。しかし、どの模型にも共通して質量幅が広がること、さらに少しの質量値減少があることが示された。他に有効模型を用いて ϕ 中間子のスペクトルを計算したものとして [15–20] がある。特に文献 [20] では、有限密度中においては ϕ 中間子のスペクトル関数が Breit-Wigner 関数では表せなくなり、さらには左右非対称となることが指摘されている。

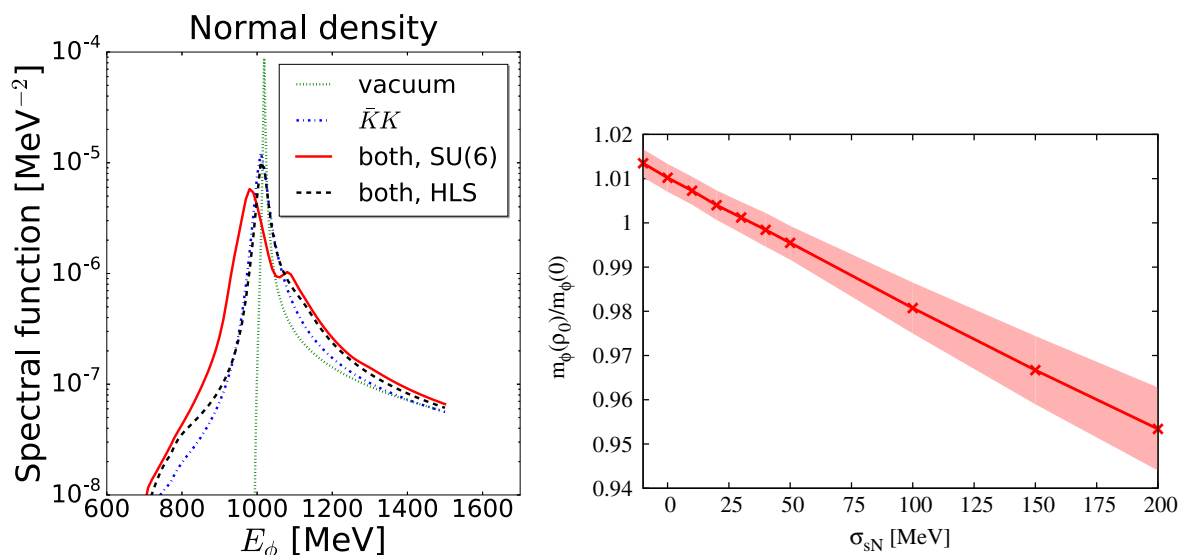


図 1.5 有限密度中におけるハドロン質量の研究。左図は有効カイラル模型を用いて導かれた ϕ 中間子質量スペクトル [14]。右図は、原子核密度における ϕ 中間子質量の σ_{sN} 依存性 [23]。

一方、第一原理である QCD から有限密度中のハドロン質量を探る手法としては QCD 和則がある。QCD 和則は二点関数の解析性と演算子積展開を使うことで、ハドロン物理量と QCD のクォーク凝縮などの真空期待値を結びつける計算法である。初田と Lee はこれを応用して、有限密度中におけるハドロン議論に適用した [21, 22]。その結果、

下式のようにベクター中間子の質量値は密度に比例して減少するという結果を導いた。

$$\frac{m(\rho)}{m(0)} \simeq 1 - C \left(\frac{\rho}{\rho_0} \right) \quad (1.4)$$

ここで C の値は ρ 、 ω 中間子では 0.16、 ϕ 中間子では 0.15 y である。 y は核子中のストレンジネスの割合であり、 $y = \langle N|\bar{s}s|N \rangle / \langle N|\bar{q}q|N \rangle$ [ただし $\langle N|\bar{q}q|N \rangle = (\langle N|\bar{u}u|N \rangle + \langle N|\bar{d}d|N \rangle)/2$] で定義される。当該論文中では、 y は 0.12 から 0.22 の値を取り得ると仮定されている。この値を式 (1.4) に代入することで計算された ϕ 中間子の質量減少は 2 ~ 4% であり、E325 実験の結果と一致する。また、Gubler と大谷はこの QCD 和則と最大エントロピー法を組み合わせることで有限密度中の ϕ 中間子の質量変化を下のように導いた [23]。

$$\frac{m_\phi(\rho)}{m_\phi(0)} - 1 = \left[b_0 - b_1 \left(\frac{\sigma_{sN}}{1 \text{ MeV}} \right) \right] \frac{\rho}{\rho_0} \quad (1.5)$$

ここで、 $b_0 = (1.00 \pm 0.34) \times 10^{-2}$ 、 $b_1 = (2.86 \pm 0.48) \times 10^{-4}$ である。また、 σ_{sN} は核子中のストレンジネスの割合を表しており、 $\sigma_{sN} = m_s \langle N|\bar{s}s|N \rangle$ で定義される。この結果から、図 1.5 右に示すように、 σ_{sN} の値によっては有限密度中の ϕ 中間子質量は減少するのではなく、増加する可能性があることも示唆された。

一方、近年著しい発展を遂げる格子 QCD 理論を用いた数値計算は、符号問題のために大きな μ/T における計算は未だなされていない。上記の σ_{sN} などは格子 QCD で計算できる [24–28] が、実験で測定される質量と結びつけるためには QCD 和則などの別手法と組み合わせる必要がある。

1.4 J-PARC E16 実験の目的

以上のように、有限密度下の質量スペクトルには様々な解釈が存在している。特に、質量スペクトルの変化が質量幅の変化のみなのか、あるいは質量値も変化するのは定めるべき重要な課題である。先行研究の中でも KEK-PS E325 実験は世界最高の統計、質量分解能をもって有限密度下におけるハドロンの質量値変化を初めて示唆したという点で注目し値する。 ϕ 中間子の質量スペクトル変化を議論できるほどの高統計、高質量分解能を達成した実験は E325 実験のみである。しかし、真に有限密度での影響であることを確立す

るためには、より系統的な研究が必要である。一方で、 ρ 中間子の E325 実験の結果は、質量値の変化がなかったとする他実験の結果と食い違っており、さらなる詳細な測定によってこの問題に決着を着けることも重要である。

また、前節での理論研究は全て ϕ 中間子の運動量がない場合の議論である。実験では ϕ 中間子は有限の運動量を持っており、単純な比較を行うことはできない。理論における質量と対応のとれる物理量を実験から得るためには、 ϕ 中間子の運動量ごとの質量スペクトル（分散関係）を測定し、 ϕ 中間子運動量がない場合の質量を外挿することが必要になる⁴¹。さらに、有限密度中の質量の定義についても問題が提起されており [30]、同様に ϕ 中間子の分散関係を測定することが解決策であることが指摘されている [31]（詳しくは付録 A を参照）。以上のことを踏まえ、J-PARC E16 実験ではより精度を高めた実験を行うことで KEK-PS E325 実験の確証を得ること、さらに ϕ 中間子の有限密度中の分散関係を初めて測定すること、を目指す。

分散関係を得るためには、複数のベクター中間子運動量に対して質量スペクトルを測定することが必要であり、先行実験である KEK-PS E325 よりも非常に多くの統計が必要となる。J-PARC E16 実験では統計量を増加させるために以下のことを行う。

- 世界最高強度の陽子ビームを供給できる J-PARC において実験を行う
- 検出器が覆う立体角を大幅に増加させる
- 30 GeV の高エネルギー陽子を用いることでベクター中間子の生成量を増加させる

上記のことを行うことで、電子・陽電子対に崩壊するベクター中間子の統計量を先行実験である KEK-PS E325 実験の 100 倍蓄積することを目指す。

図 1.6 は、この統計量を仮定した時の、J-PARC E16 実験で測定する ϕ 中間子の分散関係である。横軸は ϕ 中間子の運動量であり、縦軸は質量である。赤線は KEK-PS E325 実験の結果であり、統計量不足のため一点の測定点しかない。J-PARC E16 実験では、複数の運動量で ϕ 中間子の質量分布を測定することで、有限密度下におけるベクター中間子の分散関係 $E(p^2)$ を初めて測定する。

さらに、高統計を達成することで質量変化の議論をスペクトル関数に依存せずに行える可能性がある。文献 [20] で提示された理論研究では、有限密度中では ϕ 中間子の質量スペクトルが Breit-Wigner 関数では表されないという結果が得られている。J-PARC E16 実験では、前述したような統計を貯めることで図 1.5 右のように原子核中の ϕ 中間子質量

⁴¹ 一方で、Lee による QCD 和則を用いた計算ではこの分散関係による質量の変化は小さいと計算されている [29]。静止している状態と運動量 500 MeV/c で動いている状態における質量の差は、 ρ, ω 中間子で 2%、 ϕ 中間子で 0.1% と見積もられている。

のピークを抜き出せることができる可能性がある。このピークを観測できれば、質量スペクトル関数を Breit-Wigner 関数などのモデルに依存せずに議論を行うことができる。

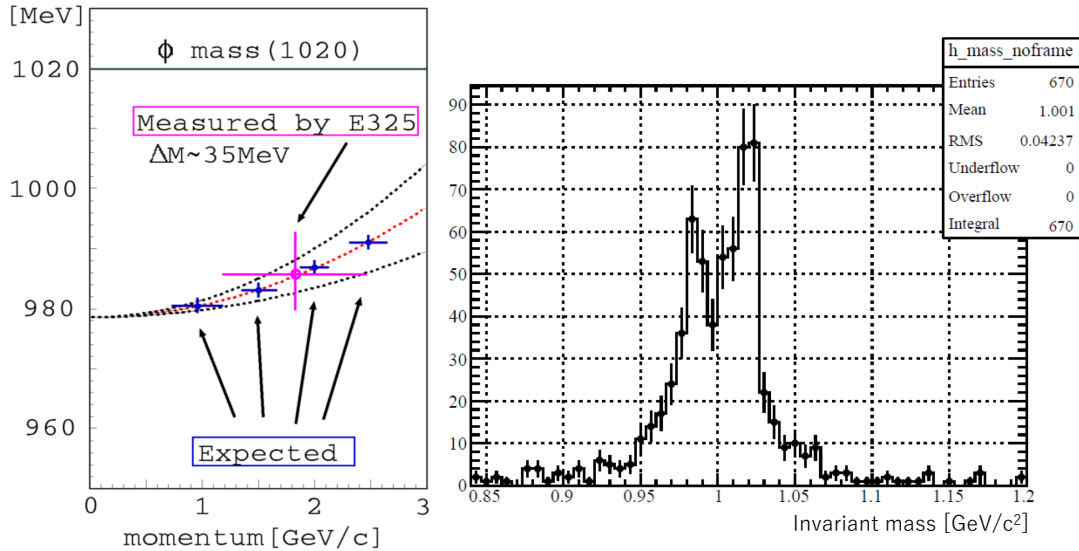


図 1.6 J-PARC E16 実験で予想される結果。左図は測定する分散関係のシミュレーション結果。図は ϕ 中間子の場合を示している。横軸は ϕ 中間子の運動量、縦軸は ϕ 中間子の質量を表している。赤点は先行実験である KEK-PS E325 実験の結果であり、統計量不足のため 1 点の測定点しかない。J-PARC E16 実験では、4 点の測定点を得ることができると予想している。右図は予想される ϕ 中間子の質量スペクトル。図は鉛標的かつ遅い ϕ 中間子 ($\beta\gamma < 0.5$) のみを抜き出したものである。 ϕ 中間子よりも質量の軽い側に、はっきりとしたピークが確認できる。

1.5 本論文の流れ

J-PARC E16 実験で測定するベクター中間子の電子・陽電子対崩壊比は 10^{-4} 程度と非常に低く、背景事象としてその 100 倍程度の π 中間子が想定されている。そのため、電子・陽電子対の高統計測定には、高い電子識別能力が必要である。J-PARC E16 実験では、電子識別のための検出器としてハドロンブラインド検出器 (Hadron Blind Detector, HBD) を使用する。HBD は電子と、背景事象となる π 中間子をチェレンコフ光の有無で識別する閾値型の検出器である。HBD は発生したチェレンコフ光を光電効果で電子に変換する。その後、Gas Electron Multiplier (GEM) により電子雪崩を起こすことで電子

を増幅し、読み出し可能な信号を得る。

J-PARC E16 実験では、HBD のトリガー用の信号をデータ信号とは別に読み出すシステムが必要であった。このトリガー用信号読み出しシステムの開発が本論文の目的である。以下に本論文の章構造を述べる。

まず、2 章では J-PARC E16 実験の概要とその詳細を述べる。その中での HBD のトリガー用信号読み出しシステムの位置付けを述べる。3 章では J-PARC E16 実験から課される HBD のトリガー用信号読み出しシステムへの要求を記述する。ここで、トリガー用信号読み出しシステムの満たすべき性能を述べる。特に、読み出し GEM の検出器容量が重要であることを説明し、読み出し可能な検出器容量を決定することが本論文の主目的になることを述べる。そして、検出器容量耐性を持つトリガー生成装置である ASD 開発の必要性を述べる。4 章ではこの ASD の設計・製作について述べる。ASD の基本構造を説明した後、各部分の設計思想についての詳細を、回路解析、シミュレーション等を交えながら説明する。その後、設計した ASD の製作方法について述べ、実際に製作した結果を示す。5 章ではトリガー用信号読み出しシステムの性能評価を述べる。まず、製作した ASD 単体をテストパルスを用いて評価した結果を述べる。ここでは、様々なパラメータ下での動作確認、また増幅度などを測定した結果をまとめる。その後、GEM と ASD を接続することで、一連のトリガー用信号読み出しシステムを動作させた結果を述べる。トリガー用読み出しシステムは、テストパルス、陽電子ビームの 2 つを使用して性能評価を行った。評価としては、主に検出器容量依存性を調べた。その結果を、手法とともに述べる。6 章では前章までの結果をまとめ、トリガー信号読み出しシステムの最適解を議論する。また、さらなる性能向上のための今後の展望について述べる。7 章では本論文の結論を述べる。

第 2 章

J-PARC E16 実験

J-PARC E16 実験（以下 E16 実験）では、陽子ビームを用いて原子核中にベクター中間子 (ρ, ω, ϕ 中間子) を生成し、崩壊した電子・陽電子対の運動量を測定する。ここからベクター中間子の質量スペクトルを構成する。得られる質量スペクトルは真空中で崩壊したベクター中間子と、原子核中で崩壊したベクター中間子の重ね合わせである。ここから、原子核中で崩壊したベクター中間子の情報を抜き出す。

前章で説明した分散関係を得るためには、複数の運動量に対して質量分布を測定することが必要である。そのため、E16 実験では、ベクター中間子の統計量を先行実験である KEK-PS E325 実験の 100 倍蓄積することを目指す。本章では、高統計達成のための施設、検出器群、データ収集システムについて述べる。その中で、本論文の主題であるハドロンブラインド検出器のトリガー用信号読み出しシステムの位置付けも説明する。

2.1 施設

ベクター中間子の高統計量を達成するために、最も強度の高い陽子ビームを供給できる、大強度陽子加速器施設 J-PARC (Japan Proton Accelerator Research Complex) を用いる。J-PARC のハドロン実験施設に新設される高運動量ビームラインから陽子ビームを取り出し、標的に照射する。

2.1.1 J-PARC

J-PARC は茨城県の東海村に位置し、高エネルギー加速機研究機構 (KEK) と、日本原子力研究開発機構 (JAEA) により建設された、大型加速器共同利用実験施設である。

J-PARC は世界最高強度の陽子ビームを供給可能な加速器である。加速器の性能としては、加速エネルギーとビーム電流の積であるビーム出力が良く用いられる。図 2.1 は世界の陽子加速器のビーム出力分布を図示したものである。横軸は加速エネルギー、縦軸はビーム電流を表している。従って、右下がりの直線が同じビーム出力を持った加速器群を表している。図 2.1 から、J-PARC が世界最大規模のビーム出力を持ち、高統計のために高強度陽子ビームを必要とする本実験に適した加速器であることがわかる。

J-PARC の全体図を図 2.2 に示す。J-PARC は、400 MeV 線形加速器 (LINAC)、3 GeV シンクロトロン (RCS)、30 GeV シンクロトロン (MR) の計三台の加速器からなっている。イオン源から取り出した負水素イオン H^- を LINAC で 400 MeV まで加速し、RCS へ入射する。RCS への入射の過程で、負水素イオンは薄膜による荷電交換反応を起こし、陽子 H^+ に変換される。RCS を周回している陽子 H^+ と RCS へ入射される負水素イオン H^- の電荷が異なることで、負水素イオンを周回陽子とは異なる軌道で入射でき、陽子ビームの高強度化を達成している。その後、RCS で 3 GeV まで加速された陽子ビームはそのほとんどが物質・生命科学実験施設 (MLF) へと送られる。一方、MR へは数秒に一回の割合で陽子ビームが送られる。MR で 30 GeV まで加速された陽子ビームは、ニュートリノ実験施設、ハドロン実験施設に送られる。ニュートリノ実験施設は、スーパーカミオカンデへ射出するニュートリノの時間情報の不定性を減らすために速い取り出し (FX) を採用しており、2.48 秒間隔で運転している。一方、ハドロン実験施設は、粒子計数率を抑えるために、陽子ビームを 2 秒かけて取り出す遅い取り出し (SX) を採用しており、5.52 秒間隔で陽子ビームが取り出されている。E16 実験では、このハドロン実験施設を利用する。

2.1.2 ハドロン実験施設

ハドロン実験施設は、J-PARC の 30 GeV 陽子ビームを用いてハドロンや原子核、さらには素粒子物理学の研究を目的としている。ハドロン実験施設には、図 2.3 に示すようにいくつかのビームラインがあり、現在稼働しているのは、K1.8、K1.8BR、KL の 3 つである。いずれのビームラインも陽子ビームを金標的 (一次標的、T1) に衝突させることで生じる π 中間子や K 中間子といった二次粒子をビームとして利用している。

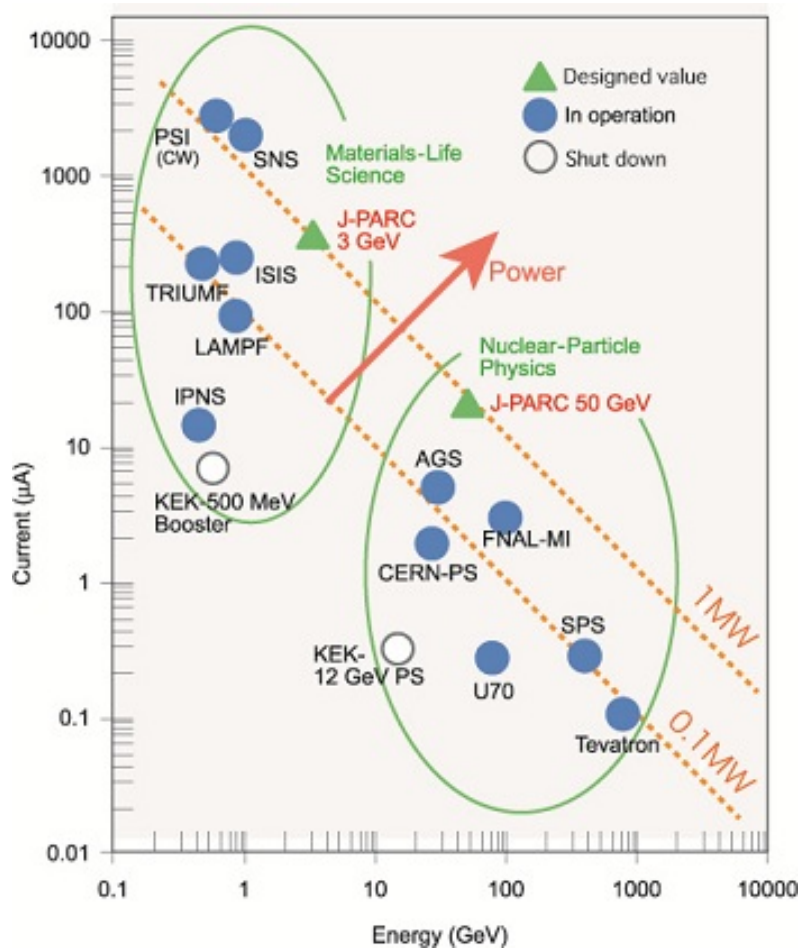


図 2.1 世界の陽子加速器のビーム出力分布 [32]

さらに、新たに建設されるビームラインとして、高運動量 (High-p) ビームラインがある。図 2.3 の青線で囲んだ領域は、高運動量ビームラインが建設される位置を示している。このビームラインの特徴は、30 GeV の陽子ビームを直接用いることである。一次標的に照射される陽子ビームの約 0.02 % を削り取り、高運動量ビームラインへと送る。これにより、 $10^{10}/\text{spill}$ (1spill は 2 秒) の 30 GeV 陽子ビームが利用可能となる。E16 実験はこの高強度陽子ビームを用いて実験を行う。

2.2 実験セットアップ

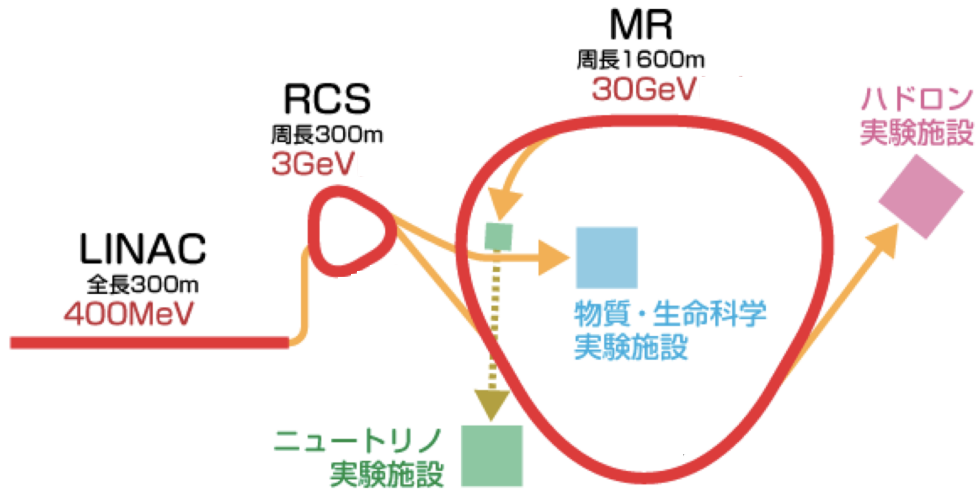


図 2.2 J-PARC の全体図 [33]

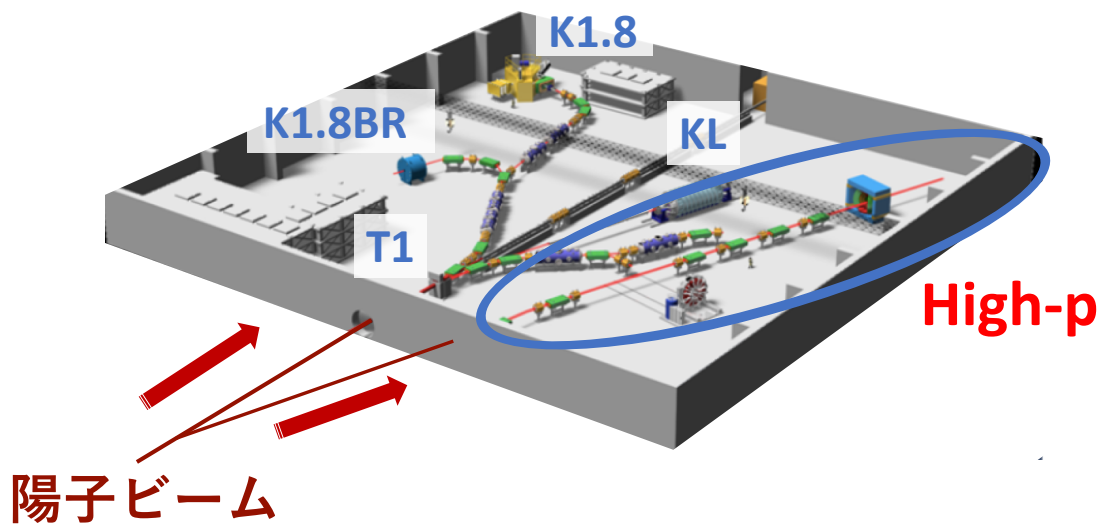


図 2.3 J-PARC ハドロン実験施設の全体図 [34]

前節で述べたように、標的を含めた E16 実験のスペクトロメータは高運動量ビームライン下流に置かれる。標的は、質量スペクトルの原子核半径依存性を見るため、複数用いる。現在検討されている標的は炭素標的と銅標的である。これらの標的は、 γ 転換 ($\gamma \rightarrow e^+ + e^-$) による背景事象を抑えるため、それぞれの厚さを薄くしている。薄くなることによる収量の減少を補うため、銅標的二枚、炭素標的一枚をビームから見て一列に並べ、同時に計測する。標的総計の相互作用長は 0.1 % であり、これにより想定される粒子計数率は約 10 MHz である。将来的にはポリエチレン標的や鉛標的を用いることも計画されており、これにより陽子から鉛まで様々な原子核半径での質量スペクトルを測定することが可能となる。

E16 実験で使用する検出器は、飛跡検出用と電子識別用の二つに大別される。飛跡検出にはシリコンストリップ飛跡検出器 (Silicon Strip Detector、以下 SSD) と三台の GEM 飛跡検出器 (GEM Tracker、GTR) の二種類が用いられる。この二検出器を用いることで質量分解能 8 MeV、特に遅い ϕ 中間子に対しては 6.4 MeV を達成する。電子識別にはハドロンブラインド検出器 (Hadron Blind Detector、HBD) と鉛ガラスカロリメーター (Lead-Glass calorimeter、LG) の二種類が用いられる。十分な信号対雑音比でベクター中間子の質量スペクトルを確認するため、この二検出器で電子検出効率 57 % を保ちながら、オンライン解析において π 中間子棄却率 99.8 %、オフライン解析において π 中間子棄却率 99.97 % を達成する見込みである。

また、特に GTR と HBD は、高計数率に対する耐性を持たせるため、信号の増幅部に Gas Electron Multiplier (GEM) を採用したという大きな特徴がある。GEM は Sauli により発明された高計数率耐性をもつ電子増幅器である [35]。図 2.4 中心に示すように GEM の表面には直径数十 μm 程度の穴が開けられている。図 2.4 右は GEM に開けられた穴の周辺の電場の分布を示す。GEM の表側と裏側に数百 V の高電圧を印加することで穴の周辺に強電場を発生させる。穴を通過する電子は、この穴の周辺で急速に加速され電子雪崩を起こして増幅される。

これらの検出器は、図 2.5 に示すように、標的から見て SSD、GTR、HBD、LG の順で配置される。図 2.5 の赤で囲まれた領域は検出器群としての最小単位の大きさを表しており、これを 1 モジュールと呼ぶ。1 モジュールの大きさは、三台目の GTR で $300 \times 300 \text{mm}^2$ 、HBD で $600 \times 600 \text{mm}^2$ である。最終的には図 2.5 のように、合計 26 モジュールを用いて標的を覆う。これは標的から見て水平方向 ± 15 度 $\sim \pm 135$ 度、鉛直方向 ± 45 度を覆うことに対応し、立体角としては先行実験である KEK-ES P325 実験の 5 倍と

なる。また、粒子の運動量測定に必要な磁場を印加するため、FM 電磁石と呼ばれるスペクトロメータ電磁石を用いる。スペクトロメータの設計上、全ての検出器はこの FM 電磁石の内側に設置される。以下では、この FM 電磁石、並びに検出器の説明を述べる。

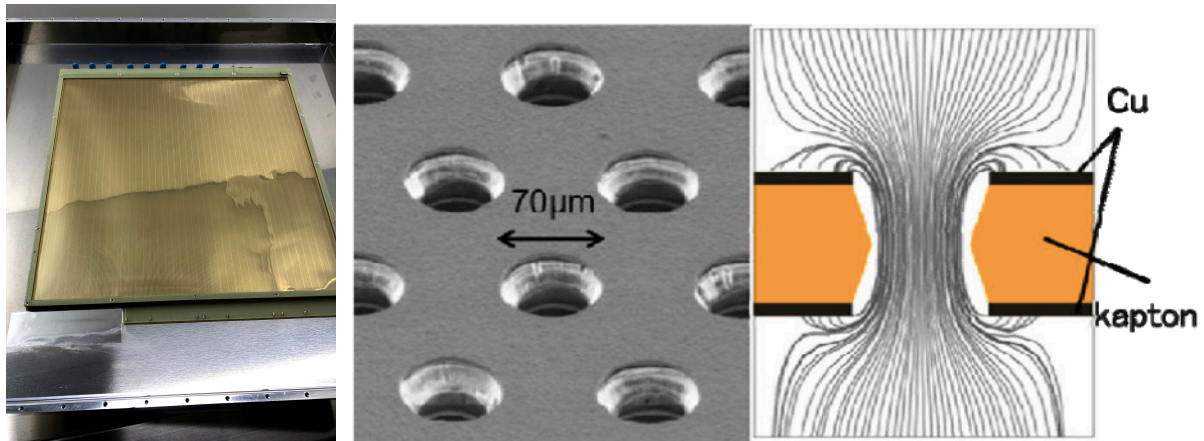


図 2.4 本実験で使用する GEM。左図は GEM の写真であり、大きさは $300 \times 300 \text{ mm}^2$ である。中心の図は GEM の表面に開けられている微小な穴の写真である。増幅される電子はこの部分を通過する。右図はその穴付近に印加されている電場分布を示す。穴近傍に非常に強い電場が存在することで、電子雪崩を起こし、電子が増幅される。

2.2.1 FM 電磁石

GTR で電子の運動量を測定するため、FM 電磁石を用いる。FM 電磁石は常伝導の双極電磁石である。図 2.6 にこの FM 電磁石の写真を載せる。印加電流は 2500 A であり、中心付近に 1.7 T の磁場を発生させることが出来る。E16 実験で使用するほぼ全ての検出器は、この FM 電磁石の内側に設置される。

2.2.2 シリコンストリップ検出器

シリコンストリップ検出器 (Silicon Strip Detector、以下 SSD) は位置検出用に使用される検出器である。SSD はターゲットチェンバー内に置かれることで、最も標的に近い位置で真空中の粒子飛跡を捉え、ターゲットチェンバーの真空膜によるエネルギー損失の影響を抑える。1 モジュールあたりの有感領域は約 60 mm 四方であり、ストリップ間隔は

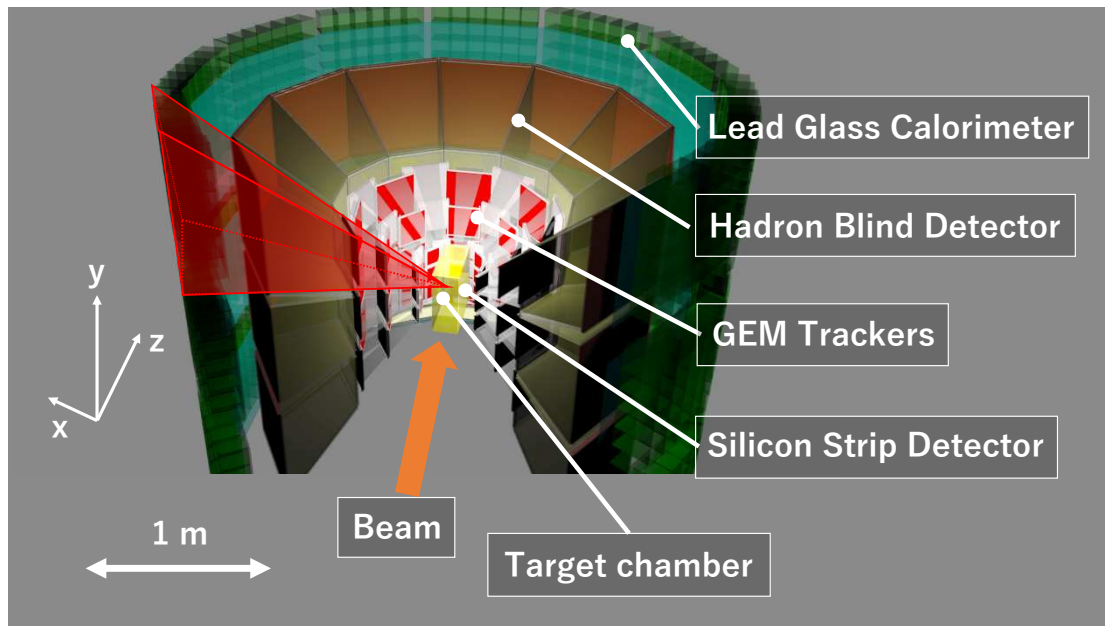


図 2.5 E16 実験のセットアップ図。標的を中心として、SSD、GTR 3 台、HBD、LG の順で並ぶ。赤線で囲まれた一連の検出器群を 1 モジュールとして、合計 26 モジュールで標的を覆う。

80 μm である。粒子計数率 30 kHz/mm² の下で、位置分解能 30 μm 、時間分解能 4 ns を達成できる [36]。

2.2.3 GEM 飛跡検出器

GEM 飛跡検出器 (GEM Tracker、以下 GTR) は電子と気体の衝突によるイオン化を利用するガス検出器である。使用するガスはアルゴン (Ar) と二酸化炭素 (CO₂) の混合気体 (Ar : CO₂ = 7 : 3) である。この混合ガス中を電子が通過することでイオン化が起こり、電子が生じる。この電子を GEM で増幅する。GTR では、この GEM を三段重ねて使用することで、約 10⁴ 倍の増幅率を達成する。

増幅信号を読み出す底面はストリップ構造をとっており、そのピッチ間隔は x 軸方向に 350 μm 、y 軸方向に 1400 μm である。x 軸、y 軸はそれぞれ図 2.5 で示した向きにとっている。これにより、x 軸の位置分解能 100 μm 、y 軸の位置分解能 700 μm を達成している。FM 電磁石の磁場は y 軸方向に印加されているため、より運動量分解能に敏感な x 軸方向の位置分解能を高めている。100 μm の位置分解能で飛跡を測定することで、質量

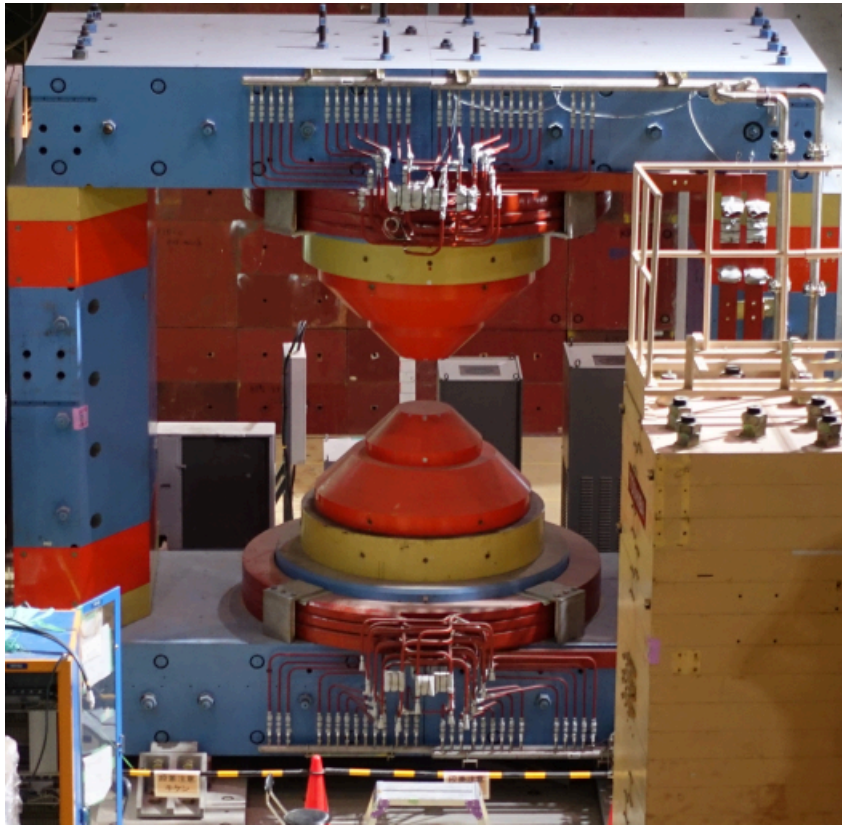


図 2.6 FM 電磁石の写真

分解能 8 MeV を達成できることが分かっている。

E16 実験では、この GTR を粒子の進行方向に三台設置することで粒子の飛跡を測定する。標的最近傍の GTR は $100 \times 100 \text{ mm}^2$ の GEM を用い、そこから遠ざかるにつれて、同じ立体角を覆うために $200 \times 200 \text{ mm}^2$ 、 $300 \times 300 \text{ mm}^2$ と計三種類の GEM が開発され、用いられる予定である。各 GEM を使用した GTR を、面積の小さい順にそれぞれ GTR1、GTR2、GTR3 と呼ぶ。実際の GTR の写真を図 2.7 に示す。

2.2.4 ハドロブラインド検出器

ハドロブラインド検出器 (Hadron Blind Detector、以下 HBD) は、輻射体中を通過した電子によって発生したチェレンコフ光を利用する電子識別検出器である。輻射体は四フッ化メタン (CF_4) ガスであり、その屈折率は 1.0006 である。図 2.8 は HBD の模式図である。検出器上部を通過する高速の電子はガス中でチェレンコフ光を発する。その

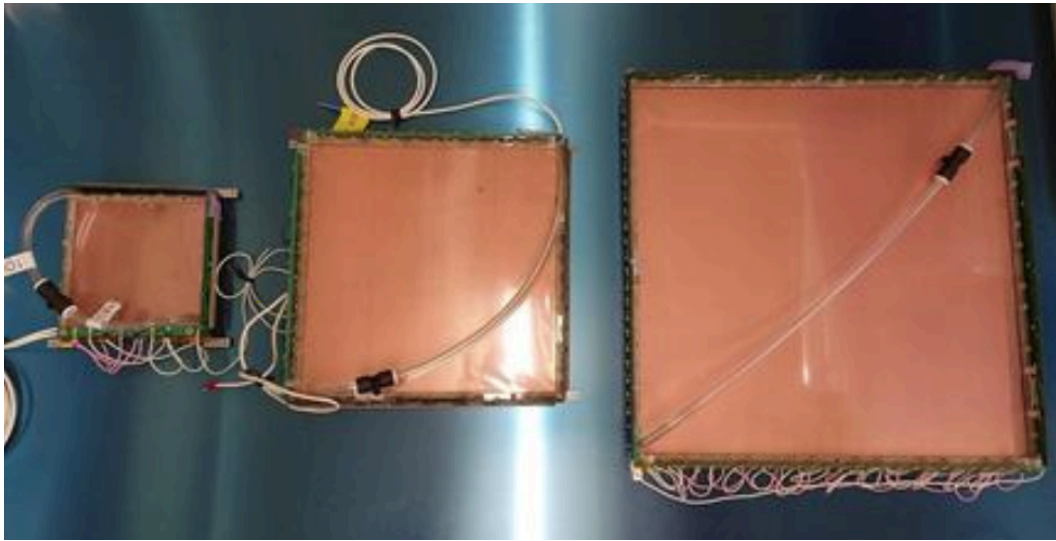


図 2.7 GTR の写真。左から GTR1、GTR2、GTR3。

チェレンコフ光は初段の GEM 表面に蒸着された CsI 光電面により、電子に変換される。その後、三段の GEM により 2×10^4 倍に増幅され、下部の読み出しパッドから信号が読み出される。

