2020 年度　修士論文

J-PARC KOTO 実験に用いる高レート荷電粒子検出器のための信号増幅および波形整形回路の開発

大阪大学大学院理学研究科物理学専攻
山中卓研究室 博士前期課程 2 年

白石　諒太

2021 年 3 月 27 日

概要

J-PARC KOTO 実験では、中性の K 中間子による稀な崩壊 $K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ を通じて、CP 対称性を破る新物理を探索している。標準理論では、この崩壊の分岐比は 3.0×10^{-11} と予測されているが、これまで行われた実験では観測されていない。我々が使う K_L ビームの中には $K^{\pm}$ が K_L に対して 2.6×10^{-5} の比率で混入している。それが検出器の崩壊領域内で $K^{\pm} \to \pi^0 e^{\pm}\nu$ に崩壊し、$e^{\pm}$ が検出されなかった場合に背景事象になる可能性がある。2016-2018 年に取得したデータの解析では、この荷電 K 中間子の崩壊が最大の背景事象であった。このような事象を排除するために、シンチレーションファイバーを並べた厚さ 0.5mm の荷電粒子検出器を新たに開発し、2020 年 12 月に KOTO 検出器最上流部のビームライン中に設置した。シンチレーション光は半導体光検出器で読み出す。本研究では、この検出器の信号を読み出すための回路を開発し、その性能を評価した。この回路はビーム中という高レートな環境においても、観測した波形が重複しないなどの動作が求められる。そのためこの回路は信号を増幅するとともに、光検出器から出力される 100 ns 程度の長いテールを持った波形を短く整形する。開発の結果、信号を約 18 倍増幅し、出力波形の時定数を 40 ns 未満の短い幅に整形できた。さらに開発した回路と検出器を KOTO 実験装置に設置し、実際の動作環境である真空中でも問題なく動作することを確認した。

目次

第 1 章　序論　1

1.1　$K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ 探索と KOTO 実験　1

1.2　KOTO 実験の原理　1

1.2.1　ビームライン　1

1.2.2　信号事象の検出方法　2

1.3　荷電 K 中間子の崩壊による背景事象　3

1.3.1　ビームラインでの荷電 K 中間子の生成　3

1.3.2　2020 年ランでの検証　4

1.3.3　プロトタイプ検出器の問題点　4

1.3.4　新たな検出器の開発　9

1.4　本研究の目的　10

第 2 章　信号用回路への要求　11

2.1　回路の全体構造　11

2.2　出力波高に対する要求　11

2.3　波形の時間幅に対する要求　12

第 3 章　信号用回路の開発　15

3.1　フロントエンド回路の開発　15

3.1.1　回路の概要　15

3.1.2　アンプの選定　16

3.1.3　波形短縮の原理　17

3.1.4　回路の動作検証　18

3.2　バッファ回路の開発　20

3.2.1　回路の概要　20

3.2.2　アンプの選定　20

3.2.3　回路の動作検証　20

3.2.4　入出力波高の線型性　22

3.2.5　差動出力　23

3.2.6　クロストーク　23

3.3　要求に対する開発結果　25

第 4 章　電子ビームを用いた性能評価　27

4.1　ビーム試験の目的　27

4.2 セットアップ 27
4.3 ビーム試験での評価 29
4.3.1 ノイズレベル 29
4.3.2 波形の増幅度と時間幅 29
4.3.3 閾値の設定 32
4.3.4 検出器の S/N 比 34

第 5 章 検出器の設置と動作検証 35
5.1 事前の真空中での安定性の確認 35
5.2 KOTO 実験装置への設置作業 38
5.2.1 真空チェンバー内の構造 38
5.2.2 フランジへの取り付け 39
5.3 実験エリアでの信号の確認 40
5.3.1 ノイズレベル 40
5.3.2 真空を引いた後の動作確認 41

第 6 章 考察 43

第 7 章 結論 47

謝辞 49

付録 51
付録 A K_L の崩壊による背景事象 51

参考文献 53

図目次

1.1 J-PARC の全景 [1]。 . . . 2
1.2 ハドロン実験施設と KOTO ビームライン [2]。 . . . 2
1.3 KOTO 検出器と信号事象の検出。 . . . 3
1.4 K_L の相互作用によって荷電 K 中間子が生成される例。 . . . 4
1.5 荷電 K 中間子の崩壊で背景事象になる例。 . . . 4
1.6 プロトタイプ UCV の設計図。 . . . 5
1.7 旧型の真空チェンバーとその駆動装置の構造。 . . . 6
1.8 プロトタイプ UCV の全体像 . . . 6
1.9 シミュレーションで得られた UCV 設置位置での $K^{\pm}$ の通過位置の分布。 . . . 7
1.10 偶発的な粒子の検出による信号損失。 . . . 8
1.11 プロトタイプ検出器で使用された回路。 . . . 9
1.12 プロトタイプ検出器で観測された波形の例。 . . . 9
1.13 検出器の傾きとファイバーの不感領域の関係。 . . . 10

2.1 検出器と回路の構成。 . . . 12
2.2 プロトタイプ UCV でのヒットレート。 . . . 13
2.3 MPPC からの出力波形の例。 . . . 13
2.4 複数の波形の重複。 . . . 14

3.1 フロントエンド回路の構成。 . . . 15
3.2 MAX4412 の供給電圧に対する消費電流。 . . . 16
3.4 ポール・ゼロ・キャンセル回路の構成。 . . . 17
3.3 MAX4412 を用いた非反転増幅部。 . . . 17
3.5 2 チャンネル試作機のフロントエンド回路。 . . . 18
3.6 ファンクションジェネレーターの入力波形に対する回路の応答。 . . . 19
3.7 バッファ回路の構成。 . . . 20
3.8 分圧回路によるゲインの調整。 . . . 21
3.9 フロントエンド回路とバッファ回路の両回路による増幅。 . . . 22
3.10 バッファ回路で入力を足し上げた出力と 2 つの入力電圧の和の関係。 . . . 22
3.11 RJ-45 コネクター [3]。 . . . 23
3.12 コネクターとケーブルの接続部分。 . . . 23
3.13 バッファ回路での入出力チャンネルの位置関係。 . . . 24
3.14 チャンネル間のクロストーク。 . . . 24
3.15 クロストークによる veto への影響。 . . . 25

4.1 ビーム試験時の UCV とトリガーカウンターのセットアップ。 28
4.2 ビーム試験時の UCV の設置方向。 28
4.3 データ取得の概要図。 29
4.4 ADC で測定した回路のノイズレベル。 30
4.5 チャンネル毎のノイズレベル。 30
4.6 ピークに対応する時間に要求する時間範囲。 31
4.7 観測された波高の ADC 値の分布。 31
4.8 チャンネル毎の mip ピークに相当する ADC 値。 31
4.9 mip に対応するファイバーの光量。 32
4.10 規格化した 1000 波形の平均波形。 32
4.11 トリガーカウンターで記録される波形のピークに対応する時間の分布。 33
4.12 観測された最大の波高に対応する ADC 分布。 33
4.13 検出器の不感率と閾値の関係。 34
4.14 検出器の S/N 比。 34

5.1 真空中の動作確認のためのセットアップ。 36
5.2 真空タンク内の圧力変化。 37
5.3 真空中での高電圧供給による放電の確認。 37
5.4 真空中での基板温度の変化。 38
5.5 真空チェンバー内の様子。 38
5.6 UCV とフランジの一体構造。 39
5.7 フランジへの検出器の取り付け。 39
5.8 フィードスルーから ADC までの接続。 40
5.9 検出器設置後のベースライン電圧値の分布。 40
5.10 フロントエンド回路の基板温度。 41
5.11 フロントエンド基板上の MPPC への印加電圧。 41
5.12 UCV の信号の確認。 42

6.1 検出器を 45 度傾けた時の波高に対応する ADC 値の分布。 44
6.2 オペアンプ AD8001 の output swing。 45
6.3 バッファ回路で出力された波形のゆがみ。 45
6.4 波形の時間の計算方法。 46
6.5 波高の ADC 値と波形の積分 ADC 値の相関。 46

A.0 波形の重複による veto に失敗例。 51

表目次

1.1 2016-2018 年物理ランで取得したデータの解析による最終的な背景事象数の見積もり [4]。 3

3.1 フロントエンド回路信号増幅用オペアンプの候補。 16

第 1 章

序論

1.1 $K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ 探索と KOTO 実験

我々の宇宙は物質優勢であり、粒子・反粒子の対称性である CP 対称性が破れている。CP 対称性の破れは素粒子の理論的枠組み（標準理論）の中に組み込まれており、これまで実験的に確認された CP 対称性の破れは小林・益川理論によって説明される。しかし、これまでの実験では物質優勢宇宙を説明しうるほど大きな CP 対称性の破れは確認されておらず、標準理論を超えた新しい物理が必要である。

標準理論によると、中性で寿命の長い K 中間子である K_L は、稀に $K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ という CP 対称性を破るモードで崩壊する。この崩壊はこれまで行われた実験では観測されておらず、標準理論ではその崩壊分岐比が 3.0×10^{-11} と予測されている [5]。$K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ の崩壊分岐比を測定して、測定値に標準理論の予測値からのズレがあった場合、CP 対称性を破る新物理への手がかりとなる。

KOTO 実験は、茨城県東海村の大強度陽子加速器施設 (J-PARC) で行われている。J-PARC の陽子加速器で加速された陽子を標的に当てて、そこで生成される K_L を用い、$K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ を探索している。2015 年に取得したデータの解析により $K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ の分岐比に 3.0×10^{-9}(90% C.L.) という上限値を与えている [6]。

1.2 KOTO 実験の原理

1.2.1 ビームライン

図 1.1 に J-PARC の全景を示す。J-PARC では陽子をまず線形加速器 Linac で加速し、その後シンクロトロンである Rapid Cycling Synchrotron (RCS) と Main Ring (MR) によって 30 GeV まで加速する。図 1.2 に示すように、加速された陽子はハドロン実験施設に導かれ、金標的 (T1 Target) と衝突する。KOTO 実験ではそこで生成された二次粒子を、標的から一次陽子ビームラインに対して 16 度の方向にある KOTO ビームラインに取り出す。

KOTO ビームラインには K_L 以外の粒子も存在する。これら K_L 以外の粒子を排除するために、KOTO ビームラインには次のような構成物がある。ビームライン上流側には光子を削減するための 70 mm 厚の鉛 (Photon Absorber) がある。2 つのコリメーターによってビームを絞り、ビームラインの出口では約 $8 \times 8\,\mathrm{cm}^2$ のビームコアを作る [7]。ビームコアの外側にはコリメーターで散乱、あるいは絞りきれずに残った粒子がビームハローとして分布する。2 つのコリメーターの間に設置されている電磁石 (Sweeping Magnet) は、荷電粒子をビームラインの外へ曲げる。２次コリメーターを通った後のビームは主に中性 K 中間子、光子、中性子によって構成され、これらが KOTO 検出器に入射する。ビームラインは標的から検出器まで全長 20 m あるため、K_S などの短寿命粒子は検出器に入る前に崩壊する。このようにして作った K_L ビームを用いて $K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ 崩壊の検出を行う。

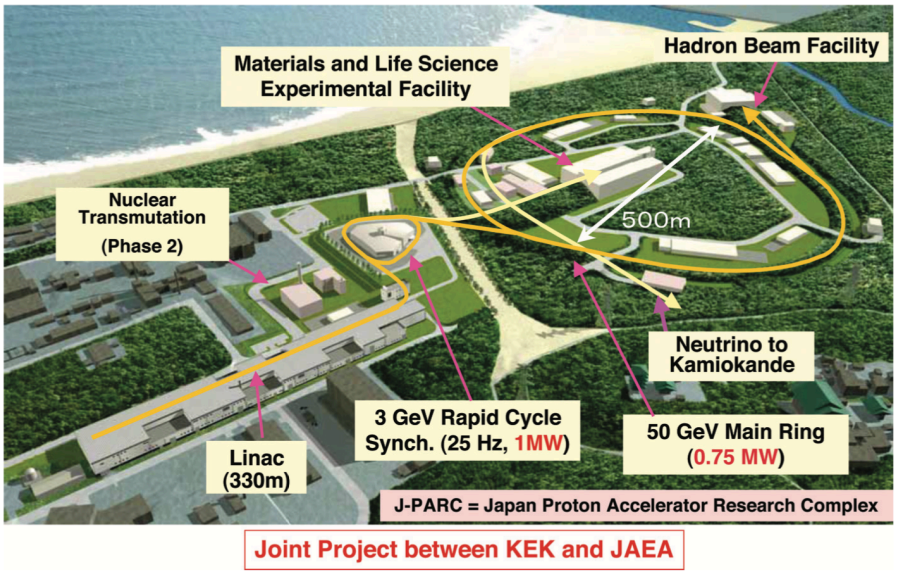


図 1.1 J-PARC の全景 [1]。

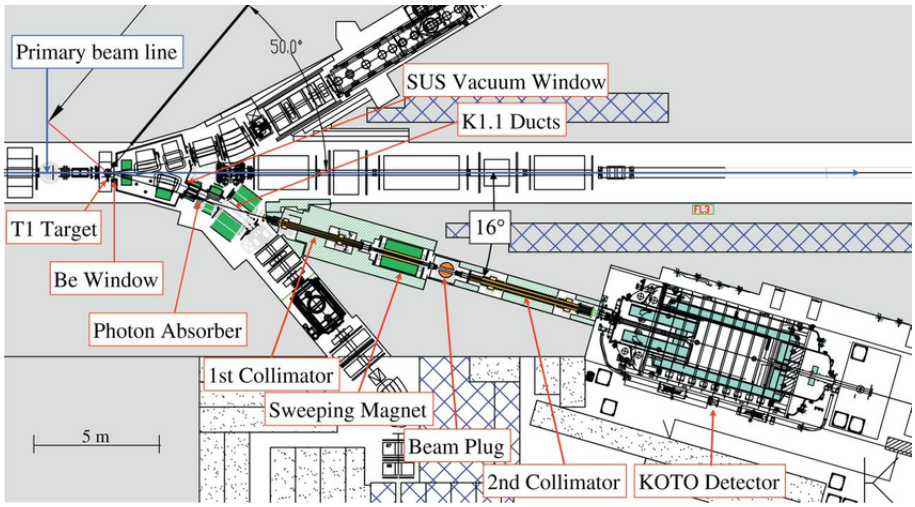


図 1.2 ハドロン実験施設と KOTO ビームライン [2]。

1.2.2 信号事象の検出方法

次に $K_L \to \pi^0\nu\overline{\nu}$ の検出方法について述べる。π^0 は寿命が $\tau = 8.5 \times 10^{-17}$ 秒と短く、瞬時に 2 つの γ 線に崩壊する。したがって終状態には 2 つの γ 線とニュートリノのみが存在するが、ニュートリノは KOTO 検出器で検出できないため、2 つの γ 線のみが信号事象として検出される。

この信号を検出するため、KOTO 検出器は主に 2 種類の検出器から構成される。図 1.3 に KOTO 検出器の構成を示す。座標系は右手系でビーム軸上で下流向きに Z 軸をとり、上流側の検出器である Front Barrel(FB) の上流端面とビーム軸の交点を座標軸の原点とする。鉛直上方向を Y 軸として、右手系になるように X 軸をとる。まず 2 つの γ 線を検出し、そのヒット位置とエネルギーを測定する検出器が電磁カロリメーター (CSI) である。π^0 はニュートリノが持ち去る運動量のためにビーム軸に対して横方向の運動量を持つ。そこで 2 つの γ 線から再構成さ

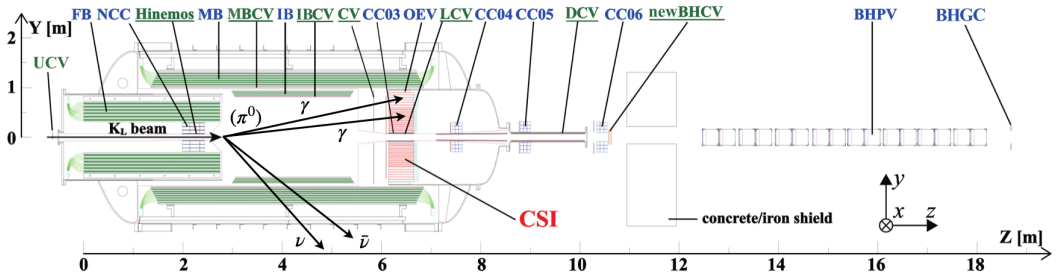


図 1.3　KOTO 検出器と信号事象の検出。

表 1.1　2016-2018 年物理ランで取得したデータの解析による最終的な背景事象数の見積もり [4]。

source		Number of events
K_L	$K_L \to 3\pi^0$	0.01 ± 0.01
	$K_L \to 2\gamma$ (beam halo)	0.26 ± 0.07
	Other K_L decays	0.005 ± 0.005
K^+		0.87 ± 0.25
Neutron	Hadron-cluster	0.017 ± 0.002
	Upstream-π^0	0.03 ± 0.03
	CV-η	0.03 ± 0.01
total		1.22 ± 0.26

れた π^0 に対して崩壊した Z 位置と横方向運動量で信号領域を定義する。その他の検出器は 2 つの γ 線以外の粒子が検出されないことを保証するための veto 検出器であり、上流側のビームが通る穴を除き、崩壊領域の全立体角を覆っている。これらの検出器の多くは真空中に置かれており、ビーム中の粒子やその崩壊で生じた粒子が内部の残存ガスと相互作用しないようになっている。