主な背景事象は π 中間子であるが、 π 中間子は CF_4 中では運動量 $4.0 \text{ GeV}/c$ までチェレンコフ光を発しない。従って、E16 実験で重要となるエネルギー領域では π 中間子は発光せず、高い π 中間子棄却率を達成できる。一部の π 中間子はガスをイオン化させて電子を発生させるが、光電面より手前に設けられたメッシュ型の電極と、1 枚目の GEM の間に逆電圧を印加することで、ドリフトギャップで発生した電子をメッシュに吸収する。これにより、 π 中間子のイオン化により生じた電子は、その大部分がパッドまで到達しない。この意味で HBD は「ハドロブラインド」な検出器である。

底面のパッドは一辺が 10 mm の正六角形をとっており、このパッドに到達した電荷をデータ信号として読み出す。電子と π 中間子では増幅による電荷の空間的広がり大きさに差異があり、電子の方が空間的広がりが大きい。これを利用して、電荷が到達したパッド数の違いにより、わずかにパッドまで到達し得た π 中間子起因のシグナルも棄却することができる。このパッド情報を用いたオフライン解析においては π 中間子棄却率 99.4% を達成できることがわかっている。

一方で、HBD はオンライン解析のためのトリガー用信号の出力も行う必要がある。詳細は節 2.3.2 で述べるが、パッドから信号を読み出す際に使用する読み出しボードの都合上、パッドから読み出した信号をトリガー用に使用できない。その代わりに GEM フォイ

ルから直接読み出した信号を用いてトリガー用信号の出力を行うことを試みる。E16 実験におけるトリガー出力のためには、オンライン解析において π 中間子棄却率 98 %、電子検出効率 65 % を達成する必要がある。本研究により、このトリガー用信号の読み出しシステムを開発した。本論文ではこのシステムの開発について述べる。

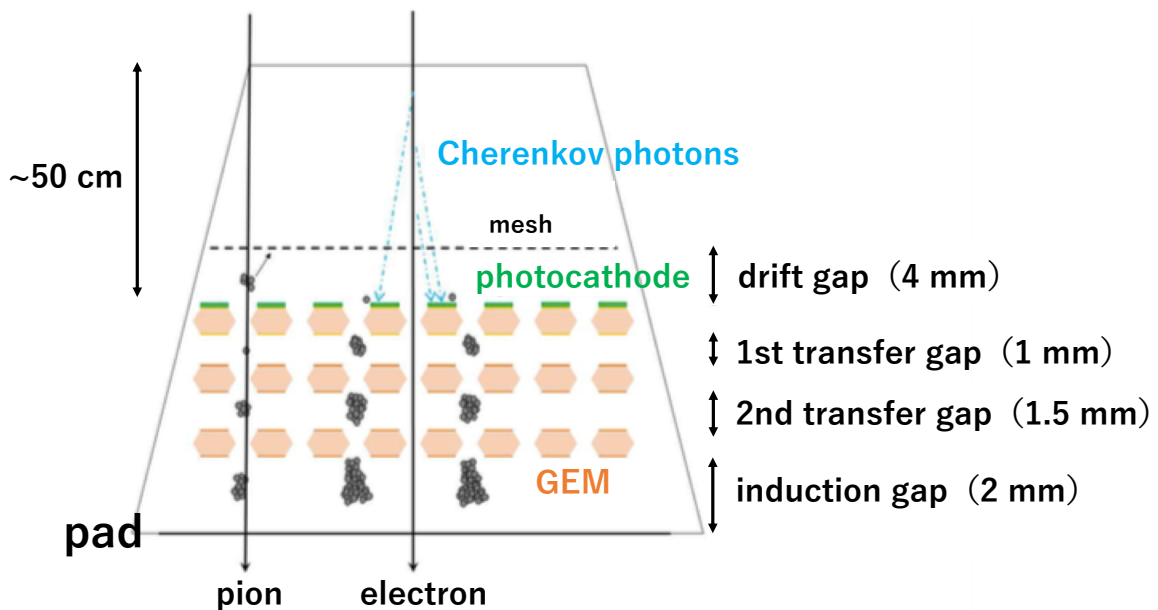


図 2.8 HBD の概要図

2.2.5 鉛ガラスカロリメータ

鉛ガラスカロリメータ (Lead-Glass Calorimeter、以下 LG) は、鉛ガラスを輻射体としたチェレンコフ検出器であり、チェレンコフ光の光量の違いで電子と π 中間子を識別する。入射した電子は、LG 内で電磁シャワーを起こす。電磁シャワーで発生した電子がさらに LG 内でチェレンコフ光を発する。このチェレンコフ光を捉え、光電子増倍管 (PMT) で増幅する。一方で、 π 中間子は電磁シャワーを起こす確率が非常に低いため、発光量の違いによって電子識別を行うことができる。LG 単体では、電子検出効率 90% を保ちながら、オンライン解析で π 中間子棄却率 90%、オフライン解析で π 中間子棄却率 95% を達成できる。

2.3 データ収集システム

以下に J-PARC E16 実験のデータ収集システムの概要を述べる。図 2.9 は J-PARC E16 実験のデータ収集システム (DAQ) の概要図である。データ収集システムは、大別して検出器からのデータ信号 (図 2.9 の黒線)、トリガー生成用の信号 (Trigger primitive、赤線)、トリガー信号 (青線)、外部からの制御信号 (slow control、緑線) の 4 つがある。以下では、データ収集システムの概要をその役割別に述べる。

2.3.1 データ信号

各検出器から読み出されたデータ信号は、読み出し用に開発された種々の回路を用いて処理された後に DAQ 用コンピュータに送られる。データ信号は GTR についてはストリップ、HBD については読み出しパッドから読み出され、ASIC である APV25 チップ [39] に送られる。APV25 チップは CERN-RD51 collaboration にて開発された DAQ システムの一部であり、検出器からの信号を $4 \mu\text{s}$ の間蓄積することが出来る。さらに、蓄積した信号の中からトリガーされたデータのみを選択し、増幅、整形した後に 40 MHz のサンプリングレートで AD 変換を行うことが出来る。その後、デジタル化されたデータは DAQ 用コンピュータに送信される。APV25 チップは 1 つの ASIC で 128 ch の信号を同時に処理可能なため、信号数の多い GTR、HBD に適している。ただし、トリガー用の信号を別途出力することはできない。

一方、LG からの信号は DRS4 チップへ送られる。DRS4 チップ [40] は PSI により開発され、1 MHz の高いサンプリングレートで AD 変換を行うことのできる ASIC である。DRS4 チップに送られた信号は $2 \mu\text{s}$ 蓄積され、トリガーにより選別された信号を選択して AD 変換し、データを DAQ 用コンピュータに送信する。DRS4 チップは高速でサンプリングを行うことが可能なため、立ち上がり時間が数 ns しかない LG の信号の波形取得に適している。

2.3.2 各検出器からのトリガー用信号の読み出し

E16 実験では、電子・陽電子対を高統計で測定するために、想定されている 10 MHz の粒子計数率をトリガーにより 1 kHz にまで落とすトリガーシステムを構築する。図 2.10 は E16 実験におけるトリガー決定方法を図示している。対応する GTR3、HBD、LG の各

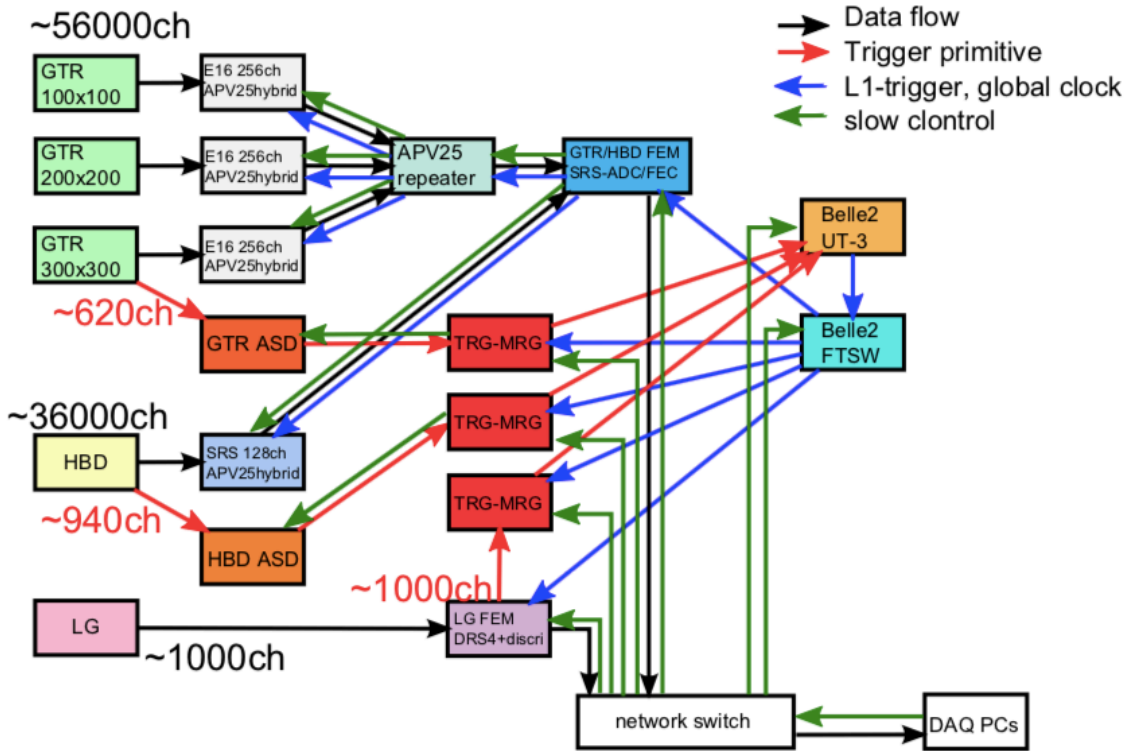


図 2.9 J-PARC E16 実験のデータ収集システム

検出器のヒットが同時に計測されることをトリガーとして要求する。さらに、標的から見た電子・陽電子対の開き角（図 2.10 中の θ ）が 60 度以上であることを要求することで、ベクター中間子からの電子・陽電子対の損失率を 25 % に押さえた上で、トリガー計数率を 1 kHz にまで落とすことができる。

トリガー生成のための信号は、GTR3、HBD、LG の各検出器から取得する。GTR3、HBD からのトリガー用信号の読み出し方法は特殊であり、E16 実験独自の方法を採用している。一般的には図 2.11 左のように、トリガー用の信号はデータ信号の一部を利用する。データ信号のために読み出した信号を分配器（ディバイダ）で分け、一方を波高弁別器（ディスクリミネータ）に入力することでトリガー用のデジタル信号を出力する。しかし、節 2.3.1 で述べたように、GTR、HBD のデータ信号を読み出す APV25 チップはトリガー出力を行うことが出来ない。そこで、E16 実験では、増幅用に使用する GEM フォイルからの信号読み出しによって、トリガー独自の信号を読み出すことに着目した。GTR3、HBD とともに三段の GEM を使用しており、三段目の GEM の裏側が最も信号が大きい。そのため、図 2.11 右のように、トリガー用の信号を三段目の GEM の裏

側から読み出すという新たな読み出し方式を試みることにした。

さらに、この方法では信号数の削減を図ることが出来るという利点もある。先述した図 2.11 左の方法では、データ信号のために読み出した GTR 約 56000 チャンネル、HBD 約 36000 チャンネルの信号を分割するため、非常に多くのケーブル、波高弁別機が新たに必要となる。GEM から信号を読み出すことができれば、HBD におけるパッド、GTR3 におけるストリップの分割に依存しないトリガー専用の分割方法を考えることができる。シミュレーションをもとに、少数の読み出し信号数でトリガー決定を行うことが出来る GEM の分割方法を採用した。図 2.10 の右下に GTR3 と HBD のトリガーの分割を示している。節 2.2 で述べたように、1 モジュールあたりの面積は GTR3 で $300 \times 300 \text{ mm}^2$ 、HBD で $600 \times 600 \text{ mm}^2$ である。GTR3 は $300 \times 300 \text{ mm}^2$ の GEM を y 方向に 24 分割し、それぞれのストリップから信号を読み出す。これにより、56000 チャンネル必要であったトリガー用の信号数を約 940 チャンネルまで減らすことができる。HBD は 1 モジュール当たり $600 \times 600 \text{ mm}^2$ の面積を、図 2.10 右下のように $300 \times 300 \text{ mm}^2$ サイズの GEM を 2×2 で組み合わせて使用することが決まっているが、最終的な分割の方法は未だ定まっておらず、分割の決定が本論文の主目的の一つとなっている。

GEM から読み出された信号は、そのままでは信号対雑音比が悪いため、信号の整形、増幅を行う必要がある。このためのモジュールが Amplifier-Shaper-Discriminator (ASD) であり、信号の増幅、整形、さらにはトリガー用のデジタル信号の生成までを行うことができる。GTR3 用の ASD は開発が進んでおり、実用化に向けた性能評価が行われた。一方で、HBD 用の ASD は未開発である。HBD の信号は GTR とは大きく異なるため、HBD に特化した ASD を開発する必要がある。ASD の開発も本論文の主目的の一つであり、4 章で詳述する。

一方、LG は信号数が約 1000 ch と他検出器と比較すると少ないため、DRS4 チップに送られる信号を分配器で分け、波高弁別器へと送ることでトリガー用のデジタル信号を生成している。図 2.10 の右下に示しているのは LG の 1 ブロックの形である。

2.3.3 トリガー決定・分配

各検出器から取り出されたトリガー用のデジタル信号は、トリガー決定モジュールへと送られる。以後は全て Field - Programmable Gate Array (FPGA) 上のファームウェアによって処理がなされる。トリガー決定に使用する検出器からの信号は約 3000 チャンネル存在し、これを一つのモジュールで受けることは難しい。そのため、E16 実験では 256

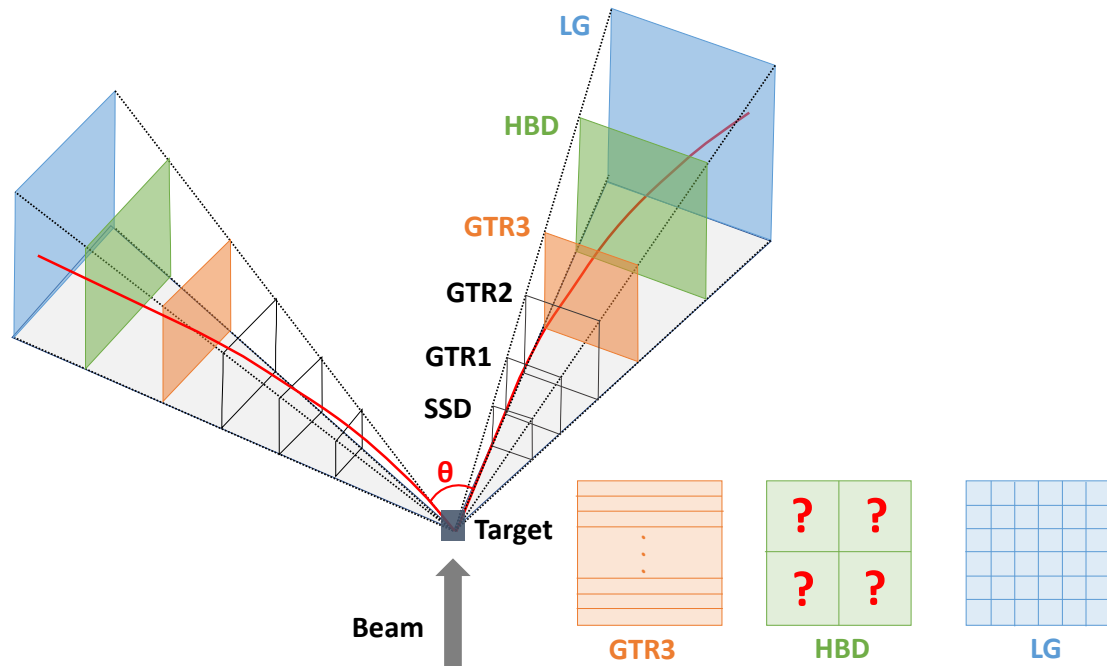


図 2.10 E16 実験のトリガー決定法。赤線は電子・陽電子対を表している。E16 実験でトリガー決定に使用する検出器は GTR3、HBD、LG である。各検出器のトリガーの 1 チャンネルあたりの面積を右下に示している。ただし、HBD の分割に関しては定まっていない。各検出器からの信号を要求し、かつ標的から見た電子・陽電子対の開き角（図中の θ ）が 60° 以上であることを要求する。

チャンネルをまとめて後段のトリガー決定モジュールへと送る、トリガー中継モジュール (Trigger Merger、TRG-MRG) を新たに開発した [41]。TRG-MRG によってまとめられた信号は、後段の Belle2 UT3 [42] に送られ、トリガー決定がなされる、その後トリガー信号は Belle2 FTSW [43] により、各検出器のデータ蓄積モジュールへと送られる。この信号により、データ信号が DAQ 用コンピュータへと転送される。以上がデータ収集システムの一連の流れである。

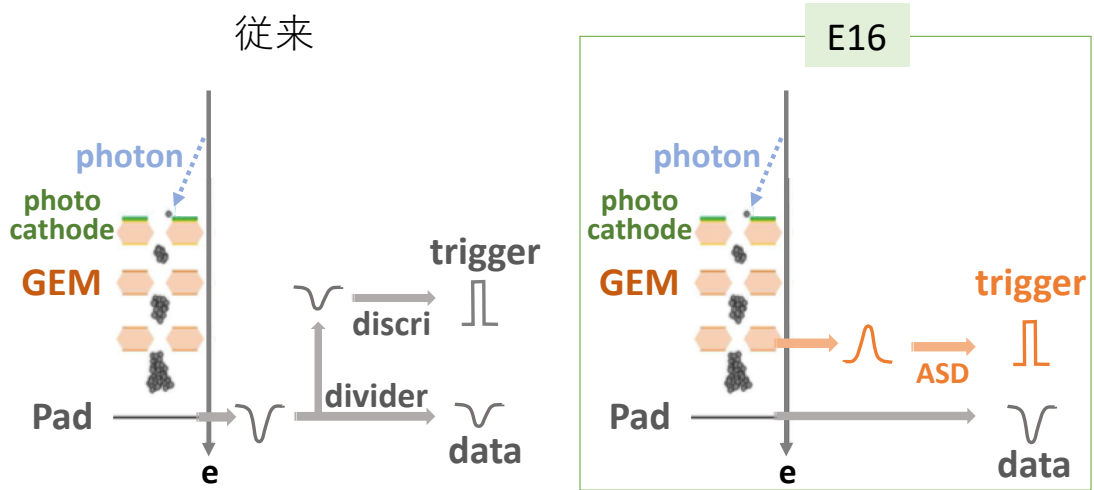


図 2.11 トリガー用の信号読み出し方法。左図は従来の方法であり、右図は E16 実験で採用した新しい読み出し方法である。右図ではトリガー用の信号を GEM フォイルから読み出す。右図は HBD の場合であるが、GTR3 でも同様である。

第 3 章

トリガー用信号読み出しシステムへの要請

前章で述べたように、HBD のトリガー用信号は GEM フォイルから読みだす。これにより、トリガー生成用の信号をデータ信号とは独立に読み出せる。加えて、検出器底面のパッドから読み出した信号を用いてトリガー生成を行うよりも大幅に信号数を削減できる。本章では、まずこの方法による信号読み出しシステムへの要請を述べ、それを満たすためのシステム製作の方針を説明する。

まずは、J-PARC E16 実験から課される要求性能を確認する。主に考慮すべき要素としては以下がある。

- トリガーレイテンシー
- 粒子計数率
- 閾値
- 電子検出効率
- 信号の周波数帯域
- 検出器容量

以下に、これらの詳細を述べる。

3.1 トリガーレイテンシー

検出器に信号が入って来てから、トリガーが決定され、検出器にトリガーが入ってくるまでの時間をトリガーレイテンシーと呼ぶ。読み出しシステムへのトリガーレイテンシーの要請は、データ収集システムにより決定される。検出器から読み出されたデータは、トリガーが入ってくるまでデータ収集システムの中で蓄積される必要がある。信号を蓄積できる時間は有限であり、この時間を超えてデータ取得のトリガー信号が来たとしてもデータ取得を行うことはできない。各検出器の中で最も信号蓄積時間が短いのはLGの $2\ \mu\text{s}$ である。データ収集システムの後段に位置する、TRG-MRG、UT-3、FTSWがトリガー決定・分配にかかる時間は約 $1\ \mu\text{s}$ 程度である [41]。信号幅や予備時間を確保すると、HBDのGEMに信号が入って来てから、HBDの回路(ASD)がトリガー用のデジタル信号を出力するまでに許される時間は $600\ \text{ns}$ 程度である。

3.2 粒子計数率

E16実験で想定される粒子計数率は電子で約 $10\ \text{kHz}$ 、 π 中間子で最大 $1\ \text{MHz}$ である。HBDは基本的に π 中間子に対しては発光しないが、イオン化による少量の電荷発生が予想されている。想定される電荷量は π 中間子一粒子に対して、GEMの増幅後で $1\ \text{fC}$ 程度である。以上のことを考慮した読み出しシステムを構成する必要がある。

3.3 閾値

HBDは電子と π 中間子をチェレンコフ光の光量で識別する検出器であり、適切な波高に閾値を設定する必要がある。図3.1はHBDにおける π 中間子、電子の電荷分布を表している。E16実験がHBDに要請する π 中間子棄却率は 98% である。これを達成するためには、図3.1中の赤線の位置に閾値を設定する必要がある。これよりも低い値に閾値を設定してしまうと、 π 中間子棄却率が悪化してしまう。この赤線に対応する電荷は $20\ \text{fC}$ である。従って、HBDの読み出しシステムとしては $20\ \text{fC}$ に対して閾値を設定できる必要がある。また、電子の電荷分布に対して $20\ \text{fC}$ に閾値を設定したときの位置は図3.1右の赤線の位置である。

上記の値は、全て底面のパッドから読み出された信号に対して決定された値である。原理的にはGEMから読み出される電荷量とパッドから読み出される電荷量は等しい。しか

し、正確には GEM から読み出された信号を正しくトリガー出力できているのかどうかの確認は、パッドの電荷量に対して行うべきである。以下の議論でもトリガー用のデジタル信号出力の確認には、パッド読み出しの電荷量を基準にして行う。

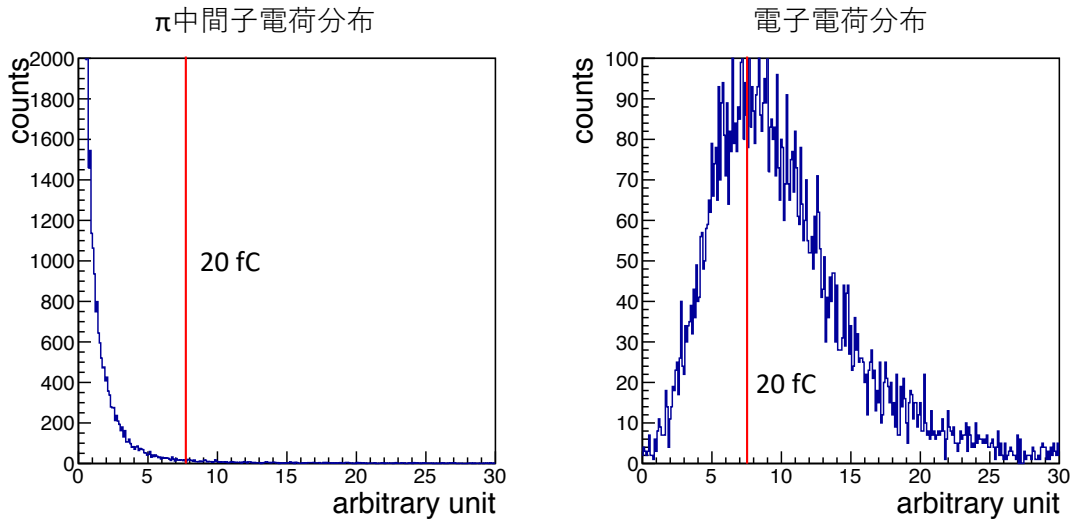


図 3.1 HBD における π 中間子と電子の電荷分布

3.4 電子検出効率

節 2.2.4 で述べたように、HBD はオンライン解析において π 中間子棄却率 98% を保った状態で、電子検出効率 65% を満たすことが要求されている。従って、トリガー用信号読み出しシステムはこれを満たす必要がある。

3.5 信号の周波数帯域

図 3.2 にガス中の電子のドリフト速度を示す。赤線が CF_4 ガスのドリフト速度である。シミュレーションには Magblolz [44] を用いている。HBD の GEM の表裏間には約 500 V の電位が発生しており、GEM の表裏間の距離が $50 \mu\text{s}$ であるため、電場は 10^5 V/cm となる。この時のドリフト速度は、図 3.2 より約 $11 \text{ cm}/\mu\text{s}$ である。また、図 2.8 に示したように、増幅後の電子がドリフトする induction gap の長さは 2 mm であり、ここを

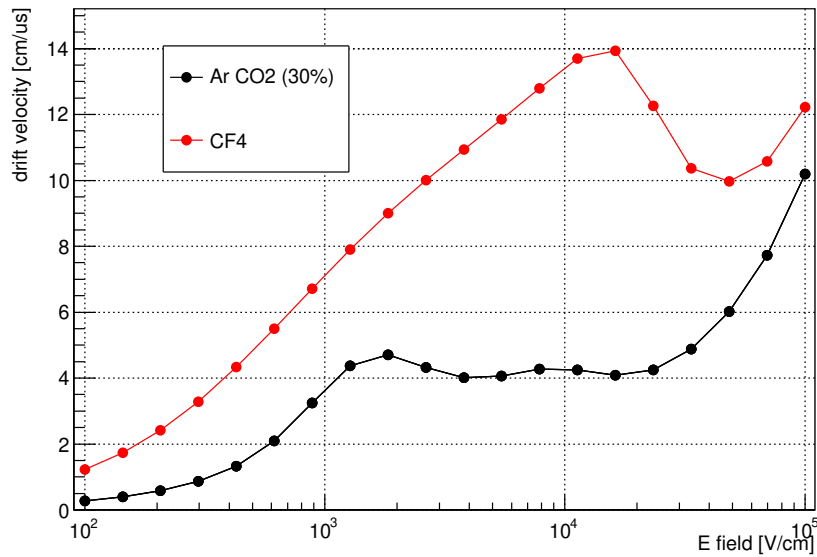


図 3.2 シミュレーションにより求めたガス中の電子のドリフト速度。横軸は 1 cm あたりの電場、縦軸はドリフト速度である。赤線が CF_4 ガスによるものである。

流れるためにかかる時間は、約 25 ns である。この逆数をとって、HBD の信号の周波数帯域は典型的に 40 MHz であることがわかる。

3.6 検出器容量

GEM から直接信号を読み出すことで、検出器容量が大幅に増大し、信号の読み出しに深刻な悪影響を及ぼす。検出器容量とは、信号の読み出し面と他の金属面との間に形成される静電結合容量のことである。検出器容量は、読み出す信号の波高を小さくするとともに雑音を増大させる効果を持ち、検出器容量の増加とともにその影響は大きくなる。

HBD では、図 3.3 のように最下層の GEM の裏側から信号を読み出す。従って、この GEM の裏側と、その他の金属面である GEM の表側やパッドとの間で検出器容量が生じる。GEM やパッドは平面状の金属であるため、それぞれの静電結合は平行平板コンデンサーとして考えることが出来る。図 3.3 右は信号読み出し部分を拡大し、さらに検出器容量を考慮するために必要な箇所を抜き出した等価回路を示している。平行平板コンデンサーの静電容量は以下の式、

$$C_{\text{det}} = \epsilon \frac{S}{d} \quad (3.1)$$

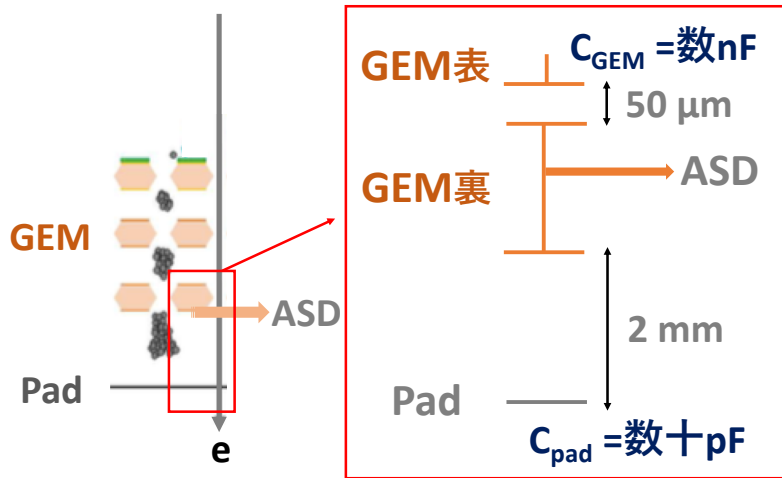


図 3.3 検出器容量が生じる様子。右図は信号読み出し部分を等価回路で書き直したものである。GEM の裏側から信号を読み出す。図中に示している容量値は ASD から見た GEM、パッドのそれぞれの検出器容量である。GEM の表裏間の静電結合が検出器容量として重要になる。

で計算することが出来る。ここで、 ϵ は誘電率である。図 3.3 に示すように、GEM の裏側と GEM の表側の距離 d は $50 \mu\text{m}$ である。一方で、GEM の裏側とパッドとの距離は 2 mm あるため、検出器容量としては無視することが出来る。従って、以降の議論では GEM の表裏間の静電結合のみを考慮する。パッドから信号を読み出す時 (図 2.11 参照) は、最も近接する GEM の裏側とは 2 mm の距離があるため、検出器容量の効果はほとんど考慮する必要はない (実際に、この場合の検出器容量は数十 pF と非常に小さい)。

GEM の表裏間に起因する検出器容量の値を見積もる。GEM の表裏間に使用されている誘電体はカプトンであり、比誘電率 ϵ_r は約 3 である。また、式 (3.1) の S は、GEM の 1 チャンネルあたりの読み出し面積である。基本的に d と ϵ は変更できないため、この面積が大きくなるにつれて検出器容量が大きくなる。例えば、本実験に仕様する検出器である GTR3 では、図 2.10 のように 300 mm 四方の GEM を 24 分割しており、1 チャンネルあたりの読み出し面積は 37.5 cm^2 である。これを元に式 (3.1) から計算した GEM 間の結合容量は約 2 nF である。一方で、HBD の GEM の読み出し面積の大きさは未だ定まっていない。HBD は 1 モジュールあたりの面積が $600 \times 600 \text{ mm}^2$ であるため、図 2.10 右下のように、縦方向および横方向にそれぞれ 2 分割した 2×2 の形で、 $300 \times 300 \text{ mm}^2$ の GEM を 4 枚組み合わせて使用することが決まっているのみである。従って、 $300 \times 300 \text{ mm}^2$ の分割方法を考える必要がある。

HBD の GEM の分割は、E16 実験全体のトリガー生成条件を踏まえる必要がある。E16

実験では、トリガー生成条件として HBD と LG が同時に信号を受けたことを要求する。この両検出器の信号が同一粒子からであることを保証するため、標的から見た HBD の GEM の読み出し 1 チャンネルの覆う立体角と LG の 1 ブロックの覆う立体角が一致している必要がある。図 2.10 に示すように LG の 1 ブロックは正方形であり、1 モジュール当たり縦に 6 列、横に 6 列が並んでいる。そのため、最もシンプルな $300 \times 300 \text{ mm}^2$ サイズの GEM の分割方法は、図 3.4 左に示したように縦横それぞれを三つに分割し、計九つに分割する方法である。詳しくは 4 章で述べるが、大きな検出器容量は信号の S/N を大幅に悪化させる。そのため、回路的な側面においては分割はなるべく細かい方が望ましい。さらに分割するには、図 3.4 中央や右のように、九つの分割要素の各々をさらに二分割、三分割する方法が考えられる。検出器容量は、図 3.4 の左から約 6 nF、3 nF、2 nF である。この方法で GEM の覆う立体角と LG の覆う立体角の関係を崩すことなく、GEM の分割を増やすことが出来る。しかし、GEM からの信号の読み出しは GEM の四辺から行うため、四辺から浮いた GEM が増加してしまうと信号読み出しがやや複雑になる。また、分割が大きいと信号数を増やしてしまうため、回路体積の肥大化に繋がってしまう。従って、可能な限り GEM の分割を大きく保ったまま信号の読み出しを行う必要がある。この分割の最適化が本研究の目的である。

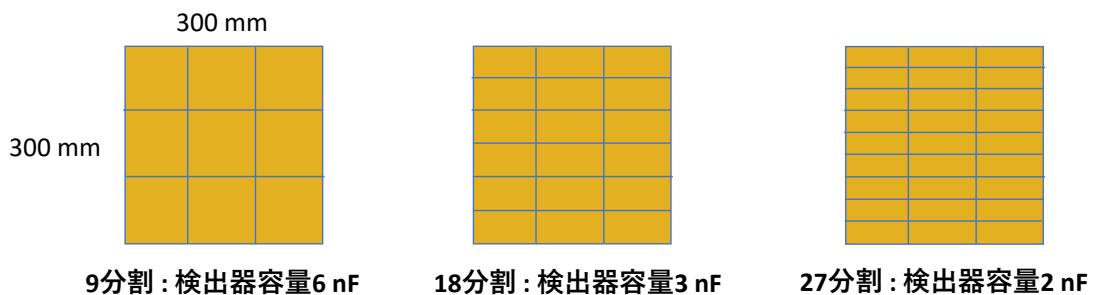


図 3.4 HBD のトリガー用 GEM の分割方法

3.7 読み出しシステム製作の方針

HBD のトリガー用信号読み出しシステムに課される要請を表 3.1 にまとめる。GTR3 と HBD では要求される性能や GEM の分割が異なるため、HBD 独自のトリガー用信号

表 3.1 トリガー用信号読み出しシステムへの要請

項目	要請
トリガーレイテンシー	600 ns
電子計数率	10 kHz
π 中間子計数率	1 MHz
閾値	20 fC
電子検出効率	65 %

読み出しシステムを開発する必要がある。要請の中で最も大きな課題は GEM の分割方法である。トリガー決定の観点では、図 3.4 の左のように $300 \times 300 \text{ mm}^2$ の GEM を 9 分割してトリガー用の信号を読み出せば十分であり、このときの検出器容量は 6 nF である。検出器容量の増大は読み出し信号の S/N を悪化させるため、耐えうる検出器容量の上限を知る必要がある。そのため、まずは大きな検出器容量に特化した読み出し回路である Amplify - Shaper - Discriminator (ASD) を製作し、その後、この ASD を用いた信号読み出しシステムの検出器容量依存性を調べることにした。

第 4 章

HBD 用 ASD の設計・製作

前章で述べたように、読み出しシステムの GEM の分割を決めるために、まずは検出器容量に特化した ASD を製作する。本章では、ASD の設計思想と、その製作について述べる。

4.1 設計の概要

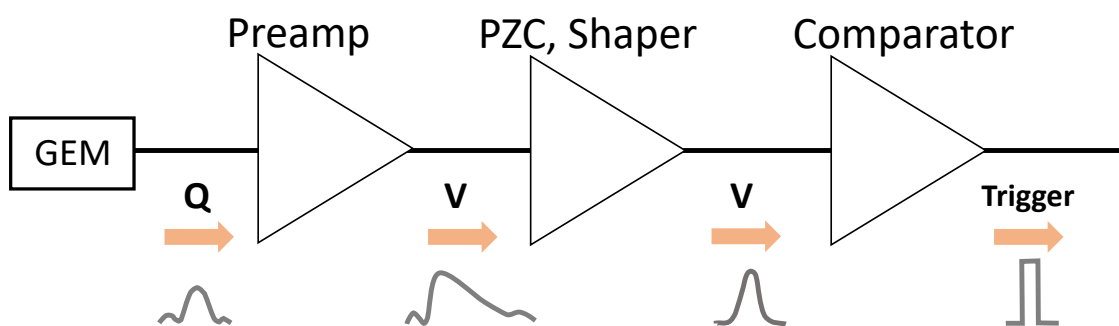


図 4.1 HBD ASD の構造

表 3.1 でまとめた要求性能を満たす ASD 回路を設計、製作する。ASD 回路をいくつかの要素に分割し、各部分ごとに設計を行う。大まかな分割として、以下の 4 つに大別できる (図 4.1)。

- プリアンプ

- Pole Zero Cancel (PZC)
- シェイパー
- コンパレータ

まず、プリアンプで HBD からの電荷信号を電圧に変換する。その後、PZC とシェイパーにより信号の増幅を行うと同時に、信号の整形を行い雑音を落とす。最後に、コンパレータにより、閾値以上の電圧に対してトリガー（デジタル信号）出力を行う。以下では、これらの要素の設計について記述する。

4.2 プリアンプ部の設計

まず、信号増幅、整形の役割を果たす回路の概要を述べる。図 4.2 は HBD 用の信号増幅、整形部分の主要部分の設計図である。GEM からの信号は図 4.2 の左側の sig_in から入り、プリアンプ、PZC、シェイパーを通過して右側の pshp と nshp へと流れる。以後、これらの各部分の説明と設計思想について記述する。

プリアンプは回路の初段に位置する。ASD の S/N は初段のプリアンプによって大きく左右されるため、プリアンプの性能向上が S/N 向上のために最も重要である。ただし、プリアンプ内部の雑音が S/N に影響しないように設計する必要がある。後段の PZC とシェイパーで雑音を落とすことが可能だが、これらの性能はトリガーレイテンシーの制約（節 3.1 参照）が強く、パラメータを大きく変えることはできない。本回路では、プリアンプ部の回路図を図 4.3 のように設計した。本回路は、電源電圧部（図 4.3(1)）、オペアンプ（図 4.3(2)）、負帰還部（図 4.3(3)）、正帰還部（図 4.3(4)）、非反転増幅部（図 4.3(5)）から成り立っている。この回路の大きな特徴として、

- 完全差動アンプを使用（図 4.3 の (2)）
- 正帰還の採否が選択可能（図 4.3 の (4)）

がある。プリアンプ回路について、図 4.3 の番号の順に説明する。この回路の詳細な解析は付録 C で行なっている。また、オペアンプの基本事項については付録 B にまとめている。

4.2.1 電源

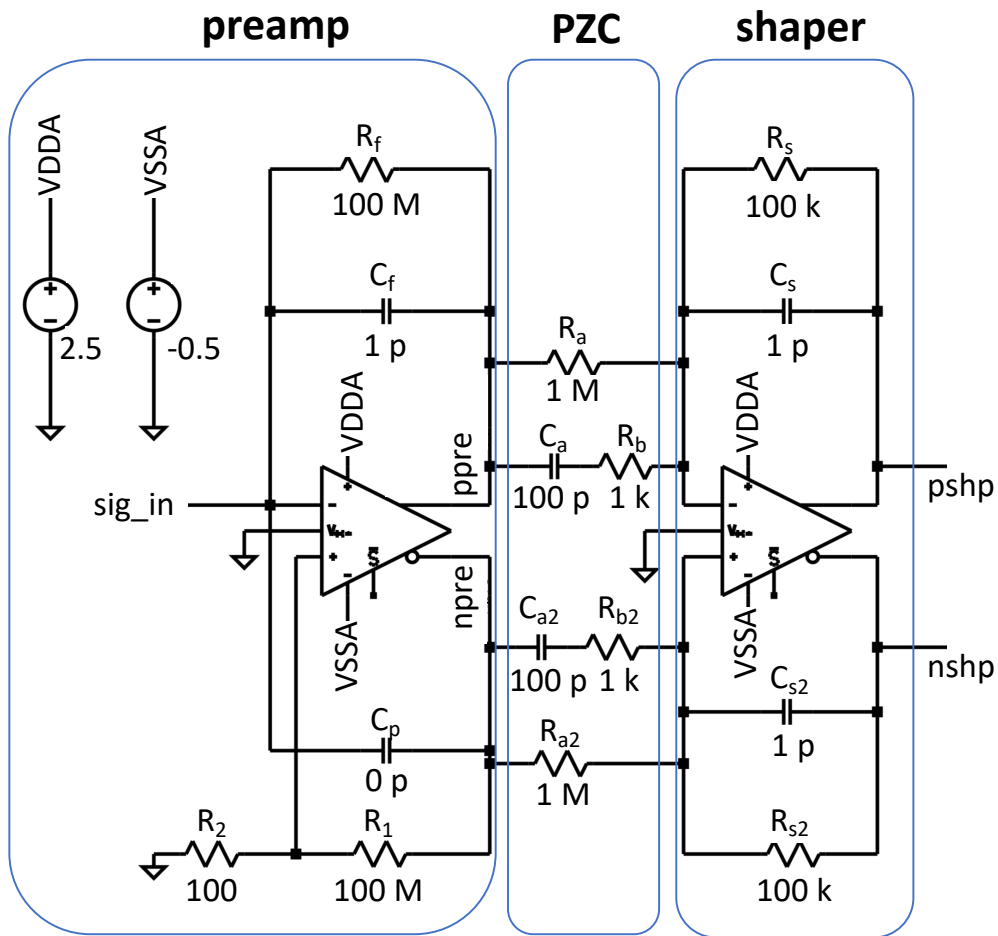


図 4.2 HBD 用の ASD の信号増幅、整形部の回路図

オペアンプの電源に接続され、オペアンプを起動するための電力を供給する。今回選択したオペアンプの定格電圧は 3.3V である。たとえ信号が正電圧のみであったとしても、完全差動アンプは正負両方向に触れるため正負両方の電圧を供給する必要がある。そのため、正電源 $VDDA = +2.5\text{ V}$ 、負電源 $VSSA = -0.5\text{ V}$ を定電圧源から供給するよう設計した。

4.2.2 オペアンプ

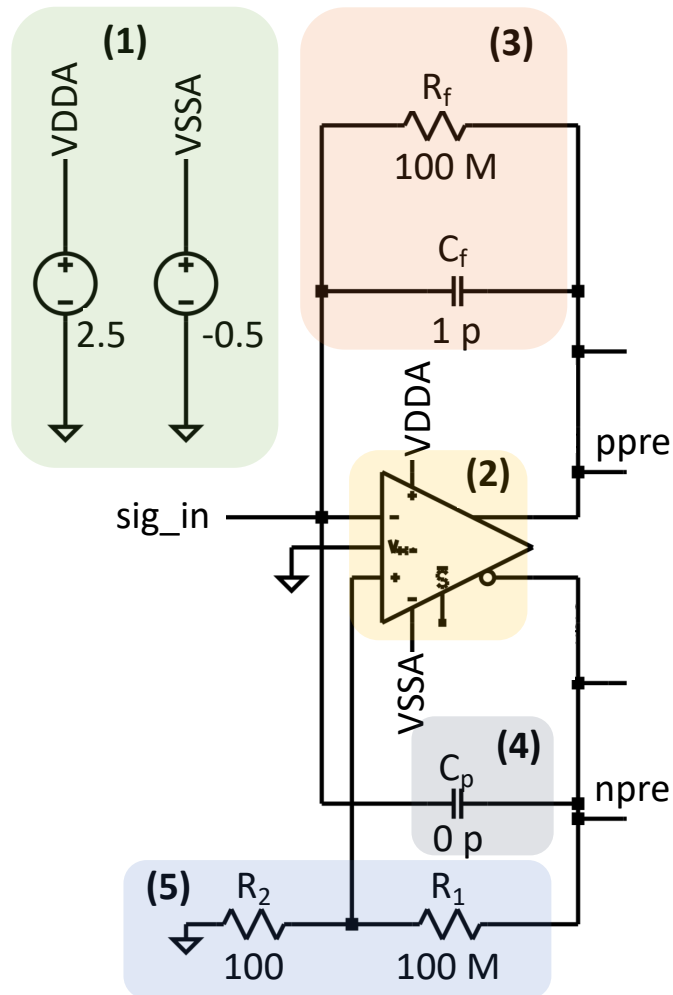


図 4.3 ASD のプリアンプ部の回路図

■ 完全差動オペアンプ

完全差動オペアンプである「THS4121」を採用した [47]。出力信号を一つしか持たない通常のオペアンプと異なり、完全差動アンプは出力信号を 2 つ持っている。完全差動オペアンプと通常のオペアンプの違いを下図 4.4 に示す。

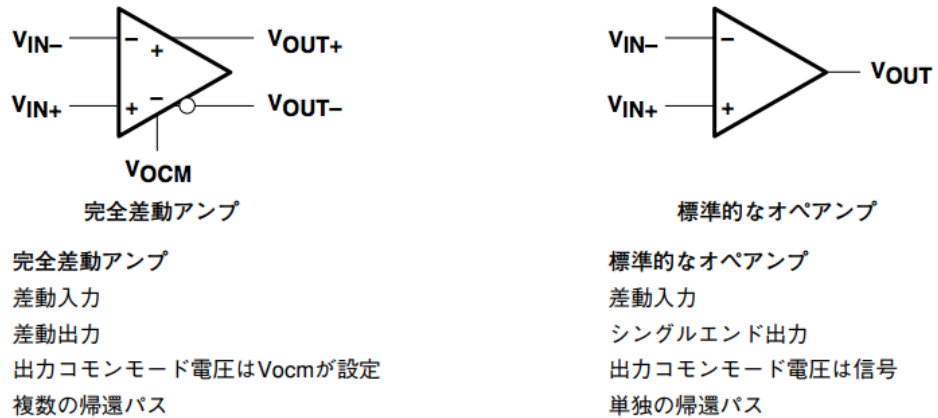


図 4.4 完全差動オペアンプと通常のオペアンプの違い [45]。

完全差動オペアンプを採用した理由として以下がある。

- 差動信号を出力するため外来ノイズに強い
- 二つの帰還経路を持つことが可能なため正帰還回路を使用可能
- 信号を二つ出力するため一方をコンパレータに入力しても、他方のアナログ信号を常に測定可能

正帰還回路については節 4.2.4 で後述する。

■ 雑音

この節の始めに述べたように、ASDのS/Nの大部分はプリアンプで決定される。従って、プリアンプに使用するオペアンプは「低雑音」かつ「信号の増幅度が大きい」必要がある。

雑音の発生源として、回路内部で発生する「内部雑音」と、外部の電磁波などを回路が受信してしまうことにより発生する「外部雑音」の二つに大別できる。内部雑音の発生源としては、抵抗による熱雑音、流れる電流の統計的揺らぎによるショット雑音などがあるが、本ASDに最も寄与する雑音は検出器容量とオペアンプ内部で発生する電圧性雑音の結合によるものである。図 4.5 はプリアンプの主要部分を抜粋したものである。I は検出器からの信号を表しており、 C_d は検出器容量を表している。検出器からの信号は電圧ではなく、電荷の量により決定される。そのため、S/Nに寄与する雑音もオペアンプ入力部に侵入してしまう電荷量で決定される。

オペアンプの電圧性雑音 V が発生すると、オペアンプの入力部に電圧 V が発生する。

これは検出器容量のオペアンプ側にも電圧 V が発生することを意味する。すると、検出器容量 C_d 間に、以下の電流が流れる。

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V}{1/\omega C_d} = \omega C_d V \quad (4.1)$$

この電流により生じる雑音電荷がオペアンプに入力され、雑音を発生させる。この雑音電荷は検出器容量に比例するため、通常の数百倍の数 nF の検出器容量では主要なノイズ源になってしまう。この雑音電荷を削減するためには、電圧性雑音の小さいオペアンプを使用することが重要である。今回使用した THS4121 は $5.4 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ と電圧性雑音が小さいため、この雑音を抑えることができる。

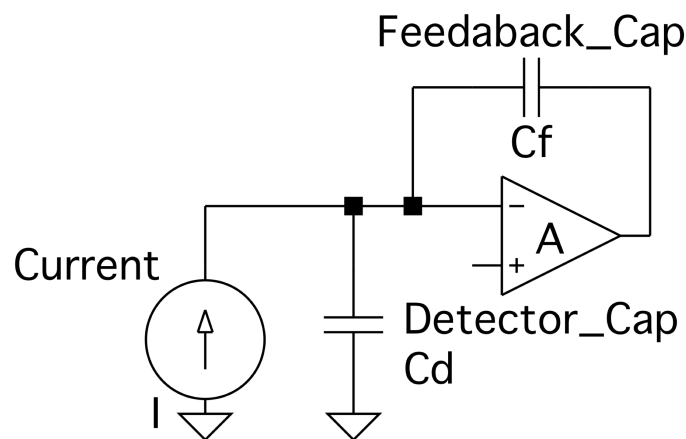


図 4.5 プリアンプの基本的構成要素

■ 出力信号

雑音だけではなく、出力信号の大きさも検出器容量の影響を受ける。図 4.6 のように、検出器の出力に複数のコンデンサー C_1, C_2, C_3, \dots があつた場合、検出器からの電荷信号 Q は、 $C_1 : C_2 : C_3 : \dots$ に分配される。本回路の場合は、検出器容量 C_d とプリアンプの帰還容量の C_f で信号が分配される。帰還容量に使用されるコンデンサーの容量は、後

述される理由により数 pF 程度になるのが一般的である。検出器容量は数 nF 存在するため、検出器からの信号の大半が検出器容量を通過して GND に流れてしまいプリアンプに十分な電荷を送ることができない。

しかし、オペアンプを使用することでこの分配比率を飛躍的に向上させることができる。図 4.5 のオペアンプの入力部にかかる電圧を V_{in} とすると、出力部の電圧 V_{out} は、オペアンプの増幅度を A として AV_{in} である。検出器容量に流れる電荷 Q_d と、帰還容量に流れる電荷 Q_f の比は、以下のようなになる。

$$Q_d : Q_f = C_d V_{in} : C_f V_{out} = C_d : AC_f \quad (4.2)$$

上式から、帰還容量に分配される電荷はオペアンプの増幅度 A 倍されることがわかる。これは見かけの静電容量が本来の静電容量の A 倍されることを意味しており、ミラー効果と呼ばれている。このミラー効果を利用できることが、プリアンプに対してオペアンプを使用する最大の利点である。

このオペアンプの増幅度は実際には図 4.7 のようにオペアンプに入力される周波数に依存する。周波数に依存しないオペアンプの増幅度はゲインバンド幅積という値で表される。一般にオペアンプの増幅度は、周波数 ω に反比例して減少する $1/\omega$ 依存性を示す。そのため、 ω とその周波数での増幅度の積は周波数に依存せず一定となる。この値をゲインバンド幅積という。ある周波数 ω でのオペアンプの増幅度 $A(\omega)$ は、ゲインバンド幅積 GBW を使用して、以下のように記述出来る。

$$A(\omega) = \frac{GBW}{\omega} \quad (4.3)$$

従って、検出器からの信号を十分に増幅するためには、ゲインバンド幅積が大きなオペアンプを使用する必要がある。図 4.7 右に示したのが THS4121 の増幅度の周波数依存性である [47]。THS4121 のゲインバンド幅積は 100 MHz 程度と大きく、さらにオペアンプの周波数応答を改善する回路を内蔵している。そのため、増幅度の周波数依存性が現れる周波数が大きくなっている。0 Hz での増幅度は 1000 倍であり、HBD の周波数帯域である 40 MHz 程度に対しても 1000 倍程度となる。

■ 出力信号の立ち上がり時間

上で述べたゲインバンド幅積はさらにトリガータイミングにも影響を与える。図 4.5 の帰還容量 C_f は前述したミラー効果によって、見かけの容量 C'_f となる。これにより、帰還

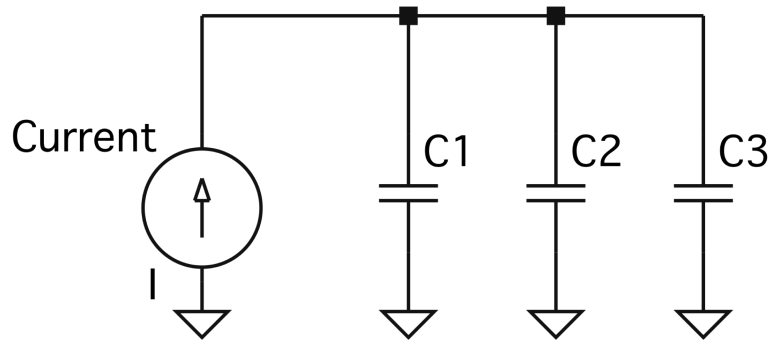


図 4.6 出力信号を複数のコンデンサーに接続した場合の電荷の分割。上図の場合、検出器からの電荷は $C_1 : C_2 : C_3$ で分配される

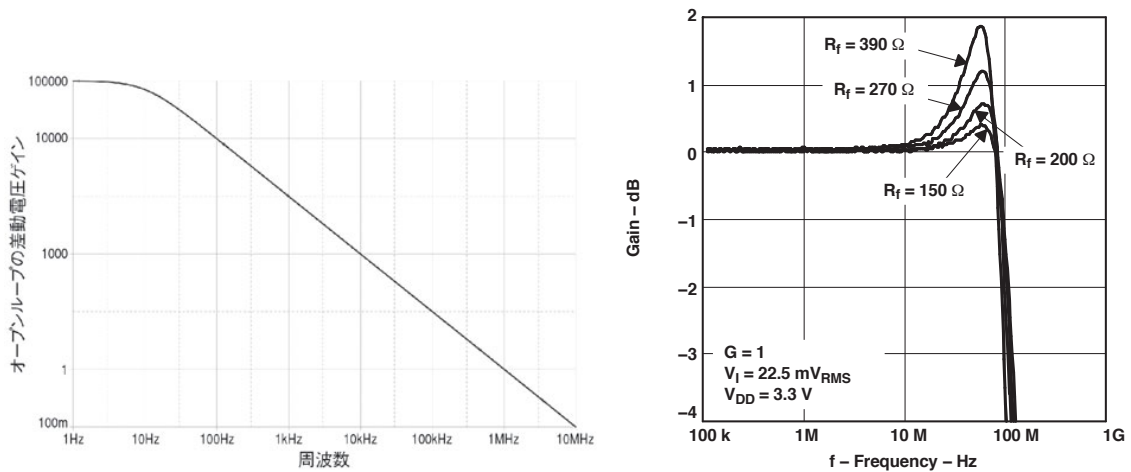


図 4.7 オペアンプの周波数依存性。左図は一般的なオペアンプの周波数依存性 [46]。低周波部分を除いてオペアンプの増幅度は $1/\omega$ 依存性を示す。右図は THS4121 の周波数依存性 [47]。横軸は周波数、縦軸はオペアンプの増幅度が 0 Hz の時の増幅度から減少する割合を表している。

容量部分のインピーダンス Z_{C_f} は以下ようになる。

$$Z_{C_f} = \frac{1}{\omega C'_f} = \frac{1}{\omega C_f A(\omega)} = \frac{1}{\omega C_f \times \text{GBW}/\omega} = \frac{1}{C_f \times \text{GBW}} \quad (4.4)$$

式(4.4)により、帰還容量のインピーダンスは周波数に依存しない。これは、一般的な容量のインピーダンス ($1/\omega C$) ではなく、「抵抗的」なインピーダンスである。従って、抵抗的なインピーダンスを示す帰還容量と、通常の「容量的な」インピーダンスを示す検出器容量 C_d とでローパスフィルターを形成してしまう。これは信号に対して積分をすることと同義であり、信号の立ち上がりを遅くしてしまう。これによりトリガー決定までの時間が遅延してしまう。このローパスフィルタの時定数 τ は、

$$\tau = CR = \frac{C_d}{C_f \times \text{GBW}} \quad (4.5)$$

となる。この時定数が小さい方が信号が速く立ち上がるため、トリガー決定時間に関してもゲインバンド幅積が大きい方が有利であることがわかる。典型的な値として、本回路では $C_d \sim 1 \text{ nF}$ 、 $C_f \sim 1 \text{ pF}$ 、 $\text{GBW} \sim 100 \text{ MHz}$ 程度であるため、 $\tau \sim 10 \mu\text{s}$ 程度となる。

■ 完全差動オペアンプの比較

主要な完全差動アンプの性能を表4.1に示す。表4.1に示された完全差動オペアンプは上で述べたような、

- 電圧性雑音が小さい
- 信号のゲインバンド幅積が大きい

の性能を満たしている。

表 4.1 主要な完全差動オペアンプの性能 [48]

名称	電圧性雑音 ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)	GBW (Hz)	バイアス電流 (A)
THS4121	5.4	100 MHz	1.2 p
LTC6362	3.9	180 MHz	260 n
THS4521	4.6	93 MHz	0.65 μ

そのため、これらの中でもさらにバイアス電流が小さいものを選ぶことにした。バイア

ス電流はオペアンプの入力に侵入する電流であり、出力雑音を増加させ、出力の線形性を壊してしまう。そのため、バイアス電流は出来るだけ小さいことが望ましい。以上を踏まえた上で、完全差動アンプ「THS4121」を採用した。

4.2.3 負帰還部

■ 帰還容量 C_f

容量 C_f はプリアンプの主要部であり、プリアンプの時定数、及び増幅率を決定する。プリアンプの主な役割は、検出器からの電荷 Q を積分し、電圧 V に変換することである。その役割を果たすのが図 4.3 のコンデンサー C_f である。その変換式は以下で与えられる。

$$V = \frac{Q}{C_f} \quad (4.6)$$

式 (4.6) より、容量 C_f が小さいほど電圧の増幅度が高いことが分かる。使用できる最も小さい容量のコンデンサーは一般的に 1 pF 程度である。これよりも小さくなると容量誤差が小さいコンデンサーを市販で入手することは困難となり、プリント基板そのものにコンデンサーを作る、または ASIC を利用するなどの特別な処置が必要となる。

また、前に述べたように検出器容量の影響を考慮すると、検出器からの信号は式 (4.2) で表されるため、小さな容量のコンデンサーを使用すると、検出器容量側に多くの電荷が流れてしまい、帰還容量 C_f に流れこむ電荷が減少してしまう。従って、検出器容量との競合を考慮すると帰還容量 C_f の容量を小さくすれば良いとは一概には言えない。

以上の結果を踏まえ、帰還容量 C_f を決定するためにシミュレーションを用いた。シミュレーションは LTspice [49] を用いて行なった。出力応答の時間構造を示したものが図 4.8 である。20 fC の電荷を 1 μ s の時刻に入力している。図 4.2 に示した ASD 回路で C_f を変化させた場合のプリアンプの正側出力 (図 4.2 の ppre) が示されている。これを見ると、負帰還容量 C_f が 1pF の時が最も増幅度が高く、容量が大きくなるにつれて増幅度が低くなっていくことが確認できる。従って、 $C_f = 1$ pF に決定した。

■ 帰還抵抗 R_f

帰還抵抗 R_f は、負帰還容量 C_f に蓄積された電荷を放電する役割を持っている。検出器から見て、信号の経路は帰還抵抗 R_f を通過する経路と帰還容量 C_f を通過する経路の二つがある。HBD の周波数帯域が 40 MHz 程度であることを考慮すると、帰還容量のイン

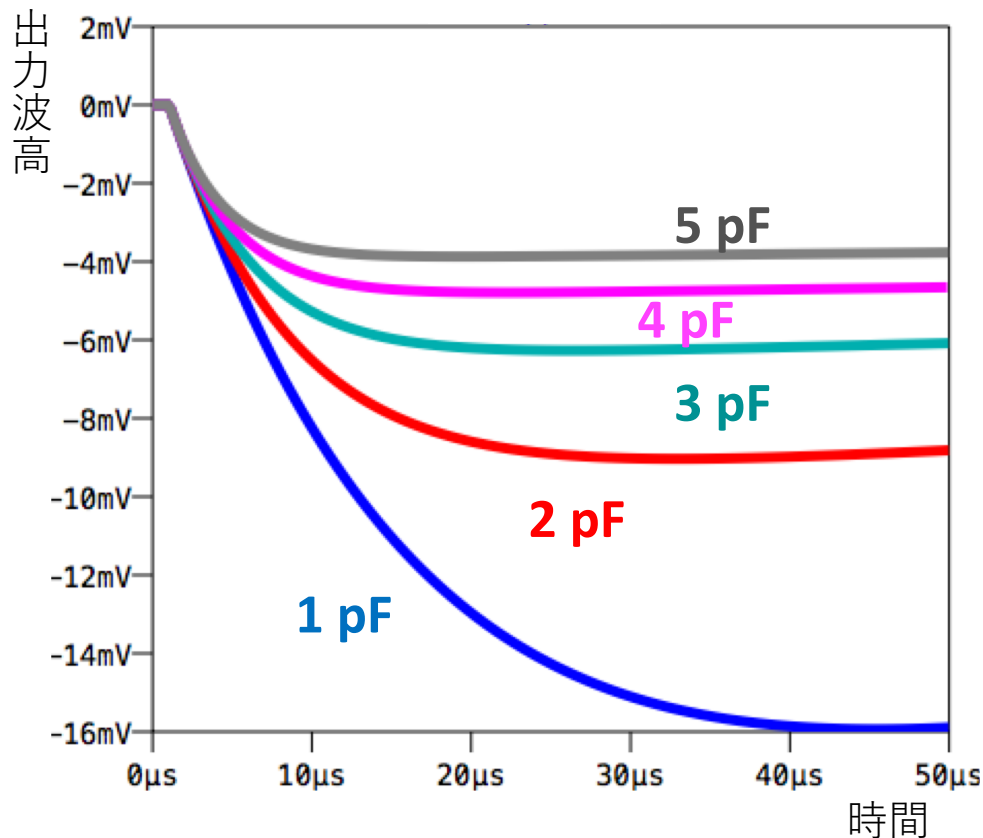


図 4.8 プリアンプの正側出力の負帰還容量依存性。図は負帰還容量 C_f を 1 pF から 5 pF まで変化させた場合の応答である。

ピーダンス Z_{Cf} は、

$$Z_{Cf} = \frac{1}{\omega C_f} = \frac{1}{40 \text{ MHz} \times 1 \text{ pF}} = 25 \text{ k}\Omega \quad (4.7)$$

となる。プリアンプの目的は電荷信号を電圧に変換することであるので、帰還抵抗の値は $R_f \gg 25 \text{ k}\Omega$ である必要がある。

また、前述したように帰還抵抗は C_f に蓄積された電荷を放電する役割を果たしており、その時定数は $C_f R_f$ である。この値が小さいほど信号の立ち下がりが早くなり、信号のパイルアップを防ぐことができるためレート耐性が向上する。しかし、時定数が小さくなりすぎると信号を十分に積分することができなくなり波高が減少してしまう。これは、弾道欠損 (ballistic deficit) と呼ばれており、信号波高の減少及び出力波高の非線形性をもたらす。帰還抵抗 R_f を変化させた時の出力応答が図 4.9 に示してある。このシミュレーションは、 R_f を 1 M Ω から 1 G Ω まで変化させている。また、プリアンプの二つの帰還のバ

ランスを取るために $R_1 = R_f$ として R_1 も同時に変化させている。帰還抵抗が大きいほど波高が大きくなるのが分かる。(1 M Ω では発振が見られる。) 以上より、高い波高を得るためには帰還抵抗をできるだけ大きくすることが有効であるといえる。しかし、100 M Ω 以上に大きくしても波高増大は限定的であるため、 $R_f = 100 \text{ M}\Omega$ とすることとした。

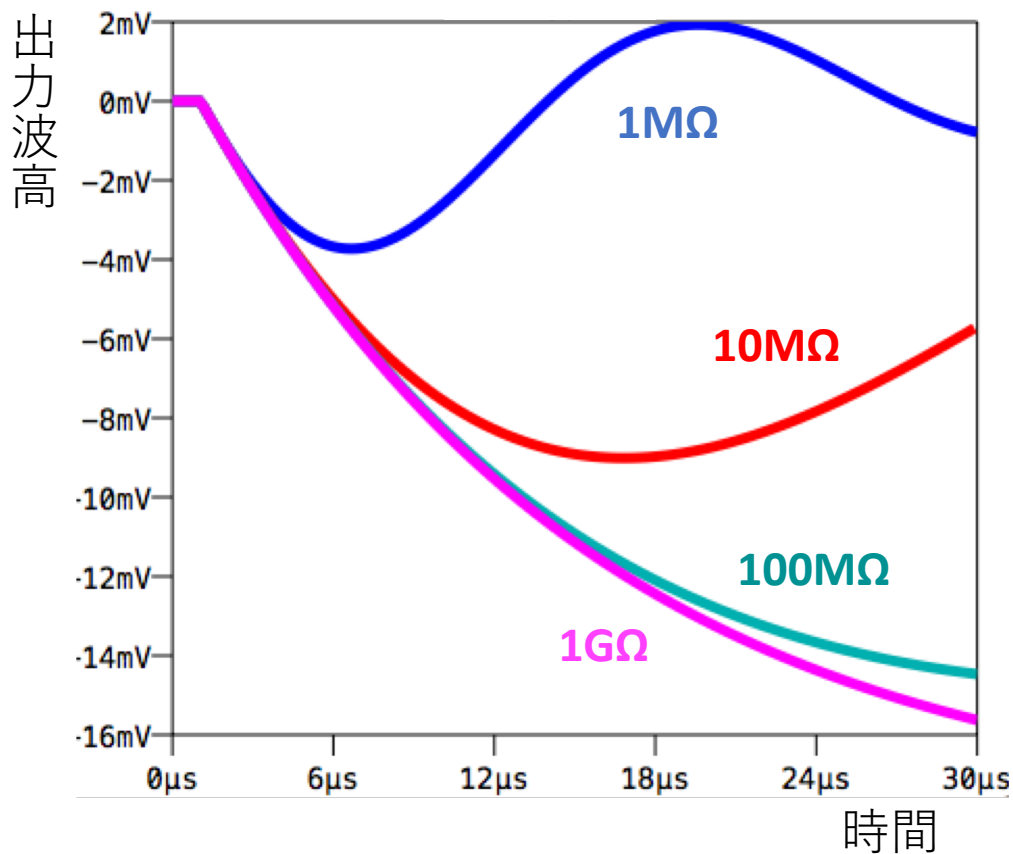


図 4.9 プリアンプの正側出力の負帰還抵抗依存性。ここでは、バランスを保つために R_1 も同時に変化させている。

■ 計数率耐性

π 中間子は 1 粒子あたり 1 fC の信号を発生 (GEM での増幅後)。E16 実験で生じる π 中間子は非常に高計数率であり、最大 1 MHz が想定されている。負帰還の時定数を

100 μs とすると、この間に回路に入力される電荷 Q は、

$$Q = 1 \text{ fC} \times 1 \text{ MHz} \times 100 \mu\text{s} = 100 \text{ fC} \quad (4.8)$$

である。100 fC はダイナミックレンジの範囲内であるため、この考察においても $R_f = 100 \text{ M}\Omega$ とするのは適切である。

4.2.4 正帰還部

正帰還経路は図 4.3 の C_p によって構成されている。通常、プリアンプに使用する回路では、オペアンプの負帰還を利用することが一般的である。帰還パスを二つ有する完全作動オペアンプも同様であり、正出力 \rightarrow 負入力、負出力 \rightarrow 正入力と繋ぐことで負帰還を二つ構成することが普通である。しかし、本回路では、正出力 \rightarrow 負入力の負帰還を用いた一方で、負出力 \rightarrow 負入力の正帰還の構成を試みることにした。

正帰還を利用することで以下の特徴が現れる。

- 出力信号の増大
- 回路の不安定化
- 信号の立ち上がりの遅延

以下にこれらの項目を説明する。

■ 出力信号の増大

正帰還を利用することで出力信号の増大を行うことができる。詳細は付録 C で述べるが、正帰還 C_p を導入することで出力信号の電圧は、式 (4.6) から以下に変更される（付録 C の式 (C.11)）。

$$V = \frac{Q}{C_f - C_p} \quad (4.9)$$

従って、正帰還容量 C_f を大きくすることで出力信号を増大出来ることが分かる。

また、検出器容量 C_d を考慮すると、式 (4.9) はさらに以下のように変更される（付録 C の式 (C.9)）。

$$V = \frac{AQ}{2C_d + A(C_f - C_p)} \quad (4.10)$$

ここで A はオペアンプの増幅度である。オペアンプの増幅度 A が検出器容量 C_d が無視

できるほど大きければ、式(4.10)は式(4.9)となる。逆に、 $C_d \gg A(C_f - C_p)$ となってしまうと、正帰還を十分働かせることが出来ない。本回路で使用した THS4121 は A が 1000 程度であり、 $C_d \sim A(C_f - C_p)$ 程度となるため、正帰還の効果を期待できる。

■ 回路の不安定化

正帰還を利用すると回路が不安定になり、発振現象が起こりやすくなる。発振が起きるには以下の二つの条件が同時に満たされる必要がある。

位相条件 出力部の位相と入力部の位相が揃う帰還パス(つまり正帰還)が存在する

振幅条件 正期間パスでの信号損失が増幅回路の増幅よりも小さい

本回路で C_p の値を有限とすると正帰還が発生する。つまり、一つ目の位相条件が自動的に満たされる。この意味で回路は非常に不安定なものとなる。今回の回路で発振を生じさせないためには、発信の振幅条件を満たさないよう細心の注意を払う必要がある。振幅条件を満たさないためには、式(4.10)が負値にならないようにすれば良い。しかし、意図せぬ帰還パスや、使用するコンデンサ容量の誤差などからあまり式(4.10)の分母を0に近づけすぎると非常に発振が起こりやすくなるため、出力波高を無限大に近づけることはできない。

■ 信号の立ち上がりの遅延

正帰還を用いることで期待される波高の増大のための電力は、プリアンプに使用するオペアンプが担っている。負帰還のみを用いるならば入力信号を積分するだけであり、信号の立ち上がりは入力される信号の幅のみで決まる。しかし、正帰還を用いると余分にオペアンプからの出力電力が必要となり負帰還容量 C_f の充電に時間がかかる。

正帰還の容量を変更してシミュレーションをした結果が図4.10である。正帰還容量が増大するにつれて、出力波高が大きく、かつ信号の立ち上がりが大きくなっていることが確認できる。本回路の負帰還容量 C_p は 1 pF であるため、検出器容量の大きさにも依存するが、 $C_f > 1.0$ pF では発振してしまう可能性が高まる。

以上より、正帰還を用いた場合は十分な波高を確保できるため、負帰還容量 C_f を大きく設定することができる。そのため、正帰還容量をテストした際は、 $C_f = 5$ pF、 $C_p = 4$ pF とし、正帰還容量を変化させる余地を持たせることとした。節5.1.1に後述する理由で、最終的には正帰還を用いない ($C_p = 0$ pF) こととした。

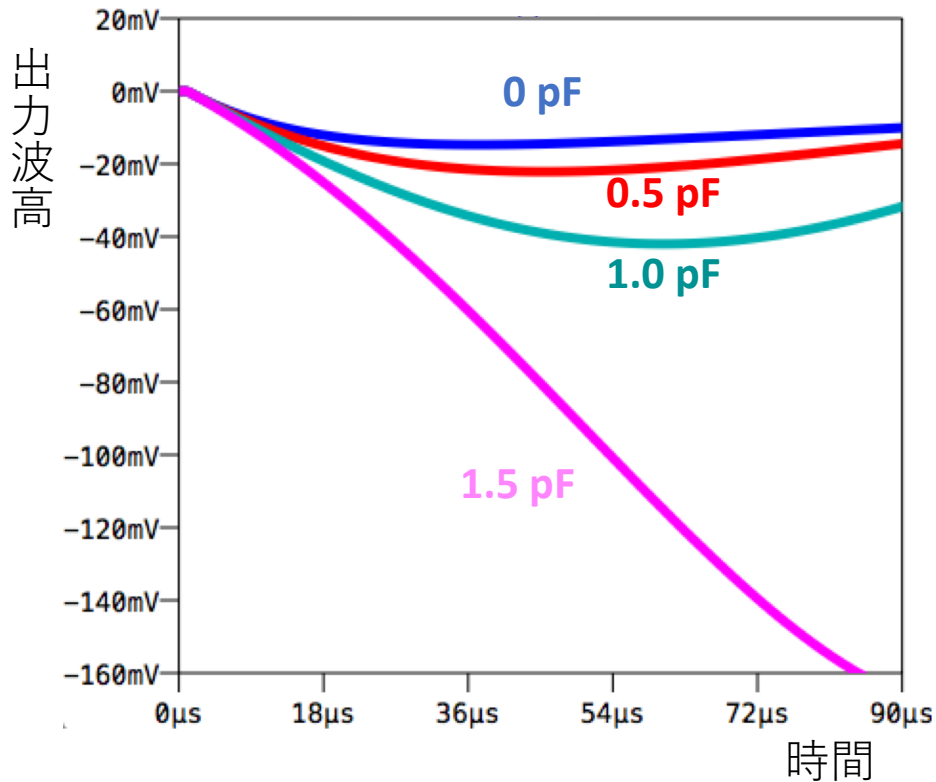


図 4.10 プリアンプの正側出力の正帰還容量存性。正帰還容量 C_p を 0pF から 1.5pF まで変化させた時の応答である。

4.2.5 非反転増幅部

図 4.3 の R_1 と R_2 はオペアンプの負出力を正入力へと帰還しているため、負帰還を構成している。元々の設計案では、 R_2 は設置しない予定であった。しかし、この状態では回路の出力が非常に小さく (数 μV 程度)、後段のコンパレータへ入力するための十分な波高が得られなかった。様々なシミュレーション、及びプリント基板での測定を行ったところ、小さな抵抗 R_2 を追加することで波高がほぼ 1000 倍となり、数 mV の十分な出力波高が得られることが分かった。

抵抗 R_2 の追加により十分な出力波高が得られた原因としては、抵抗 R_2 の追加で一種の非反転増幅回路を形成したためであると考えられることができる。図 4.11 は、完全作動オペアンプではなく、シングルエンドのオペアンプを用いた非反転増幅回路を示している。

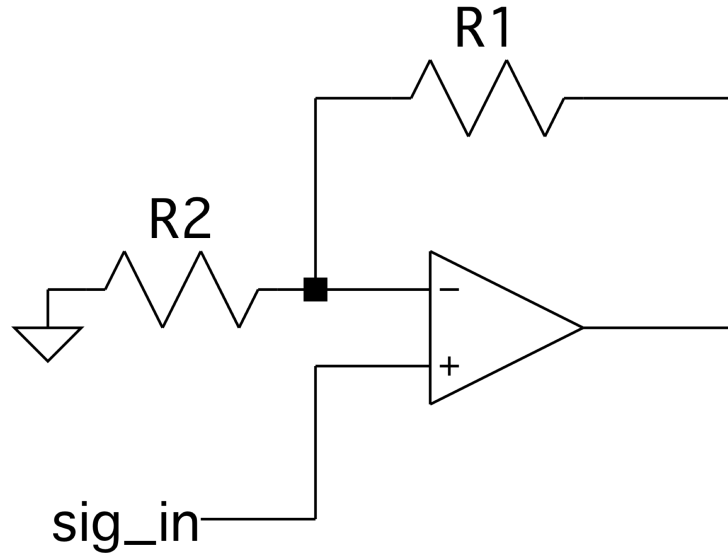


図 4.11 シングルエンドオペアンプを使用した非反転増幅回路

この回路の増幅度 G は、以下のようにになる。

$$G = 1 + \frac{R_1}{R_2} \tag{4.11}$$

本回路においても図 4.3 の R_1 と R_2 は図 4.11 と同様に非反転増幅の構成になっていると考えることができるため、式 (4.11) から、抵抗 R_2 を設置しない ($R_2 \rightarrow \infty$) と信号が非常に小さくなってしまふことがわかる。

上の説明をもう少し定量的に述べる。詳しい解析は付録 C で述べるが、プリアンプの正側出力は、 s 領域（時間領域の式をラプラス変換したもの）で以下のように表される。

$$V(s) = \frac{2V_{OC} + \frac{2(1 + sC_fR_f)V_{OC} - R_fI}{1 + sR_f(C_f - C_p)}A}{2 + \left\{ \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1 + sR_f(C_f - C_p)}{1 + sR_f(C_f - C_p)} \right\} A} \tag{4.12}$$

ここで、 A はオペアンプの増幅度、 V_{OC} は完全差動アンプの二つの出力の midpoint である。基

本的に V_{OC} は $0V$ にとるのが一般的である。式 4.12 の分母の $R_2/(R_1 + R_2)$ は、抵抗 R_1 と R_2 が非反転増幅回路を構成していることを示している。

当初の設計通り、 R_2 を使用しない、つまり $R_2 \rightarrow \infty$ とすると、式 (4.12) は、

$$V(s) = \frac{Q}{2C_f} \frac{1}{s + \frac{1}{R_f C_f}} \quad (4.13)$$

となる。ここでは、簡単のために $V_{OC} = 0$ 、 $A \rightarrow \infty$ とした。一方で、 R_2 を GND に落とす、つまり $R_2 \rightarrow 0$ とすると、式 (4.12) は以下になる。

$$V(s) = \frac{Q}{C_f - C_p} \frac{1}{s + \frac{1}{R(C_f - C_p)}} \quad (4.14)$$

R_2 を使用しない式 (4.13) では、式中に C_p が現れず正帰還が働いていないことがわかる。一方で、 R_2 を使用する式 (4.14) では、正帰還容量 C_p だけ信号が増幅されており正常に機能していることが確認できる。

以上の結果、 R_2 を使用しなければならないこと、またその R_2 は R_1 と比較して小さい必要があることがわかった。 R_2 の値を変化させてシミュレーションを行った結果が図 4.12 である。この結果からも R_2 が小さい方が信号の波高が大きくなっていることがわかる。10 Ω と 100 Ω ではあまり波高の変化は見られなかった。これは $R_2 \ll R_1$ となり、 R_2 の変化が信号波形に影響しなくなったためであると考えられる。 R_2 はオペアンプの入力部に直結しているため、あまり小さな値を選択すると雑音を拾いやすくなってしまおうと考え、本回路では、 $R_2 = 100 \Omega$ を採用することとした。