信号事象に対する主な背景事象の数は、2016-2018 年に行った物理ランで取得したデータの解析 [4] によると表 1.1 のように見積もられている。背景事象は主に K_L、$K^{\pm}$、中性子に由来する。この中で $K^{\pm}$ の崩壊は最大の背景事象であると見積もられている。本研究ではこの背景事象を削減するための新たな検出器の開発を行った。1.3 節以降でその詳細を述べる。

1.3　荷電 K 中間子の崩壊による背景事象

1.3.1　ビームラインでの荷電 K 中間子の生成

1.2 節で述べたように、KOTO ビームラインで荷電粒子は基本的に電磁石でビーム外へ排除される。しかし、下流で K_L や K_L の崩壊で生じた $\pi^{\pm}$ が二次コリメーターに入射し、図 1.4 に示すような相互作用により荷電 K 中間子が生成されることがある。荷電 K 中間子が背景事象になり得る主な例として図 1.5 に示す $K^{\pm} \to \pi^0 e^{\pm} \nu$ の崩壊がある。この崩壊では横方向運動量を持つ π^0 が 2 つの γ 線に崩壊してカロリメーターで検出され、さらに $e^{\pm}$ が検出器の不感領域にヒットした場合に背景事象になり得る。2016-2018 年のデータの解析において、このような反応過程で生じる荷電 K 中間子の数は当初はシミュレーションのみによって見積もられていたため、その数には不定性があった。

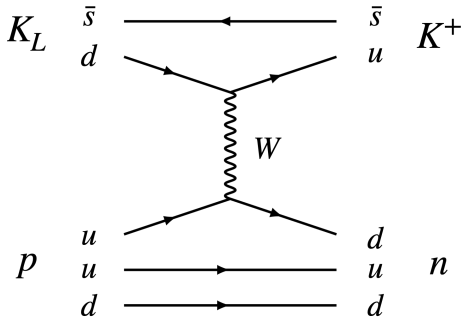


図 1.4 K_L の相互作用によって荷電 K 中間子が生成される例。

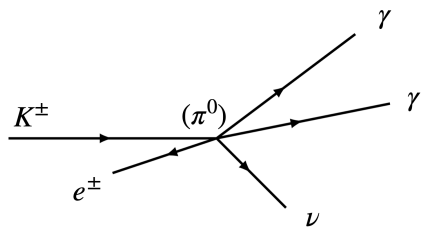


図 1.5 荷電 K 中間子の崩壊で背景事象になる例。上流側へ飛んだ低エネルギーの $e^\pm$ が検出器不感部をヒットすると、この事象は veto されない。

1.3.2 2020 年ランでの検証

2020 年 6 月に、ビームライン中の荷電 K 中間子のフラックスを測定する実験を行った。$K^\pm \to \pi^0\pi^\pm$（分岐比約 21%）の崩壊モードを用いて、カロリメーターに π^0 の崩壊で生じる 2 つの γ 線と $\pi^\pm$ による 3 つのヒットがあることを要求した。測定された $K^\pm$ のフラックスはシミュレーションによる予測値より約 3 倍大きいことが明らかになり、表 1.1 に示したように $K^\pm$ が最大の背景事象源であることが分かった。

またこのランでビーム中の荷電粒子を検出するために、Upstream Charged Veto(UCV) という新たな検出器を KOTO 検出器の最上流部に設置した。実際に電磁カロリメーターのみで検出された荷電 K 中間子の事象に対して、UCV でヒットが観測された。この検出器は試作機であり、後述するように新しい検出器の開発を行った。

1.3.3 プロトタイプ検出器の問題点

図 1.6 に 2020 年 6 月に用いたプロトタイプ検出器の設計図を示す。検出器は 1 mm 角のプラスチックシンチレーションファイバーを用いて製作された。X 軸方向にファイバーを計 84 本並べてプレート状にし、隣接する 7 本のファイバー毎に、半導体光検出器の Multi Pixel Photon Counter (MPPC) でシンチレーション光を検出する。MPPC で光電変換、増幅された信号を、さらにフロントエンド回路で増幅した。

プロトタイプ検出器にはいくつかの問題点があった。一つ目は検出器の大きさに関する問題点である。プロトタイプ検出器の大きさは、図 1.7 に示すように検出器を設置した真空チェンバーと検出器の待機スペースの広さによって制限されることが設計段階で分かっていた。検出器は基本的に真空チェンバー内に位置するが、駆動装置によってチェンバー上部の待機スペースに移動できる。この待機スペースの幅は X 軸方向に 110 mm であるため、こ

れより検出器の幅も小さくなければならなかった。そのため製作された検出器の実際の大きさは、図 1.8 に示すように X 軸方向に 85 mm、Y 軸方向に 130 mm であった。しかし、清水信宏氏のシミュレーションによれば、UCV より下流にある veto 検出器である Neutron Collar Counter (NCC) の穴を通ることを要求した $K^{\pm}$ は、プロトタイプ検出器の設置位置において図 1.9 に示すような XY 位置を通過する。すなわち、$K^{\pm}$ の通過位置はプロトタイプ検出器よりも外側の領域にも分布する。そのため検出器は $K^{\pm}$ が通過する領域を完全に覆うことができず、ビーム中の $K^{\pm}$ を検出する上での不感率の一因となった。

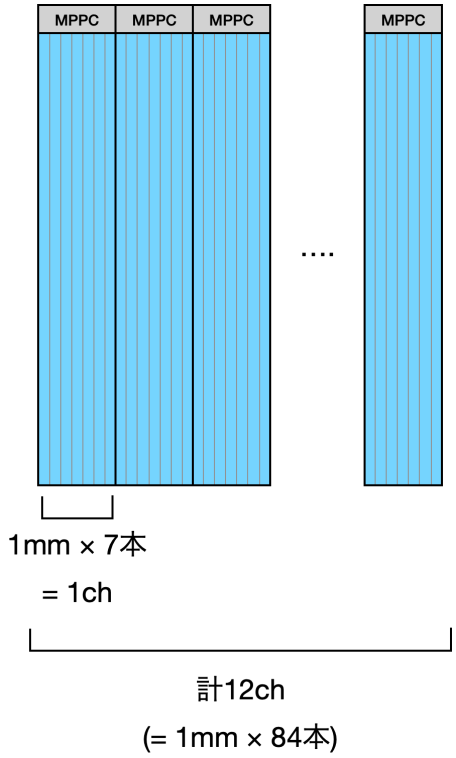


図 1.6　プロトタイプ UCV の設計図。

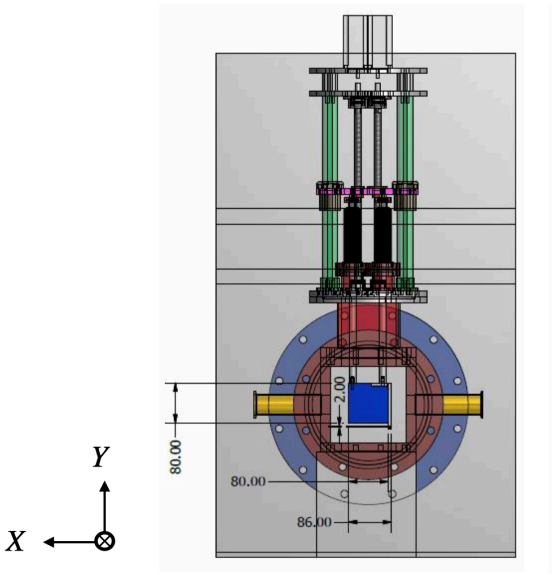


図 1.7　旧型の真空チェンバーとその駆動装置の構造。ビーム軸上流側から見た図。青い四角の部分はアルミ板の散乱体が取り付けられており、通常は赤色のスペースで待機している。プロトタイプ検出器はこの散乱体の下流側に設置された。

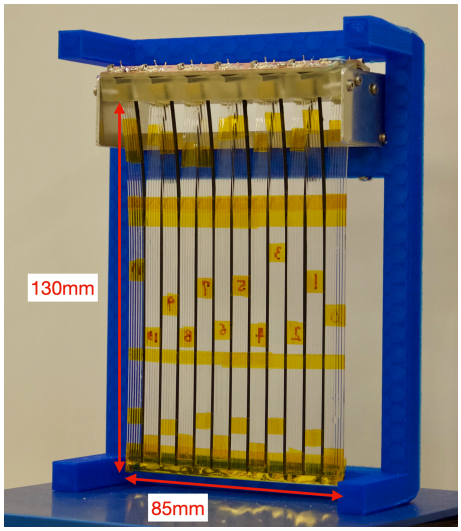


図 1.8　プロトタイプ UCV の全体像。7 本のファイバーで構成される面の片側に 1 つの MPPC が取り付けられている。青いフレームは一時的な固定のための治具。

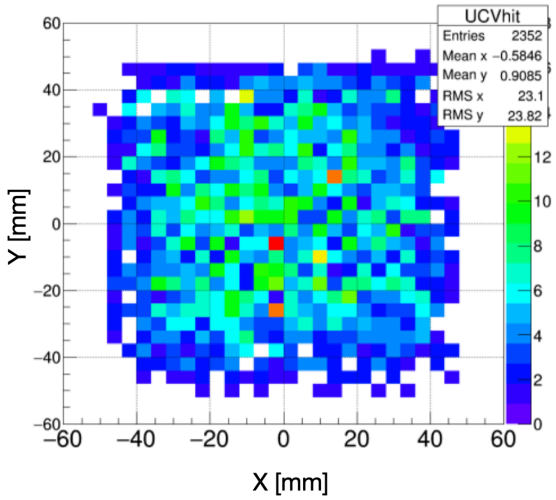


図 1.9　シミュレーションで求めた UCV 設置位置での $K^{\pm}$ の通過位置の分布。

二つ目はプロトタイプ検出器に使用したファイバーとその厚みに関する問題点である。プロトタイプ検出器の不感率は、検出器を構成したシンチレーションファイバーの構造にも由来する。ファイバーは内側に屈折率の高いコア、外側に屈折率の低いクラッドと呼ばれる構造を持ち、コアのみに蛍光剤が含まれ、そこで発生したシンチレーション光がファイバー内を伝搬する。そのため荷電粒子検出において、外側のクラッドは不感領域になる。

さらに UCV を導入したことにより信号事象に対するアクセプタンス[1]が低下した。KOTO 実験では、$K_L \to \pi^0\pi^0$ など、K_L 起源の崩壊事象を排除するため、veto 検出器にヒットがある事象は排除する。そのため、図 1.10 に示すように実際に信号候補の事象が観測された場合でも、事象と関係ない粒子が veto 検出器にヒットすると、その事象は背景事象として認識される。結果としてその事象は排除され、信号事象に対するアクセプタンスが低下する。UCV は KOTO 検出器最上流部のビーム中に設置されたため、そこで散乱した粒子が FB、NCC などの上流側の検出器にヒットし、偶発的な veto のレートが増加した。ビーム中に検出器を設置する以上、このようなレートの増加は避けられないが、その影響を小さくするためには検出器を 1 mm よりさらに薄くすることが重要である。

[1] 崩壊事象を観測できる割合。

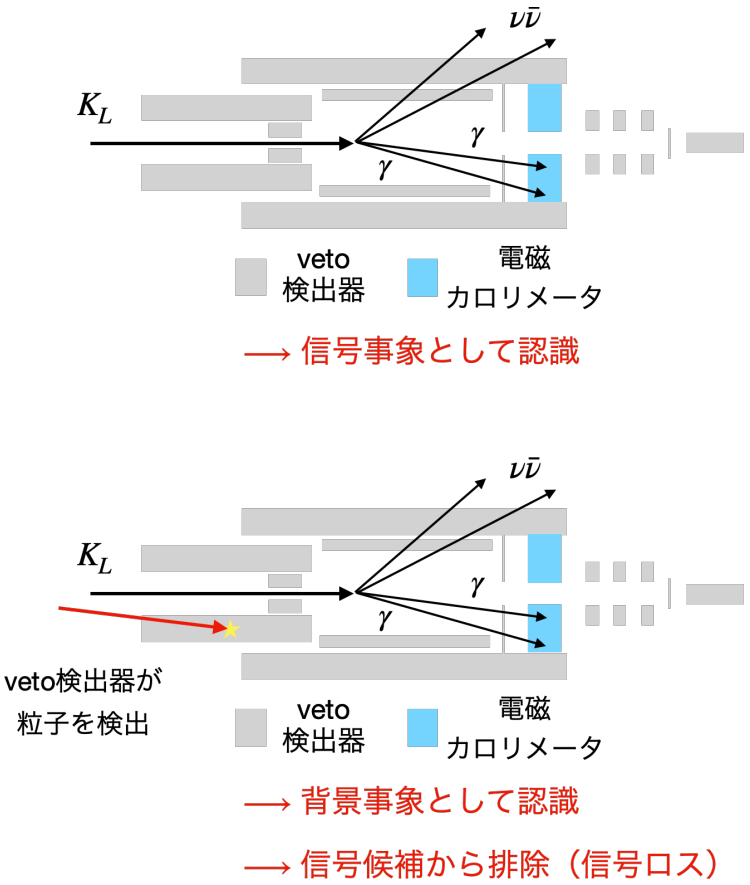


図 1.10 偶発的な粒子の検出による信号損失。上は信号事象を正しく検出する場合で、下は信号事象と無関係な粒子を検出することにより信号を失う場合。

三つ目はプロトタイプ検出器に使用された回路の問題点である。プロトタイプ検出器で使用された回路を図 1.11 に示す。この回路では MPPC のすぐそばのコンデンサーで MPPC の出力波形の時定数を短くしているが、コンデンサーのみでは MPPC からの暗電流が流れ込み電荷が溜まってしまい、結果として MPPC に対する印加電圧が下がる。これを防ぐために、コイルを並列に接続して暗電流を逃がした。しかしこの場合、コイルとコンデンサーによる振動回路が形成されるため、MPPC の出力波形には信号に対するピークの他にピーク後に振動する成分が残った。回路で出力された波形は 500 MHz でサンプリングする波形取得用の ADC で記録される。記録された波形の中には図 1.12 のような信号のピーク後に大きく振動する成分があった。このような波形ではベースラインが安定せず、正確にペデスタルが測定できないなどの問題が生じた。

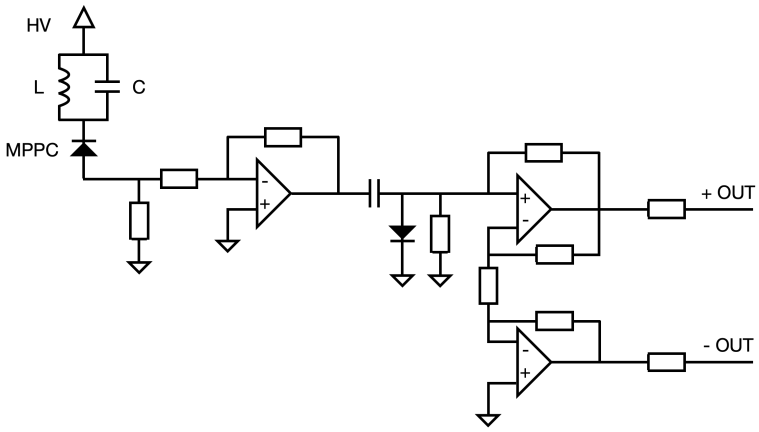


図 1.11　プロトタイプ検出器で使用された回路。

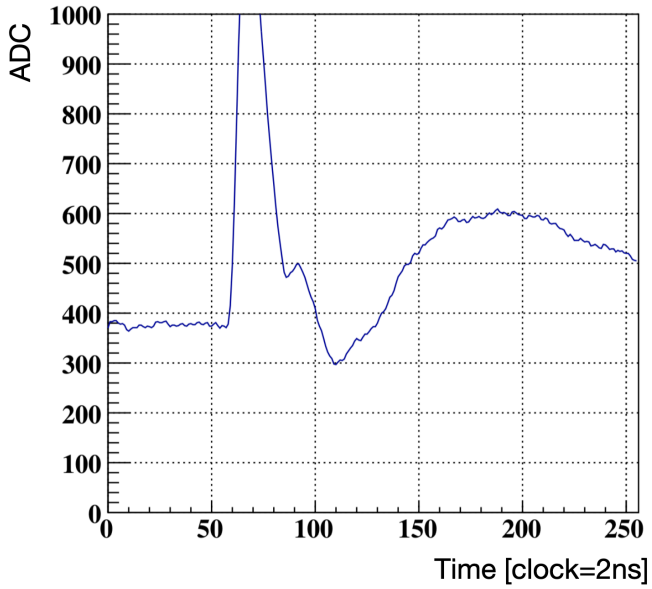


図 1.12　プロトタイプ検出器で観測された波形の例。

1.3.4　新たな検出器の開発

1.3.3 節で述べたようにプロトタイプ検出器にはいくつかの問題があったため、検出器の不感率は約 30% と見積もられた。そこで今回、検出器を新たに作り直し、性能向上を図った。まず検出器の有感領域を広げるため、検出器を設置する真空チェンバーを大きくした。新たな検出器の基本的な構造はプロトタイプ検出器と同じで、シンチレーションファイバーを並べて平面の検出領域を作り、ファイバー端から MPPC で光信号を読み出した。今回用いたファイバーは 0.5 mm 角のもので、プロトタイプで使用した物の半分の厚みである。これにより上流側検出器での偶発的なヒットレートの上昇は小さくなる。また図 1.13 に示すように検出器の角度をビーム軸に垂直な平面から傾け、粒子がファイバーのクラッド領域のみを通る確率を小さくした。さらにフロントエンド回路を作り変え、異なる波形整形の方法をとり、観測する波形にピーク以外の大きな振動成分が残らないようにした。