4.2.6 プリアンプ部設計のまとめ

本回路のプリアンプの最大の特徴はオペアンプとして完全差動アンプを使用したことである。完全差動アンプの使用により、外来ノイズ耐性を向上させ、さらに二つの帰還パスが使用できるために正帰還の使用が可能となる。選択した完全差動アンプは、大きな検出器容量に対応するため、高ゲインバンド幅積かつ低ノイズの「THS4121」である。また、各抵抗、容量は可能な限り出力波高を向上させることのできるパラメータを選択した。

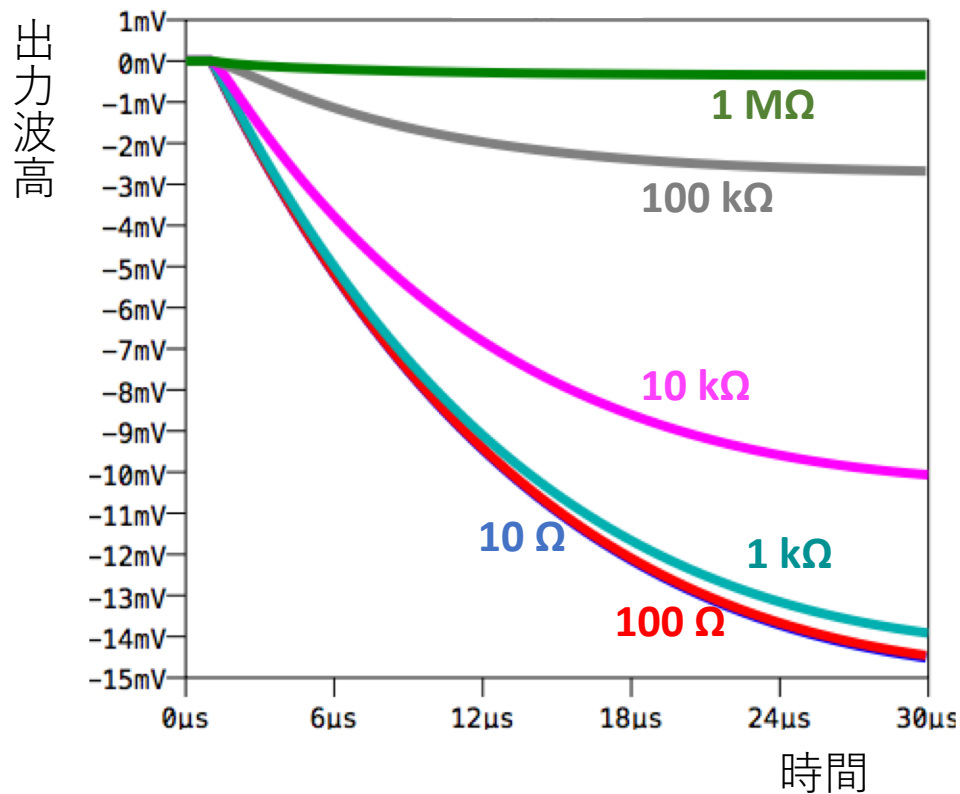


図 4.12 プリアンプの正側出力の R_2 依存性。図は抵抗 R_2 を 10Ω から $1 \text{ M}\Omega$ まで変化させた時の応答である。

結果、信号が入力する帰還パスの時定数は $100 \mu\text{s}$ 、もう一方の帰還パスは非反転増幅回路を使用することが最適であることがわかった。さらに、正帰還回路の不安定性のために、正帰還が利用できなくなることも考慮し、負帰還回路のみでも回路が動作可能であるように設計をした。後述のように、回路の不安定性、信号立ち上がり時間の遅延により正帰還を使用しない選択をした。

4.3 PZC 部、シェイパー部の設計

プリアンプで電圧に変換された信号は引き続き後段の pole zero cancel (PZC)、シェイパーを通過することで、整形、増幅される。本回路では、プリアンプの後段の回路にも差動信号を用いた。信号の S/N を本質的に決定しているのはプリアンプであるため、後

段の回路に差動信号を用いることは必須ではないが、差動信号を用いることで二つの信号をそれぞれコンパレータ、アナログ信号出力用に使用できるため、差動信号を用いた。以下の議論では回路の構成が差動信号であることは重要でない。従って、プリアンプの正側出力の方の信号経路に絞って議論を行う。

4.3.1 PZC 部の設計

PZCの役割の本質はハイパスフィルターである。ハイパスフィルターは、信号の低周波数成分を遮断し、高周波成分のみを通過させる回路である。高周波成分のみを通過させることは、入力信号を微分することを意味しており、微分回路とも呼ばれる。この微分の機能により、プリアンプで広がった信号幅（100 μ s）を大幅に削減することができる。さらに信号を微分するため、パイルアップにより重なった信号を分離することができる。このため、プリアンプでは弾道欠損を減らすために時定数を大きくすることができる。

■ PZC 回路の解析

図 4.13 は PZC 部の拡大図である。ここで、プリアンプの正側出力（図 4.13 の ppre）の電圧を V_{in} とする。また、抵抗 R_a を通る電流を I_1 、コンデンサー C_a を通る電流を I_b とする。ハイパスフィルターとして図 4.13 の C_a のみを用いると、信号のテールがゼロ点を横切る、アンダーシュートが生じてしまう。そこで、ハイパスフィルターに抵抗 R_a を追加することでこれを防ぐ。一方、抵抗 R_b はシェイパーとの時定数を合わせる際に重要となる。

以後、適切な各素子の選定について記述する。まず、これらの回路素子のパラメータがどのように出力に影響するのかを、図 4.13 の回路解析を行うことで考察する。一般に、オペアンプに入力されている部品の単体のインピーダンスを Z とすると、オペアンプの入力インピーダンス Z_{in} は、

$$Z_{in} = \frac{Z}{A} \quad (4.15)$$

となる。ここで、 A はオペアンプの増幅度である。オペアンプの増幅度は非常に大きいため、PZC 部の出力インピーダンスは 0Ω で近似することができる。この場合、PZC の出力は GND に接続されているものと考えることができる。すると、PZC の入出力間の電

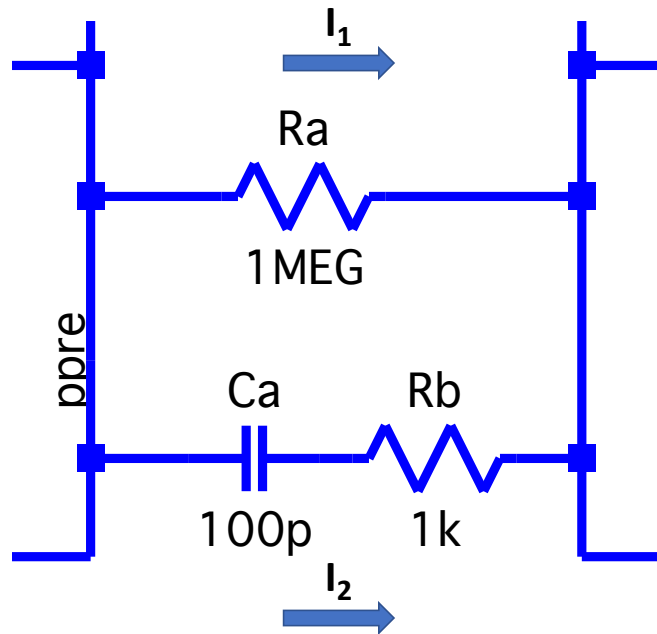


図 4.13 PZC 部の拡大図

圧は、PZC の入力と同じ V_{in} と同じである。それぞれの経路を流れる電流は、

$$I_1(s) = \frac{V_{in}}{R_a} \tag{4.16}$$

$$I_2(s) = \frac{V_{in}}{R_b + \frac{1}{sC_a}} \tag{4.17}$$

となる。従って、PZC 部の出力電圧を流れる電流 I_{tot} は、

$$I_{tot}(s) = \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b + \frac{1}{sC_a}} \right) V_{in} \tag{4.18}$$

$$= \frac{1 + sC_a(R_a + R_b)}{R_a(1 + sC_aR_b)} V_{in} \equiv \frac{1}{Z_{pzc}} V_{in} \tag{4.19}$$

となる。ここで、PZC 部のインピーダンスを Z_{pzc} とした。一般に、s 空間において、分子

が0となる s をこの回路の零点、分母が0となる s を極という。PZC回路では、式(4.19)より零点と極が一つずつ生じていることがわかる。一方、プリアンプ回路では前節の議論より、式(4.14)を利用すると、

$$V(s) = \frac{Q}{C_f - C_p} \frac{1}{s + \frac{1}{R(C_f - C_p)}} \equiv Z_{\text{pre}}Q \quad (4.20)$$

であり、プリアンプ回路には極が一つあることがわかる。ここで、プリアンプ回路の増幅率を Z_{pre} とした。この二式を組み合わせることで、以下を得る。

$$\begin{aligned} I_{\text{tot}}(s) &= \frac{1}{Z_{\text{pzc}}} V_{\text{in}} \\ &= \frac{1}{Z_{\text{pzc}}} Z_{\text{pre}}Q \\ &= \frac{1 + sC_a(R_a + R_b)}{R_a(1 + sC_aR_b)} \frac{1}{C_f - C_p} \frac{1}{s + \frac{1}{R(C_f - C_p)}} Q \end{aligned} \quad (4.21)$$

式(4.21)より、プリアンプに存在する極と、PZCに存在する零点は以下の関係式が成り立つ時、打ち消すことができる。

$$C_a(R_a + R_b) = R_f(C_f - C_p) \quad (4.22)$$

一般的に、 $R_a \gg R_b$ であり、前述したように、最終的な回路では正帰還容量 $C_p = 0\text{ F}$ と置くため、式(4.22)は簡潔に、

$$C_aR_a = R_fC_f \quad (4.23)$$

となる。この時、式(4.21)は、

$$I_{\text{tot}}(s) = \frac{C_a(R_a + R_b)}{R_a(1 + sC_aR_b)} \frac{1}{C_f} Q \quad (4.24)$$

となり、一つの極しか持たない。ここで、 $C_p = 0\text{ F}$ としている。これを逆ラプラス変換を

すると、PZCの出力部に流れる電流は、

$$I_{\text{tot}}(t) = \frac{R_a + R_b}{R_a R_b} \frac{Q}{C_f} \exp\left(-\frac{t}{C_a R_b}\right) \quad (4.25)$$

となる。上式より、信号は指数関数的に減少するためアンダーシュートが起きない。s空間上で零点と極を打ち消すため、この回路を pole zero cancel 回路と呼ぶ。定性的には、ハイパスフィルタ C_a を通過してアンダーシュートが起きてしまった分を、抵抗 R_a に流れる電流が打ち消すためであると理解できる。

■ PZC回路部品の値の決定

プリアンプの時定数は $100 \mu\text{s}$ であるため、式 (4.23) より

$$R_a C_a = 100 \mu\text{s} \quad (4.26)$$

を満たす必要がある。式 (4.25) より、PZC回路の出力部は電流で表される。従って、PZC部に使用する抵抗を小さくした方がPZC出力で得られる信号は大きい。結果、コンデンサ C_a の容量を大きくする方が高い出力波高を得ることが出来る。シミュレーションを用いて、式 (4.26) を保ちながら各パラメータを変化させた時のシェイパーの出力波高が表 4.2 にまとめられている。後段のコンパレータに入力するためには、少なくとも 10 mV 程度は必要である。従って、 $C_a = 100 \text{ pF}$ 以上が必要である。また、 $C_a = 1 \text{ nF}$ では信号が大きすぎて、ダイナミックレンジが狭くなってしまうため望ましくない。さらに、オペアンプの出力に大きな容量負荷をおいてしまうと回路は発振しやすくなってしまうため、適切な大きさの容量に設定することが重要である。よって、PZCの各パラメータの値は、

$$C_a = 100 \text{ pF}, R_a = 1 \text{ M}\Omega, R_b = 10 \text{ k}\Omega \quad (4.27)$$

と決定した。

4.3.2 シェイパー部の設計

■ 信号

シェイパーの基本的な役割は、ローパスフィルタである。ローパスフィルタにより高周波の雑音を除去する同時に、信号の整形、増幅を行う。シェイパーにはPZC回路の

表 4.2 PZC のパラメータを変化させた時の 20 fC 入力時のシェイパー出力波高 (シミュレーション)

C_a (F)	R_a (Ω)	R_b (Ω)	出力波高 (V)
1p	100 M	1 M	0.12 m
10p	10 M	100 k	1.24 m
100p	1 M	10 k	13.5 m
1n	100 k	1 k	172 m

出力電流 I_{tot} が流れ込む。シェイパーは抵抗 R_s とコンデンサー C_s の並列であるため、インピーダンス Z_s は、

$$Z_s = \frac{R_s}{1 + sR_sC_s} \quad (4.28)$$

である。従って、シェイパーの出力電圧 V_s は、

$$V_s(s) = Z_s I_{\text{tot}} = \frac{R_s}{1 + sR_sC_s} I_{\text{tot}}(s) \quad (4.29)$$

となる。式 4.24 と組みわせることで、 V_s は、

$$\begin{aligned} V_s(s) &= Z_s \frac{1}{Z_{\text{pzc}}} Z_{\text{pre}} Q \\ &= Z_s I_{\text{tot}} \\ &= \frac{R_s}{1 + sR_sC_s} \frac{C_a(R_a + R_b)}{R_a(1 + sC_aR_b)} \frac{1}{C_f} Q \end{aligned} \quad (4.30)$$

となる。式 4.30 を見ると、異なる極が二つあることがわかる。そのため、

$$R_sC_s = C_aR_b \quad (4.31)$$

とすることで、二次の極を一つ作ることが出来る。式 (4.31) を満たすことで、式 (4.30) は、

$$V_s(s) = \frac{R_a + R_b}{R_a} \frac{C_a}{C_f} \frac{R_s}{(1 + sR_sC_s)^2} Q \quad (4.32)$$

となる。これを逆ラプラス変換すると、

$$V_s(t) = \frac{R_a + R_b}{R_a} \frac{C_a}{C_f} \frac{R_s t}{(R_s C_s)^2} \exp\left(-\frac{t}{R_s C_s}\right) Q \quad (4.33)$$

となる。また、 $R_a \gg R_b$ を利用すると、さらに簡略化できて、

$$V_s(t) = \frac{C_a}{C_f} \frac{R_s t}{(R_s C_s)^2} \exp\left(-\frac{t}{R_s C_s}\right) Q \quad (4.34)$$

となる。前で述べたように、プリアンプの負帰還容量 C_f が小さいほど、さらに PZC 回路の容量 C_a が大きいほど信号の波高が高いことが分かる。また、その後ろの R_s と C_s で表される箇所がシェイパーにより調節可能な部分である。シェイパーの時定数 $\tau_s = R_s C_s$ で式 (4.34) を書き直すと、シェイパーの時定数 τ_s が大きいほど、立ち上がりが遅くなることがわかる。

■ 雑音

雑音に関してもシェイパーは大きな役割を果たしている。シェイパーはローパスフィルターの機能を有するため、高周波の雑音を除去できる。さらに、シェイパーを通した後の信号波形によって雑音除去率が異なることがわかっている。特に、図 4.14 のような、カスプ波形に整形することが最も S/N を向上させることが示されている [50]。しかし、信号をカスプ波形に整形することは難しいため、カスプ波形に近いガウス波形に整形することを目標にすることが多い。ローパスフィルターを多段にするほど、信号波形はガウス波形に近づいていくが、回路が複雑かつ巨大化、さらに信号の立ち上がり時間が長くなってしまいうという欠点もある。本回路では、ASD のデジタル出力までに許された時間が 600 ns しかない。一般に、ASD のデジタル出力までの時間は、信号の立ち上がりから頂点までの時間（ピーキングタイム）で決まる。ピーキングタイムを早めるために、今回は一段のローパスフィルタでの整形を試みた。

波形の他に重要な要素としては、シェイパーの時定数 $\tau_s = R_s C_s$ がある。時定数が大きくなるほど、遮断周波数が下がり、より雑音を減らすことができる。しかし、シェイパーの時定数が大きくなるほど信号の立ち上がり時間が遅くなり、ピーキングタイムが長くなってしまいう。本 ASD 回路ではピーキングタイムは 600 ns 以下である必要があるため、シェイパーの時定数もこれより小さい必要がある。検出器容量の影響により、プリアンプ部でも信号の立ち上がりの遅延が生じていることを考慮して、シェイパーの時定数を 100

ns にした。

また、式 (4.34) から分かるように、 R_s が大きいほど信号は大きくなる。これは、定性的には PZC 回路の出力が電流であるため、抵抗 $V_s = R_s I_{\text{tot}}$ で出力電圧が大きくなるためと理解できる。従って、可能な限りコンデンサー C_s の容量を小さくし、抵抗 R_s の値を大きくすることが信号の増幅に良い。容量として通常使用可能な下限値は 1 pF であるため、これを C_s の値とした。一方、時定数 $R_s C_s = 100\text{ns}$ を考慮すると R_s は 100 k Ω に決定される。

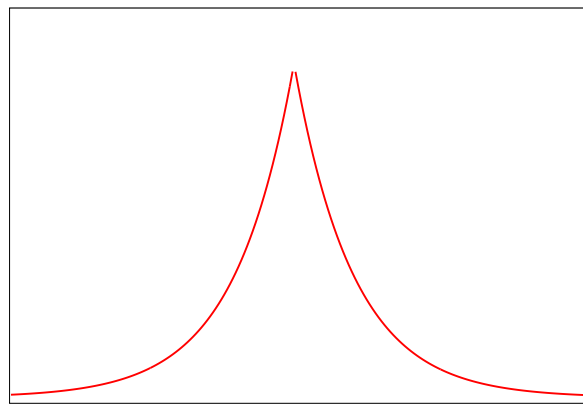


図 4.14 カスパ波形。シェイパーにより入力信号をこの波形に整形することで最も S/N を向上させることが出来る。

■ フェイクヒット

シェイパーの時定数を決めることでフェイクヒットが起こる数を見積もることができる。フェイクヒットとは、雑音により信号が閾値を超えてしまうことである。シェイパーの時定数 τ_s 以上の周波数はシェイパーのローパスフィルターの機能で遮断される。従って、時定数が大きいほど、速い成分の雑音が減り、フェイクヒットも減る。文献 [51] によると、フェイクヒットの周波数、つまり 1 秒間に雑音により波高が閾値を下から上に通過する回数 f_n は、信号の S/N を用いて、

$$f_n \simeq \frac{1}{2\pi\tau_s} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{S}{N}\right)^2\right\} \quad (4.35)$$

と書ける。ここから、本回路に要求される S/N を求めることができる。図 4.15 はフェイクヒット計数率の S/N 依存性を表している。図を見ると、フェイクヒットが無視できるのはおよそ $S/N > 5$ となる領域であり、 $S/N = 5$ が必要であると結論できる。

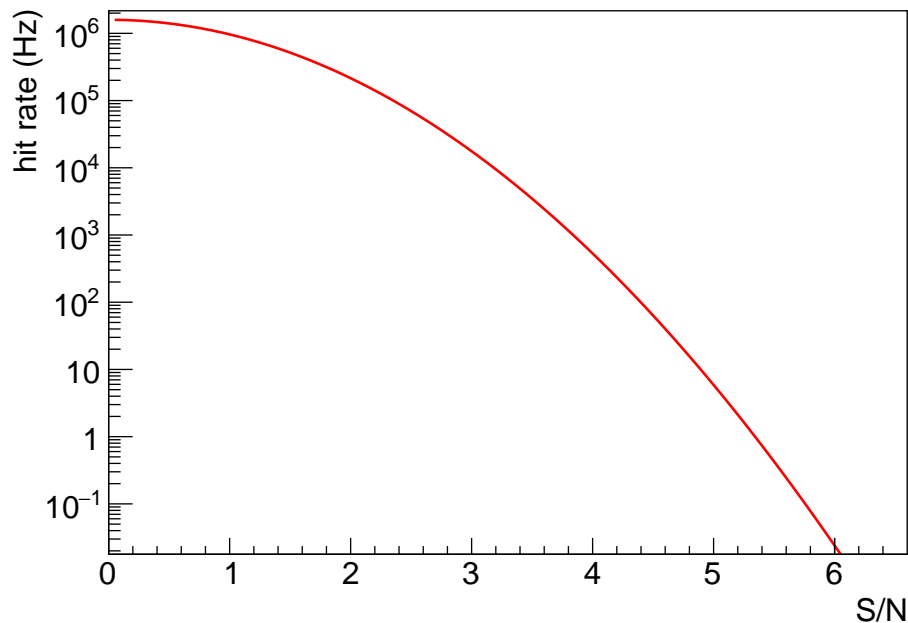


図 4.15 シェイパー時定数が 100 ns の時のフェイクヒット回数の S/N 依存性

4.3.3 PZC 部、シェイパー部設計のまとめ

PZC 部では、可能な限り出力信号を大きくするため $C_a = 100$ pF とした。 C_a を決定すると、他の PZC 回路の部品定数は、プリアンプとシェイパーの時定数と合わせるために自動的に決定され、 $R_a = 1$ M Ω 、 $R_b = 1$ k Ω となる。シェイパー部では、信号の立ち上がりを 600 ns 以内に抑えるために、時定数を $\tau_s = 100$ ns とした。さらに出力信号を最大にするため、 $C_s = 1$ pF とした。これにより、 $R_s = 100$ k Ω が自動的に定まる。また、フェイクヒットを避けるために、シェイパーの時定数が $\tau_s = 100$ ns の時は、信号の S/N を 5 以上確保することが必要である。

4.4 コンパレータ部の設計

4.4.1 コンパレータの基本設計

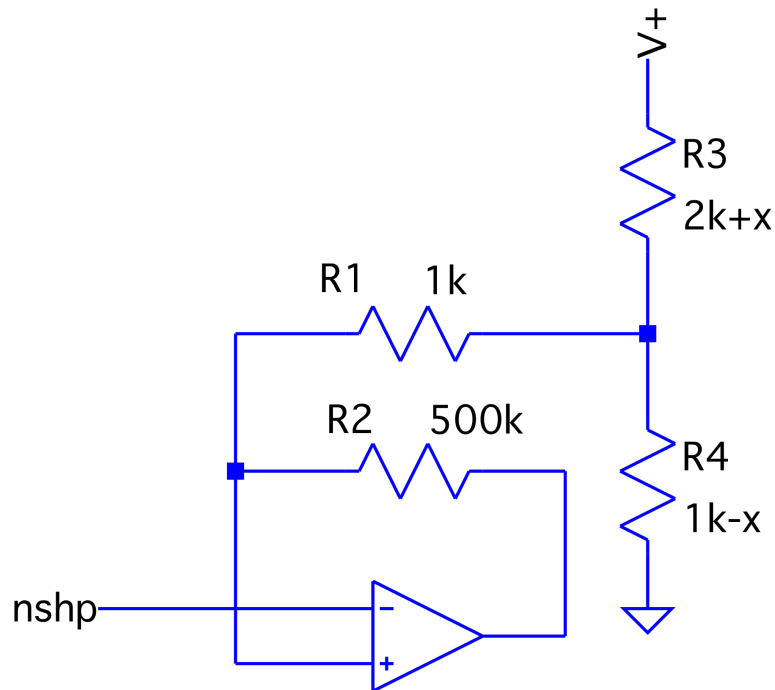


図 4.16 本回路のコンパレータ部の設計図

図 4.16 は本回路のコンパレータ部の設計図である。図中の V_{shp} は、シェイパーの出力を表している。本回路では、シェイパーの負側出力をコンパレータの非反転入力へ接続している。コンパレータはオペアンプの最も基本的な式である、

$$V_{out} = A(V_+ - V_-) \quad (4.36)$$

を利用した回路である。A はオペアンプの増幅度、 V_+ 、 V_- はそれぞれオペアンプの入力、 V_{out} はオペアンプの出力である。A は基本的に非常に大きいため、出力は、 $V_+ > V_-$ ならばオペアンプの + 電源の値、 $V_+ < V_-$ ならばオペアンプの - 電源の値をとる。これは high と low の値をとるという意味で、デジタル信号と同義であり、 V_+ を閾値とする

波高弁別器（ディスクリミネータ）になる。

4.4.2 コンパレータのヒステリシス設定

入力信号（図4.16ではnshp）の雑音が大きい場合、閾値近傍で入力信号が閾値を頻繁に上下する可能性がある。この場合、コンパレータが不必要にhighとlowを繰り返してしまうチャタリングという現象が起きる。これは、一つの信号に対して複数のトリガー信号を出力してしまうことに繋がるため、避けることが望ましい。そのために、コンパレータ回路にヒステリシス機能を追加する[52]。

ヒステリシス機能を追加すると、出力信号がhighの時と、lowの時で異なる閾値電圧を設定できる。その設計図が図4.16である。抵抗 $R_1 \sim R_4$ がヒステリシス機能を追加するために新たに追加した部品である。抵抗 R_2 は正帰還をなしており、最も重要な部品である。定性的には、出力がhighの時、抵抗 R_2 を流れる電流の向きはオペアンプの出力から入力への方向である。ここで電圧降下が生じることで、非反転入力に印加される電圧は下がり、閾値も下がる。一方、出力電圧がlowの時は、抵抗 R_2 を流れる電流の向きはオペアンプの入力から出力への方向である。ここで電圧降下が生じ、非反転入力に印加される電圧が上がり、閾値が上がる。また、抵抗 R_3 と R_4 は可変抵抗を表しており、ここを変更することで閾値を変更できる。

文献[52]によると、+電圧を V_D 、-電源をGNDとし、出力電圧がhighの時の閾値電圧を V_{thH} 、出力電圧がlowの時の閾値電圧を V_{thL} とすると、

$$V_{thH} = \frac{V_{OH} + \frac{R_2 a}{R_1 R_3} V_D}{\frac{1}{R_1} \left(R_1 + R_2 - \frac{R_2 a}{R_1} \right)} \quad (4.37)$$

$$V_{thL} = \frac{V_{OL} + \frac{R_2 a}{R_1 R_3} V_D}{\frac{1}{R_1} \left(R_1 + R_2 - \frac{R_2 a}{R_1} \right)} \quad (4.38)$$

となる。従って、ヒステリシス幅としては、

$$\Delta V_{th} = V_{thH} - V_{thL} \quad (4.39)$$

となる。ここで、

$$a = \frac{1}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4}\right)} \quad (4.40)$$

である。基本的に抵抗 R_2 を変更することでヒステリシス幅を自由に変更することができる。その他の抵抗は、抵抗 R_2 によるヒステリシス幅の変化を乱さないために、小さな $k\Omega$ オーダーの抵抗にしてある。

抵抗 R_2 を変化させながら、ヒステリシス幅をプロットしたのが図 4.17 である。 R_2 以外の抵抗値は図 4.16 の通りである。

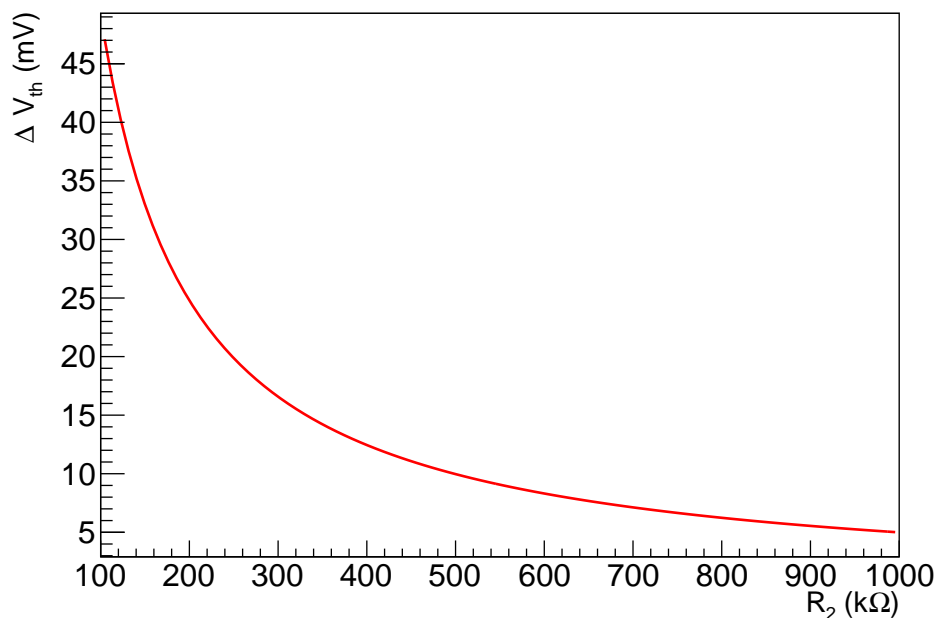


図 4.17 抵抗 R_2 の値を変化させた時のコンパレータのヒステリシス幅

後の章で述べるように、HBD 実機と接続した際の雑音は $\sigma = 10 \text{ mV}$ 程度であった。そのため、ヒステリシス幅もこの雑音と同様の 10 mV 程度とした。この時、抵抗 $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$ である。

以上の設計をまとめた、ASD 全体の回路設計図を図 4.18 に示す。

4.5 ASD 基板の製作

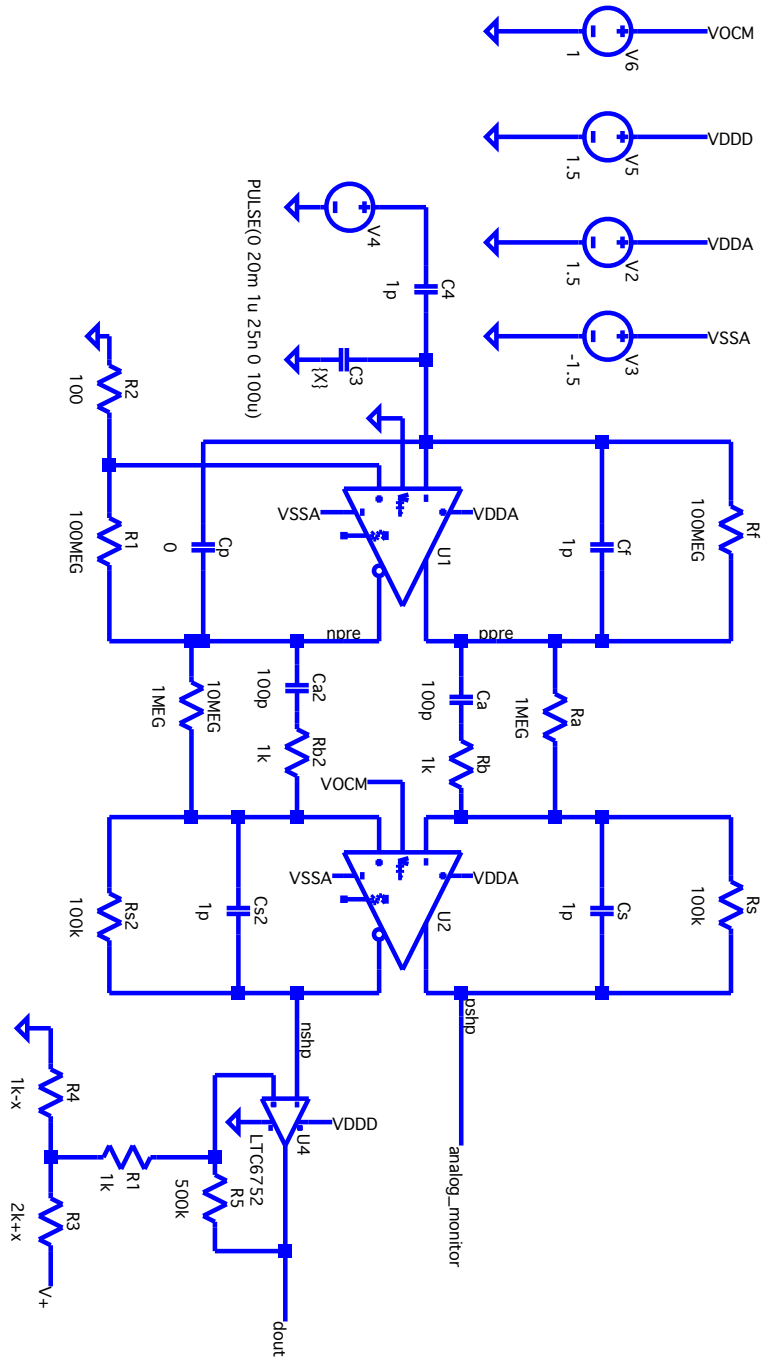


図 4.18 設計した ASD の全体図

4.5.1 設計方法の選択

以上の設計案をもとにプリント基板を製作した。回路を実現する方法としては、プリント基板に市販の IC を実装する方法と、トランジスタから設計する Application Specific Integrated Circuit (ASIC) を製作する方法の二通りがある。この二つの方法の特徴を表 4.3 にまとめる。プリント基板の大きな特徴としては、比較的安価に、かつ設計から製作、実装が速いことがあげられる。また、実装される IC や受動部品はプリント基板に半田付けされた状態であるため、各部品の交換が非常に簡単である。一方、ASIC の特徴としては、集積度が非常に高いことがあげられる。現在、トランジスタの集積技術は非常に高まっており、CPU などに使用されるトランジスタの大きさ (ゲート長) は 10 nm ~ 14 nm となっている。アナログ回路に用いられる ASIC では、もう少し大きなゲート長のトランジスタが用いられているが、それでも数百 nm と非常に小さい。そのため、非常に小さなスペースに多くの回路を搭載でき、縮小下による雑音の低下なども期待できる。一方で、トランジスタレベルで全ての回路構成を設計してしまうため、基本的に製作後のパラメータ変更は不可能である。

今回の HBD 用 ASD 回路には以下の条件がある。

- 実験の遂行が 2020 年 1 月頃と開発の時間があまりない
- 大検出器容量に対応した回路設計はあまり例がないためパラメータの変更が多々必要になる

以上のことを踏まえ、本 ASD 回路の製作は、実装が速く、部品の変更が容易であるプリント基板で実装することとした。

表 4.3 プリント基板と ASIC を用いた方法のそれぞれの利点と欠点

	プリント基板	ASIC
低ノイズ	△	○
製作費用	○	×
可変性	○	×
集積度	△	○

4.5.2 プリント基板実装のために新たに追加した部品

前章まで示していた設計図は理想的なものであり、実際のプリント基板には雑音除去用の部品を追加する必要がある。雑音除去用に追加した部品は以下のものがある。

■ バイパスコンデンサ

バイパスコンデンサはコンデンサーの一端を GND に接続したものである。これにより、コンデンサーを通して GND へと雑音を逃すことができる。バイパスコンデンサは $0.1 \mu\text{F} \sim 100 \mu\text{F}$ 程度の容量値をとり、用途によりその大きさを使い分ける。

各容量でのバイパスコンデンサのインピーダンスの周波数依存性が図 4.19 である。低周波領域では、コンデンサは理想コンデンサとして振る舞い、ローパスフィルタの周波数依存性を示す。一方で、高周波になると、コンデンサー部品に含まれる誘導成分（等価直列インダクタンス、略して ESL）が影響を及ぼす。誘導成分のインピーダンスは周波数に比例するため、高周波領域ではコンデンサであるにも関わらずハイパスフィルタのような周波数依存性を示す。従って、バイパスコンデンサーを用いて落とせる雑音は、コンデンサ容量と ESL の共鳴周波数成分の付近のみである。また、共鳴周波数であっても、コンデンサに含まれる抵抗成分（等価直列抵抗、略して ESR）のために完全に除去することはできない。そのため、落としたい雑音の周波数に合わせてバイパスコンデンサを複数組み合わせることが必要である。本回路では、電源由来の低周波ノイズを落とすために、容量の大きな $100 \mu\text{F}$ の値を用い、高周波の雑音を落とすためには、容量の小さな $10 \mu\text{F}$ と $0.1 \mu\text{F}$ の値を用いた。

■ フェライトビーズ

フェライトビーズは、リード線をフェライトで出来たビーズが覆うような形になっている。リード線に電流が流れると、フェライトビーズの中の磁束が変化することでフェライトビーズがインダクタの働きをする。これにより、フェライトビーズがエネルギーを消費をして雑音を除去する。誘導性を持つフェライトビーズは磁場中では使用できないため、マグネット内部に設置する本 ASD 回路では使用できない。しかし、テスト基板としては外来雑音に影響されない、回路の本質的な性能を見たいため、テスト基板においては実装することとした。

4.5.3 レイアウトの設計

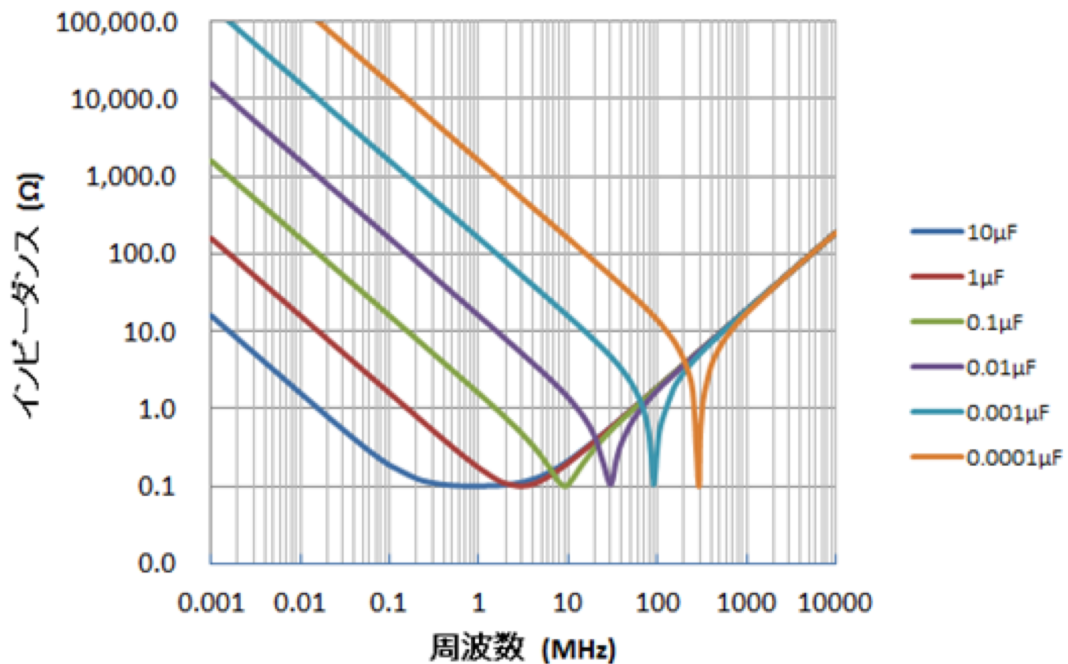


図 4.19 各バイパスコンデンサのインピーダンスの周波数依存性 [53]

以上で述べた部品を、プリント基板に実装するための部品配置の設計（レイアウト設計）を行った。図 4.21 が設計したプリント基板のレイアウトである。

■ 構造設計

ASD 回路は 4 層基板で設計した。図に示したのは、1 層目であり、プリント基板の表面となる。2 層目は GND 面、3 層目は電源面、4 層目はプリント基板の裏面である。2 層目と 3 層目はプリント基板内部であるため、部品を実装するのは 1 層目と 4 層目である。各層間で必要な結合はスルーホールという微小な穴で行われ、各層間の配線を自由に行うことができる。

また、プリント基板には ASD を 2ch 配置し、入力用の LEMO に加え、図 4.20 のよう

に、出力はシェイパーの正側出力のアナログ出力とコンパレータのデジタル出力の二つの出力を性能検査のために設置した。さらに、各箇所にはテストピンを配置し、重要部分の電圧をプローブで確認できるようにした。

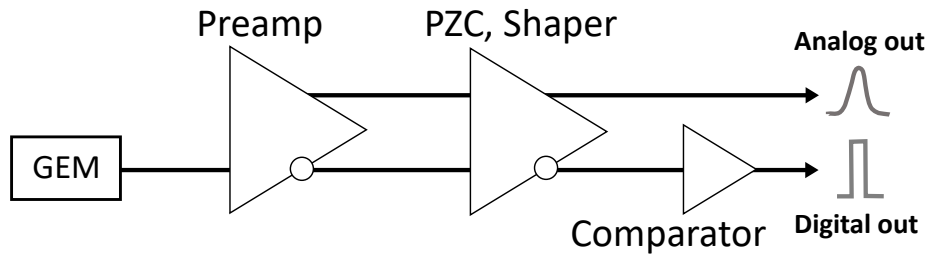


図 4.20 プリント基板の構造図。シェイパーの正側出力をアナログ出力できるようにした。さらに、シェイパーの負側出力をコンパレータに入力し、そこから出力されたデジタル出力も確認できるようにした。

■ テストパルス用入力

信号の入力部にはテストパルス入力用のコンデンサー C_t を配置した。テストパルス入力のために使用するファンクションジェネレータ (FG) は電荷を出力することはできず、電圧を出力することしかできない。ASD の入力部にコンデンサー C_{in} を設置することで、FG の出力電圧 V_{in} を $Q = C_{in}V_{in}$ で電荷信号に変換することが出来る。今回、配置したコンデンサーの容量は 1 pF である。例えば、 20 mV を入力すれば、 20 fC の電荷を ASD に入力できる。

■ レイアウト上の注意

プリアンプ部は S/N の大部分を決定するため、レイアウト設計にも特に注意を払う必要がある。プリント基板の 2 層目と 3 層目は金属面になっているため、配線が長いほど寄生容量が増加し、信号の減衰、雑音の増加をもたらしてしまう。そのため、プリアンプの入力部と負帰還回路部の配線を可能な限り短くした。特にプリアンプの入力部は寄生容量に敏感なため、プリアンプ入力部付近の 2 層目と 3 層目の金属を抜いてしまうことで極力寄生容量を削減する対策も行った。

また、本設計の場合は、GND の強化も特に重要である。検出器容量の GND 側に ΔV

の変動があったとすると、以下の電荷がプリアンプの入力側に生じる。

$$\Delta Q = C_d \Delta V \quad (4.41)$$

ここで、 C_d は検出器容量である。従って、この場合にも大きな検出器容量が問題となってしまう。プリント基板上では、検出器容量を模倣したコンデンサの GND 側と、GND ベタ面との接続を強固にすることで GND の変動を極力抑える工夫を行った。

4.5.4 実装

以上の設計をもとに実装したプリント基板が図 4.22 である。実装した抵抗、コンデンサ等の受動部品は基本的に「1608 サイズ」を用いた。これは、各部品の大きさが $1.6 \text{ mm} \times 0.8 \text{ mm}$ であることを意味し、基板上で部品を交換することが容易な大きさである。

図 4.22 の基板の部品は全て自ら半田付けにて実装した。以下の章では、この基板の性能評価について述べる。

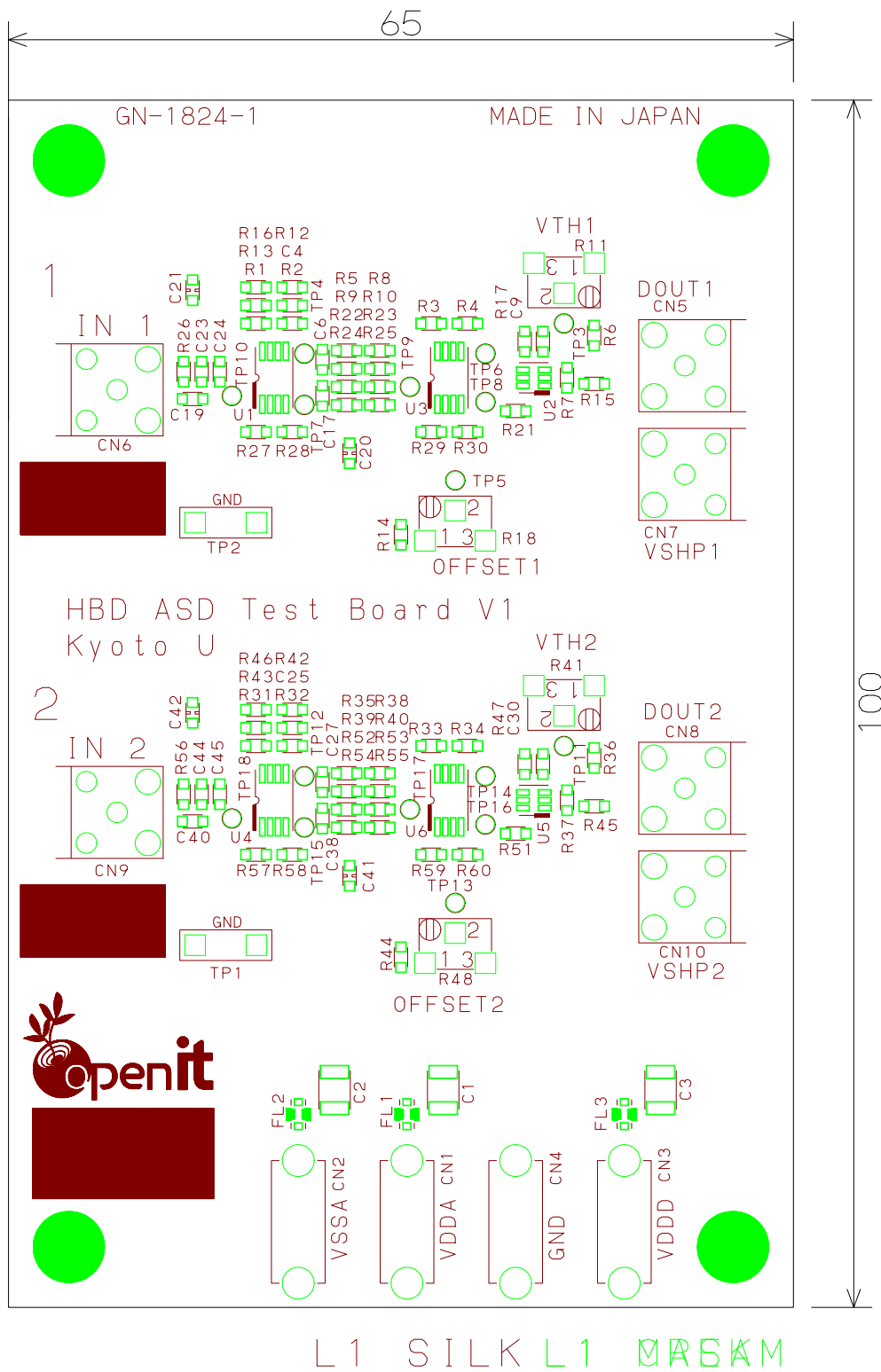


図 4.21 設計した HBD 用 ASD のレイアウト (一層目)

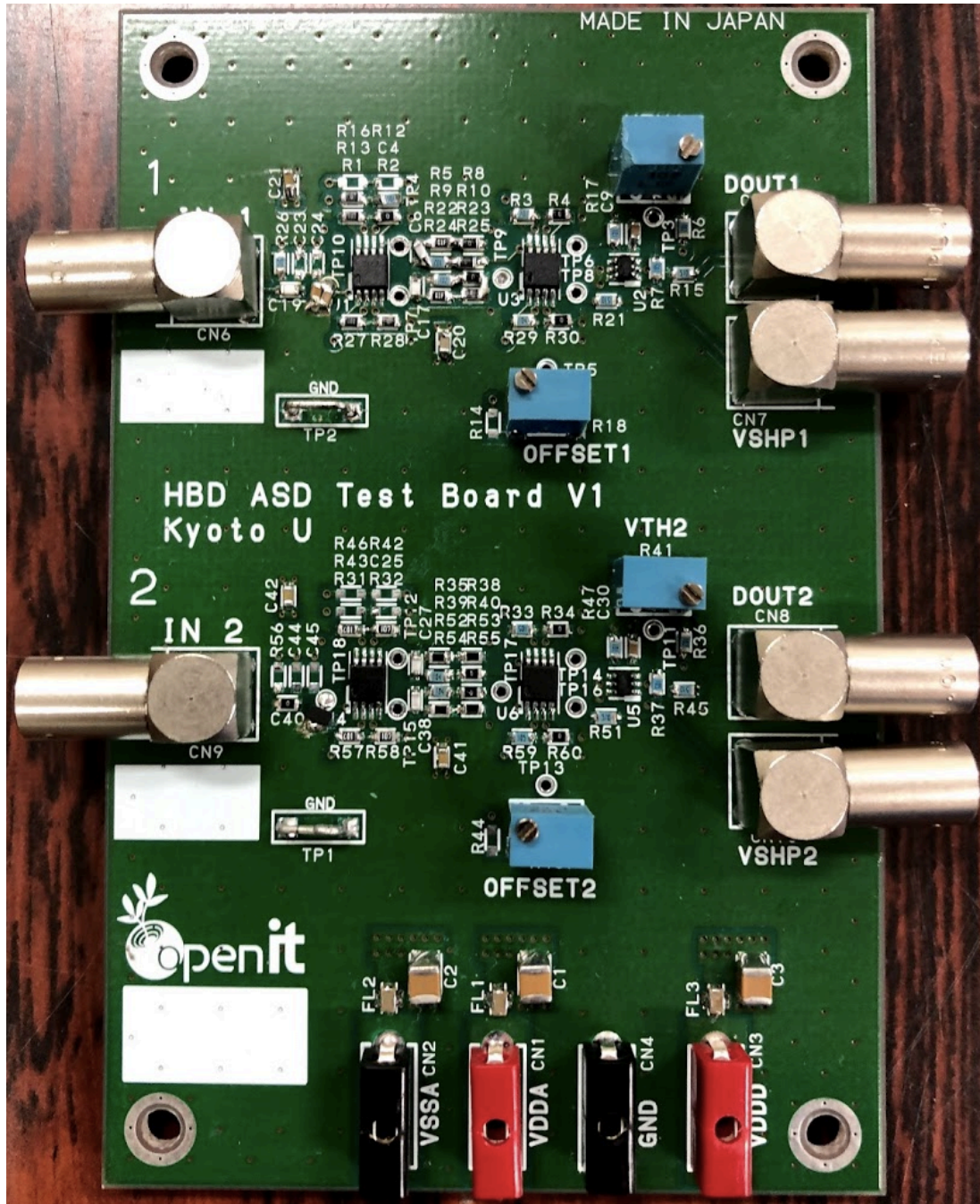


図 4.22 製作した HBD 用 ASD 回路のプリント基板

第 5 章

トリガー用信号読み出しシステムの 検出器容量依存性の評価

4 章では大きな検出器容量に対応した ASD の設計・製作を行った。これを踏まえ、トリガー用信号読み出しシステムの性能評価を行った。特に節 3.6 で述べた GEM の分割を決定するために、検出器容量依存性を詳細に調べた。

性能評価は以下の順序で行なった。まず設計した ASD 回路単独の性能を測定するために、プリント基板にテストパルスを入力してその応答を確認した。その後、ASD と GEM を接続してトリガー用信号読み出しシステム全体としての性能評価を行った。読み出しシステム全体の評価は、テストパルスを用いた方法と東北大学電子光理学研究センター (ELPH) の陽電子ビームを用いた方法の二通りの手法で行った。本章では、これら性能評価の手法と結果を述べる。

5.1 HBD 用 ASD の性能評価

前章で設計・製作を行った HBD 用 ASD のプリント基板の性能評価を行った。まず、ASD 回路の基本的な性質を調べるためにテストパルスを用いた測定を行なった。図 5.1 左は実際の検出器と接続した時の信号の模式図である。図 5.1 右はこの信号をプリント基板上で再現するために製作した回路である。ASD 回路の入力部には 1 pF のコンデンサー C_{in} を接続している。 C_{in} でファンクションジェネレータ (FG) からの電圧信号を電荷信号に変換することで、検出器からの電荷信号を模している。また、検出器容量は図 5.1 のようにプリント基板上にチップコンデンサ C_{d} を実装することで検出器の持つ容量を再現

している。

上記の設定で、テストパルスを ASD に入力して得られた典型的な波形が図 5.2 に示されている。水色の波形は入力したテストパルスの波形である。黄色の波形が ASD のシェイパーの正側から出力されたアナログ信号である。以下これをアナログ信号と呼ぶ。そして、赤色の波形が ASD のコンパレータから出力されたデジタル信号である。以下これをデジタル信号と呼ぶ。これらの二つの出力信号を測定することで ASD の応答を確認した。以下に、ASD の応答を様々な条件で測定した結果を述べる。

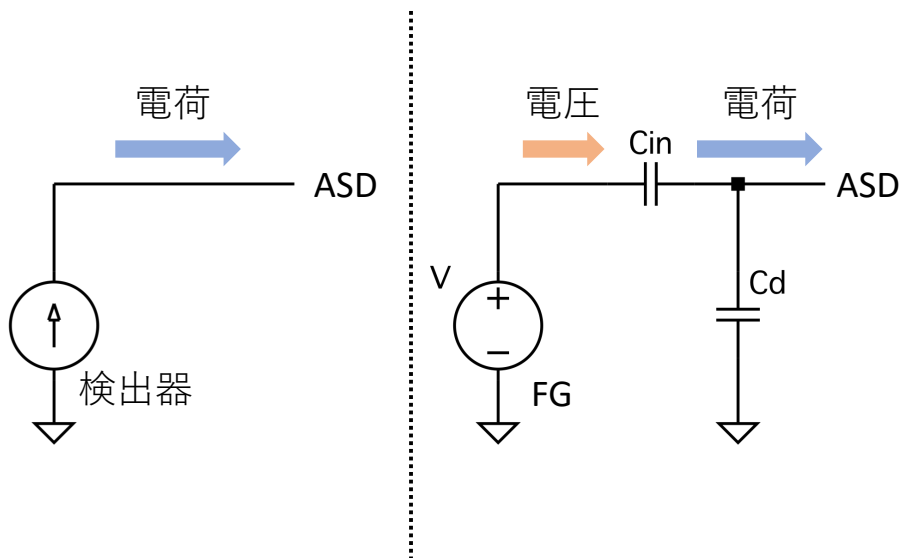


図 5.1 プリント基板のテスト方法。左図は実際の検出器から ASD への信号経路。右図はそれも模した等価回路であり、入力容量のコンデンサーと検出器容量を模したコンデンサーを使用している。

5.1.1 正帰還使用時の発振

まず、正帰還を使用した時の応答を調べた結果について述べる。負帰還容量 C_f を 5 pF、正帰還容量 C_p を 1 pF とした。正帰還を使用した時のアナログ信号波形が図 5.3 である。黄色で表されている信号がアナログ信号であり、緑は入力されたテストパルスである。図にあるようにアナログ信号が発振してしまっている。発振周期は約 400 μs であり、これに一番近い時定数を持った回路要素はプリアンプである。従って、プリアンプの正帰還が回路を不安定にしてしまったためにアナログ信号が発振してしまったと考えられる。実際

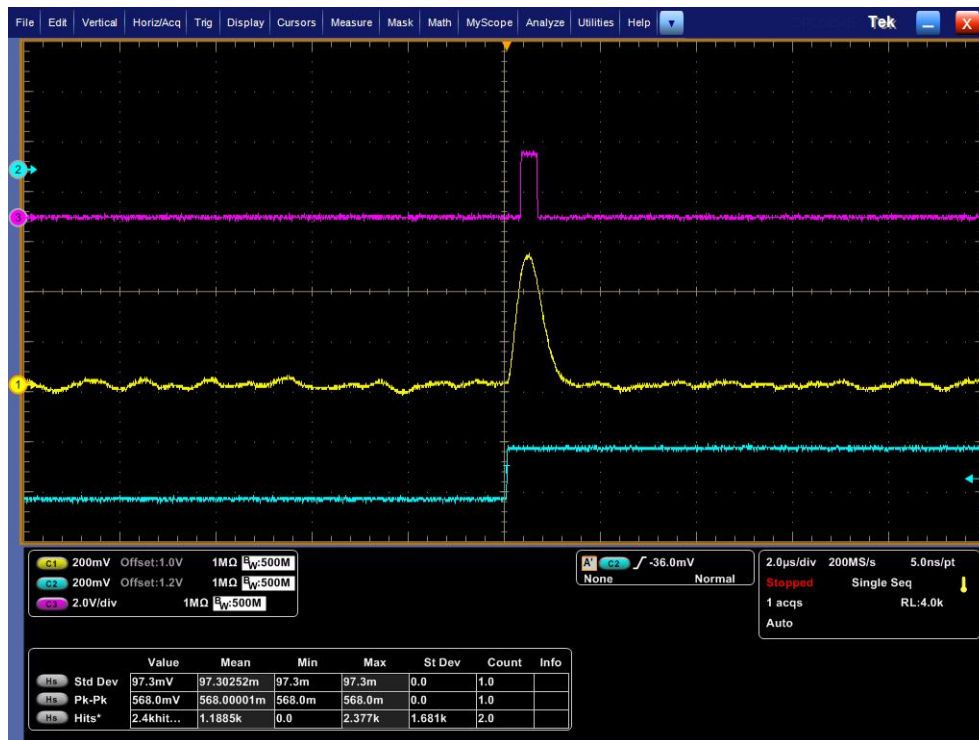


図 5.2 ASD の典型的な信号波形。水色は入力したテストパルス信号。黄色はシェイパーの正側出力から出力されたアナログ信号。赤色はコンパレータから出力されたデジタル信号である。

に、プリアンプの正帰還容量を取り除いたところ発振がなくなった。

一方で、正帰還容量をつけた状態でも、後段の PZC のコンデンサー C_a の容量を 100 pF から 10 pF に変更したところ発振がみられなくなった。一般にオペアンプ後段の静電容量はオペアンプに負荷をかけるため、その容量値が大きいほど発振の要因となり得る [54]。

以上より、発振の原因は正帰還を使用して不安定となった回路に、さらに大きな負荷容量 C_a を接続してしまったことであると分かった。節 4.3.1 で述べたように、 C_a の容量を小さくすることは増幅度の減少に繋がるため、 C_a を 100 pF よりも小さくすることはできない。従って、本回路においては正帰還は使用せず、安定した負帰還回路のみを使用するという決定をした。以下では、負帰還回路のみを使用し、基本的な抵抗やコンデンサーの値は前章の設計値を用いる。

5.1.2 ASD の増幅度

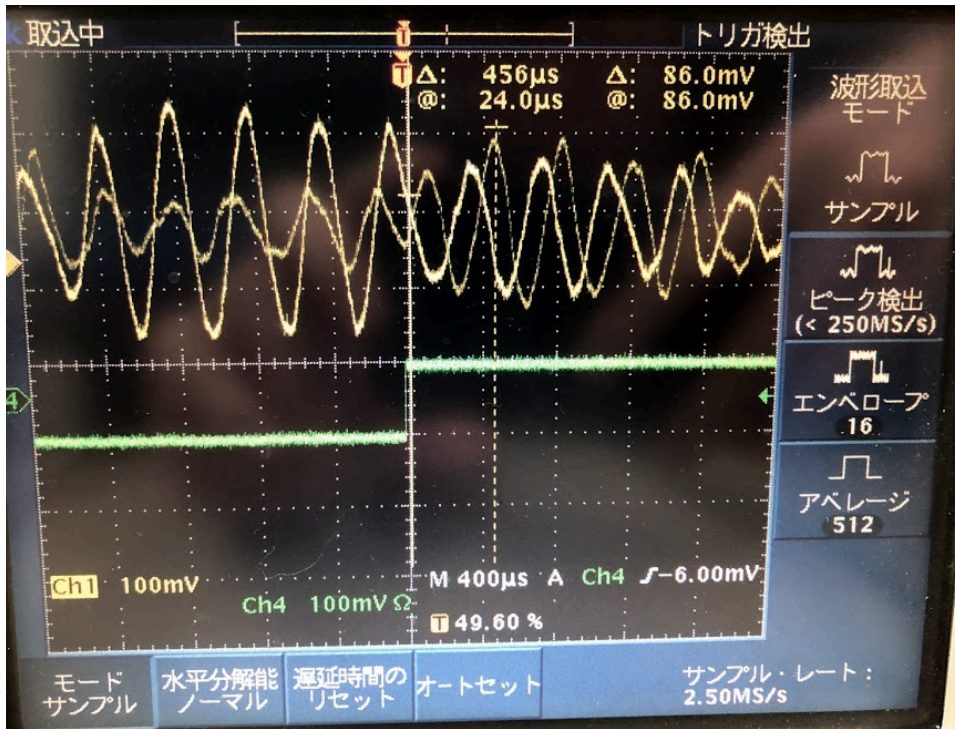


図 5.3 正帰還容量を接続した時の出力波形

ASD への入力電荷を変化させたときのアナログ信号の応答を調べた結果を図 5.4 に示す。この測定では検出器容量 C_d は実装していないため $C_d = 0$ pF である。また、横軸は $Q_{in} = C_{in}V$ により換算電荷に直している。ここで、 C_{in} は入力容量、 V は FG の入力電圧であり、 Q_{in} は ASD に入力される電荷である。図 5.4 では、得られたデータ点を以下の関数でフィットしている。

$$V = p[1] * C + p[0] \tag{5.1}$$

得られたフィット結果は、

$$p[0] = 18 \pm 13 \tag{5.2}$$

$$p[1] = 29.7 \pm 0.5 \tag{5.3}$$

である。

$p[1]$ は、信号の増幅度を表しており、29.7 mV/fC である。通常の回路では増幅度を

1-10 mV/fC 程度に設定するため、本回路の増幅度は非常に高いといえる。これは、前章で述べたように大きな検出器容量 C_d を経由して信号の多くが流れてしまうため、プリアンプ、シェイパーの増幅度が可能な限り大きくなるように設計しているからである。

$p[0]$ はオフセットを表しており、0 であることが望ましい。フィット結果は 18 ± 13 mV であり、 $p[1]$ の結果を用いて電荷に換算すると約 0.6 fC である。これはファンクションジェネレータ (FG) での電圧に換算すると 0.6mV であり、FG の精度、入力コンデンサの容量誤差、あるいは外来雑音の影響である考えられる。

また、入力電荷 32 fC 以上では信号の出力が飽和してしまっている。これは出力電圧が電源電圧を超えることができないからであり、この入力電荷以上では線型性は保たれない。従って、検出器容量が 0 pF の場合のダイナミックレンジは 0 ~ 32 fC である。上記で行なったフィット結果は領域 0 ~ 32 fC に対して行なったものである。しかし、次の 5.1.3 節で示すように検出器容量が大きい場合では増幅度が小さくなるため、ダイナミックレンジは大きくなる。

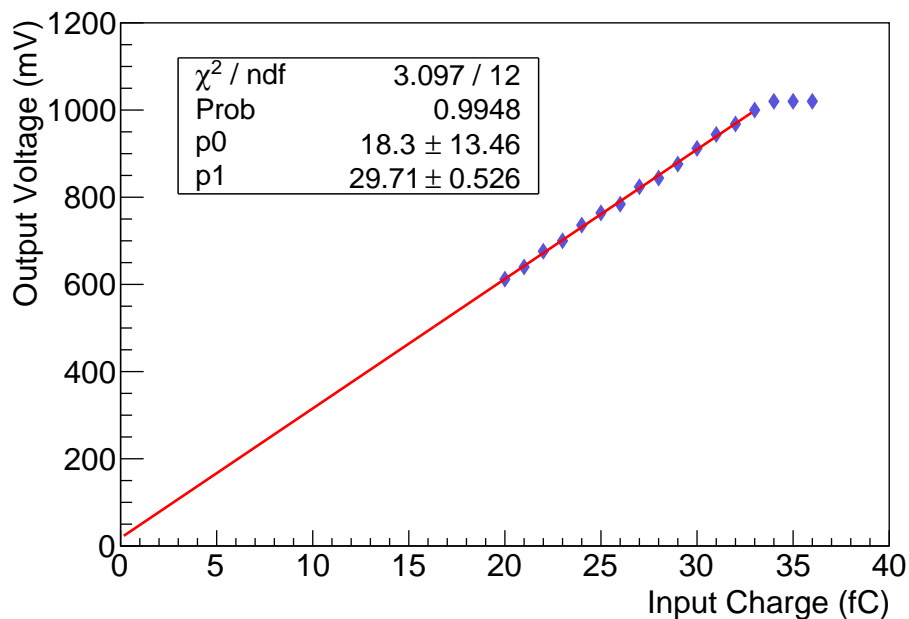


図 5.4 検出器容量がないときの ASD の増幅度。図のフィットはダイナミックレンジである 0 fC から 32 fC に対して行った。

5.1.3 検出器容量依存性

■ 出力波高

ASDの増幅度の検出器容量依存性を調べた。前述したように検出器容量は、チップコンデンサーを図5.1のように実装することで再現している。図5.5は検出器容量を0 pFから6 nFまで変化させた時の増幅度を表している。各検出器容量において得られた結果を一次関数 ($V = p[1] * C + p[0]$) にてフィットした結果が表5.1である。検出器容量が大きくなるにつれて信号の増幅度が小さくなることが確認できる。

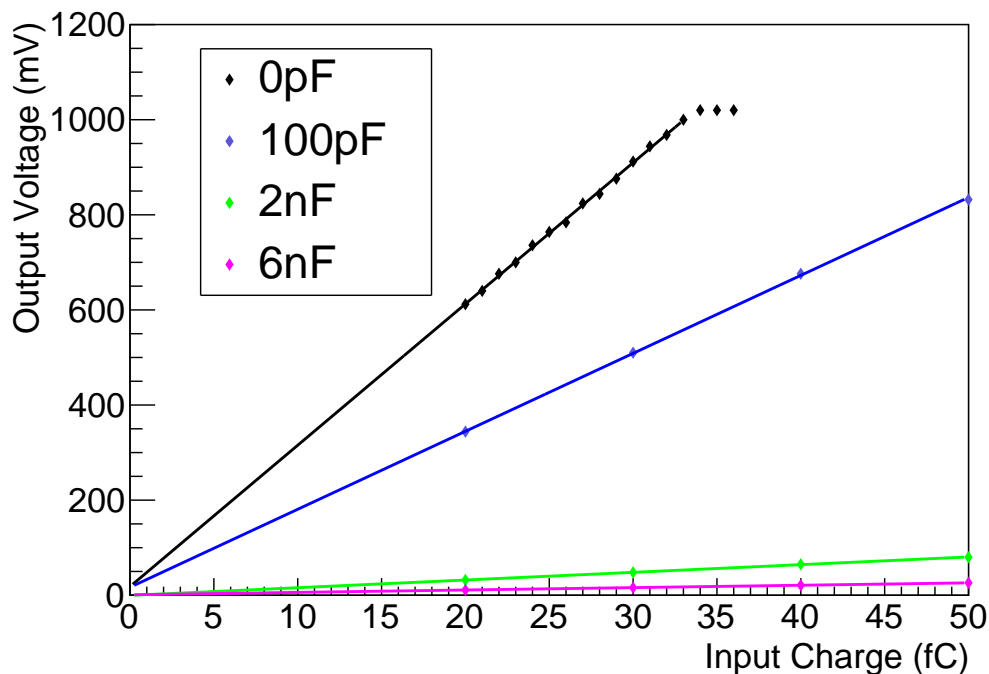


図5.5 ASDの増幅度の検出器容量依存性。検出器容量を0 pFから6 nFまで変化させた時の入力電荷に対する応答を示している。

■ 雑音

ASDの雑音レベルの検出器容量依存性を調べた。雑音の測定は図5.6のようにオシロスコープのヒストグラム機能を用いて行なった。周波数に依存しない白色雑音のみが存在する状況では、各時間における出力波高の分布はガウス分布に従う。このガウス分布の標準偏差 σ が雑音レベルである。使用したオシロスコープでは、図5.6のように、取得した波形の各サンプリング点を横に射影し、ヒストグラムに詰めている。このヒストグラムの

表 5.1 各検出器容量での ASD の増幅度に対するフィット結果

検出器容量	p[0] (mV)	p[1] (mV/fC)
0 pF	18 ± 13	29.7 ± 0.5
100 pF	17 ± 8	16.4 ± 0.3
2 nF	-0.3 ± 0.7	1.62 ± 0.02
6 nF	1.0 ± 0.2	0.500 ± 0.008

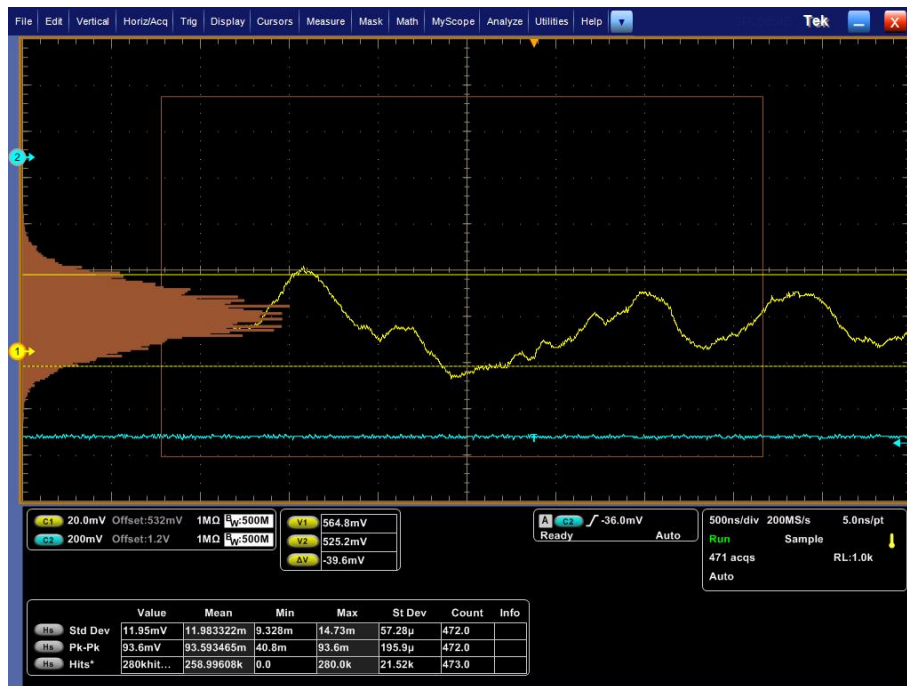


図 5.6 雑音測定時のオシロスコープ画面。画面の左側にヒストグラムが表示されている。

標準偏差を雑音レベルとしている。

以上の測定方法を用いて、各検出器容量における雑音レベルを測定した結果が図 5.7 である。雑音レベルに関しては検出器容量依存性を確認できなかった。従って、本回路で検出器容量を上昇させることで S/N が悪化する要因は、増幅度の低下によるものである。図 5.8 に、20 fC の電荷入力時における S/N の検出器容量依存性を示す。検出器容量が増加するにつれて S/N が急激に悪化していることが分かる。

5.1.4 オフセット依存性

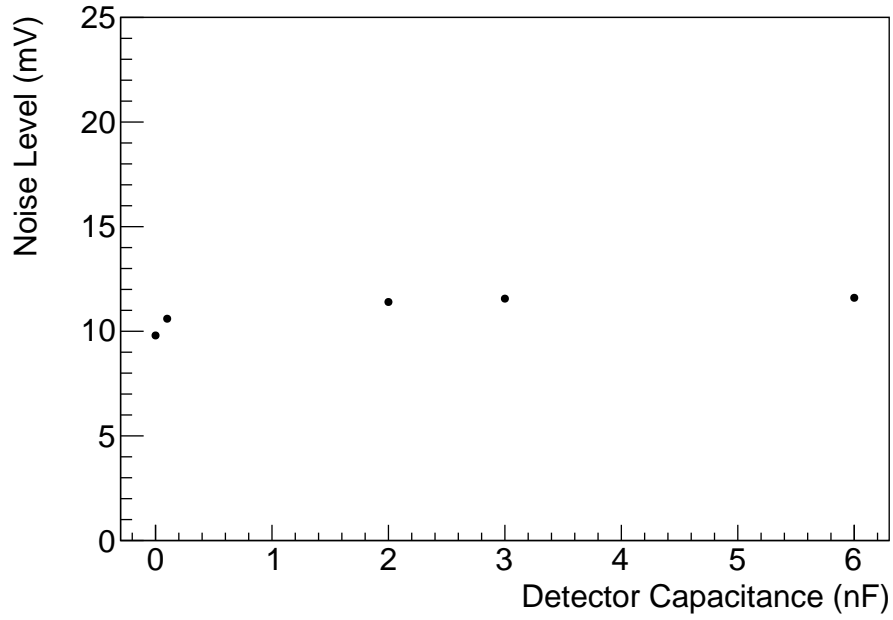


図 5.7 雑音レベルの検出器容量依存性

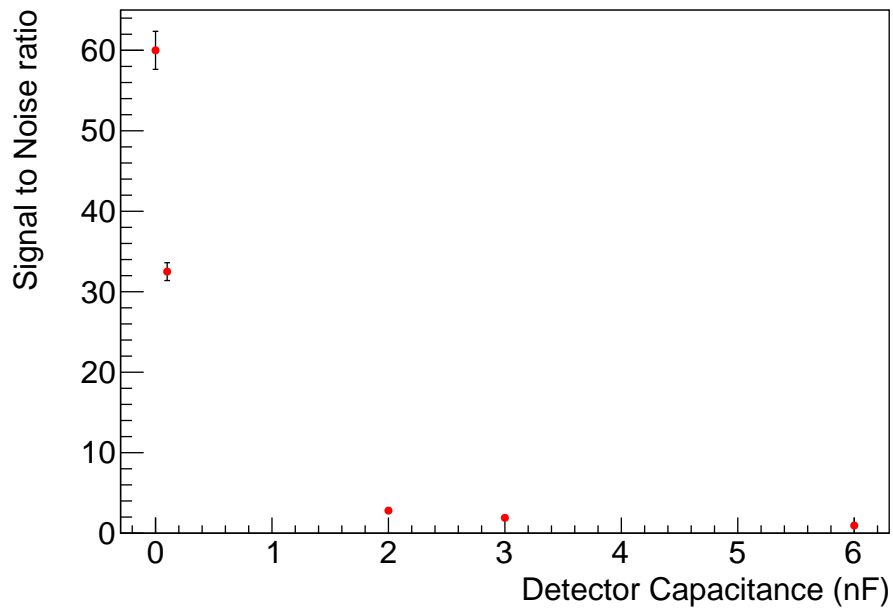


図 5.8 S/N の検出器容量依存性

本回路は完全差動アンプを使用しているため、差動出力の midpoint (オフセット) を任意の電圧に設定できる。本回路では、シェイパーの負出力をコンパレータに入力する設計にしている。GEM からの信号は正電圧であるので、シェイパーの負出力はマイナスに触れ、コンパレータにはこの電圧がかかる。コンパレータは基本的に正電圧のみで動作するためオフセットを正電圧に設定する必要がある。

ASD のオフセット依存性を図 5.9 に示した。この時の検出器容量は 100 pF である。上記と同様に一次関数 ($V = p[1] * C + p[0]$) でフィットした結果が表 5.2 である。フィット結果より、わずかではあるがオフセットが小さくなるにつれて増幅度が小さくなることが分かった。本回路では電源電圧 (正電源 2.5V 負電源 0.5V) の midpoint である 1000 mV をオフセットとすることにした。

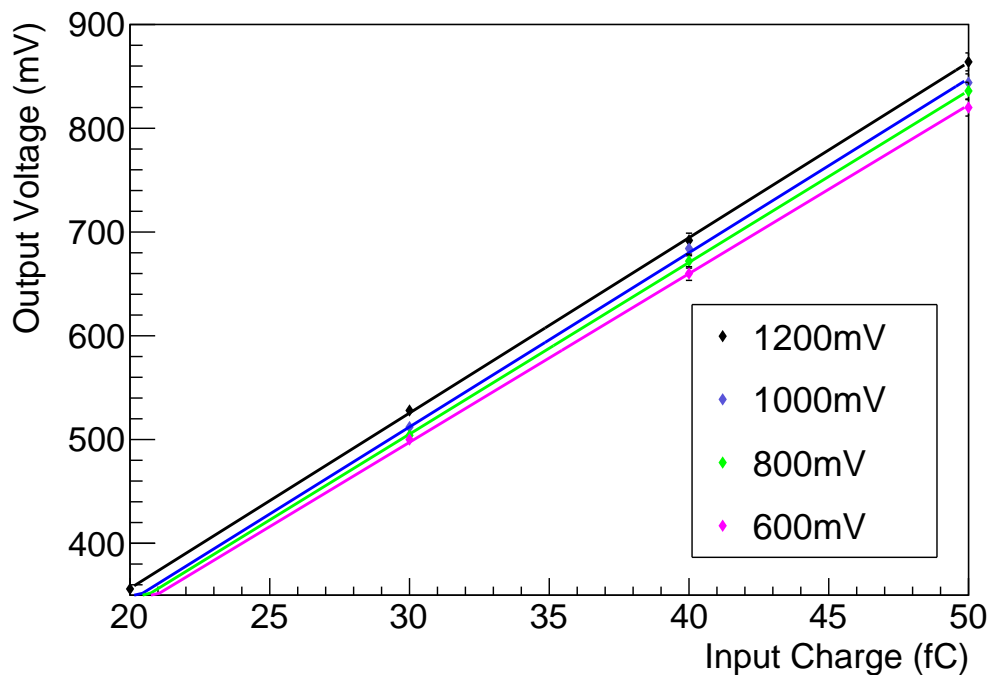


図 5.9 ASD のオフセット依存性。検出器容量は 100 pF としている。

5.1.5 チャンネル依存性

表 5.2 ASD のオフセットを各値に設定した時のフィット結果

オフセット	p[0] (mV)	p[1] (mV/fC)
1200 mV	18 ± 8	16.9 ± 0.3
1000 mV	9 ± 8	16.8 ± 0.3
800 mV	9 ± 7	16.5 ± 0.3
600 mV	10 ± 7	16.3 ± 0.3

今回製作したプリント基板は ASD を 2 チャンネル実装することができる。ASD のチャンネル依存性を測定するため、この 2 チャンネルの応答を調べた。この 2 チャンネルは同じパラメータの部品を使用しており、測定の正確性のために、入力容量 C_{in} は同一のチップコンデンサーを用いた。各チャンネルの応答を調べた結果を図 5.10 に示した。各チャンネルの結果を一次関数 ($V = p[1] * C + p[0]$) でフィットした結果が表 5.3 である。この結果から、増幅度に関して 2 % 程度の誤差があることが分かった。これは受動部品の誤差や、オペアンプの性能の誤差からきていると考えられるため、調整することは難しい。従って、適切な値に閾値を設定するためには各チャンネルの増幅度を事前に測定しておくことが必要である。