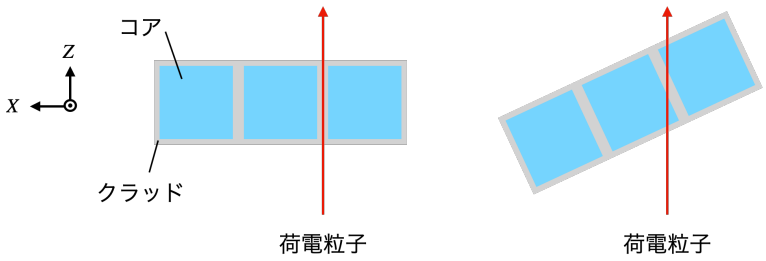


図 1.13　検出器の傾きとファイバーの不感領域の関係。検出器を傾けることで、ファイバーに入射する荷電粒子がクラッド領域のみを通過する確率が小さくなる。

1.4　本研究の目的

本研究の目的は新しく開発した UCV の信号を MPPC から読み出し、増幅・整形する回路を開発することである。プロトタイプ検出器の問題点を踏まえ、新しい検出器は主に次のような要求を満たす必要がある。

- データ取得に用いる ADC のダイナミックレンジ内で記録できるように MPPC からの信号を増幅する。
- ビーム中での高いヒットレートに対応できるように短い時間幅の波形を出力する。

また 2 章で述べるように、開発した回路は真空中で動作する必要があり、回路の発熱による温度上昇を抑えるために、できるだけ消費電力を小さくするようにした。開発した回路はまず UCV 本体に取り付け、電子ビームを用いた試験でその性能を評価し、最終的に KOTO 検出器への設置まで行った。

本章以降は次のような構成である。第 2 章でこれらの要求の詳細を述べる。第 3 章では要求に基づき回路の開発を行い、要求に対する開発結果を述べる。第 4 章では開発した全ての回路を実際のデータ取得の環境に近い形で運用し性能を評価する。第 5 章では検出器本体と開発した回路を実際の実験エリアに設置し動作検証するまでの過程を述べる。

第 2 章

信号用回路への要求

この章では初めに、新しい検出器に必要な信号用回路の全体の構成について述べる。その後 1.4 節で述べた要求をもとに各構成要素で必要な性能を決定する。

2.1 回路の全体構造

図 2.1 に UCV で生じたシンチレーション光を MPPC で検出し、その後 MPPC から出る信号の流れを示す。信号の増幅・整形を行う回路は主に 2 段階の構成になっており、MPPC からの信号の増幅と波形整形するための初段のフロントエンド回路、ゲインを調整し ADC に送る差動信号を作るための後段のバッファ回路から成る。シンチレーションファイバーによって構成される検出器の本体部分は真空チェンバー内部に設置される。MPPC で出力した信号を真空チェンバーの外に伝送した後に、回路で波形の増幅や整形を行う場合、波形を処理する前の伝送過程で外来ノイズがのり S/N が悪くなりやすい。そのため、フロントエンド回路を検出器本体と同様に真空チェンバー内部に設置することで MPPC の出力波形をすぐに処理するような設計にした。したがってフロントエンド回路には真空中での安定な動作が求められる。

回路の基本的なコンセプトは以下である。

- ファイバー端に取り付けられた MPPC の近くで信号を増幅する。
- MPPC からの長い出力波形を短く整形する。
- 波形整形後さらに信号を増幅しゲインを補うとともに ADC への差動信号を作る。

フロントエンド回路の基板には 24 個の MPPC が取り付けられ、ファイバーからの信号を受ける。フロントエンド回路内では信号の増幅と波形整形を行い、後段のバッファ回路へ信号を伝達する。

バッファ回路では、初めに入力の 24 個の信号を 2 個ずつ足し上げ、合計 12 チャンネルの信号を作る。これは KOTO 実験で使用する波形取得用の 500MHzADC のチャンネル数が限られており、使用可能な残りのチャンネル数が 24 個以下だったためである。また、外部からのノイズを抑えるために Ethernet ケーブルで差動信号を ADC へ入力する。そのためバッファ回路では足し上げた信号を増幅したのち、差動信号を作り出力する。

2.2 出力波高に対する要求

UCV のデータ取得に用いる ADC は 2.0 V のダイナミックレンジを持ち、$2^{12} = 4096$ カウントの範囲で値を記録する。最小電離粒子 (mip) が検出器を通過した際に得られる信号の大きさを ADC のレンジ内で記録するため、増幅回路でのゲインの値を次のように見積もった。

まず UCV に用いるファイバーの光量は事前に実験室で測定された。以下 MPPC で N 個の光電子が検出される

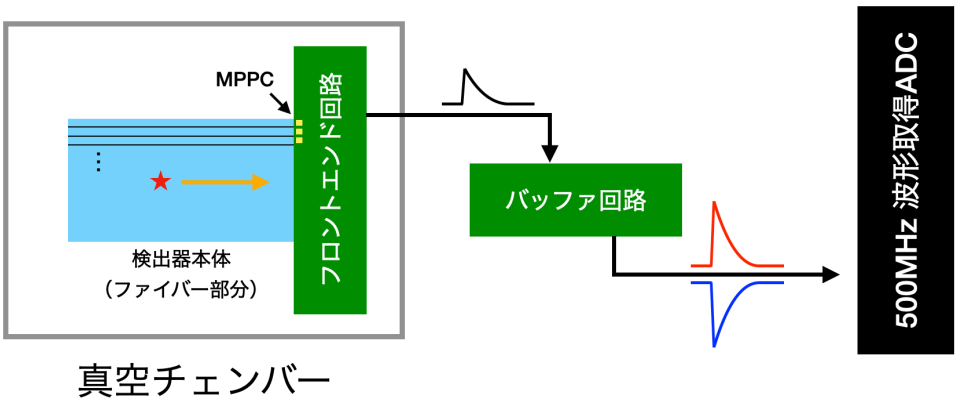


図 2.1　検出器と回路の構成。

時の光量を N p.e. と表す。ファイバー面を垂直に通る宇宙線のデータを取得し、光量のピークが N=10-15 p.e./mip であることが確認された[1]。また MPPC からの 1 p.e. に相当する波形を 50Ω の抵抗で受けて観測した場合、その波高は約 0.5 mV であった。したがって N=10-15 p.e. の光量の mip に対する波高は 5-7.5 mV である。今回 ADC のレンジで観測できる波高を、mip のピーク波高の 10 倍とすると、ADC への出力波高はシングルエンドで 100 mV/mip(差動信号で 200 mV/mip) 必要になる。したがって検出器の回路内では最大で 100 mV/5 mV=20 倍程度のゲインが得られるように設計する。

2.3　波形の時間幅に対する要求

UCV はビーム中に設置されるため、荷電粒子の他にも K_L や γ 線、中性子によるヒットがあり、高いヒットレートが想定される。プロトタイプの場合は各チャンネル毎に図 2.2 に示すレートを観測した。ビーム中心付近のチャンネルで約 0.6 MHz、全チャンネルの内少なくともどこか一つのチャンネルでヒットがあった場合のレートは約 2.6 MHz であることが分かった。

[1] ファイバー端に取り付けた反射材の有無やファイバーと MPPC 間の距離といった条件の違いに応じて値はばらつく。

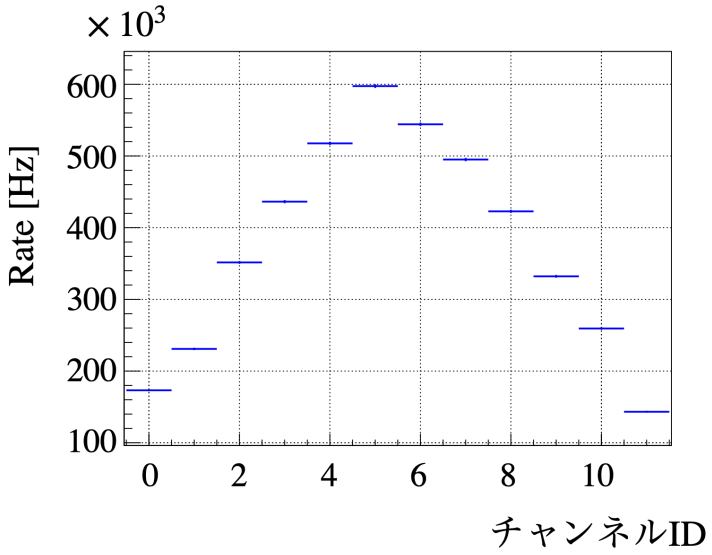


図 2.2　プロトタイプ UCV でのヒットレート。横軸はプロトタイプ UCV のチャンネル ID に対応する。チャンネル 5 と 6 がビームの中心位置に相当する。

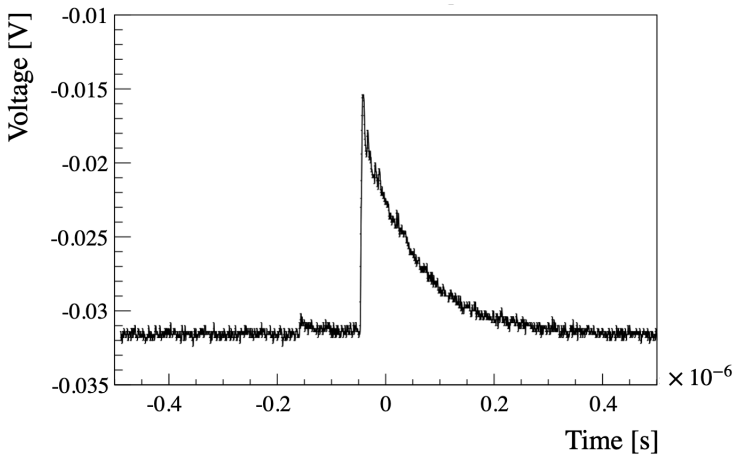


図 2.3　MPPC からの出力波形の例。

図 2.3 に示すように、ファイバーからのシンチレーション光を検出した時に、観測する MPPC からの出力波形の時定数は約 100 ns である。この長い時定数によって波形同士が重複し、ベースラインが変動したり、測定する波形のピークの時間がずれたりする可能性がある。そのため MPPC からの出力波形を回路内で短く整形する必要がある。簡単なモデルとして図 2.4 に示すような、時定数 τ の指数関数型の波形が重複する場合を考える。時定数の範囲内での波形の重複を考えると、$T = 2\tau$ の時間内において、$R = 0.6\,\mathrm{MHz}$ のレートで検出される波形が重複する確率 P は $P = 1 - e^{-RT}$ である[2]。今回はこの重複の確率が 5% 未満である事を要求する。この時、波形の時定数に関して式 (2.1) の条件を得る。したがって、波形の時定数が 40 ns 未満になるように整形する。

[2] 平均で RT 個の波形の重複があるときに、波形の重複がない時の確率はポアソン分布を仮定すると e^{-RT} である。

$$
\begin{aligned}
e^{-RT} &= 1 - P \\
RT &= -\ln(1-P) \\
\tau &= -\frac{\ln(1-P)}{2R} \\
&< -\frac{\ln(1-0.05)}{2 \times 0.6 \times 10^6} \sim 40\,\mathrm{ns}
\end{aligned}
\tag{2.1}
$$

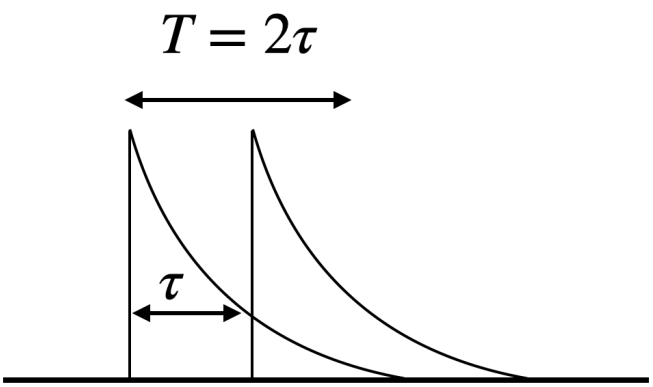


図 2.4　複数の波形の重複。

第 3 章

信号用回路の開発

この章では 2 章で述べた要求をもとに行った回路の設計と開発について述べる。3.1 節でフロントエンド回路の設計・開発、3.2 節でバッファ回路の設計・開発を述べた後、3.3 節で各要求に対する開発結果を述べる。

3.1　フロントエンド回路の開発

フロントエンド回路は、MPPC から出力される波形の増幅と整形を担う。合計 24 個の MPPC に対して信号処理を行い、後段のバッファ回路へ信号を伝送する。

3.1.1　回路の概要

フロントエンド回路の概要を図 3.1 に示す。MPPC からの信号を抵抗で受けて電流・電圧変換した後、オペアンプで信号を増幅する。その後、波形を短くするためのポール・ゼロ・キャンセル回路（3.1.3 節で説明する）で整形し、さらにもう一段信号増幅用のオペアンプを設けて十分なゲインを確保する。フロントエンド回路では 5 倍の電圧ゲインを得ることを課した。フロントエンド回路の出力を同軸ケーブルで真空チェンバーのフィードスルーを経由した後、外のバッファ回路に送る。合計 24 チャンネル全てがこれと同じ回路で構成される。

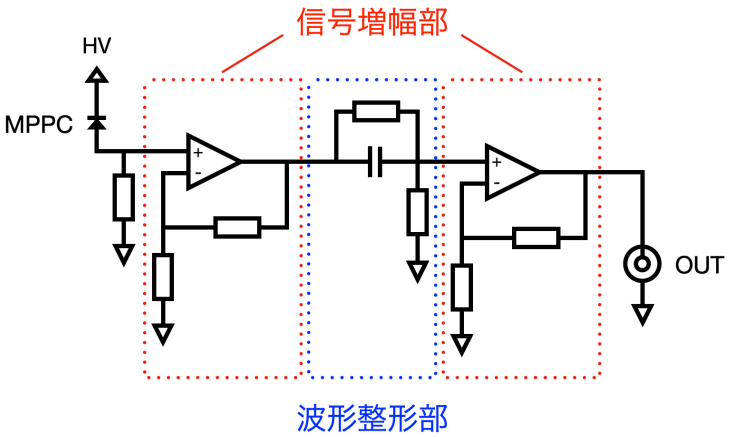


図 3.1　フロントエンド回路の構成。

3.1.2　アンプの選定

ここではフロントエンド回路の信号増幅部に使用するオペアンプについて述べる。今回使用するオペアンプの選定においては以下の点に留意した。

- 消費電力が小さい
- 高い周波数特性を持つ

これらの要素を持つオペアンプとして検討した候補を表 3.1 に示す。図 3.2 に示すように、候補の中では MAX4412 が消費電流も小さく、さらにゲインとバンド幅の積も 500 MHz と高い。したがって MAX4412 は本回路で使用できる性能を備えていると判断し、それを信号増幅用のオペアンプとして採用した。なお実際の運用時は正電源 +4 V、負電源-1 V を印加して使用することにより、わずかに負極側の振れる波形に対してもアンプの出力が対応するようにした。図 3.1 に示したように、1 つのチャンネルに増幅部を 2 つ設けており、いずれもこのアンプを使用した。この時の消費電力は 1 チャンネルで約 20 mW であった。このオペアンプの動作温度範囲は-40 °C から +85 °C であり、5 章で述べるように実際の温度変化は問題にならないレベルであった。

2 段実装したいずれの増幅部も図 3.3 のように 110 Ω、1.1k Ω の抵抗で非反転増幅回路を組んだ。各増幅部で $V_2/V_1 = 1 + R_2/R_1$=11 倍のゲインが得られるが、後述するように波形整形部で信号の減衰があったため最終的なゲインは $11^2 = 121$ 倍にはなっていない。

表 3.1　フロントエンド回路信号増幅用オペアンプの候補 [8, 9, 10]。

型番	消費電力	ゲイン・バンド幅積
AD8065	64 mW ($V_S \pm 5$ V)	145 MHz
AD8001	55 mW ($V_S = \pm 5$ V)	880 MHz
MAX4412	8.5 mW ($V_S = +5$ V)	500 MHz

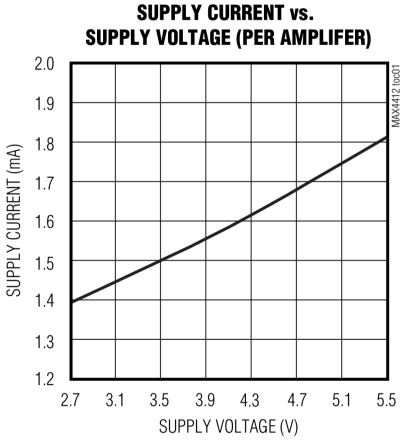


図 3.2　MAX4412 の供給電圧に対する消費電流。

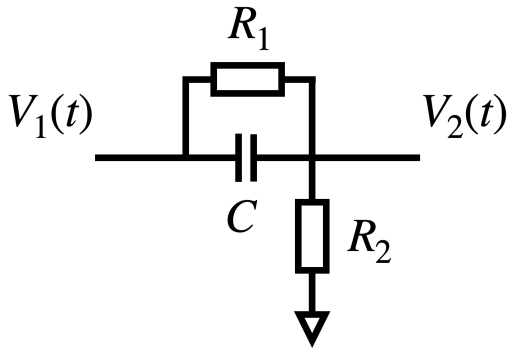


図 3.4　ポール・ゼロ・キャンセル回路の構成。

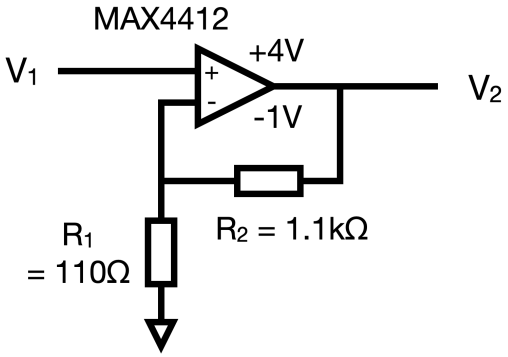


図 3.3　MAX4412 を用いた非反転増幅部。

3.1.3　波形短縮の原理

次にフロントエンド回路で重要な役割を果たす波形整形部について述べる。今回、波形の幅を短縮するために利用したのはポール・ゼロ・キャンセルと呼ばれる方法である。はじめにその原理と特徴を述べる。

図 3.4 に示すポール・ゼロ・キャンセル回路では、入力波形が $V_{in}(t) = V_0 \exp(-t/\tau_{in})$ で表される指数関数型の波形であることを前提とする。この回路のインピーダンスは、R_1 と C の並列部分で、式 (3.10) のように表される。

$$\frac{1}{1/R_1 + iwC} \tag{3.1}$$

このとき、入出力の伝達関数 F は式 (3.2) で表される。

$$\begin{aligned} F &= \frac{R_2}{\frac{1}{1/R_1+iwC} + R_2} \\ &= \frac{iw + \frac{1}{R_1 C}}{iw + (\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})\frac{1}{C}} \end{aligned} \tag{3.2}$$

複素数 s を用いて $s = iw$ とし、$\tau_1 = R_1 C$、$\tau_2 = ((\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2})\frac{1}{C})^{-1}$ とおくと、式 (3.2) は式 (3.3) のように表せる。

$$F = \frac{s + 1/\tau_1}{s + 1/\tau_2} \tag{3.3}$$

ここで指数関数 $f(t) = \exp(-at)$ に対するラプラス変換は式 (3.4) のように計算できる。

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[f(t)] &= \int_0^\infty \exp(-at)\exp(-st)\,dt \\ &= \int_0^\infty \exp(-(s+a)t)\,dt \\ &= \frac{1}{s+a}\end{aligned} \tag{3.4}$$

よってラプラス空間での出力関数 $\mathcal{L}[V_{out}(t)]$ を式 (3.3) の伝達関数 F と入力関数のラプラス変換 $\mathcal{L}[V_{in}(t)]$ から求める。

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[V_{out}(t)] &= F \cdot \mathcal{L}[V_{in}(t)] \\ &= \frac{s+1/\tau_1}{s+1/\tau_2} \cdot \frac{V_0}{s+1/\tau_{in}}\end{aligned} \tag{3.5}$$

式 (3.5) は、入力関数の時定数が $\tau_{in} = \tau_1 = R_1 C$ であるときに、出力関数のラプラス変換が式 (3.6) となることを意味し、逆変換によって出力関数が式 (3.7) と得られる。

$$\mathcal{L}[V_{out}(t)] = \frac{V_0}{s+1/\tau_2} \tag{3.6}$$

$$V_{out}(t) = V_0 \exp(-t/\tau_2) \tag{3.7}$$

以上より時定数が式 (3.8) で表される入力波形を、式 (3.9) の時定数を持つ波形で出力できることが示された。

$$\tau_{in} = \tau_1 = R_1 C \tag{3.8}$$

$$\tau_{out} = \tau_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \tag{3.9}$$

このようにパラメーター R_1、R_2、C を任意に選ぶことにより出力波形の時定数を設定できる。今回はコンデンサーを $C = 0.1\mathrm{nF}$ という値で固定して R_1、R_2 を選ぶことにした。

3.1.4　回路の動作検証

図 3.1 で設計した回路を 2 チャンネル分実装した基板の試作機を作り、その基本的な動作を確認した。入力として一定の波高を出力するファンクションジェネレーターを用いて、回路全体のゲインを調べた。入力波形には [11] で使用された、プラスチックシンチレーターに接続された MPPC の出力波形のテンプレート波形を利用し、波形の時間をスケールさせて指数関数の立ち下がりの時定数が約 100 ns になるように調整した。

ポール・ゼロ・キャンセル回路のパラメーターには $R_1 = 1.5\,\mathrm{k\Omega}$、$R_2 = 15\,\Omega$ を用いた ($\tau_{in} = 150\,\mathrm{ns}$)。入力波形は 1 段目の増幅部分を通過した後にポール・ゼロ・キャンセル回路へ入る。ここで $\tau_{in} = 150\,\mathrm{ns}$ が入力波形の時定数 100 ns と異なるのは、開発時点では実際の入力波形を正確に測定できていなかったためである。

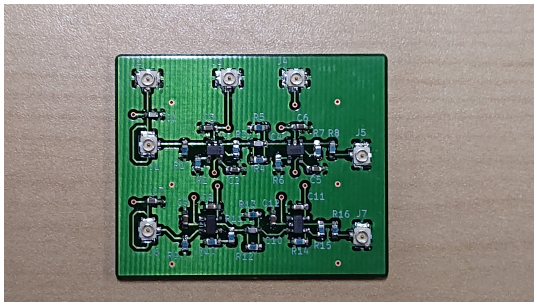


図 3.5　2 チャンネル試作機のフロントエンド回路。

図 3.6 に入力波形に対するフロントエンド回路の応答を示す。入力波形はフロントエンド回路の出力部で約 5 倍に増幅され、時定数は 30 ns 程度に短縮されている。ここで波形の時定数に着目すると、$R_1 = 1.5\,\mathrm{k\Omega}$、$R_2 = 15\,\Omega$、$C = 0.1\,\mathrm{nF}$ というパラメーターは、式 (3.9) によると、$\tau_{out} = 1.5\,\mathrm{ns}$ という小さい時定数に対応する。つまり 3.1.3 節で述べた原理通りには波形を出力していない。

また、式 (3.7) で示したようにポール・ゼロ・キャンセル回路では指数関数型の入力波形に対してその出力波形の振幅は同じになる。しかし、ポール・ゼロ・キャンセル回路前後での波形を見ると、直前では 1 段目のアンプにより波高の電圧が約 10 倍に増幅されている一方、直後には大きく減衰している。その後 2 段目のアンプがその波形を増幅した結果、回路全体として 5 倍程度のゲインを得ている。

このようにフロントエンド回路の性能としては、およそ 5 倍のゲインと 50 ns 未満の短い時定数を持つ波形を出力した。しかし上述したように、ポール・ゼロ・キャンセル回路で選択したパラメーターによって、想定される波形が観測できなかった点を踏まえると、開発段階でパラメーターをより最適化する必要があった。この点に関しては 6 章で考察する。

(a)　(b)

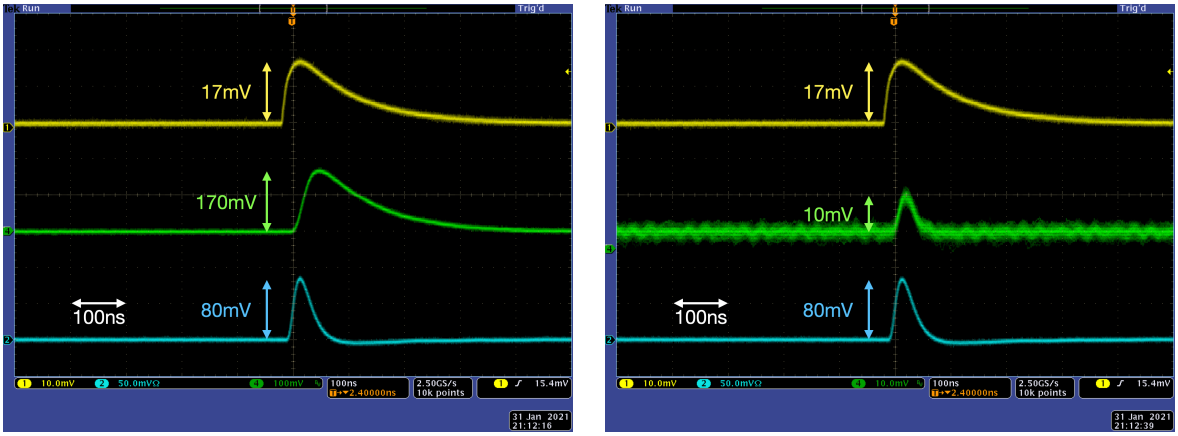


図 3.6　ファンクションジェネレーターの入力波形に対する回路の応答。黄色が入力波形で青色が出力波形。緑色はプローブで観測したポール・ゼロ・キャンセル回路直前 (a) と直後 (b) の波形を示す。

3.2　バッファ回路の開発

バッファ回路はフロントエンド回路からの計 24 個の信号を受け取り、2 つずつ足しあげてチャンネル数を半分にする。さらにゲインの調整と ADC に送る差動信号を作る役割を担う。

3.2.1　回路の概要

バッファ回路の概要を図 3.7 に示す。この回路ではフロントエンド回路の出力信号が入力となる。フロントエンド回路では 24 個の MPPC に対して一つずつ信号処理を行なった。バッファ回路ではこの 24 個の信号を入力部分で 2 つずつ足す。初めに 51 Ω の抵抗を用いて、フロントエンド回路の出力部と接続するための 50 Ω インピーダンスの同軸ケーブルとインピーダンス整合を行い、その後オペアンプで信号を反転増幅する。また、ADC へ差動で出力するために、さらにオペアンプでもう一度反転した信号を作る。正負の信号それぞれに対して分圧回路で最終的なゲインを調整する。この回路全体ではシングルエンドの出力で約 4 倍（フロントエンド回路と合わせて 20 倍）のゲインが得られることを課した。また、オペアンプで生じるオフセット電圧を消すために、出力手前にコンデンサーを置いた。最後に正負の差動信号をそれぞれ Ethernet ケーブルを通して ADC まで送る。

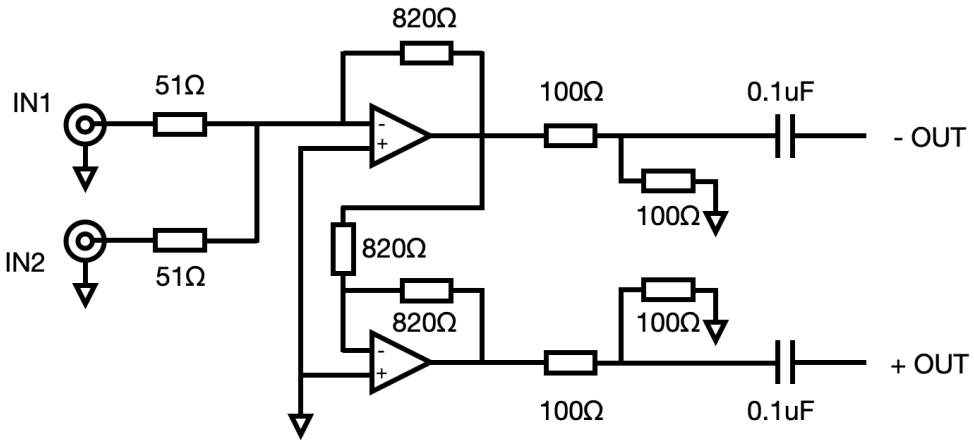


図 3.7　バッファ回路の構成。

3.2.2　アンプの選定

バッファ回路に用いるオペアンプはフロントエンド回路で用いるアンプを選定した際に挙げた候補の中から同様に選定した。フロントエンド回路と異なり、バッファ回路は真空チェンバーの外部に設置する。そのためこの回路での温度の上昇は空冷によって抑えられる。さらにバッファ回路に入力する信号は、フロントエンド回路で整形した短い波形であるため、高い周波数成分を持つ。よってオペアンプとしてはゲインとバンド幅の積が大きいものが望ましい。以上より、本回路で使用するオペアンプとして AD8001 を採用した。

3.2.3　回路の動作検証

フロントエンド回路と同様に、図 3.7 で設計したバッファ回路を基板の試作機に実装して、その動作を検証した。この回路では増幅用のオペアンプで約 16 倍 (=820/50) のゲインを得た後、図 3.8 に示すような分圧回路で電圧波

高を調整する。オペアンプによる増幅後の電圧 V_1 に対して、抵抗 r_2、r_3 とコンデンサーのつくる合成インピーダンス Z は、式 (3.10) で表される[1]。

$$\begin{aligned} Z &= r_2 \parallel (Z_C + r_3) \\ &= \frac{100(\frac{1}{iwC} + 50)}{100 + \frac{1}{iwC} + 50} \\ &\sim \frac{100}{3} \end{aligned} \tag{3.10}$$

ここで容量 $C(= 0.1\,\mu F)$ のコンデンサーのインピーダンスを $Z_C(= 1/iwC)$ と表した。時定数 ∼40 ns の波形に対しては $Z_C \sim 0$ である。式 (3.11) のように、この分圧によって電圧波高は約 1/4 になる。よってバッファ回路によるゲインは約 4 倍 (=16/4) である。

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= \frac{Z}{r_1 + Z} \\ &\sim \frac{\frac{100}{3}}{100 + \frac{100}{3}} \\ &= \frac{1}{4} \end{aligned} \tag{3.11}$$

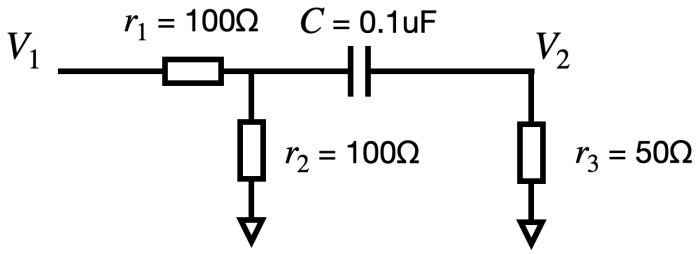


図 3.8　分圧回路によるゲインの調整。最終的なシングルエンドの出力を ADC の抵抗 $r_3(= 50\,\Omega)$ で受ける。

3.1.4 節と同様に、一定の大きさの入力に対して回路のゲインを確認するため、ファンクションジェネレーターから 3.1.4 節で用いた入力波形をフロントエンド回路に入力し、その出力波形をバッファ回路に入力した。これによりフロントエンド回路と合わせた回路全体の増幅度を確認した。このときの入力の数は 1 つであり、入力信号の足し上げは行なっていない。

図 3.9 に示すように、フロントエンド回路とバッファ回路を合わせて、入力波形から出力波形に約 18 倍増幅している。バッファ回路での波形の変化も問題なく、短く整形された波形を保ったまま最終的に出力している。最終的な差動出力の波形（図 3.9 赤色）を見ると、ピーク後に undershoot が見られた。これは前段のフロントエンド回路におけるポール・ゼロ・キャンセル回路で生じたものである。

[1] 並列接続部分の合成インピーダンスを‖を用いて表現している。

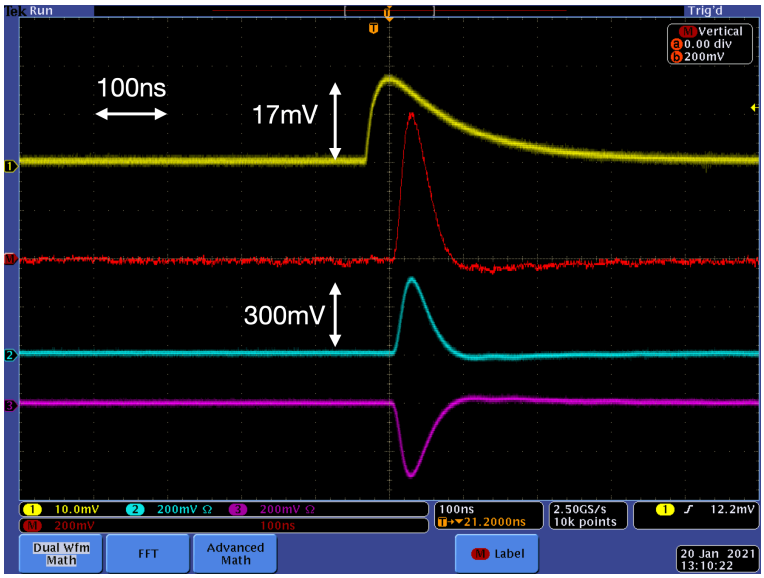


図 3.9　フロントエンド回路とバッファ回路による増幅。黄色がファンクションジェネレーターの入力波形で、青色と紫色がそれぞれバッファ回路からの正負の出力波形。赤色は正負の差分を表示している。