表 5.3 ASD の各チャンネルにおける応答のフィット結果

	p[0] (mV)	p[1] (mV/fC)
ch1	9 ± 8	16.8 ± 0.3
ch2	16 ± 8	17.2 ± 0.3

5.2 読み出しシステムの検出器単体での評価

前章ではテストパルスと、検出器を模したコンデンサーを使用することで ASD の基本性能を確かめた。次は ASD を実際の GEM に接続することで、一連のトリガー用信号読み出しシステムの性能評価を行った。まずは、実際の GEM から信号を読み出せることを確認した。さらに、テストパルスを使用して S/N が GEM の分割にどのように依存する

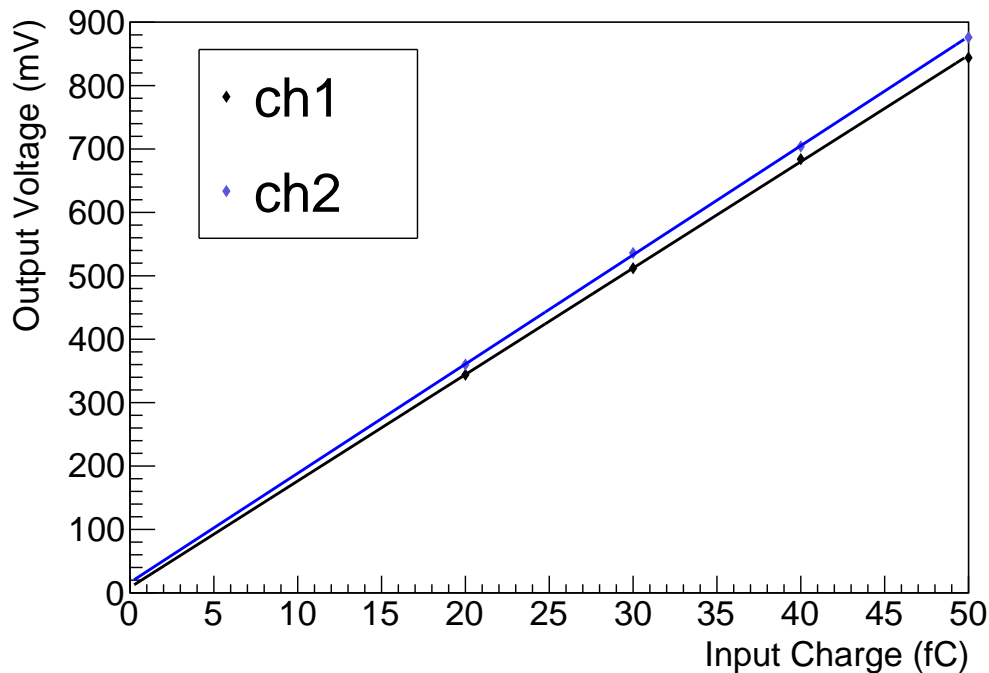


図 5.10 ASD の応答のチャンネル依存性

のかを確認した。GEM は雑音に弱いため、まずは他検出器が動作していない環境下において、検出器単体での評価を行った。

5.2.1 信号読み出し用の GEM

図 5.11 右は試験に使用した GEM である。本節ではこの GEM について説明する。GEM の全体の大きさは $100 \times 100 \text{ mm}^2$ であり、この GEM は 10 分割のストリップに分割されている。1 ストリップあたり約 0.6 nF の検出器容量を持っており、これを組み合わせることで様々な検出器容量を作ることができる。図 5.11 の左は、写真に示した GEM の等価回路を示している。図の中心付近に GEM があり、表側、裏側それぞれがリード線で外部と繋がれている。GEM の裏側（下側）が読み出し側であり、三角形の印が描かれている箇所から信号を読み出す。また、GEM の表裏は信号増幅用の電圧を印加するために、ディバイダ抵抗と接続されている。

今回は、10 分割されたストリップを図 5.11 のように左から 3 つ、2 つ、5 つを組み合わせた。しかし、動作確認の際に一つのストリップ（図 5.11 の左から 5 つ目）が放電に

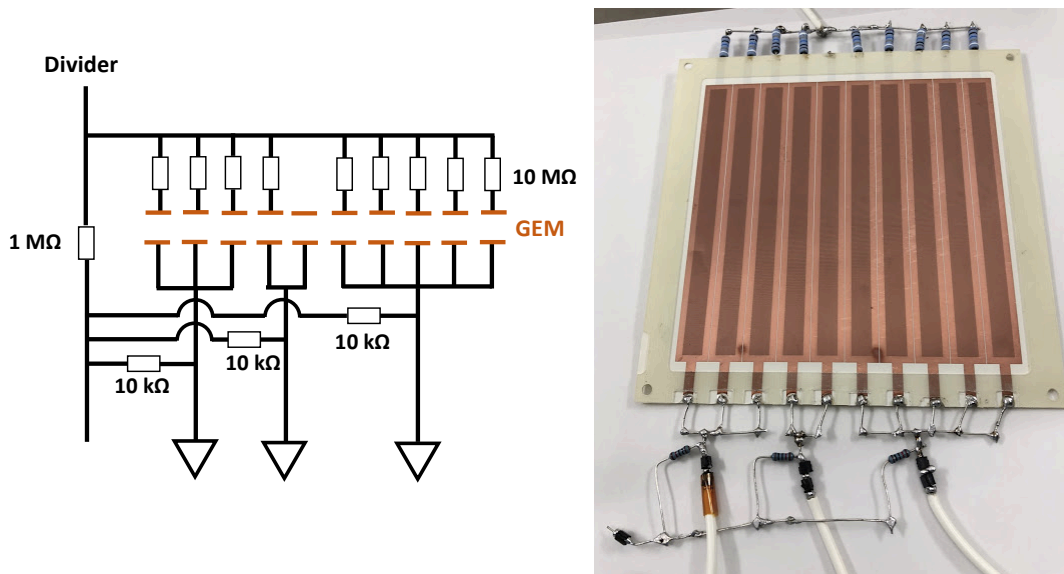


図 5.11 試験で使用した GEM の回路図 (左) と実際の写真 (右)。

より導通してしまったため、このストリップは図 5.11 のようにディバイダ抵抗から浮かせている。そのため、このストリップの静電容量は検出器容量に含まれない。従って、この GEM で検査することが出来る検出器容量は、左から 1.8 nF、0.6 nF、3.0 nF、さらにこれらを全て結合することで得られる 5.4 nF である。

GEM の裏側とディバイダ抵抗の間に接続されている 10 kΩ の抵抗は各読み出し間のクロストークを防ぐ役割を果たしている。この抵抗がない場合、ディバイダ抵抗を通じて隣のストリップに信号が伝わってしまい、クロストークが生じてしまう。

GEM の表側の 10 MΩ の抵抗は、GEM を守る保護抵抗の役割を果たしている。GEM の表裏には数百 V という非常に高い電圧が印加されており、一定の確率で GEM の表裏間に放電が生じる。この時に GEM が焦げてしまうことで、GEM の表と裏が導通してしまうことがある。図 5.11 の左に示したように、GEM 間に電圧を印加するために 1 MΩ のディバイダ抵抗を使用している。GEM の表側に 10 MΩ の抵抗がない状態で、一つのストリップが導通すると、電流はディバイダ抵抗ではなく導通した GEM 間を流れてしまう。すると、正常な電圧を印加できなくなり、他のストリップをさらに破壊してしまう。しかし、10 MΩ の抵抗を GEM の表に置くことで、1 つのストリップが導通したとしても、保護抵抗の 10 MΩ があるため電流はディバイダ抵抗を流れる。これにより他のストリップが破壊されることを防ぐことが出来る。

5.2.2 信号の読み出し方法

前節で述べた GEM を図 5.12 に示した金属製のテストチェンバーの中に入れて、信号読み出しを行なった。図 5.12 の右はチェンバー内部の写真である。GEM の下側に見える白い配線が GEM の読み出し線であり、ここから信号が外部に取り出される。

また、信号を読み出す最下層の GEM の裏側には信号増幅用に高電圧（約 1 kV）が印加されており、このままでは信号を読み出すことはできない。そのため、チェンバー外部に 1 nF のコンデンサーを設置することで交流成分のみを取り出す回路を図 5.13 のように製作した。チェンバーから読み出された信号はこのコンデンサー（図の水色の箇所）を通ることで交流成分のみが取り出される。これにより ASD へ信号を入力することができる。また、図の基板の下側に見えるピンにより各検出器容量を接続することができ、より大きな検出器容量を試験することが可能となる。

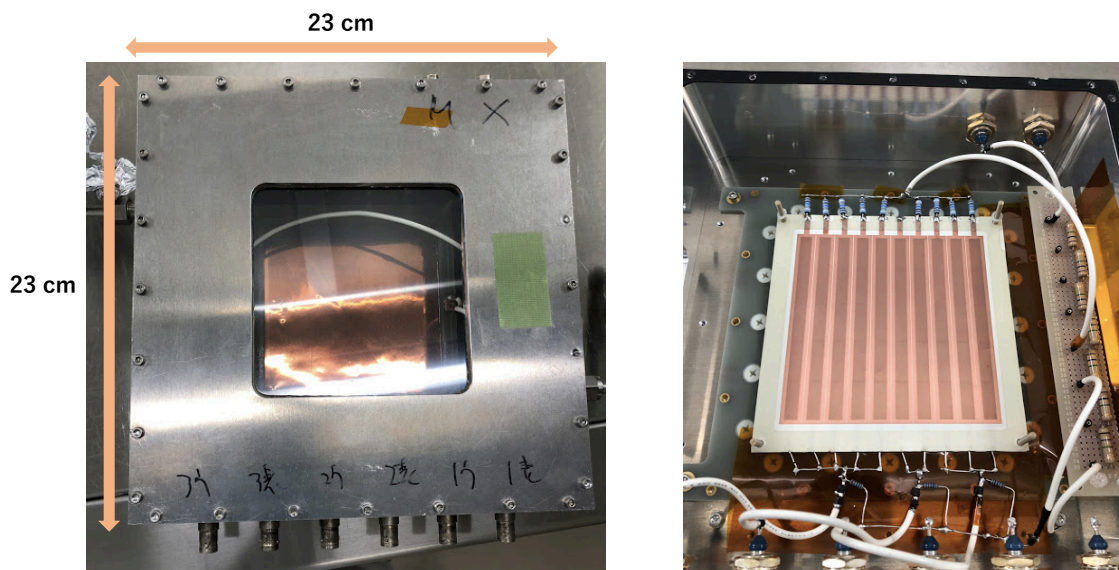


図 5.12 測定に使用したテストチェンバー。左はチェンバーの外形。右はテストチェンバーの中に GEM が入っている様子。見えているのは読み出し用の 3 枚目の GEM であり、さらに 2 枚の GEM とメッシュが上に置かれる。

5.2.3 線源を用いた読み出しの確認

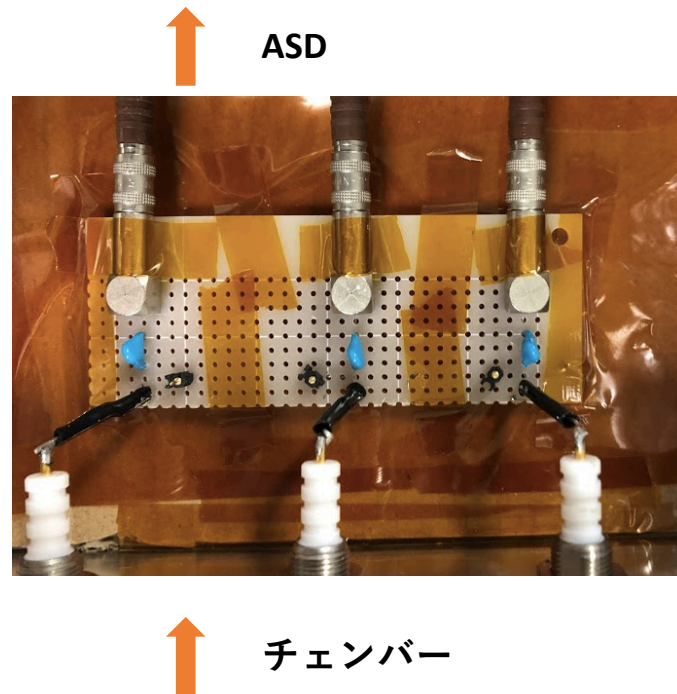


図 5.13 GEM の交流成分を取り出すために製作した AC カップリング回路

製作した信号の読み出し方法が機能することを確認するため、 ^{55}Fe 線源をテストチェンバーに照射した。テストチェンバーには本番の実験に使用する CF_4 ガスを封入した。 ^{55}Fe 線源は 5.9 keV の X 線を放射し、イオン化により CF_4 ガス中で約 110 個の電子を落とす。HBD はチェレンコフ光を用いた検出器であるが、読み出しシステムを評価する上では、イオン化による電子でも問題はないためこれを用いた。

テストチェンバーは、GEM の読み出しとは別に、図 5.14 のように底面パッドがついている。底面パッドは検出器容量が数十 pF と小さいため、読み出しが容易である。信号はこの底面パッドと GEM の両方から読み出すことが出来る。各読み出しで読み出される電荷の絶対値は同じであるが、パッドから読み出した信号は負電圧の出力であり、GEM から読み出した信号は、信号を GEM の裏側から読み出すために正電圧の出力となる。前述したように、E16 実験では GEM から読み出した信号をトリガー信号用に、底面パッドか

ら読み出した信号をデータ信号用に使用する。

図 5.15 は ^{55}Fe 線源をテストチェンバーに照射した際のセットアップである。GEM から読み出した信号は、1 nF のコンデンサーを通過して、ASD または別のアンプに入る。ここでの「アンプ」とは、今回製作した ASD ではなく大きな時定数を持つ別のアンプであり、信号の確認、及びパッドから読み出した信号を増幅するのに用いた。

まず、GEM から信号を読み出せることを確認するため、パッド、GEM から読み出した信号は、ASD ではなく時定数の大きなアンプで増幅を行なった。その結果が、図 5.16 である。GEM 読み出しの方が検出器容量が大きいために、信号が減衰し、雑音が増大していることが見て取れる。また、読み出した信号には反転プリアンプと非反転アンプを一段ずつ通過させているため、パッドから読み出した信号は正電圧、GEM から読み出した信号は負電圧となっていることが分かる。

GEM から信号を読み出せることを確認したため、次は GEM から読み出した信号を今回製作した ASD に入力した。これにより、E16 実験と同じトリガー用信号読み出しシステムとなる。このシステムで信号を読み出した結果が、図 5.17 である。ASD を使用した状態で信号の読み出しが出来ていることが確認できる。ASD のパルス幅は $1\ \mu\text{s}$ と、時定数の大きなアンプ ($\tau = 15\ \mu\text{s}$) に比べ小さいため、信号の立ち上がりが非常に早いことが分かる。一方、時定数を小さくしたために、図 5.16 での GEM 読み出しと比較して雑音が増加していることが分かる。

GEM の分割を変更して検出器容量を変えることで、雑音レベルがどのように変わるのかを調べた。その結果を図 5.18 に示す。プリント基板で試験した時と同様に、検出器容量依存性は確認できなかった。また、プリント基板で試験した際よりも雑音レベルが小さくなっている。この理由として、保護抵抗とディバイダー抵抗の存在により、GND から回路に侵入する雑音が減少したことなどが考えられる。

5.2.4 テストパルスを用いた系統的な評価

前節で、線源を用いて GEM からの信号を読み出せることを確認した。次に、GEM から読み出した信号が検出器容量にどのように依存するのかを確認するため、ファンクションジェネレータ (FG) を用いてテストパルスを入力した。図 5.19 が、テストパルス入力時のセットアップである。

■ S/N

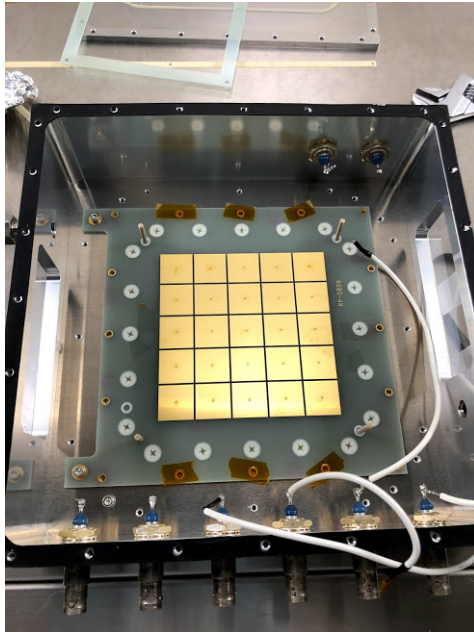


図 5.14 テストチェンバーの底面パッドの写真

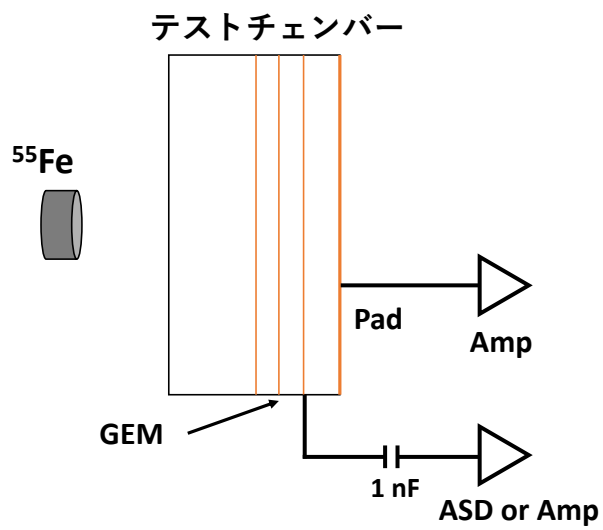


図 5.15 テストチェンバーに ^{55}Fe 線源を照射した時の概要図

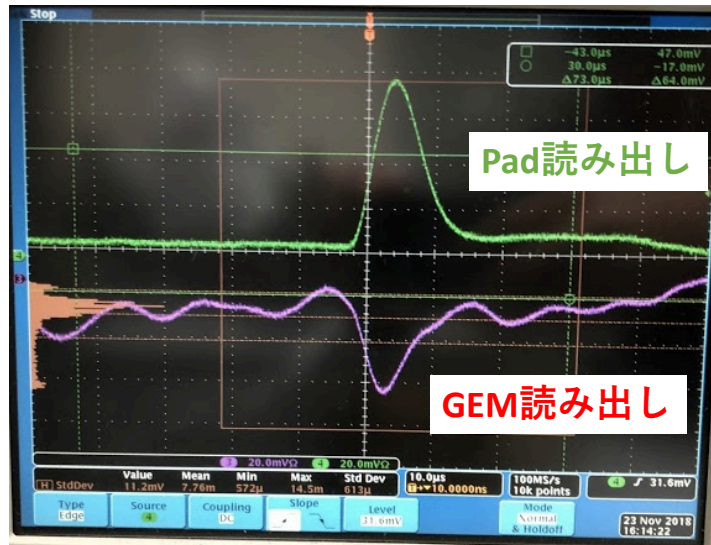


図 5.16 とともに時定数の大きなアンプで増幅した時の GEM から読み出した信号とパッドから読み出した信号の波形

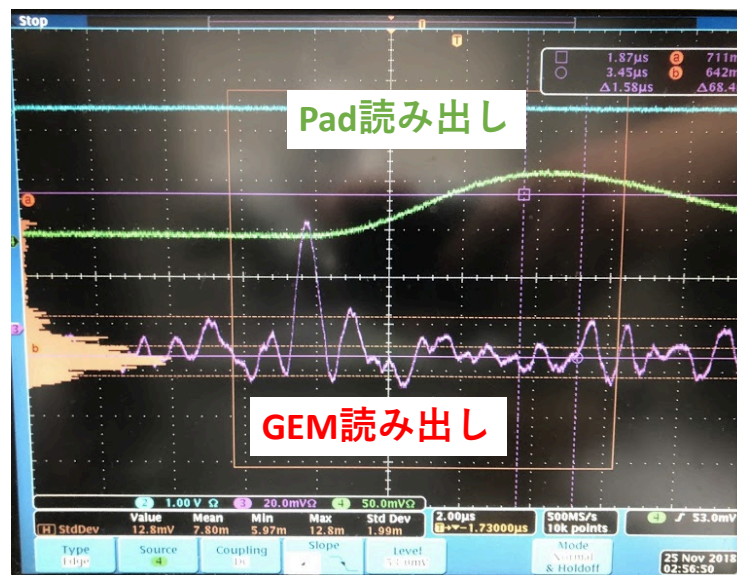


図 5.17 E16 実験の読み出しシステムで行った GEM 読み出しとパッド読み出しの信号波形。GEM から読み出した信号は ASD で、パッドから読み出した信号は時定数の大きなアンプで増幅している。

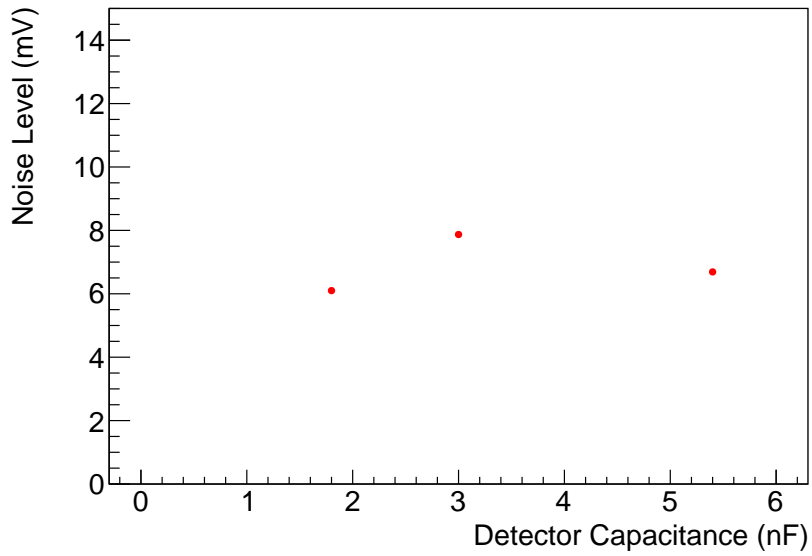


図 5.18 テストチェンバーと接続した時の GEM から読み出し信号の雑音レベルの検出器容量依存性

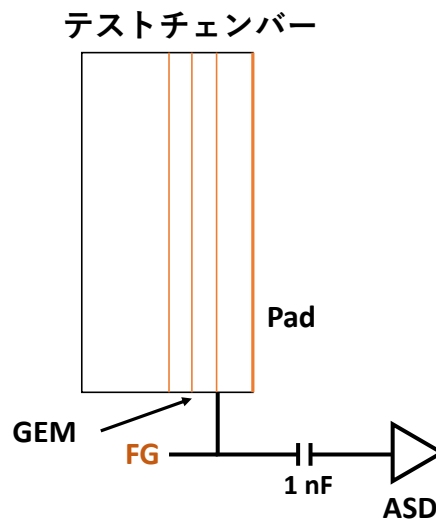


図 5.19 テストパルスを用いた実験の概要図

テストパルスを入力して測定した読み出しシステムの応答を図 5.20 に示す。この応答を一次関数 ($V = p[1] * C + p[0]$) でフィットした結果が表 5.4 である。検出器容量が大きくなるにつれて出力波高が小さくなることは、プリント基板上で行なった測定結果と同じである。しかし、プリント基板上で測定した結果である表 5.1 と比較すると、大きな検出器容量に対しても増幅度の低下が少ない。各検出器容量において、プリント基板上で行った測定の 3-4 倍の増幅度が確認できる。この増幅度の増加は、GEM の保護抵抗とディバイダー抵抗のためであると考えられる。信号読み出し側である GEM の裏側から見ると、GEM の表側には 10 M Ω の保護抵抗と数 M Ω ディバイダー抵抗が接続されている。これにより、GEM の表側のインピーダンスが上昇し、信号が GEM の表側から逃げてしまう効果がプリント基板上での試験の時よりも小さくなったと考えられる。

トリガー用信号読み出しシステムにおける S/N の検出器容量依存性を、図 5.20 と図 5.18 の結果を用いて計算した結果を図 5.21 に示す。測定を行った 5.4 nF までの全ての検出器容量において、S/N が 10 以上あることが確認できる。これは、節 4.3.2 で述べた要求性能である $S/N > 5$ を満たしているため、検出器単体での動作においては、十分な S/N を有していることが確認できた。

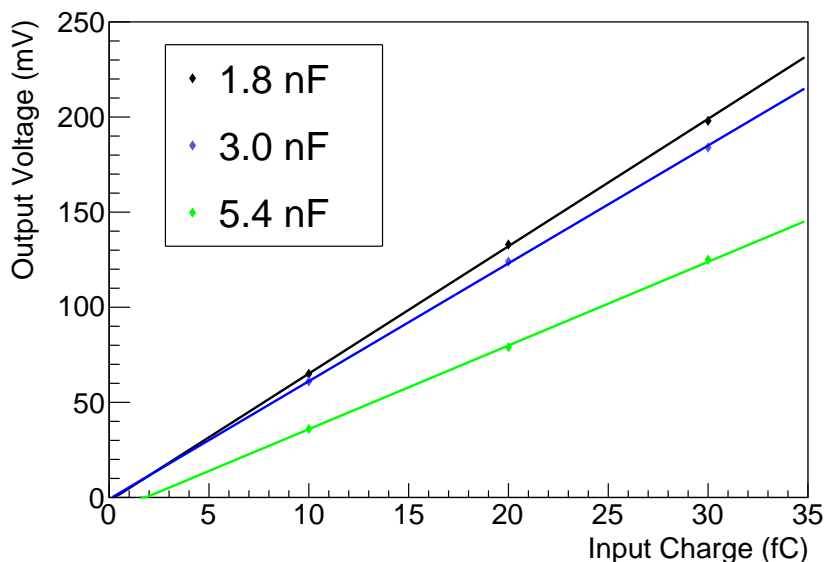


図 5.20 テストパルスを用いて測定した読み出しシステムの応答の検出器容量依存性

■ トリガーレイテンシー

表 5.4 テストパルスを用いて測定した読み出しシステムの増幅度の検出器容量依存性のフィット結果

	p[0] (mV)	p[1] (mV/fC)
1.8 nF	-2 ± 1	6.70 ± 0.09
3.0 nF	-1 ± 1	6.20 ± 0.08
5.4 nF	-8.1 ± 0.8	4.40 ± 0.06

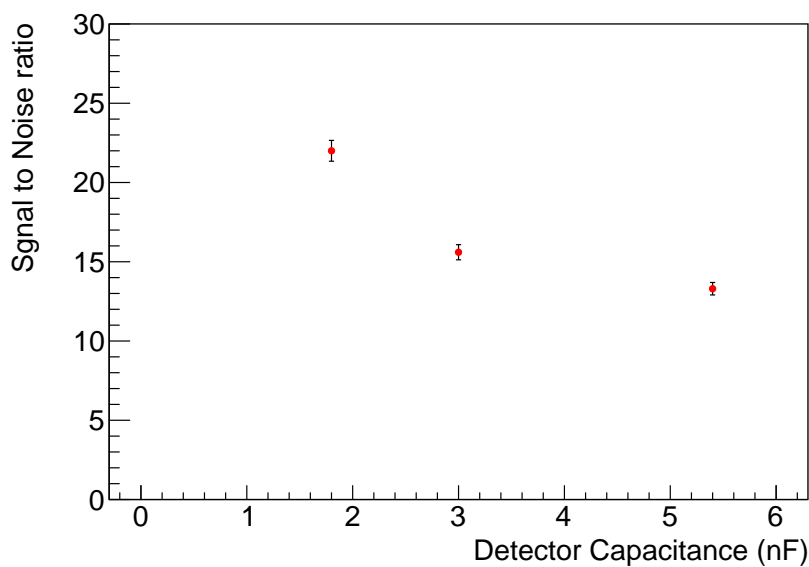


図 5.21 検出器単体で評価したトリガー用信号読み出しシステムの S/N の検出器容量依存性

節 3.1 で述べたトリガーレイテンシーの検出器容量依存性を調べた。トリガー読み出しシステムのトリガーレイテンシーを決定するのは、ASD のシェイパー出力信号の立ち上がり時間である。信号がコンパレータを通過する時間は数 ns、検出器内で信号がドリフトする時間は 20-30 ns であるため、ほとんど無視しても良い。シェイパー出力のアナログ信号の立ち上がり時間の検出器容量依存性を表 5.5 に示す。5.4 nF までの全ての検出器容量に対して、信号立ち上がり時間は最大 500 ns 程度である。従って、要求性能であるトリガーレイテンシー 600 ns を満足することがわかる。

5.3 陽電子ビームを用いた性能評価

表 5.5 信号立ち上がり時間の検出器容量依存性

レイテンシー (ns)	
1.8 nF	440 ± 16
3.0 nF	440 ± 16
5.4 nF	508 ± 16

トリガー用信号読み出しシステムのテストを東北大学電子光理学研究センター (ELPH) の陽電子ビームを用いて行なった。本テストの目的は、E16 実験の他検出器が動作している環境下においてトリガー用信号読み出しシステムの動作確認を行うことである。本テスト実験は、E16 実験で使用する他検出器のテストも兼ねており、GTR、LG も本実験と同様のセットアップで動作を行なった。時間上の都合もあり、今回測定を行った検出器容量は 1.8 nF と 5.4 nF の二つである。

5.3.1 ELPH

ELPH は大型の電子円形加速器を保持する施設であり、図 5.22 に ELPH の全体図を示す。入射用線形加速器により約 90 MeV まで加速された電子は、電子円形加速器であるブースター・ストレージリング (BST リング) により最大 1.3 GeV まで加速される。BST リングの軌道上には、炭素ファイバーを挿入できるようになっており、制動放射による高エネルギーガンマ線を発生させることができる。このガンマ線は GeV ガンマ線照射室へと送られ、対生成による電子・陽電子対を生成できる。生成された電子・陽電子は、荷電粒子除去用双極電磁石 (RTAGX) によって目的の運動量の電子・陽電子のみを選別できる。本実験では、400 MeV の陽電子ビームを使用した。

5.3.2 ELPH 実験のセットアップ

今回用いたセットアップの写真を図 5.23 に、その概要図を図 5.24 に示す。テストチェーンからの信号読み出し方法は、前節 5.2 に示したものと同様である。新たに追加した箇所は、データ収集のトリガーのために使用する S1 から S5 の 5 つのプラスチックシン

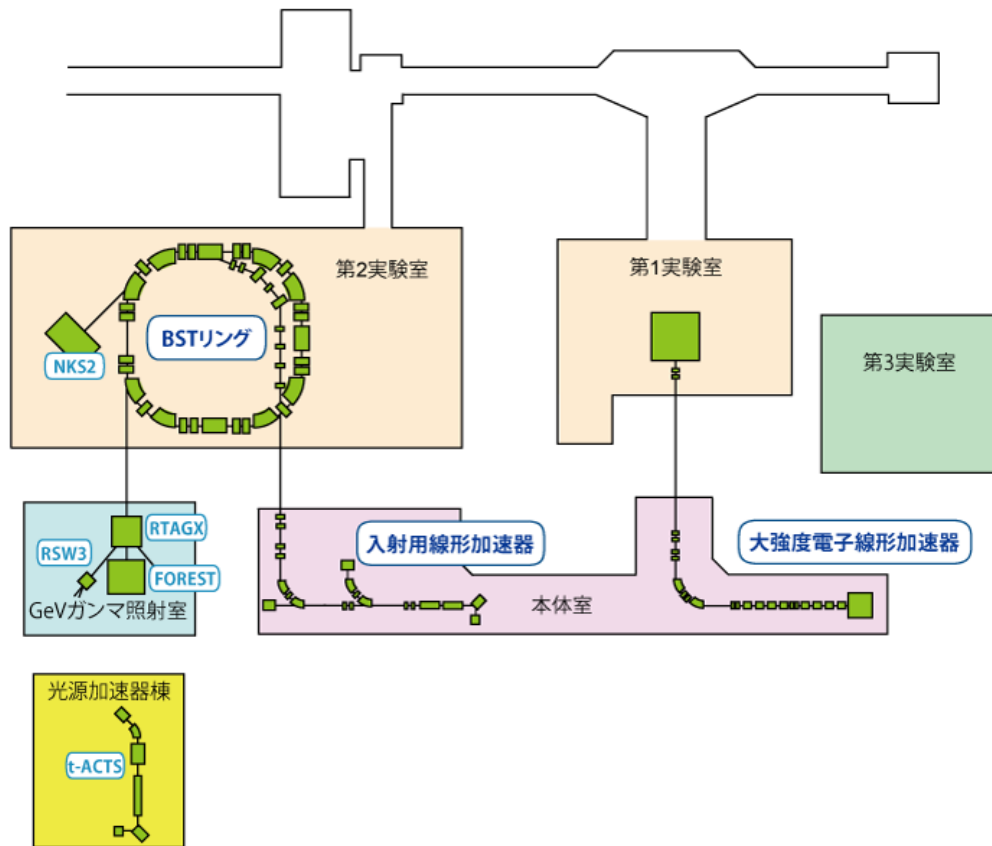


図 5.22 ELPH の全体図 [55]

チレーターである。それぞれの大きさは、S1 が 3 cm 角であり、S2 が 1 cm 角、S3 が 1.5 cm 角、S5 が 1 cm 角であり、S4 は水平方向に 1 cm、鉛直方向に約 10 cm であった。図 5.25 のように S2・S3、S4・S5 はそれぞれを対として、一方を垂直方向に、他方を水平方向に設置して、ビームを同定するために使用した。それぞれの対は、ビームから見た時に重なる面積が 1 cm 角となるようにした。この 1 cm 角にビームが照射されるように位置の調整を行った。

パッド、GEM、ビーム照射の位置関係を図 5.26 に示す。図はテストチェンバーを裏側から見たときのものである。赤で示した箇所がビーム照射位置である。節 5.2 で述べた、10 cm 角を 10 分割した GEM はストリップを水平 (y 軸) 方向に配置し、ストリップの組が上から 3 つ、2 つ、5 つの順になる向きに GEM を設置した。図 5.26 の左側の点線は、その箇所の接続が変更可能であることを示している。本テスト実験では、検出器容量 1.8 nF を試験するときは点線の箇所は接続せず、検出器容量 5.4 nF を試験するときは点線の箇所を接続した。読み出した信号は、前節と同様に 1 nF のコンデンサーで交流成分

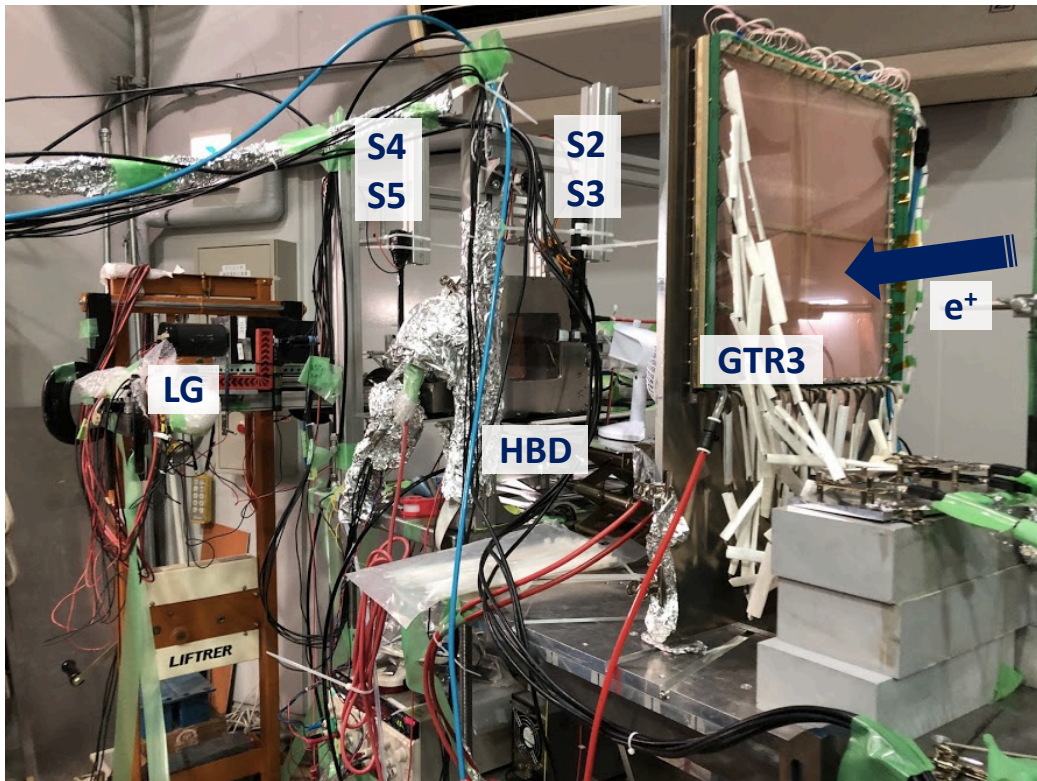


図 5.23 ELPH 実験のセットアップの写真。中心の HBD が今回用いたテストチェンバーである。

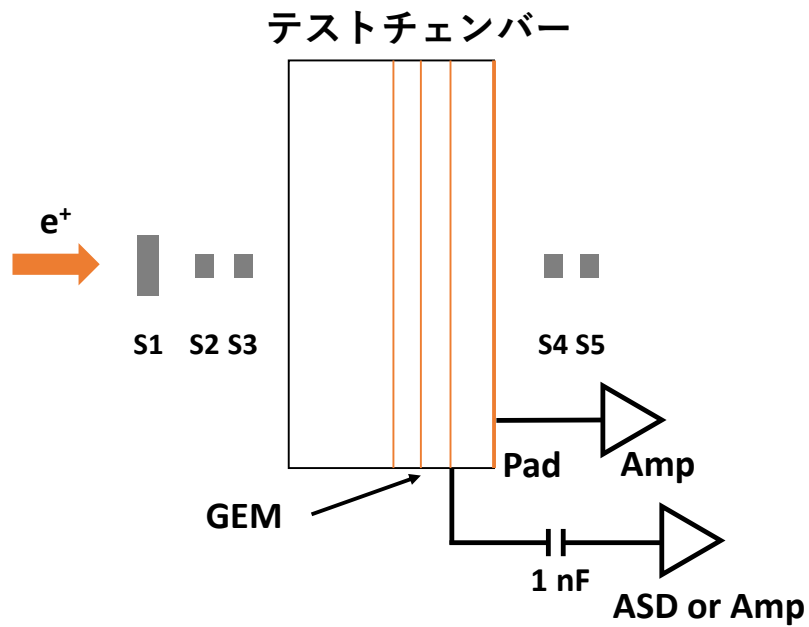


図 5.24 ELPH 実験のセットアップ

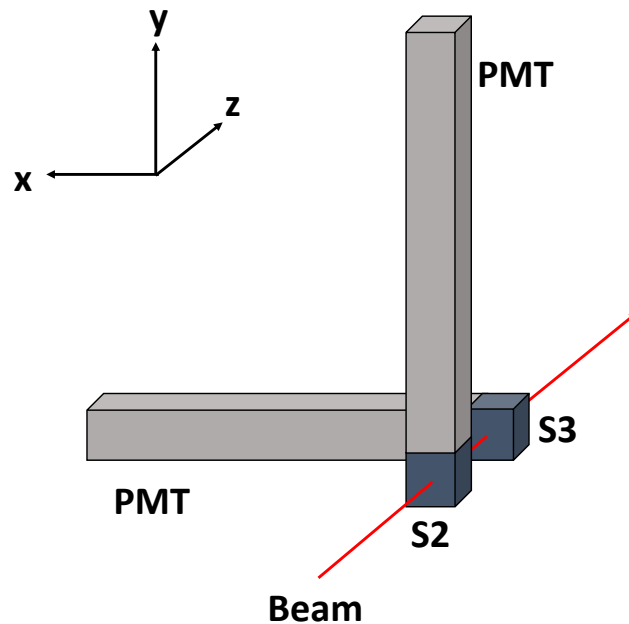


図 5.25 シンチレーターのセットアップ。紺色の部分がシンチレーター。S4 と S5 のセットアップも同様。

のみを取り出し、ASDに入力した。

一方、底面のパッドは一辺の長さが2 cmの正方形となっており、垂直方向(x軸)の長さはおおよそGEMの2ストリップ分と一致する。本テスト実験では、ビーム起因でない事象を削減するためにビーム照射位置ではないパッドからも信号を取得した。