3.2.4　入出力波高の線型性

バッファ回路では入力部分で 2 つのチャンネルを足し上げる。そのため信号が線形に足し上げられているかを確認した。ファンクションジェネレーターで同期した 2 つの波形をバッファ回路に入力し、片方の入力電圧の大きさを変えて、出力の大きさを測定した。図 3.10 に示すように、同期された 2 つの入力は線形に足し上げられていることを確認した。

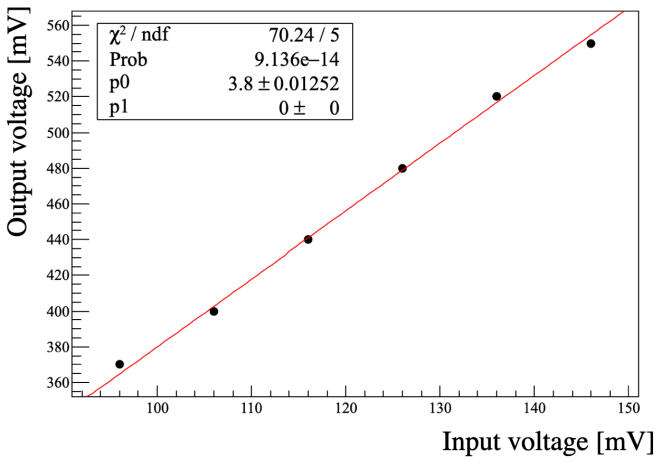


図 3.10　バッファ回路で入力を足し上げた出力と 2 つの入力電圧の和の関係。

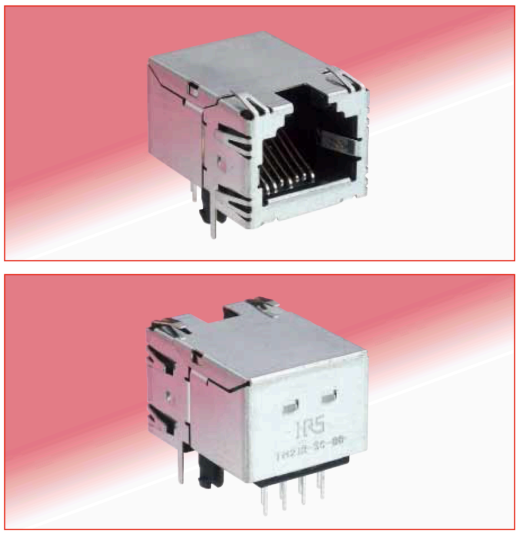


図 3.11　RJ-45 コネクター [3]。

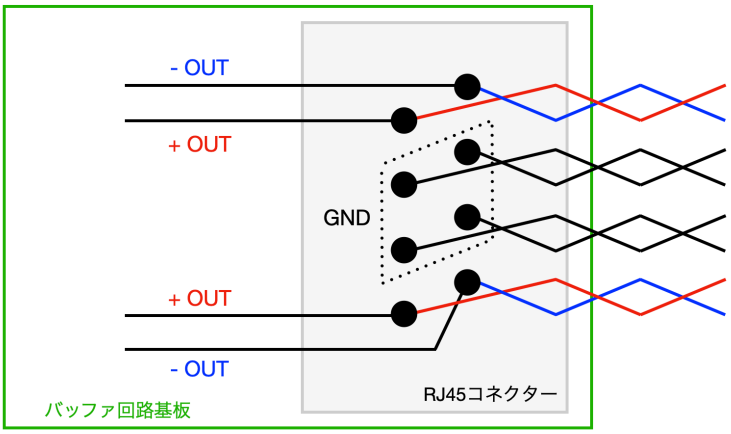


図 3.12　コネクターとケーブルの接続部分。

3.2.5　差動出力

差動で出力するために、バッファ回路の出力部分には図 3.11 に示す RJ-45 というコネクターを使用した。これは KOTO 実験での標準的な方法で、このコネクターに Ethenet ケーブルを接続し、ADC にアナログ信号を伝送する。図 3.12 に示すように、信号伝送に用いる Ethernet ケーブルは中に 4 組のツイストペアケーブルを持っており、コネクター部分の外側の 2 組を信号用に使用し、内側の 2 組はグラウンドとして使用した。この方法により合計 12 チャンネル分の出力を 6 本のケーブルを用いて伝送した。

3.2.6　クロストーク

チャンネル間でのクロストークの影響を次のように確認した。バッファ回路の入力部分の 1 箇所に信号を入れた時に、入力の無い隣接チャンネルがどのような波形を出力するかをオシロスコープで観測した。図 3.13 で示すように、OUT 0 は IN 2 に対する出力である OUT 1 と同じ Ethernet ケーブルを共有している。IN 2 に入力波形を

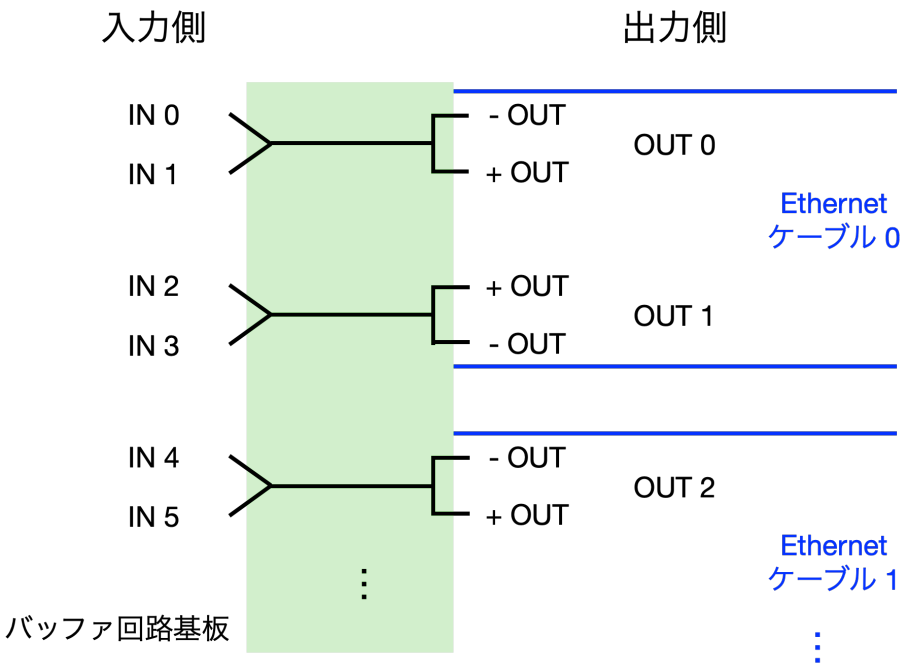


図 3.13　バッファ回路での入出力チャンネルの位置関係。

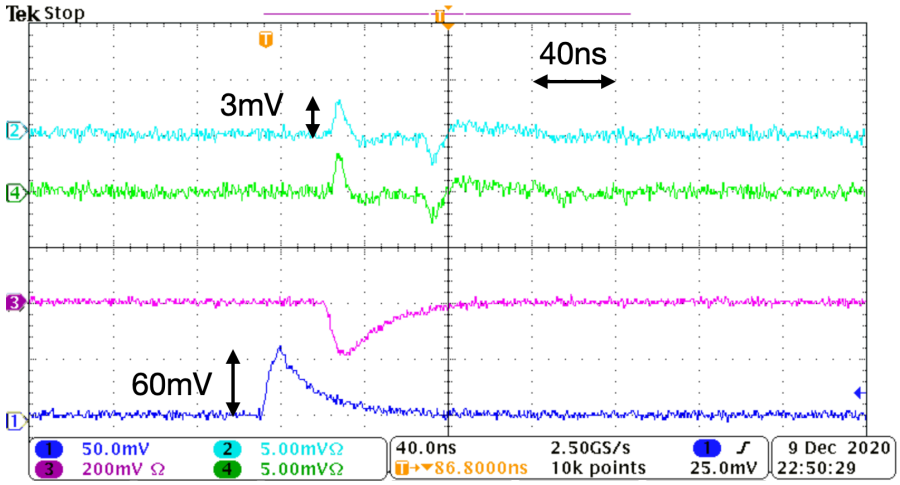


図 3.14　チャンネル間のクロストーク。青色は CH(IN) 2 に入れた入力波形。赤色は CH(IN) 2 に対応した出力 CH(OUT) 1 での出力波形。緑色と青色はそれぞれ CH(OUT) 0 での正と負の出力波形。

入れ、OUT 0 で出力波形を見ると、図 3.14 に示すように正負いずれの出力側でも同相の波形が現れた。波形は単一のパルス状ではなく、正負の両方向に振れる形で発生した。この波高の大きさは入力波高に対しておよそ 5% であった。

また、図 3.13 の IN 3 に入力波形を入れた時も、同じく OUT 0 でクロストークが観測された。しかし、図 3.13 の IN 2 に入力波形を入れた時、別のケーブルの OUT 2 ではクロストークは観測されなかった。

バッファ回路のこのような挙動に対して、もし入力部分でクロストークがあった場合には、正負それぞれの出力が、本来の設計したような差動信号を示すはずである。しかし実際のクロストーク波形は、両極で同相な波形を出力したため、入力部分でクロストークは生じていないと考える。また、ファンクションジェネレーターと基板の設

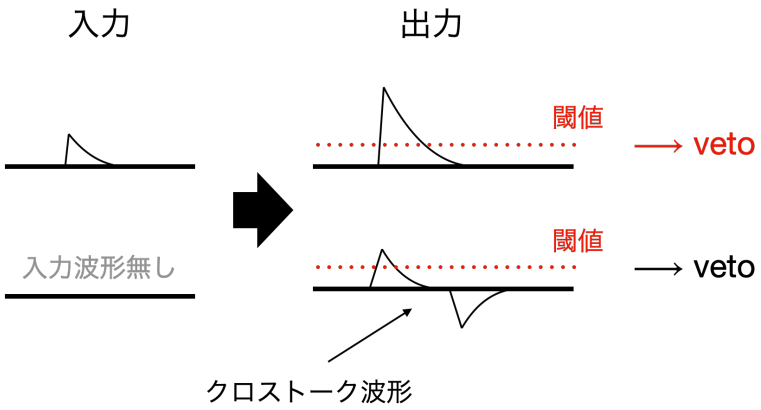


図 3.15　クロストークによる veto への影響。隣接するチャンネルでクロストーク波形が生じた場合、それが閾値を超えて veto の条件を満たしたとしても、入力のあったチャンネルでも同様に veto の条件を満たす波形が出力される。

置位置を離したり、基板を金属のケースで遮蔽して同様の確認を行なった場合でも、クロストークの現れ方に差はなかった。そのため、ファンクションジェネレーターで電磁ノイズが生じ、その電磁波が回路入力部に乗ってクロストークとして現れたという可能性も低い。

クロストークの与える影響を次のように考える。まず、クロストークは両極の出力で観測されたが、実際はこれらの差分の波形を ADC で記録する。両極で同相の波形を持つため、クロストークの効果はこれらの差分には影響しない。

さらに検出器の veto の機能という観点では、たとえ最終的な出力にクロストークがあったとしても次の理由でその影響は小さいと考える。図 3.15 に示すように、UCV の信号を解析する際、隣接するチャンネルに入力があり、入力のなかったチャンネルで生じた波形が、信号として認識されるための閾値を超えると、その事象は UCV による veto に寄与する。しかし、元々入力波形があったチャンネルの出力波形はクロストーク波形よりも大きいため、クロストークの有無にかかわらずその事象を veto する。したがって検出器全体の veto レートの増加やそれに伴う信号損失はないと考える。

3.3　要求に対する開発結果

最後に、フロントエンド回路とバッファ回路を開発した結果を 2 章の要求と照らし合わせる。波高は回路全体で約 18 倍に増幅された。これは要求である 20 倍には届いていないが、mip のピークを ADC のレンジ内で観測する増幅度としては問題ない。なお実際に ADC を用いてデータを取得した結果については、4 章で述べる。

波形は時定数を 40 ns 未満に整形できた。ただし、ポール・ゼロ・キャンセル回路の原理に基づく想定通りの波形を得られなかったことや、波形のピーク後にわずかに undershoot の構造が見られたことから、波形整形のパラメーターをより最適化する必要があったと考える。

回路の発熱による基板の温度の変化については、5 章での真空中での動作確認で述べる。

第 4 章

電子ビームを用いた性能評価

この章では東北大学電子光理学研究センター (ELPH) で行った、電子ビームを用いた試験について述べる。この試験では開発した回路を用いて、本番の実験環境に近い形でデータ取得を行った。

4.1 ビーム試験の目的

このビーム試験では、開発した UCV の性能を評価するために 584 MeV の電子ビームを用いて実験を行なった。主な目的は、プロトタイプの UCV で問題となった検出器の不感率を測定することである。UCV にビームを照射する際に、ビーム軸に対して UCV の位置を移動させたり、検出器をいくつかの角度に設定し、不感率を測定した。また、今回の試験で初めて、KOTO 実験で標準の波形取得 ADC を用いてデータ取得を行なった。本番に近い状態でデータを取得し、開発した回路が ADC のダイナミックレンジに対して適切な範囲に信号を増幅できているか、開発時のような短い波形出力できているかをそれぞれ確認した。さらに、ビーム試験の現場で観測した波形のノイズレベルと信号に設定するの閾値から、検出器で得られる S/N 比を求めた。

4.2 セットアップ

図 4.1 にビーム試験のセットアップを示す。座標系は、右手系でビーム軸上で下流向きに Z 軸をとり、水平方向、鉛直上向きにそれぞれ X 軸、Y 軸をとる。UCV はトリガー用に使用したカウンターに挟む形で設置した。トリガーカウンターにはいずれもプラスチックシンチレーターを用いた。その大きさは、上流側では 60 mm(X)×50 mm(Y) で、下流側では 200 mm(X)×40 mm(Y) のカウンター 2 つを 60 mm 重ねて設置し、実質 60 mm(X)×40 mm(Y) とした。また、そのほかにもプロトタイプの UCV やトリガーカウンターを設置したが、基本的には上で述べた上流カウンターと下流カウンターを UCV のトリガーとして用いた。

UCV の設置部分には、X 軸方向に移動可能な自動ステージを用い、さらにその上に高さを手動で調節できるジャッキを乗せた。この上に UCV を設置し、ビーム軸に垂直な XY 平面で UCV を移動できる。本番では UCV を構成するファイバーが鉛直方向に並ぶよう設置するが、今回のビーム試験では、図 4.2 に示すように、ファイバーが水平な方向に並ぶように設置した。なお UCV を構成する全 24 チャンネル（バッファ回路での足し上げ前）の内、18 チャンネルが UCV の内側の領域を担い、残りの 6 チャンネルが外側の領域を担う。外側のファイバーで構成される面は内側の領域に比べて 45 度傾いている。

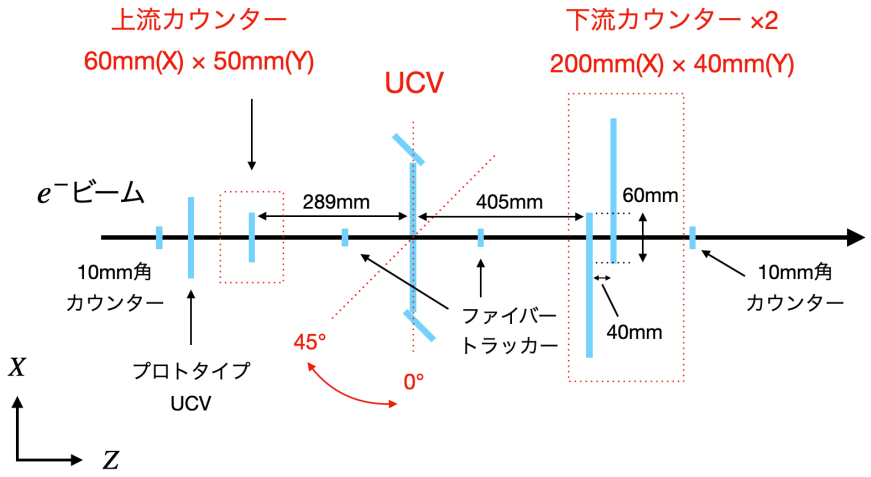


図 4.1　ビーム試験時の UCV とトリガーカウンターのセットアップ。

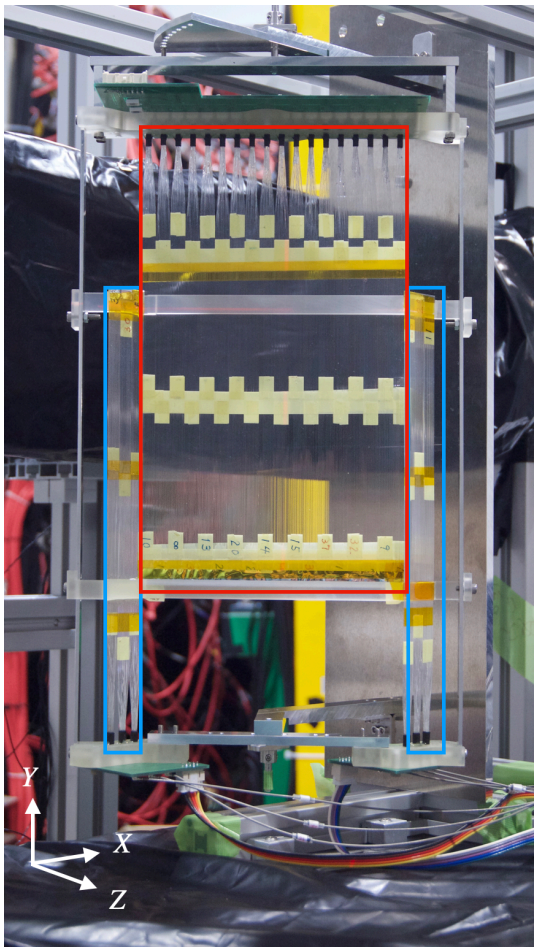


図 4.2　ビーム試験時の UCV の設置方向。図は UCV を Y 軸周りに 45 度傾けた時、下流側から見たときの概観。赤線で囲まれた部分が 18 個の MPPC で読み出され、青線で囲まれた部分が 6 個のチャンネルで読み出される。

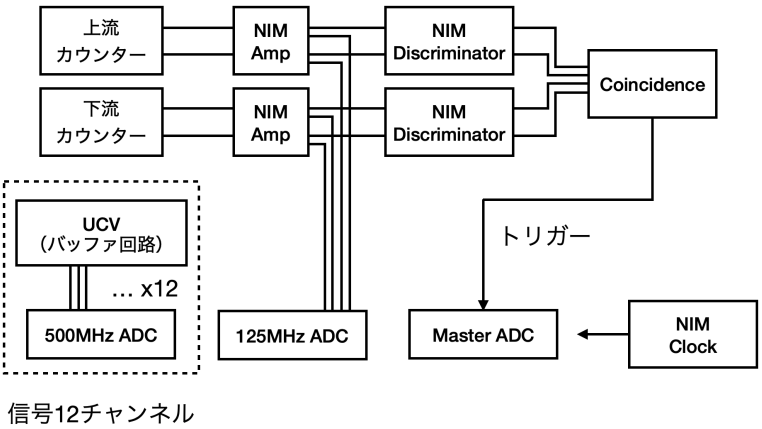


図 4.3 データ取得の概要図。バッファ回路からの出力 12 チャンネルを 500MHzADC で記録した。トリガーカウンターの信号は NIM アンプで増幅後、125MHzADC で波形を記録するとともに、ディスクリミネーターでロジック信号を作り全トリガーカウンターの AND をとってトリガーを生成した。上流カウンターは 1 枚のシンチレータープレートを両側から読み出すため、2 つチャンネルが存在する。

次に、図 4.3 にデータ取得の概要図を示す。UCV のデータ取得には KOTO 実験で実際に使用する波形取得用のサンプリング周波数 500 MHz の ADC を用いた。UCV の 12 チャンネルの信号を、バッファ回路から ADC に送った。トリガー用のカウンターの信号は NIM のアンプモジュールで増幅し、ディスクリミネーターでロジック信号を生成した。その後、カウンター同士のコインシデンスをとった信号を UCV のデータを取得するためのトリガーにした。トリガーは Master ADC に送られ、Master ADC の信号が閾値を超えた時に波形データを記録する。またトリガーカウンターの信号もアンプで増幅した後に 125 MHz の ADC で波形を記録した。

4.3 ビーム試験での評価

4.3.1 ノイズレベル

ノイズの大きさを測定するために、NIM のクロック信号を用いてランダムトリガーを生成し、データを取得した。まず回路に由来するノイズの大きさを調べるために、オペアンプへの電圧のみを供給し、取得した異なる波形たちのばらつきを確認した。次に、MPPC のダークノイズの寄与も確認するために MPPC への逆バイアス電圧も同時に供給して出力のばらつきを確認した。いずれも図 4.4 に示すように出力波形のサンプルがベースライン付近でばらつく。この全サンプルの ADC 値の分布の標準偏差をノイズレベルと定義した。

MPPC への逆バイアス電圧を印加しているときは、MPPC のダークノイズの影響で ADC の値が大きい側に分布の裾野が伸びている。このノイズは MPPC が放射線損傷を受けるとダークノイズの増加とともに増大する。また、オペアンプへの電圧のみを印加した場合の、チャンネル毎のノイズレベルを図 4.5 に示す。チャンネルを通してノイズレベルは約 9.25 ADC カウントであった。S/N 比については 4.3.4 節で述べる。

4.3.2 波形の増幅度と時間幅

以下、ビーム軸に対する検出器の角度が等しい、UCV の内側のチャンネル（チャンネル 0-8）のみを扱う。まず検出器の角度を 0 度（ビーム軸に対して垂直）に設定した時に観測された、波形のピークの高さに対応する ADC 分布を図 4.7 に示す。図 4.6 に示すように、この時ピークに対応する時間が 70-100 clock(=2 ns) の時間範囲に含まれることを要求した。ペデスタルと mip に相当するピークが観測され、ペデスタルは電子がこのチャンネル以外を

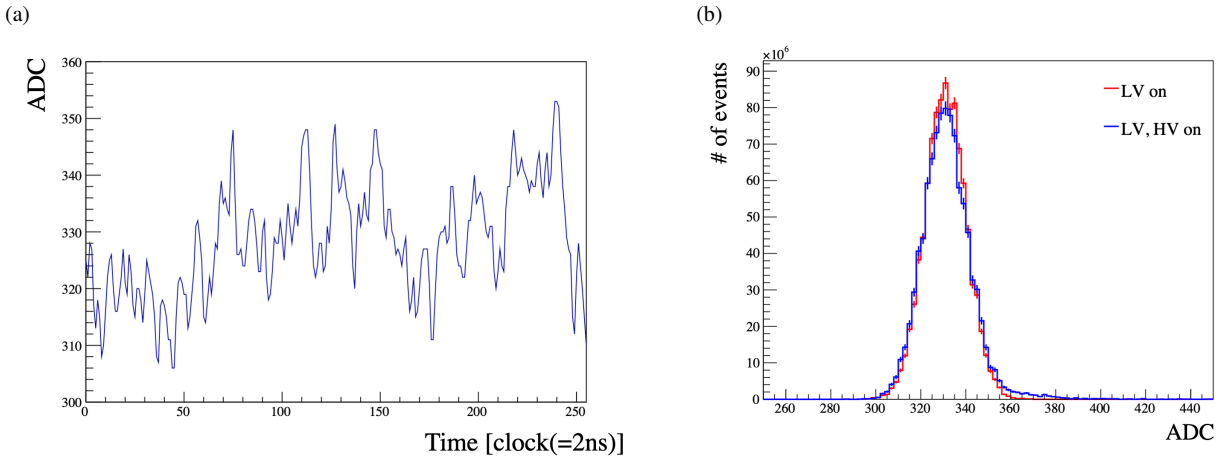


図 4.4　ADC で測定した回路のノイズレベル。(a)ADC で観測した出力波形。(b) 波形の全サンプルの ADC 値の分布。赤色がオペアンプへの低電圧を印加した場合で青色が MPPC への高電圧も同時に印加した場合。

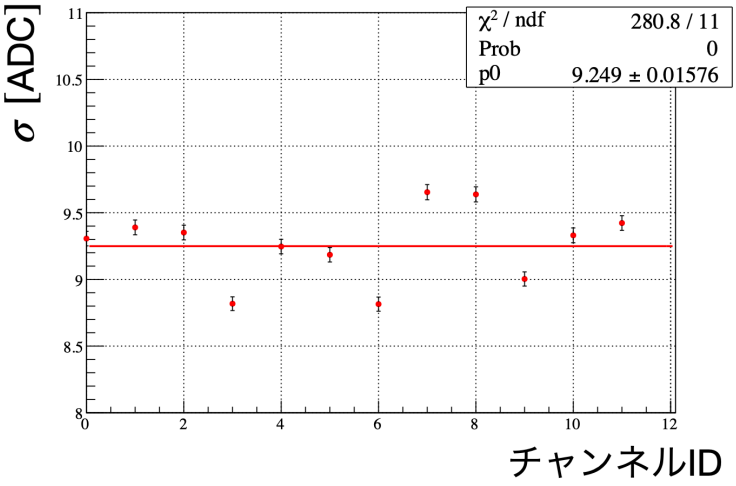


図 4.5　チャンネル毎のノイズレベル。

通ってトリガーされた事象によるものである。また mip のピークは UCV での電子のエネルギー損失を表している。チャンネル毎に mip ピークをガウス関数でフィットして得た ADC の平均値を図 4.8 に示す。mip に相当する波高の ADC 値はチャンネル毎にばらついており、チャンネル 0 と 6 では他のチャンネルの 0.8 倍である。この原因の一つは、図 4.9 に示すように、開発した UCV の光量がチャンネル毎にばらついていることである。その他の理由としては、チャンネル毎に回路のゲインや ADC の電圧に対する応答がばらついていることも考えられるが、これらについては現段階では検証できていない。

この mip の ADC 値はバッファ回路でおよそ 377/4096×2 V/2≃92 mV（シングルエンド）の出力に相当する。mip の光量が約 12.5 p.e. で、1 p.e. の波高が約 0.5 mV に相当するとき、(93 mV)/(0.5 mV/p.e.)/12.5 p.e.≃15 倍の増幅をしたことになる。これは開発時に得た約 18 倍のゲインと概ね一致するが、今回のビーム試験で用いたケーブルが開発時に使用したものよりも約 3 倍長いことから、伝送の過程で波高が減衰した可能性がある。

次に、得られた mip 相当の波形を確認する。mip に対応する ADC 値の半分から 1.5 倍までの範囲に波高の ADC 値を持つ事象をランダムに 1000 事象選んだ。時間の条件については、同様に 70-100 clock(=2 ns) 内にピークが存

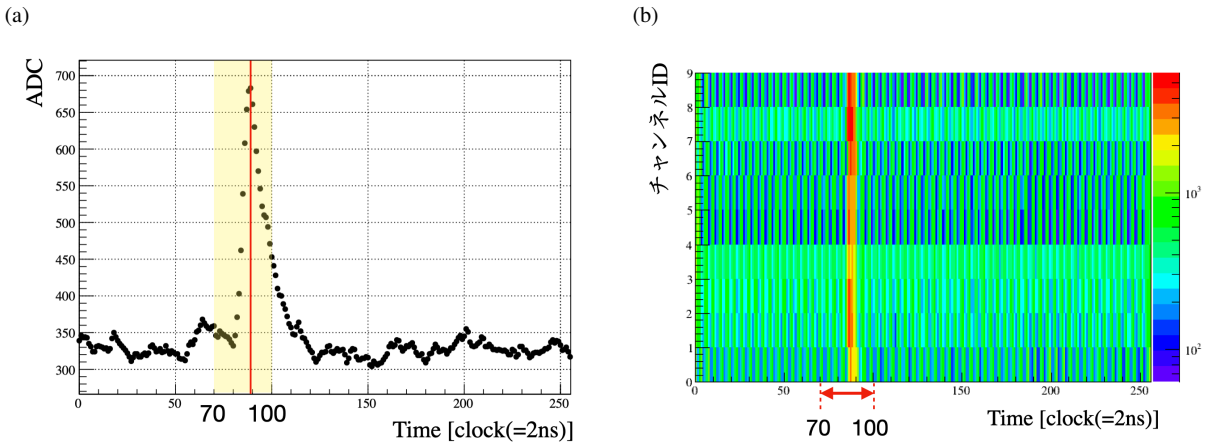


図 4.6　ピークに対応する時間に要求する時間範囲。(a) 実際に ADC で観測された波形。赤線が波形のピークに対応する時間。(b) チャンネル毎のピークに対応する時間の分布。

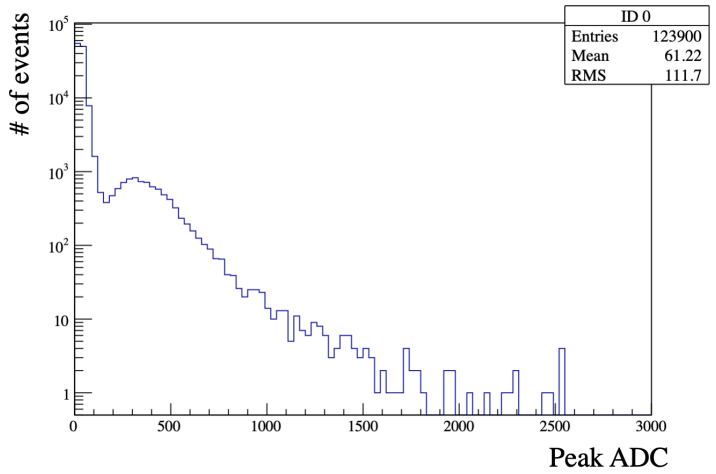


図 4.7　観測された波高の ADC 値の分布。

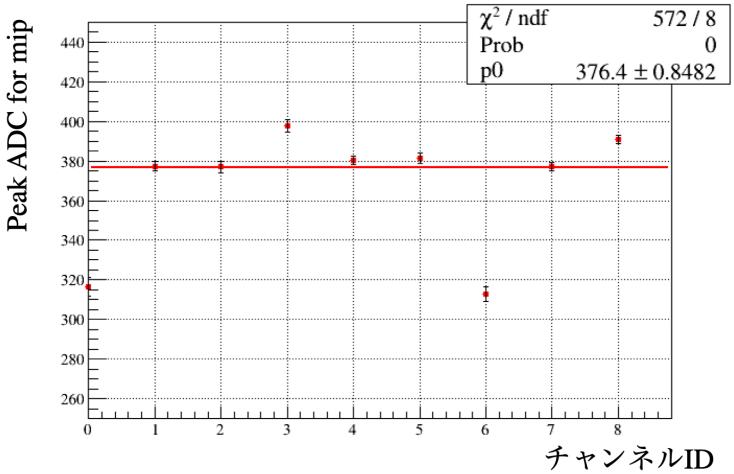


図 4.8　チャンネル毎の mip ピークに相当する ADC 値。

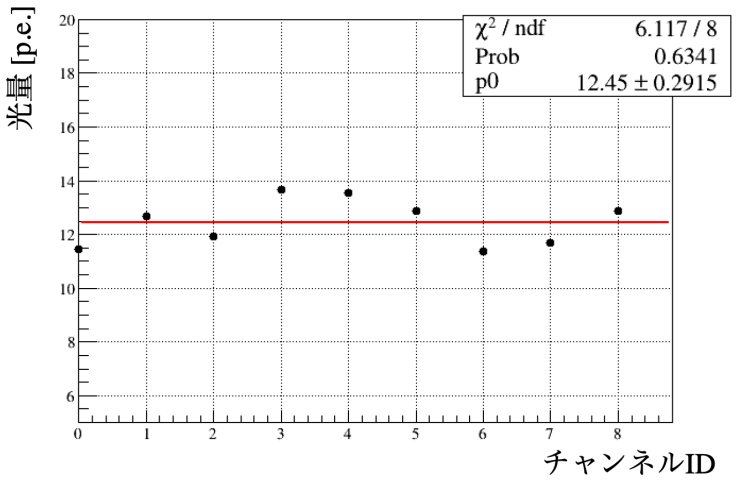


図 4.9　mip に対応するファイバーの光量。1 p.e. の波高に対応する ADC 値で較正されている。

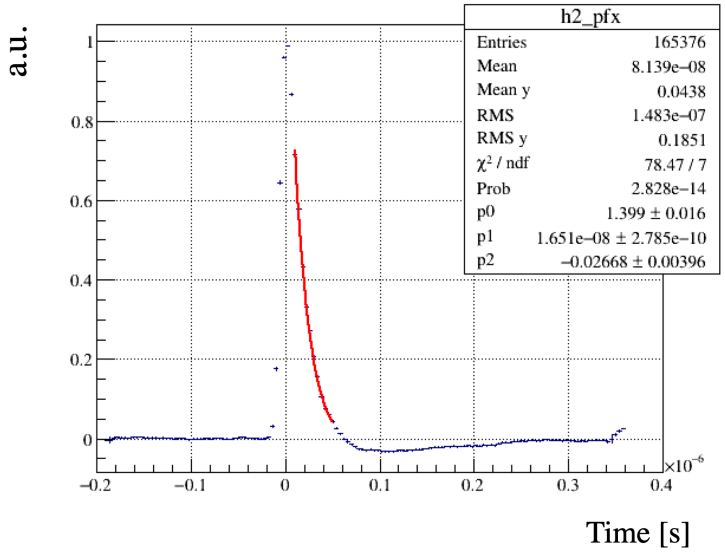


図 4.10　規格化した 1000 波形の平均波形。波形の立ち下がりの時定数は 20 ns 未満である。また波高の 5% 程度の大きさの undershoot がある。

在する事象を選んだ。これらの波形からペデスタルを引いた後に、波高を 1 に規格化し、ピークに対応する時間が 0 ns に一致するように平行移動させた。これらの波形の各点での平均をとった波形を図 4.10 に示す。立ち下がりの時定数が 20 ns 未満の波形が得られ、開発時に得られたような波形が確認できた。なお、波形には波高に対して 5% ほどの大きさの undershoot が出ている。

4.3.3　閾値の設定

次に、検出器の不感率と信号の閾値について述べる。観測した波形が信号であると判定するために、波形のピークの高さに対して閾値を設定する。検出器の不感率は設定する閾値に依存し、閾値が高いほど不感率は大きくなる。不感率を計算するために、検出器で取得したデータの中から次の条件を課して事象を選別した。