本テスト実験におけるデータ収集システムを図5.27に示す。GEM、パッドから読み出された信号は、それぞれASD、時定数の大きなアンプ(Large- τ Amp)で電圧に変換される。そのため、電圧の最大値を読み取るPeak-sensing ADC(PADC)で波形のピーク電圧のデータを取得した。一方、シンチレータからの信号は電荷であるため、電荷の積分値を読み取るCharge-to-Digital Converter(QDC)で総電荷量のデータを取得した。使用したモジュールはCAEN社のVMEモジュールV785(PADC)、V792(QDC)である。各VMEモジュールのゲートはシンチレータの信号を用いた。今回の実験では計数率が低かったため、テストチェンバーの前方、後方を含む組み合わせの中で最も計数率の高かった、S3とS5のコインシデンス信号をトリガーとして用いた。そのため、S3とS5の信号をディスクリミネータでロジック信号に変換した後、コインシデンス、ゲートジェネレータを用いて全ての検出器の信号が収まるゲート幅を作り、各VMEモジュールにゲー

トとして入力した。

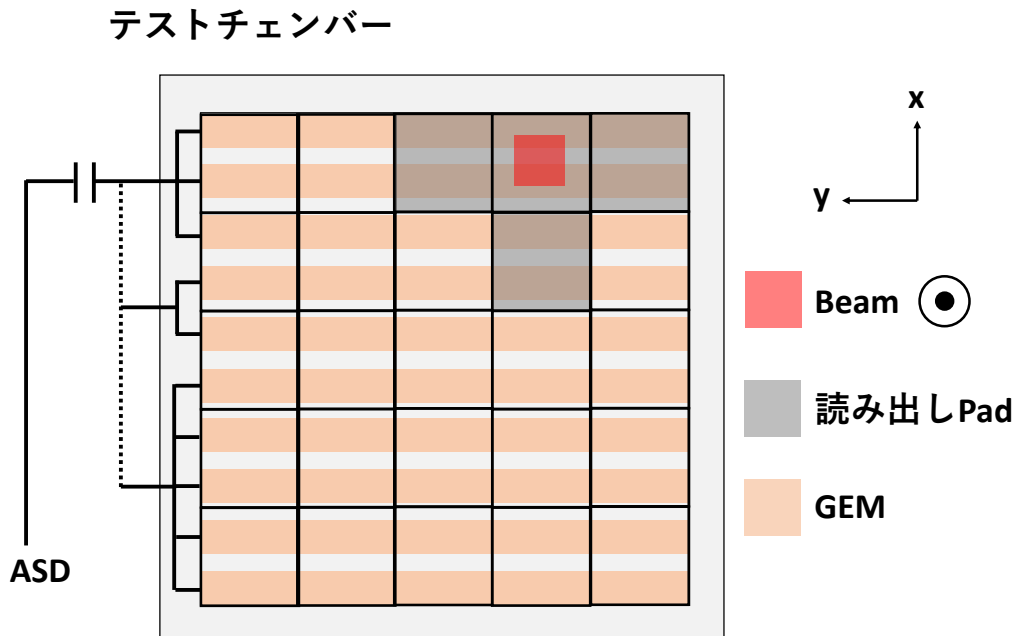


図 5.26 テストチェンバー裏側から見たビーム照射位置

5.3.3 検出器容量 1.8 nF での性能評価

■ S/N の評価

まず、ASD を検出器容量 1.8 nF の GEM に接続してビーム照射を行った。この時、図 5.26 の点線部は接続していない。ASD のコンパレータの閾値は、テストパルスで測定した図 5.18 の記録をもとに設定した。現場でオシロスコープで確認した際の ASD のシェイパー出力の雑音は $\sigma = 20 \text{ mV}$ と、テストチェンバー単体での測定時よりも 2-3 倍大きかった。そのため、検出器容量 1.8nF 測定時の S/N は 6.7 であった。

■ 電荷分布

パッド読み出しと GEM 読み出しの各々の測定結果を図 5.28 に示す。横軸は PADC のチャンネルをそのまま表示している。また、図 5.28 では、電子ビーム起因の信号であることを保証するために以下のカット条件を取り入れている。以下の解析も同様である。

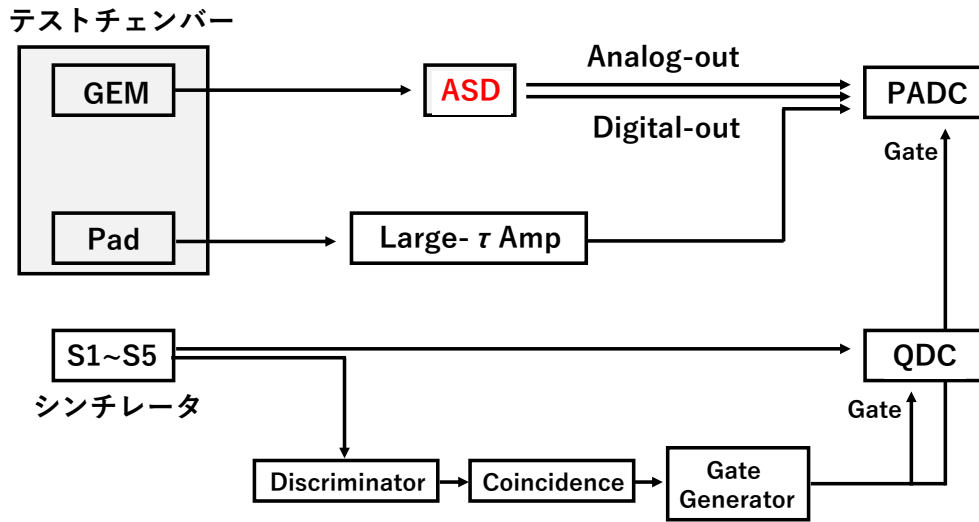


図 5.27 テスト実験におけるデータ収集システム

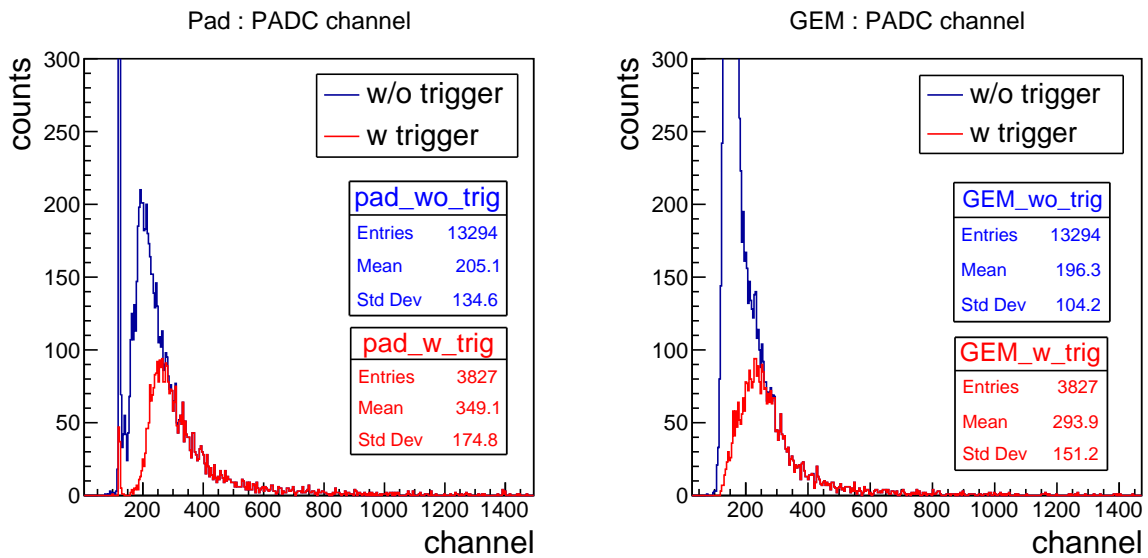


図 5.28 検出器容量 1.8 nF での PADC のチャンネル分布。左はパッド読み出し、右は GEM 読み出し。青線は測定された PADC の波高分布である。赤線は、青線に ASD のデジタル信号を要求したものである。

- シンチレータ S1~S5 が全て発光したこと
- ビーム照射位置以外のパッドが反応していないこと

図 5.28 の左はパッド読み出しの測定結果である。青で示された線が PADC で測定された波高の分布で、これに ASD のデジタル信号が出力されたことを要求したものが赤線である。図 5.28 の右は、GEM 読み出しの測定結果である。青線が、ASD に GEM から読み出した信号を入力した時のアナログ信号の波高分布である。赤線は青線に ASD のデジタル信号の存在を要求したものである。

■ キャリブレーション (パッド)

図 5.28 は、横軸が PADC のチャンネルで表示されているため ASD の閾値との比較ができない。そのため、チャンネルを電荷量に直すためのキャリブレーションを行った。

今回はパッドにテストパルスを入力することで、パッド読み出しのキャリブレーションを行った。その結果が、図 5.29 である。図 5.29 は一次関数 ($V = p[1] * C + p[0]$) でフィッティングしている。フィッティング結果から、チャンネルと電荷の関係を 9.00 ± 0.06 ch/fC と決定した。ペDESTAL に関しても、通常の測定データのペDESTAL 部分をガウス分布でフィッティングすることで、 122.0 ± 1.2 ch と求めた。以上の結果から、パッド読み出しにおけるチャンネルと電荷量の対応式を、

$$\text{channel} = 9.00 \pm 0.06 \times \text{charge}[\text{fC}] + 122.0 \pm 1.2 \quad (5.4)$$

とした。

■ キャリブレーション (GEM)

GEM 読み出しに対しても、PADC におけるチャンネルを電荷量に直すキャリブレーションを行った。キャリブレーションのために、ELPH にて ^{55}Fe 線源によるデータ取得を行った。セットアップ等の状況はビーム照射時と同様である。 ^{55}Fe 線源を用いて取得したデータを図 5.30 に示す。パッド読み出しの PADC 分布は前節の結果を用いて横軸の表示をチャンネルから電荷量に直している。これをガウス分布でフィッティングすることで、平均値 39.05 ± 0.4 fC を得た。

一方、GEM 読み出しの PADC 分布を図 5.30 右に示す。これは横軸を PADC のチャンネルで表している。左のピークはペDESTAL、右のピークが ^{55}Fe 線源によるピークである。GEM 読み出しは検出器容量の影響を受けて雑音が増加し、ピークの幅が広がって

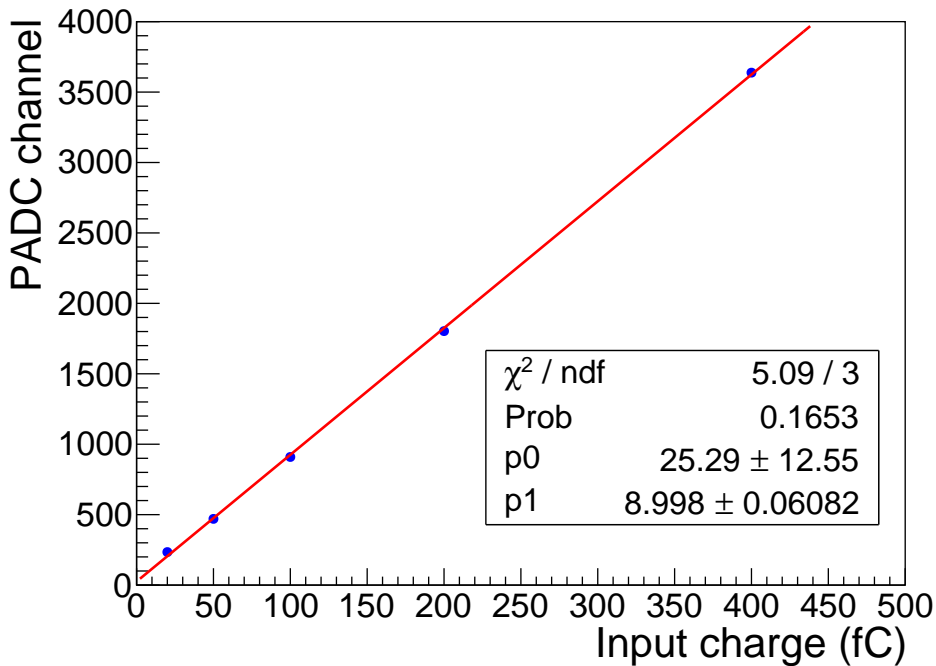


図 5.29 入力電荷と PADC チャンネルの関係

るため、この二つのピークが一部重なってしまっている。そのため、以下のダブルガウス関数でフィッティングを行った。

$$\text{counts} = p[0] * \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{\text{channel} - p[1]}{p[2]}\right)^2\right\} + p[3] * \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{\text{channel} - p[4]}{p[5]}\right)^2\right\} \quad (5.5)$$

このフィッティングにより求めたペDESTALの平均値と ⁵⁵Fe 線源の平均値はそれぞれ、 151 ± 2 、 385 ± 6 である。

パッドと GEM に落とされる電荷の絶対値は同じであると考えられるため、電荷量で表した時の、⁵⁵Fe 線源によるピークの位置はパッド読み出しと GEM 読み出しで同じである。従って、GEM 読み出しでの ⁵⁵Fe 線源によるピークの位置（チャンネルで 358.3）を 39.05 fC であるとした。一方、ペDESTALの位置（チャンネルで 151.3）は 0 fC の時であると考えられるため、この二点を通る直線である、

$$\text{channel} = 5.30 \pm 0.1 \times \text{charge}[\text{fC}] + 151 \pm 3 \quad (5.6)$$

を GEM 読み出しにおけるチャンネルと電荷量の対応式とした。以上のキャリブレーション

ン結果を用いて、図 5.28 を電荷量を用いて表し直したものが図 5.31 である。

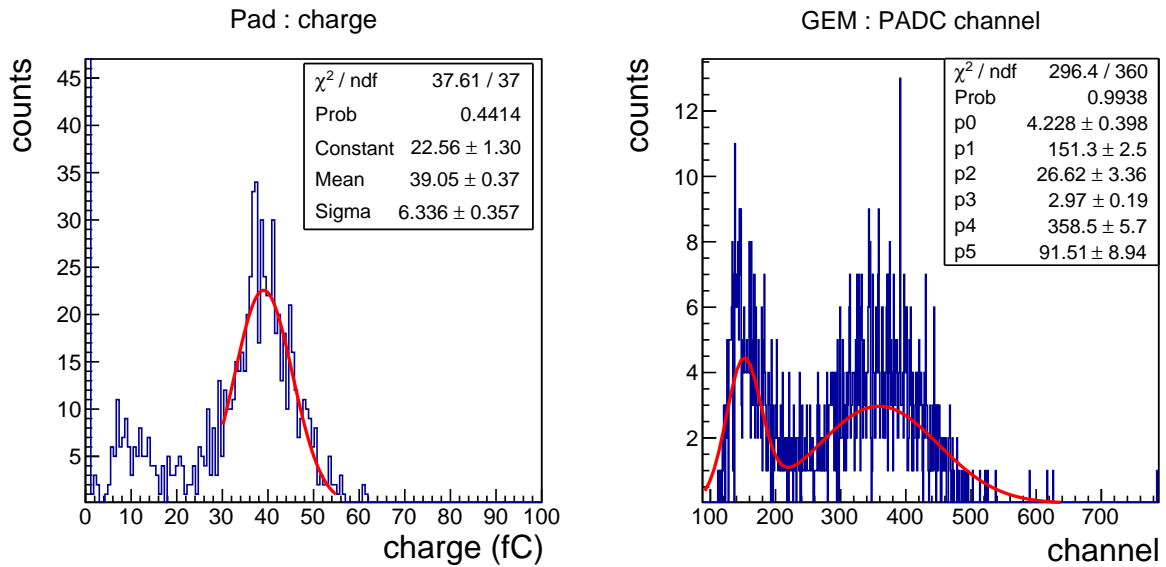


図 5.30 ^{55}Fe 線源を照射した時の測定結果

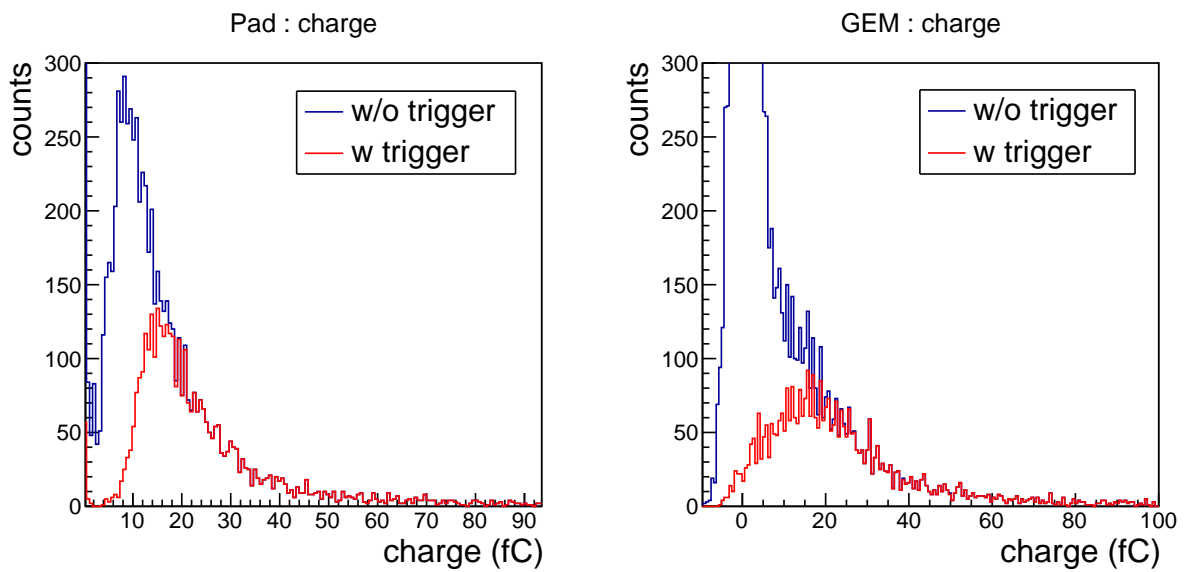


図 5.31 検出器容量 1.8 nF における、パッド読み出し（左）と ASD 読み出し（右）の電荷分布。青線と赤線のそれぞれの意味は図 5.28 と同様。

■ トリガー用信号出力効率

次に、ASD のトリガー用信号出力効率を求める。ASD に要求されているのは、「パッド読み出しで 20 fC の電荷が読み出された時に、GEM 読み出しでトリガーを出力できること」である。従って、求めるべき ASD のトリガー用信号出力効率は、パッドの読み出しの電荷に対するものである。これは、パッド読み出しの電荷分布（図 5.31 左の青線）を、その中で ASD のデジタル出力があった分布（図 5.31 左の赤線）で割れば良い。その結果を図 5.32 に示す。図 5.32 はガウス関数の累積分布関数である誤差関数でフィッティングを行っている。p0 はガウス関数の標準偏差を表しており、ASD の雑音を表していると考えられる。節 5.3.3 で述べたように、オシロスコープで確認した GEM 読み出しの S/N は 6.7 である。一方、p0 の 3.3 fC を雑音であると考えると、20 fC に対する S/N は $20/3.3 \approx 6.1$ であり、オシロスコープで確認した値とほぼ同じ値をとる。ここで、パッド読み出しの雑音はとても小さいので無視している。また、p1 はガウス関数の平均値に対応している。さらに、閾値 20 fC 以上での効率は 99.9 % であった。

図 5.32 とそのフィット結果から、検出器容量 1.8 nF の下では、十分な S/N で信号が読み出せること、さらに 99.9 % という高い効率でトリガー用信号出力を行うことが出来ることの両方が確認できた。

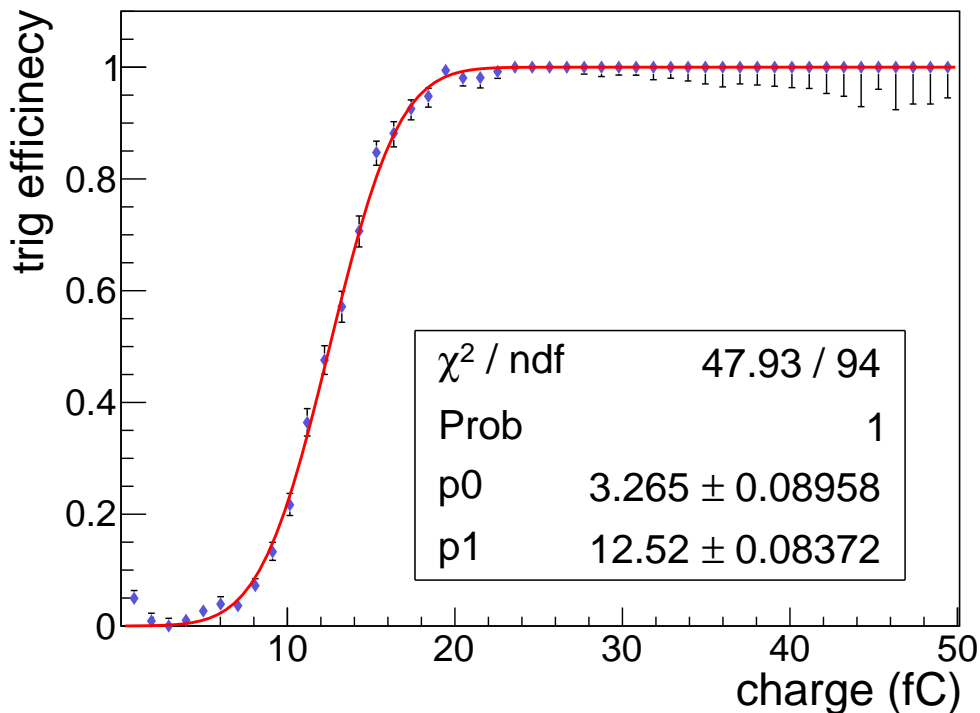


図 5.32 検出器容量 1.8 nF でのパッド読み出しに対するトリガー用信号出力効率の電荷依存性

5.3.4 検出器容量 5.4 nF での性能評価

■ S/N の評価

検出器容量 5.4 nF における測定を行った。検出器容量を 5.4 nF とするため、図 5.26 の点線を接続した。ASD のコンパレータの閾値設定には、検出器容量 1.8 nF の時と同様、図 5.20 の記録を使用した。オシロスコープで確認した ASD のアナログ出力の雑音は、検出器容量 1.8 nF の時と変わらず、 $\sigma = 20 \text{ mV}$ であった。そのため、検出器容量 5.4 nF 測定時の S/N は 3 程度であった。

■ 測定データとキャリブレーション

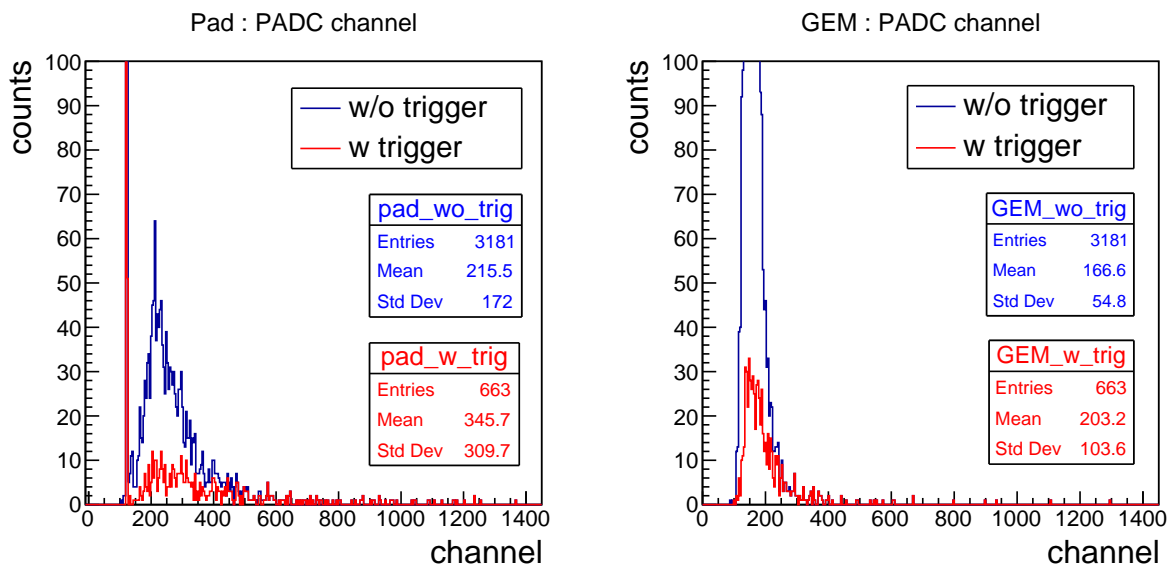


図 5.33 検出器容量 5.4 nF での PADC のチャンネル分布。左がパッド読み出し、右が GEM 読み出し。青線と赤線のそれぞれの意味は図 5.28 と同様。

検出器容量 5.4 nF におけるパッド読み出しと、GEM 読み出しの各測定結果を図 5.33 に示す。横軸は PADC のチャンネルで表されている。図 5.33 の青線は PADC で測定された波高の分布で、これに ASD のデジタル信号が出力されたことを要求したものが赤線である。

次に、PADC のチャンネル表示を電荷表示に直す。パッド読み出しに関しては、検出器容量 1.8 nF の場合と同じであるので、式 (5.4) をそのまま使用することができる。一方、GEM 読み出しは検出器容量の増加により増幅度が変わっているため、新たにキャリ

ブレーションを行う必要がある。検出器容量 1.8 nF における ASD の増幅度と、検出器容量 5.4 nF における ASD の増幅度は既に測定しており、その結果が図 5.20 に示されている。また、PADC のチャンネルと出力波高 (mV) の対応は検出器容量 1.8 nF の時と変わらないと考えることができる。そのため、検出器容量 1.8 nF における GEM 読み出しのチャンネルと電荷の対応式である、式 (5.6) にもとづいて検出器容量 5.4 nF のキャリブレーションを行うことができる。具体的には、検出器容量 1.8 nF の増幅度 (6.70 ± 0.09 mV/fC) を検出器容量 5.4 nF の増幅度 (4.40 ± 0.06 mV/fC) にすることで、以下のように、検出器容量 5.4 nF におけるチャンネルと電荷の対応式をつくること出来る。

$$\text{channel} = \frac{4.40 \pm 0.06}{6.70 \pm 0.09} (5.30 \pm 0.01 \times \text{charge [fC]} + 151 \pm 3) \quad (5.7)$$

これを検出器容量 5.4 nF における、チャンネルと電荷の対応式であるとした。式 (5.7) を用いて、検出器容量 5.4 nF の測定結果を電荷で表したものが図 5.34 である。

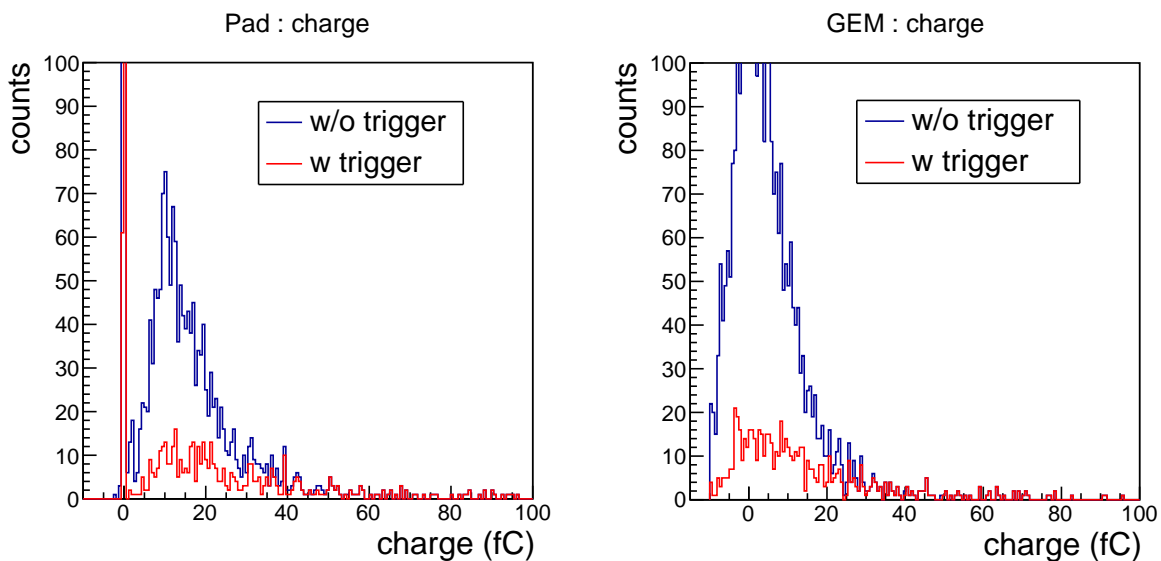


図 5.34 検出器容量 5.4 nF におけるパッド読み出し (左) と ASD 読み出し (右) の電荷分布。青線と赤線のそれぞれの意味は図 5.28 と同様。

■ トリガー用信号出力効率

上記のキャリブレーション結果をもとに、検出器容量 5.4 nF のトリガー用信号出力効率を求める。検出器容量 1.8 nF の場合と同様、パッド読み出しの電荷分布 (図 5.34 左の青線) を、その中で ASD のデジタル出力があった分布 (図 5.34 左の赤線) で割った結

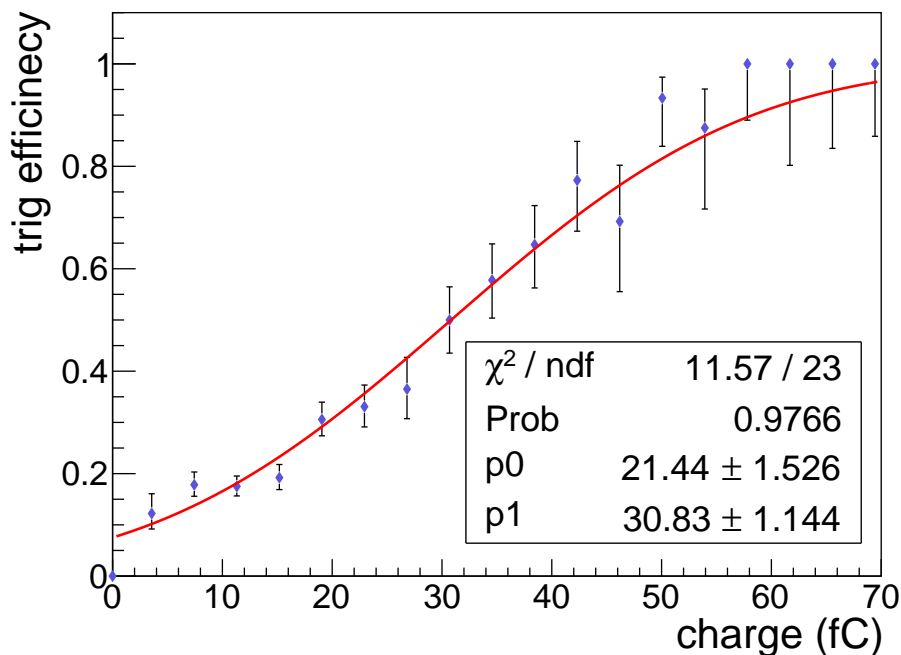


図 5.35 検出器容量 5.4 nF でのパッド読み出しに対するトリガー用信号出力効率の電荷依存性

果が、図 5.35 である。図 5.35 は誤差関数でフィッティングを行っている。ガウス関数の標準偏差を表す p_0 の値が 21 と非常に大きい。これは、S/N が 3 程度と悪かったため、ASD のデジタル信号がビームとは無関係のタイミングで出力されてしまったためと考えられる。そのため、電荷の少ない 0 fC 付近においてもトリガー出力があることが確認できる。従って、検出器容量 5.4 nF の場合、ELPH におけるテスト実験の環境下では S/N が大きかったためにトリガー出力を目的通りに行うことができなかった。

5.4 トリガー用信号読み出しシステムの性能評価のまとめ

製作した HBD 用の ASD を GEM と接続して、一連のトリガー用信号読み出しシステムとしての性能評価を行った。検出器単体での測定時には雑音が小さかったため、検出器容量 1.8 nF、5.4 nF とともに十分な S/N で信号を読み出すことが出来た。一方、他の検出器も含めた ELPH におけるビーム照射実験においては雑音が大きかったため、検出器容量 1.8 nF では十分な S/N で信号を読み出すことが出来たが、検出器容量 5.4 nF では出来なかった。

第 6 章

議論

6.1 要請の確認

本節では、トリガー用信号読み出しシステムについて、5章における性能評価の結果と3章で述べた要請の対応を議論する。トリガー用信号読み出しシステムとして性能評価を行ったのは、検出器容量が 1.8 nF の場合と 5.4 nF の場合の二つである。以下では、これら二つの場合をそれぞれ述べる。

6.1.1 検出器容量 1.8 nF の場合

検出器容量 1.8 nF においては、陽電子ビームにおける測定時においても、閾値を 20 fC に設定した時の S/N は 6.7 と要求性能である $S/N > 5$ を満たしている。さらにトリガーレイテンシーに関しても、測定結果は 440 ns と要求性能である 600 ns を十分下回っている。粒子計数率に関しては測定を行っていないが、トリガーレイテンシーを下回っている限り電子計数率に対する耐性は十分であると考えられる。計数率耐性の悪化は信号が重なることによって引き起こされるが、10 kHz の電子計数率では、信号が重なる信号幅は 100 μ s 以上である。一方でトリガーレイテンシーが 600 ns であるため、信号幅も 100 μ s よりも 100 倍程度小さい。従って、粒子計数率に関しても要求性能を満たすと考えられる。さらに、 π 中間子に関しても、節 4.2.2 で述べたように、1 MHz で π 中間子が入力されたとしてもダイナミックレンジを超えないため、問題はない。

基本的な要求性能を確認したので、トリガー用信号読み出しシステムを含めた状態で、

HBDに課された要求性能である、 π 中間子棄却率98%を保った状態で、電子検出効率65%を達成することができるかを考える。図3.1のように、電子と π 中間子の電荷分布は既に測定されているため、今回求めたトリガー効率(図5.32)をこれらの分布に掛けることで、トリガー用信号読み出しシステムを含めたHBDの π 中間子棄却率、電子検出効率を求めることができる。この結果を図6.1に示す。ここで、HBDの電荷分布である図3.1は光電面における電子数に換算されている。今回得た電荷分布についても、HBDの増幅度で割ることで光電面における電子数に換算している。テスト実験で設定した閾値である20 fCを光電子数に換算すると7.5 p.e.となる。HBDで生成される光電子の分布に対して、今回開発したASDによって後段のトリガーシステムに遅られる光電子数分布を比較することによって算出した、トリガー用信号読み出しシステムまで含めた性能は π 中間子棄却率95.9%、電子検出効率87.0%であった。この結果は要求性能に対して π 中間子棄却率が若干低くなっている。これは、雑音に起因するトリガー用信号出力効率の立ち上がりの鈍さに起因する効果である。従って、要求された π 中間子棄却率を満たす実際の閾値を求めることにする。

π 中間子棄却率98%を達成するための閾値は光電子数で表すと9.9 p.e.である。この閾値に対応するトリガー用信号出力効率の立ち上がりの振る舞いは変わらないと仮定し、再び検出効率を見積もった結果を図6.2に示す。 π 中間子棄却率98.0%に対して電子検出効率は68.9%であり、要求性能を満たすことがわかった。従って、製作したトリガー用信号読み出しシステムは検出器容量1.8 nFに対して十分な性能を有しているといえる。

この検出器容量は、 $300 \times 300 \text{ mm}^2$ のGEMを27分割した時(図3.4の一番右)の容量に相当する。そのため、本研究ではGEMを27分割することによりトリガー用の信号を読み出すことが可能であると結論づけた。この分割に必要なトリガー用の信号は2808チャンネルであり、従来のパッドから読み出す方法と比較すると91.2%の信号数削減となる。

6.1.2 検出器容量5.4 nFの場合

検出器容量5.4 nFにおいては、実際のビーム照射下では雑音レベルが高く、S/Nが3と低かった。ビーム照射下で雑音レベルが高かった理由としては、現場環境下で雑音を落とす時間が限られており、十分に雑音を落とすことが出来なかったことが挙げられる。検出器単体で測定を行なった状況下においても、雑音を除去するために数日を有しており、より効率的な雑音除去方法の開発が必要となる。

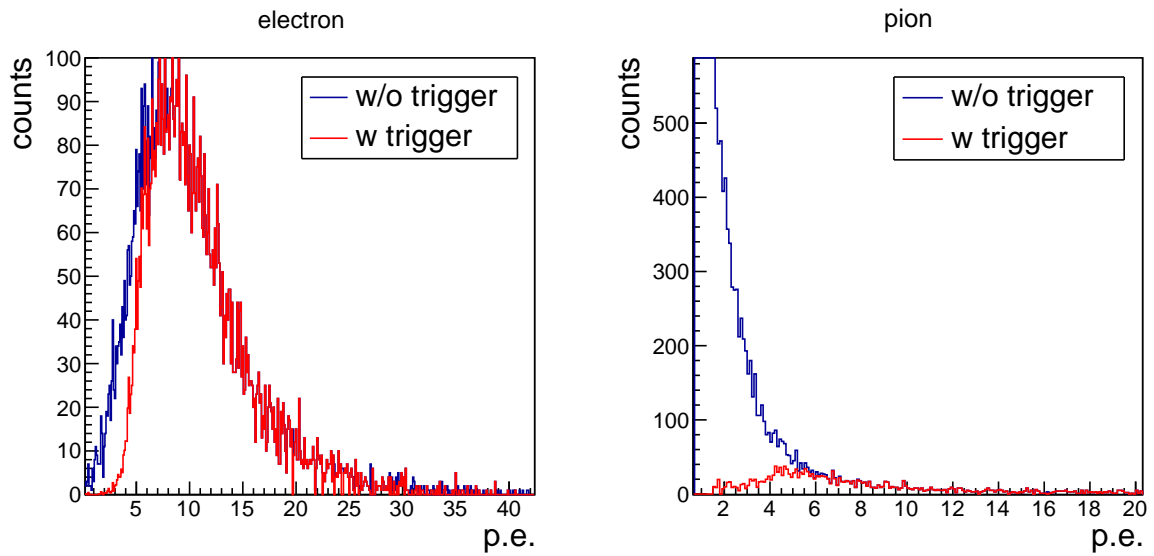


図 6.1 閾値を 7.5 p.e. とした時の電子 (左) と π 中間子 (右) の検出分布。青線は HBD の電荷分布。この中で後段のトリガーシステムに送られるものを赤線で示している。