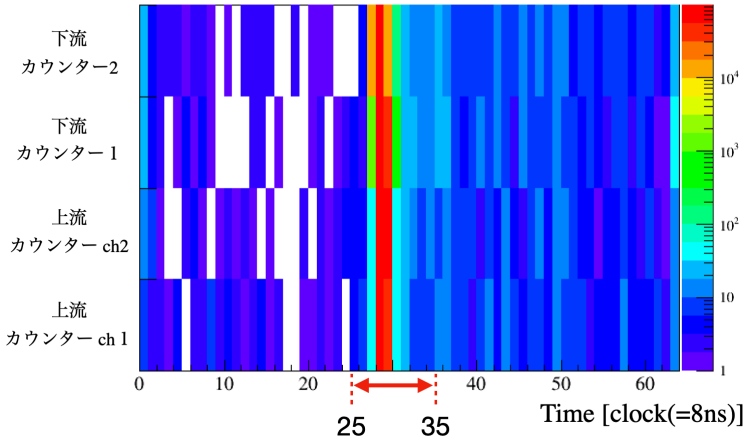


図 4.11　トリガーカウンターで記録される波形のピークに対応する時間の分布。上流カウンターの両側読み出しに対応する 2 つのチャンネル（上流カウンター ch 1、上流カウンター ch 2）と、2 つの下流カウンター（下流カウンター 1、下流カウンター 2）で測定されたピークに対応する時間が 25-35 clock 内にある事を要求する。

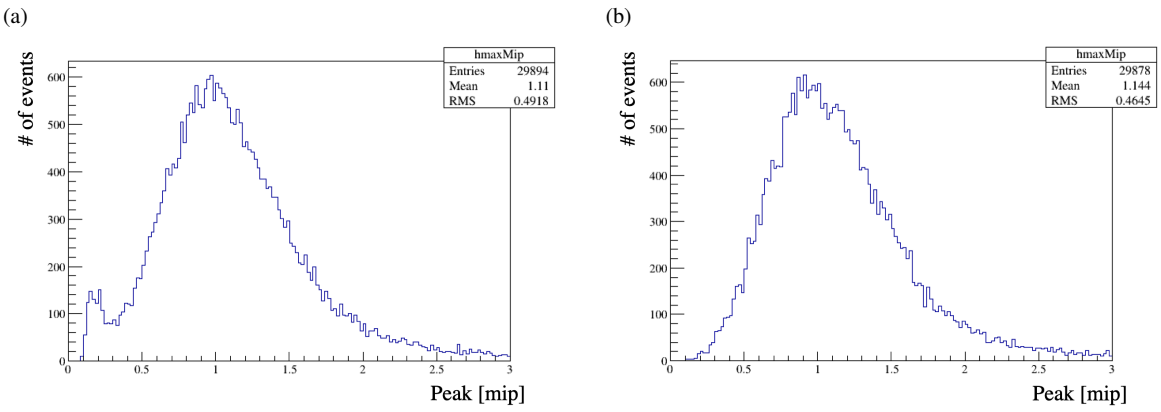
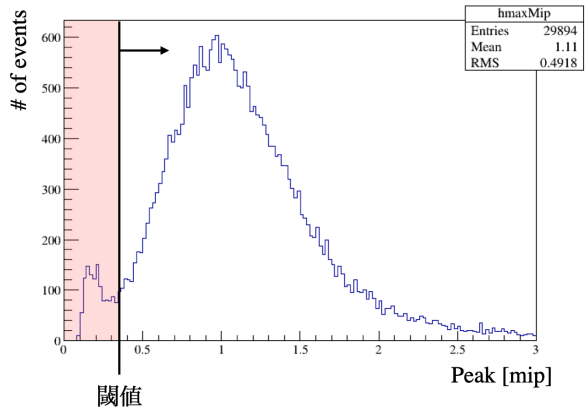


図 4.12　観測された最大の波高に対応する ADC 分布。横軸はそれぞれの角度で mip ピークに相当する ADC 値で規格化している。(a) 検出器の角度が 0 度の場合。(b) 検出器の角度が 25 度の場合。

- 図 4.11 に示すようにトリガーカウンターで記録された波形のピークが 25-35 clock(=8 ns) の時間範囲内に存在する

UCV の全チャンネル (0-8) の中で最大のピーク波高の ADC 分布を図 4.12(a) に示す。横軸の値が 0 付近で小さなピークの構造が見えるが、これはファイバーのクラッド部分を通過する電子の影響である。1.13 節で述べたように、検出器の角度を大きくすると、電子がファイバーのクラッド部分のみを通過する確率は小さくなるため、その影響は小さくなる。実際に検出器の角度を 25 度に設定して取得したデータでは、図 4.12(b) に示すように、その寄与は小さい。図 4.13 にそれぞれの角度での、検出器の不感率と閾値の関係を示す。ここで不感率が 5% となる閾値をチャンネル毎に決めた。検出器の角度が 0 度の場合で mip のピーク波高の 0.38 倍、25 度の場合で mip のピーク波高の 0.52 倍に相当する波高が閾値となった。

(a)



(b)

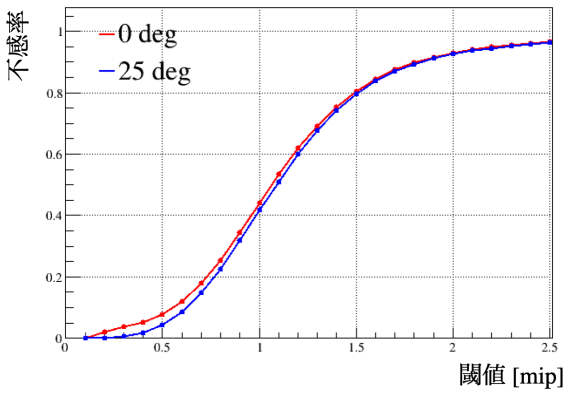


図 4.13　検出器の不感率と閾値の関係。(a) 図 4.12 で得たヒストグラムで、閾値以上の大きさの波高を持つ事象を信号として認識する。そのためヒストグラムの全事象の内、閾値以下の赤い領域内の事象の割合が不感率に相当する。(b) 赤色が検出器の角度が 0 度の場合、青色が検出器の角度が 25 度の場合。

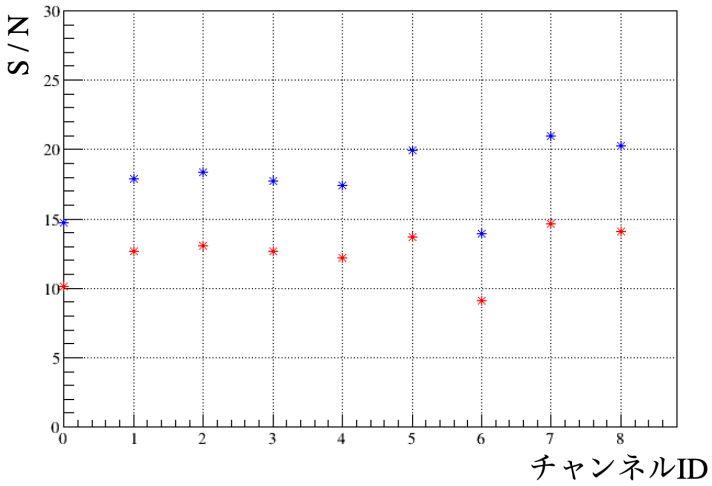


図 4.14　検出器の S/N 比。赤色が検出器の角度が 0 度の場合。青色が検出器の角度が 25 度の場合。

4.3.4　検出器の S/N 比

次に検出器の閾値に対する S/N 比について述べる。4.3.3 節で得た閾値は、各事象を信号であると認識するための最小の波高である。チャンネル毎に設定する閾値に対応する ADC の値を S とする。

ノイズの大きさには 4.3.1 節で述べたように MPPC で生じるダークノイズが寄与するが、ここでは図 4.5 で得た、回路のオペアンプの出力のふらつきによるノイズの大きさを N とする。584 MeV の電子ビームを用いて得られた検出器の S/N を図 4.14 に示す。検出器の角度が 0 度の場合、25 度の場合いずれも、不感率として 5 % を仮定した際には約 10 倍以上の S/N 比が得られた。

第 5 章

検出器の設置と動作検証

この章では、まず開発した検出器と回路を運び、KOTO の実験装置に設置する前に行なった事前確認について述べる。その後実際の設置作業と設置後の動作の安定性について述べる。

5.1 事前の真空中での安定性の確認

4 章までに、開発した検出器の基本的な性能について述べた。しかし、検出器と回路が実際の実験環境で問題なく動作する事を保証するために次の点を確認した。

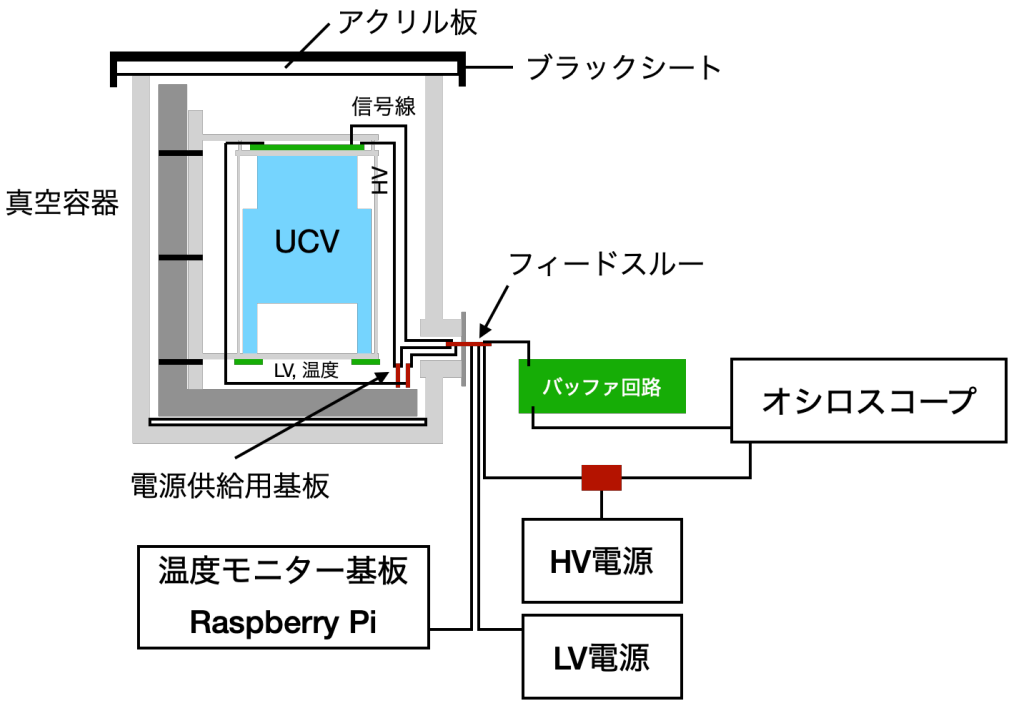
- 真空中での放電の可能性
- 真空中での基板の温度上昇

図 5.1 に動作確認のためのセットアップを示す。検出器と電源供給用の基板を真空タンク内に設置し、フィードスルーを通して電源ラインと信号ラインを配線した。図 5.2 に示すように、この事前の確認ではタンク内を約 1.4 Pa まで減圧しながら、およそ 10 時間安定性の確認を行った。

まず、真空チェンバー内に設置される UCV に対して高電圧（HV）を印加する際に、高電圧を供給するケーブルとコネクターとの接続部分で放電が起きる可能性を考慮した。実際に検出器を真空タンクの中に入れ、内部を減圧しながら高電圧供給部分で放電していないかを確認した。放電があった場合に流れる電流を抵抗で受け、その電圧波形をオシロスコープで記録し続けていたが、図 5.3 に示すように 10 時間のモニターでは放電による電圧変化は見られなかった。よって UCV は最小 1.4 Pa の真空度で、高電圧の印加に対して放電しない事を確認した。

また図 5.4 に示すように、真空を引きながらフロントエンド基板の温度をモニターした。温度をモニターするための回路基板を別途用意し、フロントエンド基板に実装されたサーミスターにかかる電圧値の変化を Raspberry Pi で取得した。真空中 (>1.4 Pa) での基板の温度変化は約 2 °C であった。これは回路に実装されたアンプの動作においては問題ない範囲である。

(a)



(b)