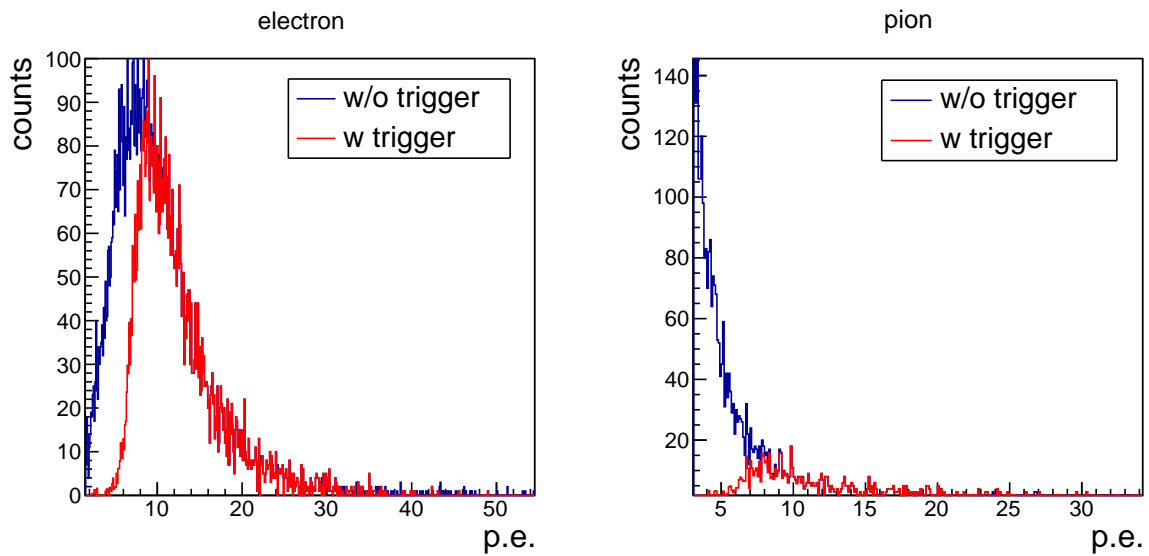


図 6.2 閾値を 9.9 p.e. とした時の電子 (左) と π 中間子 (右) の検出分布。青線は HBD の電荷分布。この中で後段のトリガーシステムに送られるものを赤線で示している。

節 5.2 の結果からわかるように、検出器単体での測定下では十分な S/N を確保出来ていた。そのため、ビーム照射下においても外来雑音を十分に落とすことが出来れば動作可能であると考えられる。しかし、現状では大量生産や長期運用の安定性に不安があるため、検出器容量 5.4 nF で使用するためには根本的な S/N の向上が必要であると判断した。

6.2 今後の展望

6.2.1 S/N の向上

上記で述べたように、トリガー用信号読み出しシステムを検出器容量 5.4 nF で使用するためにはより S/N を向上させる必要がある。S/N を向上させるために可能なこととして、

- 検出器構造の改良
- GEM の保護抵抗の変更
- より S/N の良い ASD の開発

がある。以下、これらの改善点について述べる。

■ 検出器構造の改良

今回使用したテストチェンバーの問題点として以下がある。

- テストチェンバー前面がマイラーで出来ており、遮へいができていない。
- GEM 読み出しから ASD までの信号線の長さが 50 cm 程度と長い

これらの問題点は、HBD 実機で改善される見込みである。HBD 実機は、全面が金属で覆われている windowless 構造を採用しており、検出器内部が完全に金属により遮へいされる。また、ASD は HBD 実機の背面に直接取り付けの方法を採用する予定であり、信号線の長さを大幅に短縮することが可能である。

■ GEM の保護抵抗値の変更

前述したように、GEMの表には、図5.11に示した保護抵抗 $10\text{ M}\Omega$ が接続されている。これにより、信号がGEMの表面を通じてGNDに流れてしまうことを防ぎ、大幅なS/Nの向上を測ることができた。従って、この保護抵抗をさらに大きくすることで、さらに信号を大きくし、S/Nを向上できると想定される。

しかし、保護抵抗を大きくすると計数率耐性の悪化が懸念される。保護抵抗と検出器容量はこの二つでローパスフィルターを形成するため、保護抵抗の値を大きくするほど計数率耐性が悪化する。HBDにおいて想定される電子計数率は数 10 kHz と低いが、計数率耐性の再測定が必要となるため、可能であれば避けたい変更である。

■ より S/N の良い ASD の開発

4章で製作したASDは完全差動オペアンプを用いて構成されている。これにより、正帰還や、差動出力による差動雑音の削減などを図ることができる。しかし、既に述べたように正帰還を採用すると発振が生じてしまうため、正帰還は採用しないことにした。完全差動アンプは種類が限られているため、単純なオペアンプの性能比較では通常シングルオペアンプの方が良い。従って、正帰還を使用しないのならば、より性能の良いシングルオペアンプを使用することでS/Nの向上ができると考えられる。より電圧性雑音が低く、ゲインバンド幅積の大きなオペアンプを採用したASDを製作しており（図6.3）、性能検査を行っている段階である。

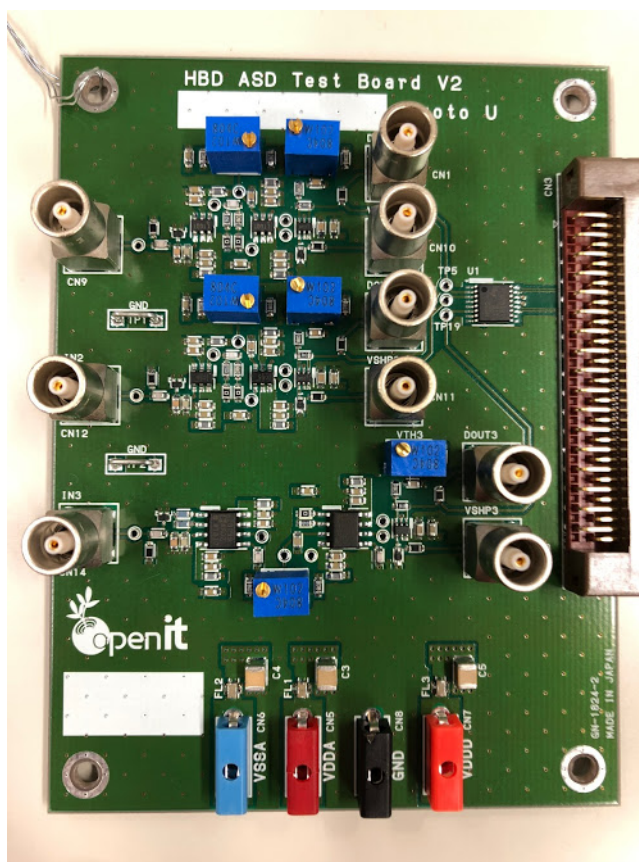


図 6.3 新たに製作したシングルエンドオペアンプ ASD

第7章

結論

J-PARC E16 実験では、原子核内におけるベクター中間子の崩壊により生じる電子・陽電子対を高統計で測定する。E16 実験では、電子対識別のためにチェレンコフ型のハドロンプラインド検出器 (HBD) を使用する。HBD のデータ信号はパッドから読み出しボード (APV25) を使用して読み出すことが決定している。しかしながら、このボードはトリガー用の信号を出力することが出来ない。そこで E16 実験では、パッドとは独立に GEM フォイルから信号を読み出すことでトリガー専用の信号を読み出すことができることに着目し、新しく読み出しシステムを開発することとした。トリガー決定の観点からは、HBD で使用する $300 \times 300 \text{ mm}^2$ 面積の GEM フォイルを縦と横にそれぞれ 3 等分した計 9 分割で信号を読み出せば十分であるため、パッドから読み出した信号をトリガーに使用するのに対して、信号数を大幅に削減できるという利点もある。

しかし、この分割面積では GEM フォイルの検出器容量が 6 nF と大きくなる。大きな検出器容量は読み出す信号の S/N を悪化させてしまうため、可能な限り少ない GEM フォイルの分割で信号を読み出せるトリガー用信号読み出しシステムの開発が求められていた。

本研究では、アナログの整形回路である ASD を新たに設計・製作することにより、十分な S/N を確保しつつ大きな検出器容量に対応した読み出しシステムを開発した。ASD は検出器容量による信号の減衰を抑えるため、可能な限り増幅度を高める設計をした。典型的なアンプの増幅度は $1\text{-}10 \text{ mV/fC}$ であるが、本研究により 29.7 mV/fC という非常に増幅度の高い ASD を製作することに成功した。また、実際に ASD を GEM フォイルと接続して、トリガー用信号読み出しシステムの検出器容量依存性を評価した。性能評価はテストパルスを用いた方法と、陽電子ビームを用いた方法の二通りの手法で行った。テストパルスを用いた評価では、 5.4 nF まで十分な S/N のもとで信号を読み出すことがで

きた。また、陽電子ビームを用いて、E16 実験で使用する他検出器が動作した環境でテストを行った。この環境下では、十分な S/N で信号を読み出せたのは検出器容量 1.8 nF のみであった。検出器容量 5.4 nF では雑音レベルが高く、S/N~3 程度と実用に耐えない値であることが分かった。

以上の結果から、GEM フォイルを 27 分割すれば、十分な S/N で動作するトリガー用信号読み出しシステムを確立できると結論付けた。さらに、データ信号とは独立した読み出しシステムを用いて 99.9 % という高い効率でトリガー用信号を出力できることが分かった。また、98 % の π 中間子棄却率を達成する閾値で、要求される電子検出効率である 65 % を達成できることも分かった。この分割のもとに必要なトリガー用信号数は 2808 チャンネルであり、当初のパッドから読み出す方式 (35880 チャンネル) と比較して 91.2 % の信号数削減も実現することが出来る。

今後の方針としては ASD の開発による S/N の向上、検出器構造の最適化による雑音の低減を検討している。

付録 A

有限密度における質量の定義

KEK-PS E325 実験では、得られた結果をベクターメソンである ρ, ω, ϕ 中間子の質量減少であると結論づけた。しかし、山崎、赤石らにより有限密度下のハドロン質量はローレンツ不変量ではなく、質量分布上のピークの移動が単純な Mass Shift で無いことが指摘された [30]。

相対論において、ポテンシャル $V(\mathbf{r})$ はベクトルポテンシャル $U_V(\mathbf{r})$ とスカラーポテンシャル $U_S(\mathbf{r})$ を用いて、

$$V(\mathbf{r}) \sim U_V(\mathbf{r}) + U_S(\mathbf{r}) \quad (\text{A.1})$$

と記述される。ここで、理論的に記述される Mass Shift とは、 $U_S(\mathbf{r})$ の変化のことであり、有限密度下における質量 M は、

$$M = M_0 + U_S(\mathbf{r}) \quad (\text{A.2})$$

と表される。。ここで、真空中での粒子の質量を M_0 とした。

一方で、KEK-PS E325 実験を始めとする、崩壊粒子から不変質量分布を再構成する方法では、有限密度中の粒子は、スカラーポテンシャル $U_S(\mathbf{r})$ だけではなく、ベクトルポテンシャル $U_V(\mathbf{r})$ の影響も受ける。したがって、測定される有限密度中の質量の平均 $\langle M^* \rangle$ は、

$$\langle M^* \rangle \sim \langle M_0 \rangle + \langle U_S(\mathbf{r}) \rangle + \langle U_V(\mathbf{r}) \rangle \quad (\text{A.3})$$

となり、理論で導出される質量 M (式 (A.2)) とは本質的に異なる。それだけではなく、式 (A.3) の $\langle M^* \rangle$ はベクトル量 $U_V(\mathbf{r})$ を含むため、ローレンツ不変量でさえない。

この不一致のため、実験での観測量である質量分布の変化を単純に理論から得られる Mass Shift と結びつけることは出来ない。実験から Mass Shift を得るためには、スカ

ラーポテンシャル $U_S(\mathbf{r})$ の情報を単独で抜き出すことが必要である。

その後、矢崎らにより実験的に $U_S(\mathbf{r})$ を単独で抜き出す方法が提案された [31]。文献 [31] によると、スカラーポテンシャル U_S を抜き出すためには、崩壊前の粒子（本実験ではベクター中間子）の運動量ごとに質量分布を測定し、有限密度下における分散関係 $E(P^2)$ を得ることが必要である。分散関係が得られると、以下のポテンシャル下での分散関係、

$$(E(P^2) - U_V)^2 = (M_0 + U_S)^2 + P^2 \quad (\text{A.4})$$

を変形することで、以下の式を導出できる。

$$M = M_0 + U_S = \frac{1}{2} \lim_{P \rightarrow 0} \frac{1}{\frac{\partial E}{\partial P^2}} \quad (\text{A.5})$$

従って、運動量に依存した分散関係 $E(p^2)$ を測定することで、理論で導出される Mass Shift と対応可能な質量変化を実験により得ることが可能となる。この分散関係を得ることが J-PARC E16 実験の主目的の一つである。

付録 B

オペアンプの基本的事項

オペアンプは微弱な信号を増幅することのできる回路要素であり、回路のあらゆる場面で使用されている。

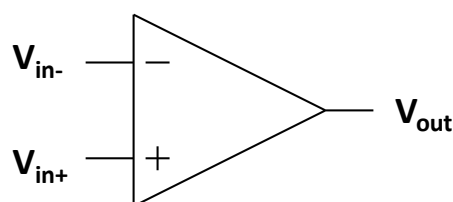


図 B.1 通常のオペアンプの基本構成

基本的なオペアンプには図 (C.1) に示すように三つの端子がある。二つは入力端子であり、+ 入力と- 入力がある。もう一つは出力端子である。これらの端子の電圧をそれぞれ V_{in+} , V_{in-} , V_{out} とすると、以下の式が成り立つ。

$$V_{out} = A(V_{in+} - V_{in-}) \quad (\text{B.1})$$

この式はオペアンプの最も重要な式である。ここで A はオペアンプの増幅率を表しており、10 万というような非常に大きな値をとる。以下で考えるオペアンプは、理想的なオペアンプであると考えられる。理想的なオペアンプは以下の性質、

- 増幅率 A が無限大
- 入力インピーダンスが無限大

- 出力インピーダンスが 0

を有している。実際のオペアンプはこの性能を持ってはいないが、一般的な使用条件では第 0 近似としてこの性能を持っているものとしても問題はない。

以下では、オペアンプを用いた基本的な回路の内、本論文で用いる反転増幅、非反転増幅回路について述べる。図 B.2 はオペアンプの基本回路を示しており、左図は反転増幅回路。右図は非反転増幅回路である。ここでは、入力電圧を V_s としている。これらの回路は出力を-入力端子と接続する負帰還回路であることが大きな特徴である。まずは、図 B.2 左の反転増幅回路を考える。オペアンプの基本式 (B.1) より、

$$V_{\text{out}} = -AV_{\text{in}} \quad (\text{B.2})$$

を得る。また、オペアンプの入力インピーダンスは無限大であるため、オペアンプの入力端子に電流は全く流れ込まない。一方でオペアンプの出力インピーダンスは 0 であるため、オペアンプの出力端子には全ての電流が流れ込む。従って、 V_s から流れ込んだ電流は全て R_1 、 R_2 を通り、オペアンプの出力端子に流れ込む。 R_1 に流れる電流と、 R_2 に流れる電流は等しいと考えられるため、

$$\frac{V_{\text{in-}} - V_s}{R_1} = \frac{V_{\text{out}} - V_{\text{in-}}}{R_2} \quad (\text{B.3})$$

を得る。以上の式 (B.2) と式 (B.3) を用いて回路解析を行うことが出来る。この二式を変形することで、

$$V_{\text{in-}} = \frac{R_2 V_s}{(A + 1)R_1 + R_2} \quad (\text{B.4})$$

を得る。ここで、 A は無限大であるため、 $V_{\text{in-}} = 0$ となる。従って、 $V_{\text{in-}} = V_{\text{in+}}$ となっている。これはイマジナリショートと呼ばれており、負帰還を用いた回路における一般的な性質である。二つの入力端子間には電流が流れないにも関わらず、等しい電圧を取るためにこの名前がつけられている。イマジナリーショートを用いると回路解析は非常に簡単になる。イマジナリーショートのために $V_{\text{in-}} = 0$ であるため、式 (B.3) よりすぐに、

$$V_{\text{out}} = -\frac{R_2}{R_1} V_s \quad (\text{B.5})$$

を得る。したがって、この回路は入力電圧を反転して R_2/R_1 倍に増幅して出力する回路であることがわかる。

次に図 B.2 右の非反転増幅回路を考える。これも負帰還を用いているため、イマジナリーショートを仮定すると $V_{in-} = V_s$ である。さらに、オペアンプの入出力インピーダンスを考慮すると、抵抗 R_1 を流れる電流と抵抗 R_2 を流れる電流は等しいので、

$$\frac{V_s}{R_1} = \frac{V_{out} - V_s}{R_2} \quad (\text{B.6})$$

を得る。これからすぐに、

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_s \quad (\text{B.7})$$

がわかる。したがって、この回路は入力電圧を反転せずに $1 + R_2/R_1$ 倍に増幅する回路であることがわかる。

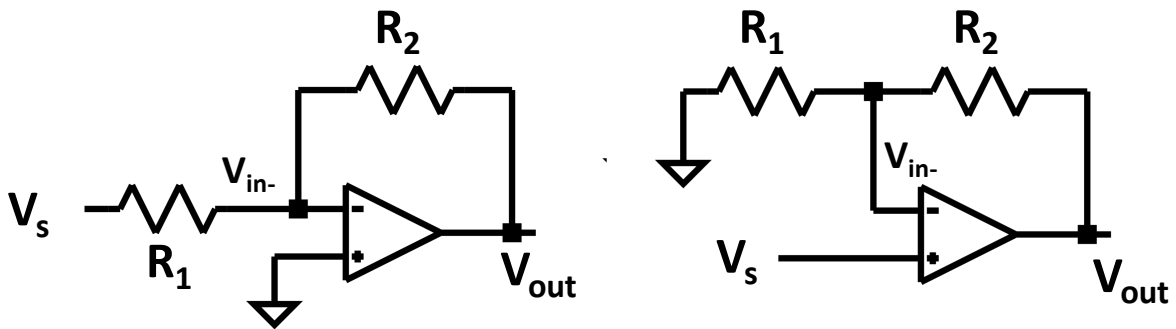


図 B.2 オペアンプの基本回路。左は反転増幅回路であり、右は非反転増幅回路である。

以上は理想的なオペアンプでの議論であるが、本論文では理想オペアンプでは近似することができない性能がある。それは、増幅率 A とその周波数依存性である。そのため、付録 C では、この部分は理想オペアンプとは考えずに議論する。

一方で、図 B.3 のように入力だけではなく出力も、+ 出力と- 出力の二つを持つオペアンプが存在する。このオペアンプは入出力ともに差動信号であるため、完全差動オペアンプと呼ばれている。一方で、先ほど述べた一つのみの出力を持つオペアンプは、完全差動オペアンプと区別するためにシングルエンドオペアンプと呼ばれる。完全差動オペアンプの基本式は、式 (C.1) を少し変更して、

$$V_{O+} - V_{O-} = A(V_{I+} - V_{I-}) \quad (\text{B.8})$$

となる。さらに、出力が二つあると自由度が一つ増えるためにこの式だけでは出力波高の値が定まらない。そのために外部から値を一つ与える必要がある。それが V_{OCM} であり、二出力 V_{O+} , V_{O-} の中点を与える。

$$V_{OCM} = \frac{V_{O+} + V_{O-}}{2} \quad (B.9)$$

この二式 (B.8)、(B.9) が完全差動オペアンプの基本式である。+ 出力を-入力、-出力を+ 入力と接続することで、シングルエンドオペアンプのように増幅回路を作ることができる。このように、完全差動オペアンプは二つの帰還経路を作ることが出来る。そのため、二つの帰還経路の一方を正帰還にし、他方を負帰還にするといったことも出来る。本論文で製作した回路はこの構成で設計している。

本論文では、プリアンプとシェイパーに完全差動オペアンプを用いている。本節で説明した反転増幅回路はプリアンプとシェイパーにおいて、非反転増幅回路はプリアンプにおいて使用されている。また、オペアンプの別の使用方法として、負帰還を用いない比較器(コンパレータ)としての使い方がある。これも本論文で使用されており、その説明は本文中に述べている。

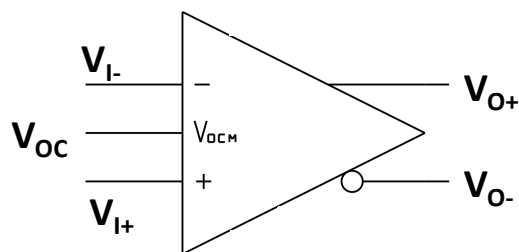


図 B.3 完全差動オペアンプの基本構成

付録 C

HBD 用 ASD のプリアンプ部の回路解析

本章では、本文中 4 章で省略したプリアンプ部の回路解析を行う。プリアンプ部の構成を図 C.1 に示す。入力電荷を I とし、各パラメータは図の通りである。本解析の目的は、電荷 Q がプリアンプに入力された時の出力電圧 V_{O+} 、 V_{O-} を求めることである。また、検出器容量依存性を見るために、回路の入力部に検出器容量に相当する C_d を置いている。以下の議論は s 空間で行う。 s 空間では、入力電荷は $I(s) = Q\delta(s)$ と表される。また以下では、オペアンプの入力インピーダンスが無限大、出力インピーダンスが 0 であることは満たされているとする。

まずは、 V_{I-} 、 V_{I+} を求める。 R_2 と R_1 に流れる電流は I_n で等しいため、

$$\begin{aligned} \frac{V_{I+}}{R_2} &= \frac{V_{O-} - V_{I+}}{R_1} \\ \Leftrightarrow V_{I+} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{O-} \end{aligned} \quad (C.1)$$

が得られる。一方、図 C.1 のように、入力された電荷 I は三つの経路 I_d 、 I_f 、 I_p を流れる。従って、以下の四つの方程式を立てることが出来る。

$$I = I_d + I_f + I_p \quad (C.2)$$

$$I_d = sC_d V_{I-} \quad (C.3)$$

$$I_f = \frac{V_{O+} - V_{I-}}{R_f / (1 + sC_f R_f)} \quad (C.4)$$

$$I_p = sC_p (V_{O-} - V_{I-}) \quad (C.5)$$

この四式を整理することで、以下を得る。

$$V_{I-} = \frac{(1 + sC_f R_f)V_{O+} + sC_p R_f V_{O-} + R_f I}{1 + sR_f(C_d + C_f + C_p)} \quad (C.6)$$

上で求めた式 (C.1) と式 (C.6) の二式と、完全差動オペアンプの基本式である式 (B.8) と式 (B.9) の二式の計四式を用いて整理すると、

$$V_{O-} = \frac{2V_{OCM} + A \left\{ \frac{2 + (1 + sC_f R_f)V_{OCM} + R_f I}{1 + sR_f(C_d + C_f + C_p)} \right\}}{2 + A \left\{ \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1 + sR_f(C_f - C_p)}{1 + sR_f(C_d + C_f + C_p)} \right\}} \quad (C.7)$$

となる。これが本論文で使用したプリアンプの出力電圧である。\$V_{O+}\$ は式 (B.9) から求めることができる。以下では、この式を近似することで簡単にすることを考える。

本論文で用いたプリアンプでは、\$V_{OCM} = 0\$ V としている。そのため、式 (C.7) は簡単になり、さらに変形することで以下を得る。

$$\begin{aligned} V_{O-} &= \frac{A \left\{ \frac{R_f I}{1 + sR_f(C_d + C_f + C_p)} \right\}}{2 + A \left\{ \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{1 + sR_f(C_f - C_p)}{1 + sR_f(C_d + C_f + C_p)} \right\}} \\ &= \frac{A(1 + \beta)I}{\{2(1 + \beta) + A\}(C_d + C_f + C_p) + A(C_f - C_p)(1 + \beta)} \\ &\quad \times \frac{1}{s + \frac{2(1 + \beta) + A(2 + \beta)}{\{2(1 + \beta) + A\}R_1(C_d + C_f + C_p) + AR_f(C_f - C_p)(1 + \beta)}} \end{aligned} \quad (C.8)$$

ここで \$\beta = R_1/R_2\$ とした。本論文で製作した ASD では、\$A=10^3\$、\$\beta = 10^6\$ 程度であるため、\$\beta \gg A \gg 1\$ が成り立つ。従って、式 (C.8) は、

$$V_{O-} \approx \frac{AI}{2C_d + A(C_f - C_p)} \times \frac{1}{s + \frac{A}{R_f\{2C_d + A(C_f - C_p)\}}} \quad (C.9)$$

となる。本 ASD では $C_d \sim 1 \text{ nF}$ 、 $C_f \sim C_p \sim 1 \text{ pF}$ 、 $A \sim 10^3$ 程度であるため、これ以上近似することはできない。しかし、仮に A が無限大であるとする、

$$V_{O-} \approx \frac{I}{C_f - C_p} \times \frac{1}{s + \frac{1}{R_f(C_f - C_p)}} \quad (\text{C.10})$$

となる。従って、オペアンプの増幅度が非常に大きいと仮定できる場合は式 (C.10) のように簡単に表すことができる。以上は s 空間の議論であったため、式 (C.10) を実空間に直す。

$$V_{O-}(t) = \frac{Q}{C_f - C_p} \exp\left\{-\frac{t}{R_f(C_f - C_p)}\right\} \quad (\text{C.11})$$

従って、式 (C.11) から理想オペアンプでは増幅度 $1/(C_f - C_p)$ 、時定数 $R_f(C_f - C_p)$ であることがわかる。本文中の節 5.1.1 で記述したように、正帰還を利用すると回路が不安定になってしまったため、結局正帰還は使用しなかった。従って、 $C_p = 0 \text{ pF}$ とすると、式 (C.11) は最も基本的なプリアンプの式に帰着する。

$$V_{O-} = \frac{Q}{C_f} \exp\left(-\frac{t}{R_f C_f}\right) \quad (\text{C.12})$$

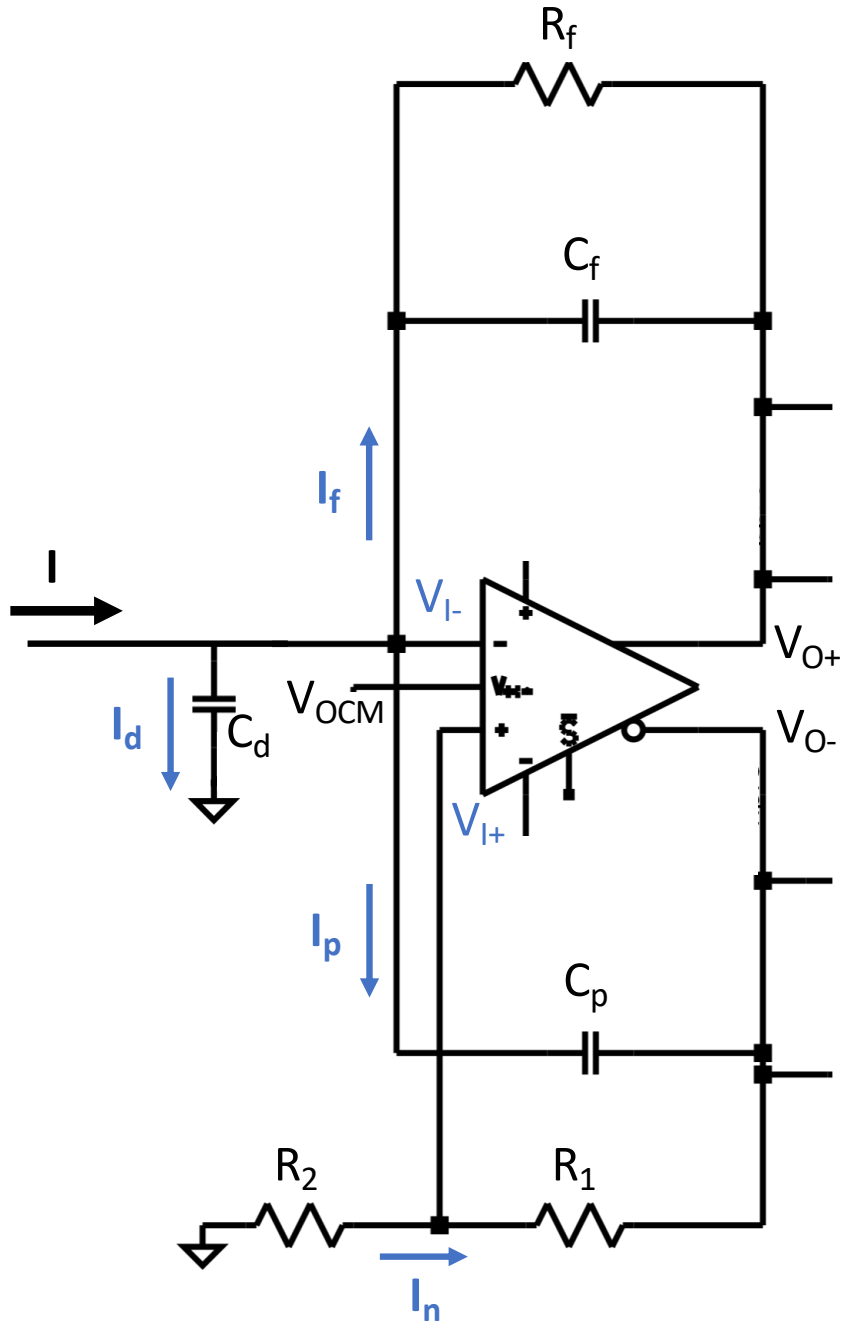


図 C.1 ASD のプリアンプ部

謝辞

本研究を遂行し、修士論文にまとめるに当たり非常に多くの方にお世話になりました。指導教員である成木恵准教授には、毎週のミーティングや本論文の添削などにおいて研究や論文執筆の指針を与えて下さいました。永江知文教授には修士論文の発表会や論文の添削について常に的確な助言を与えて下さいました。大変感謝しております。

E16 実験グループの方にも多大なご支援を頂きました。青木和也助教には HBD の使い方を一から教えて頂きました。特に ELPH でのビームタイム時には四日間ほとんど不眠不休で私の実験をお手伝い頂きました。小沢恭一郎准教授には GEM や回路の議論など、私が躓いた時には必ず的確な助言を下されるとともに、励ましの言葉も幾度となく頂きました。四日市専任研究員には、私が理研で研究をする際、平日のみではなく、土曜日曜あるいは深夜までお手伝いや助言を頂きました。東京大学の菅野光樹さん、中井亘さん、村上智紀くんには検出器の議論に付き合ってくださいました。大阪大学 RCNP の高橋智則さん、京都大学の先輩である市川真也さんには DAQ について多くのことを教えて頂きました。

また、KEK の E-sys グループの方々には回路について基礎から教えて頂きました。田中真伸教授には、ASD の設計について基本から教えて頂きました。回路の「か」の字も分からなかった私を、本論文をまとめることが出来るまでにご指導して頂きました。池野正弘技師には、プリント基板設計時に大変お世話になりました。私の拙い設計を親身に添削頂くとともに、半田付けのご指導も頂きました。庄司正剛技師にも、プリント基板設計時に大変親身にご指導いただきました。アナログ回路は非常に奥深く、面白いものであると感じることができたのも E-sys グループの方々の人柄と親身なご指導によるものだと思います。大変感謝しております。

原子力機構先端基礎研究センターのハドロン原子核グループの方々にもご指導を頂きました。佐甲博之研究主幹には修士二年次における指導委託教員として私を原子力機構に受け入れて頂きました。さらに理論グループの岡真センター長、関原隆泰博士研究員、Philipp Gubler 卓越研究員の方々には、E16 実験を始めとするハドロン物理の理論研究

について基本から教えて頂きました。特に Philipp Gubler 卓越研究員には、E16 実験の物理的意味について QCD 和則の基礎からご指導頂きました。

ELPH 実験を行う際には、宮部学助教と石川貴嗣助教に大変お世話になりました。加速器を停止させてしまった挙句、ビームタイムの延長までお願いしてしまうという多大なるご迷惑をおかけしましたが、お二人の寛大なご協力により無事実験を終了することが出来ました。

私の所属する京都大学原子核・ハドロン物理学研究室の方々にも大変お世話になりました。金築俊輔さんには物理・文章などから生活の仕方についてまで多くのご指導を頂きました。梅崎英一くんとは時には世の不平不満を言い合いながら、時には進まない修論で出来た心の傷を舐め合いながら、楽しい時を過ごしました。他にも研究室の方々には多くのご指導を頂くとともに、話し相手にもなって頂きました。

最後に私をここまで育ててくれた家族に感謝を伝えたいと思います。

参考文献

- [1] Yi-Bo Yang *et al.*, Phys. Rev. Lett. **121**, 212001 (2018)
- [2] T. Boeckel and J. Schaffner-Bielich, Phys. Rev. D **85**, 103506 (2012)
- [3] K.Suzuki *et al.*, Phys. Rev. Lett. **92**, 072302 (2004)
- [4] G.Agakichiev *et al.*, Eur. Phys. J. **C41**, 475-513 (2005)
- [5] http://pdg.lbl.gov/2018/listings/contents_listings.html
- [6] S.Damjanovic for the NA60 Collaboration, Nucl. Phys. A **783**, 327 (2007)
- [7] G. Agakishiev *et al.*, Phys. Lett. B **715**, 304-309 (2012)
- [8] A. Adare *et al.*, Phys. Rev. C, **81**, 034911 (2010)
- [9] L. Adamczyk *et al.*, Phys. Rev. Lett. **113**, 022301 (2014)
- [10] M. H. Wood *et al.*, Phys. Rev. C, **78**, 015201 (2008)
- [11] M. Naruki *et al.*, Phys. Rev. Lett. **96**, 092301 (2006)
- [12] R. Muto *et al.*, Phys. Rev. Lett. **98**, 042501 (2007)
- [13] G. E. Brown and Mannque Rho, Phys. Rev. Lett. **66**, 2720 (1991)
- [14] D. Cabrera, A. N. Hiller Blin, and M. J. Vicente Vacas, Phys. Rev. C **95**, 015201 (2017)
- [15] F. Klingl, N, Kaiser and W. Weise, Nucl. Phys. A **624**, 527-563 (1997)
- [16] F. Klingl, T. Waaas and W. Weise, Phys. Lett. B **431**, 254 (1998)
- [17] D. Cabrere, M. J. Vicente Vacas, Phys. Rev. C **67**, 045203 (2017)
- [18] J. J. Cobos-Martinez, K, Tsusima, G. Krein and A. W. Thomas, Phys. Lett. B **771**, 113 (2017)
- [19] J. J. Cobos-Martinez, K. Tsushima, G. Krein and A. W. Thomas, Phys. Rev. C **96**, 035201 (2017)
- [20] P. Gubler and W. Weise, Phys. Lett. B **751**, 396 (2015)
- [21] T. Hatsuda and S. H. Lee, Phys. Rev. C **46** (1992) R34

- [22] T. Hatsuda, S. H. Lee and H. Shiomi, Phys. Rev. C **52**, 3364 (1995)
- [23] P. Gubler and K. Ohtani, Phys. Rev. D **90**, 094002 (2014)
- [24] S. Durr *et al.*, Phys. Rev. Lett. **116**, 172001 (2016)
- [25] Yi-Bo Yang *et al.*, Phys. Rev. D **94**, 054503 (2016)
- [26] A. Abdel-Rehim *et al.*, Phys. Rev. Lett. **116**, 252001 (2016)
- [27] G. S. Bali *et al.*, Phys. Rev. D **93**, 094504 (2016)
- [28] N. Yamanaka, S. Hashimoto, T. Kaneko, and H. Ohki (JLQCD Collaboration), Phys. Rev. D **98**, 054516 (2018)
- [29] Su Houng Lee, Phys. Rev. C **57**, 927 (1998)
- [30] T. Yamazaki and Y. Akaishi, Phys. Lett. B. **29** (1999), p.1-6
- [31] K. Yazaki, 原子核研究 **39** (1994) 61
- [32] <https://j-parc.jp/public/Acc/ja/index.html>
- [33] <http://higgstan.com/repo-jparc/>
- [34] <https://j-parc.jp/Hadron/ja/index.html>
- [35] F. Sauli, Nucl. Instrum. Meth. A. **386** (1997) 531-534
- [36] 京都大学 浅野秀光 修士論文 (2010).
- [37] 東京大学 小原裕貴 修士論文 (2014).
- [38] K. Kanno *et al.*, Nuclear Instruments and Methods in Physics Research **819** (2016) 20-24
- [39] <https://cds.cern.ch/record/1069892/files/cer-002725643.pdf>
- [40] https://www.psi.ch/drs/DocumentationEN/DRS4_rev09.pdf
- [41] 京都大学 市川真也 修士論文 (2017)
- [42] 海野祐士, 岩崎義仁, 中澤秀介, 「Belle II 実験 トリガーシステム」, 高エネルギーニュース, 高エネルギー物理学研究者会議, Volume 34 No.2 p105-p114 (2015)
- [43] 伊藤領介, 中尾幹彦, 山田悟, 「Belle II 実験のデータ収集システム」, 高エネルギーニュース, 高エネルギー物理学研究者会議, Volume 33 No.3 p196-204 (2014)
- [44] <http://magboltz.web.cern.ch/magboltz/>
- [45] TEXAS INSTRUMENTS Application Report JAJA122 『完全差動アンプ (Fully-Differential Amplifiers)』
- [46] Ray Kendall, 米 Intuitive Research and Technology 社、EDN 「オペアンプの新・SPICE マクロモデル」、http://ednjapan.com/edn/articles/0711/01/news140_2.html
- [47] TEXAS INSTRUMENTS 社 THS4120, THS4121 データシートから引用 [http:](http://)

- [//www.tij.co.jp/jp/lit/ds/symlink/ths4121.pdf](http://www.tij.co.jp/jp/lit/ds/symlink/ths4121.pdf)
- [48] 各データは、TEXAS INSTRUMENTS 社、LINEAR TECHNOLOGY 社のデータシートから引用
- [49] ANALOG DEVICES 社、<https://www.analog.com/jp/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>
- [50] E. Baldinger and W. Franzen : Advance in Electronics and Electron Physics VIII (Academic Press, 1956) 255.
- [51] CLARENDON PRESS OXFORD Helmuth Spieler 「Semiconductor Detector Systems」
- [52] ROHM 社, Application Note 「コンパレータのヒステリシス設定について」 http://rohmfs.rohm.com/jp/products/databook/applinote/ic/amp_linear/comparator/gpl_cmp_hysteresis-j.pdf
- [53] TEXAS INSTRUMENTS 社, IC のでカップリング回路 (Decoupling circuit) の容量値の選択方法
- [54] ROHM 社, Application Note 「オペアンプの負荷容量による発振について」 http://rohmfs.rohm.com/jp/products/databook/applinote/ic/amp_linear/opamp/gpl_opa_osc_load_capa-j.pdf
- [55] 東北大学電子光理学研究センターホームページ <http://hayabusa1.lns.tohoku.ac.jp/about/>