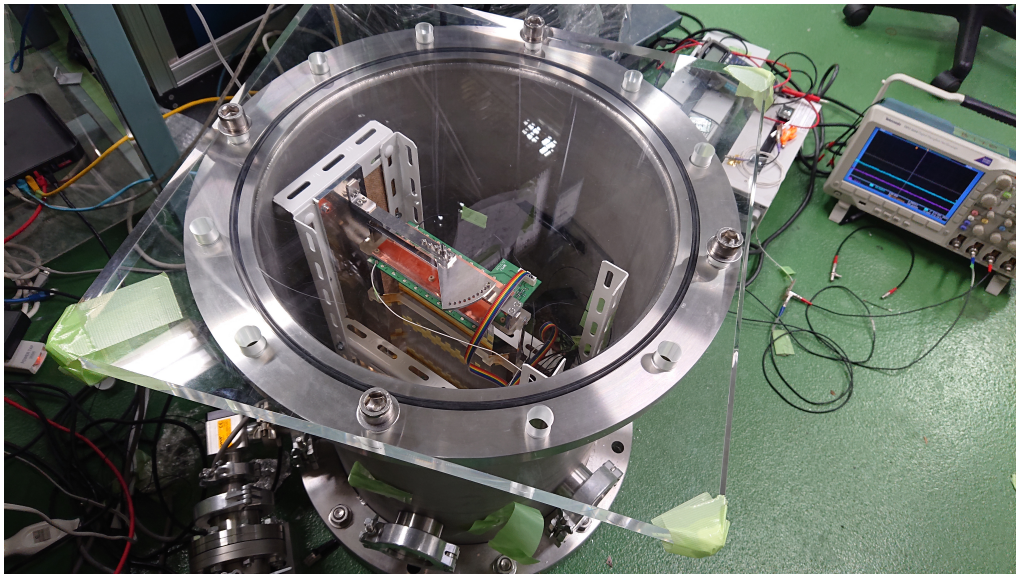


図 5.1　(a) 真空中の動作確認のためのセットアップの概要図。(b) 実際の真空タンク内の様子。

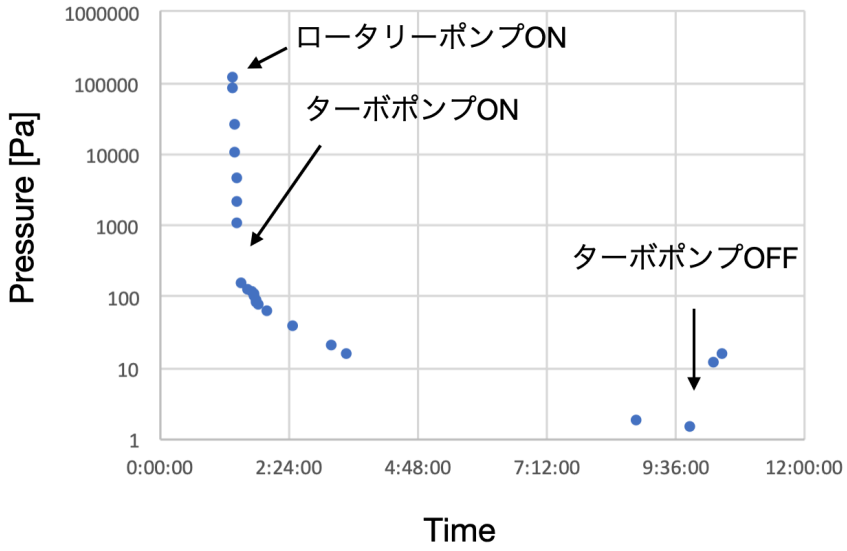


図 5.2　真空タンク内の圧力変化。最終的に約 1.4 Pa まで減圧した。

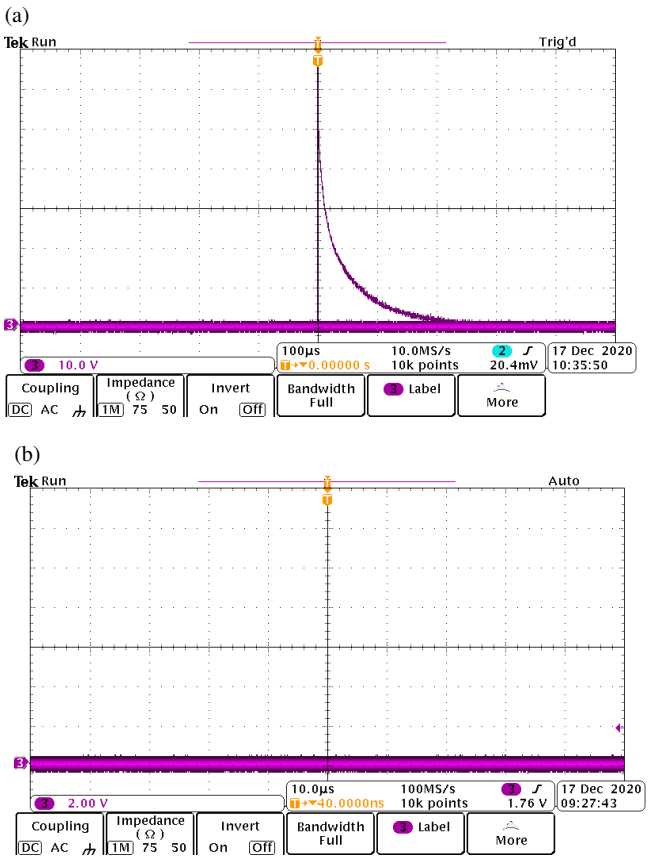


図 5.3　真空中での高電圧供給による放電の確認。(a) 意図的に回路をショートして放電させた場合の波形。(b)10 時間モニターし続けて蓄積した波形。

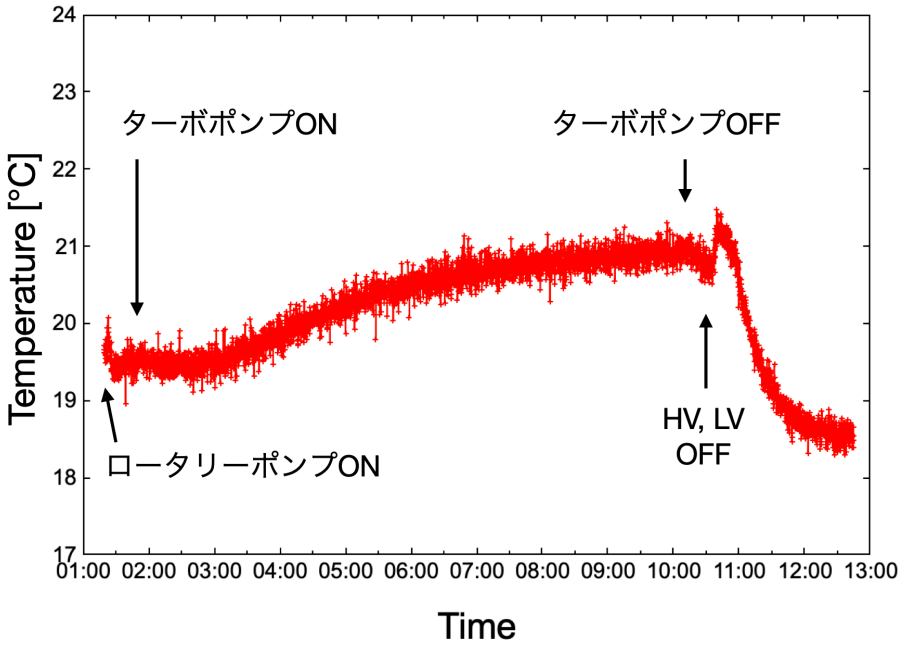


図 5.4　真空中での基板温度の変化。

5.2　KOTO 実験装置への設置作業

5.2.1　真空チェンバー内の構造

真空チェンバーは KOTO 検出器の最上流部にある UCV の設置場所である。真空チェンバーは UCV をビームライン中に設置するために、上流側のビームパイプや下流側の検出器と接続するような構造になっている。チェンバーの内寸は X 軸方向に 520mm、Y 軸方向に 360mm、Z 軸方向に 192mm であり、プロトタイプ UCV より大きい今回の UCV を中に設置できる。

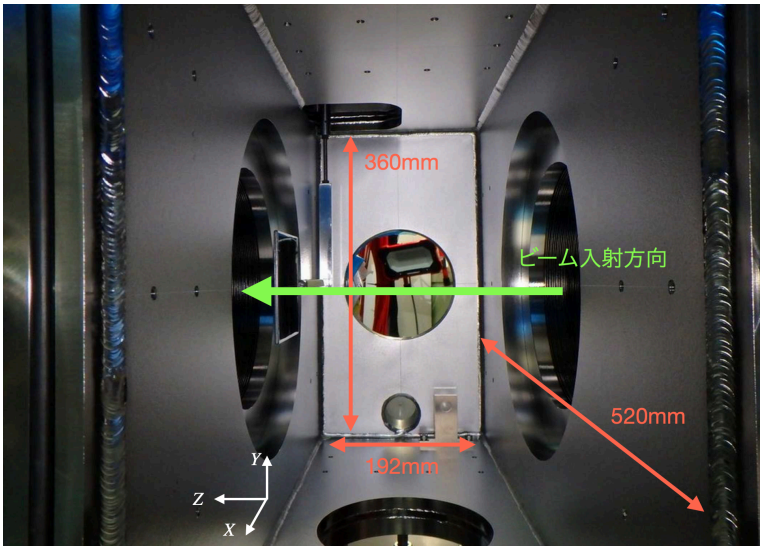


図 5.5　真空チェンバー内の様子。

5.2.2　フランジへの取り付け

フランジは真空と大気の接続部分であり、真空チェンバーを密閉する蓋の役割を果たす。図 5.6 に示すように、UCV は真空チェンバーの中でフランジと一体となって固定される。フランジには、フロントエンド回路からバッファ回路への信号伝送や、電源装置からフロントエンド回路への電圧供給を行うために、フィードスルーが設けられている。

検出器の設置作業として、図 5.7 に示すように、まずフランジに固定された、検出器を支えるための土台部分に UCV を設置した。その後、検出器に取り付けられたフロントエンド回路とフィードスルーとのケーブル接続を行った。フロントエンド基板には、回路の上に放熱のための 5 mm 厚のシリコーンシートと 1 mm 厚の銅板を重ねて設置し、銅板とベース板を銅網線で接続した。なお、今回は検出器を 25 度に傾けた状態で設置した。

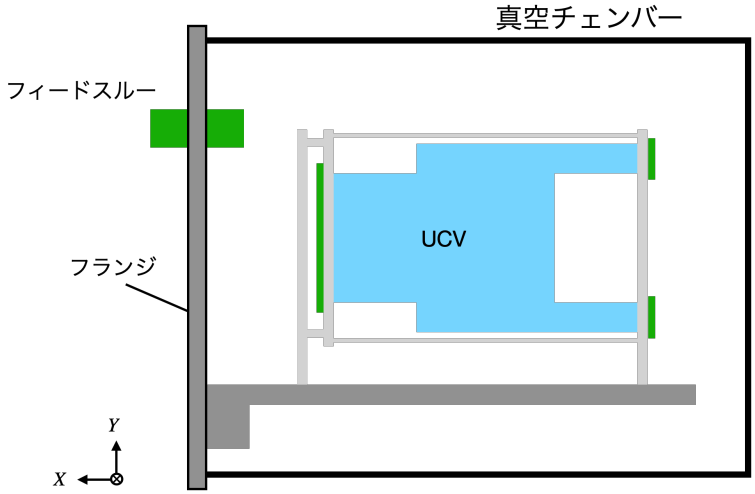


図 5.6　UCV とフランジの一体構造。UCV はフランジに取り付けられた土台部分に直接固定されるため、フランジと一体化した構造になっている。この一体化した構造のまま UCV は真空チェンバー内に設置される。

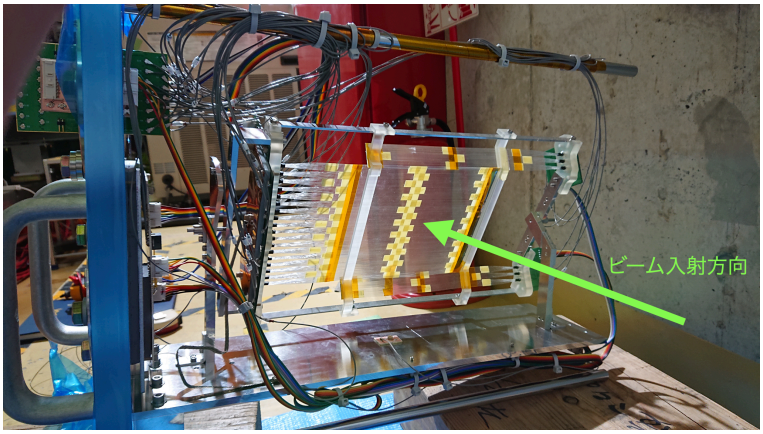


図 5.7　フランジへの検出器の取り付け。図は上流側から見た写真。

フランジに検出器を取り付けた後、真空チェンバー内に検出器を挿入した。図 5.8 に示すように、真空チェンバーの外部にはフィードスルーを通して信号線をバッファー回路とケーブルで接続し、バッファ回路の出力部からデータ取得用の ADC までを Ethernet ケーブルで接続した。バッファ回路基板は電磁ノイズを防ぐためにアルミ容器の

中に設置した。

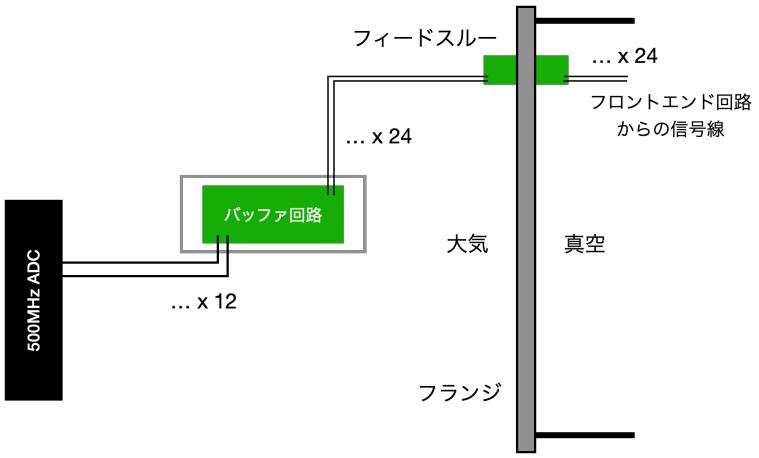


図 5.8　フィードスルーから ADC までの接続。フィードスルーを通してフロントエンド回路からの 24 本の信号線をバッファ回路へ接続する。バッファ回路からは 12 本の信号線を ADC まで接続する。

5.3　実験エリアでの信号の確認

5.3.1　ノイズレベル

実験装置への設置作業後、現場でのノイズレベルを確認した。オシロスコープでランダムトリガーをかけて波形データを取得し、4.3.1 節と同様にノイズレベルを評価した。図 5.9 に示すように、オペアンプへの電圧のみを印加した状態で回路由来のノイズレベルは 4.89mV であった。ビーム試験の際は 4.52 mV(=9.25/4096 × 2 V) であり、ノイズレベルは同程度であることを確認した。

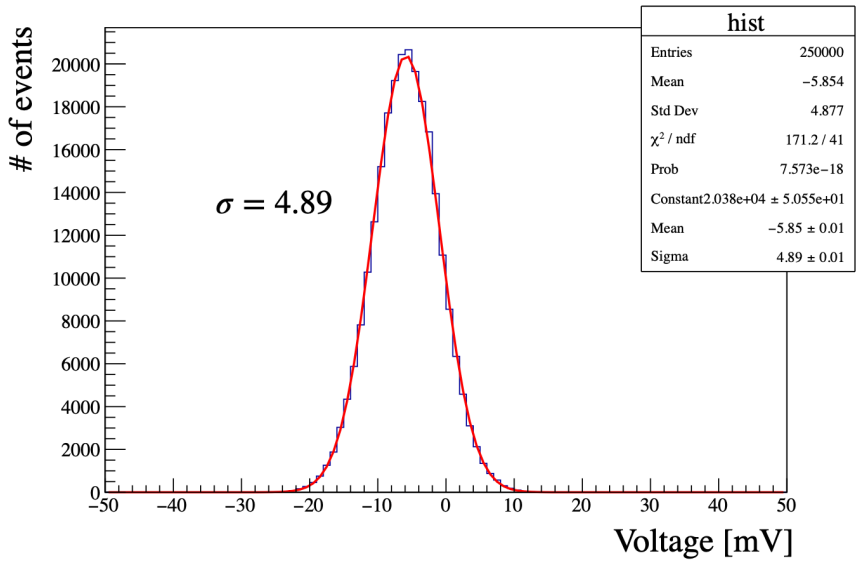


図 5.9　検出器設置後のベースライン電圧値の分布。

5.3.2　真空を引いた後の動作確認

実際に真空チェンバー内部の真空を引き、基板温度や供給電圧の安定性を確認した。図 5.10 は真空を引き始めてから約 7 時間経過した後のフロントエンド基板の温度変化を示す。基板の温度は電圧印加直後に 1 °C 前後上昇したが、その後は急激な変動もなく、およそ 0.5 °C 以内の範囲で変動していた。また、図 5.12 に示すように MPPC への印加電圧も正常に供給されており、安定した電圧供給が行えていることを確認した。

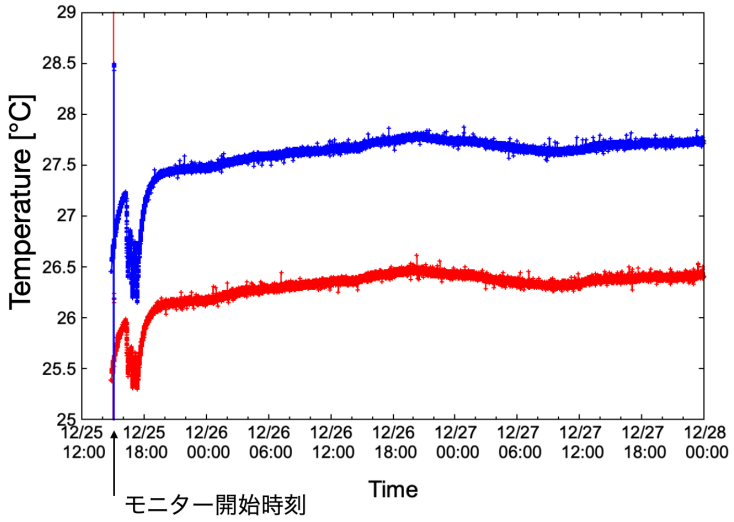


図 5.10　フロントエンド回路の基板温度。基板の 2 箇所に実装されたサーミスターの抵抗値の変化に対応する。モニター開始直後に電源を一旦切ったため、温度は完全には下がりきってはいない。

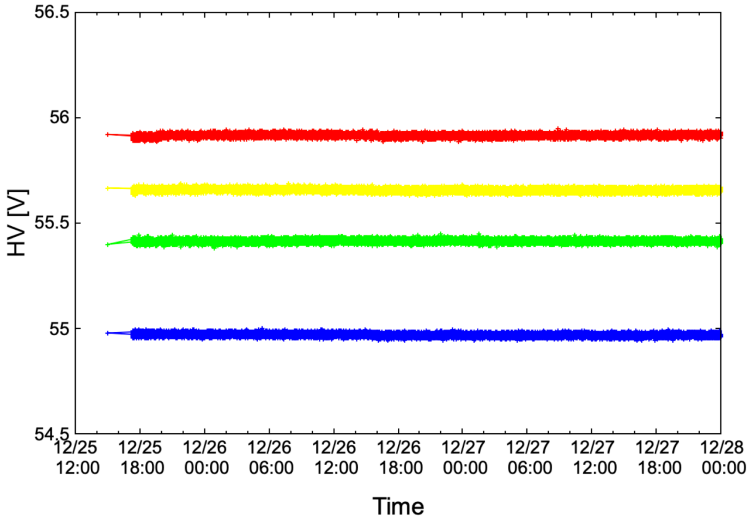


図 5.11　フロントエンド基板上の MPPC への印加電圧。合計 24 個の MPPC の動作電圧を 4 分割し、その電圧に合うように、電源から供給された電圧を別の回路で 4 つの電圧値を調整・およびモニターしている。

さらに、検出器から ADC 直前までの接続を確認するため、電源電圧を印加した状態でバッファ回路からの出力をセルフトリガーをかけて確認した。バッファ回路で足し上げられる 2 つの入力の内、片方の接続を切って、MPPC

からの全 24 チャンネルに対して独立に確認を行い、全てのチャンネルが問題なく動作していることを確認した。

以上より、開発した検出器と回路を実験装置への設置した後、本番の環境において問題なく動作することを確認した。

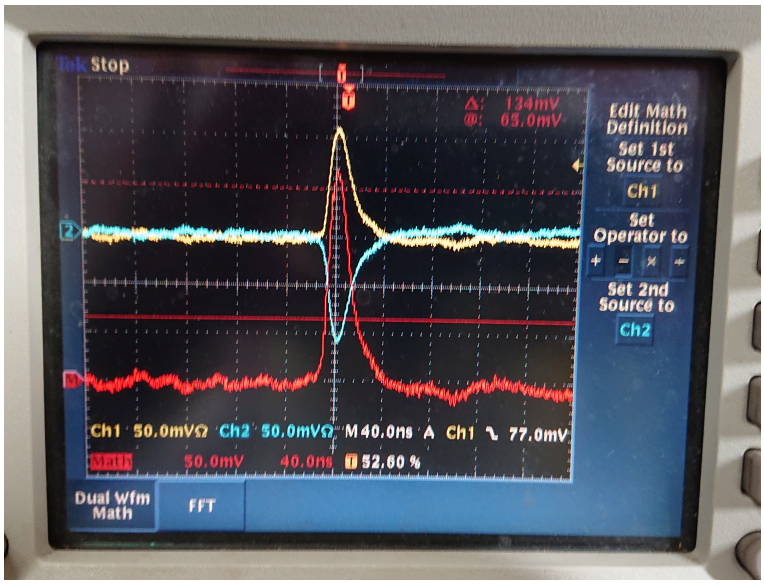


図 5.12　UCV の信号の確認。黄色と青色の波形がそれぞれバッファ回路からの正負の出力。赤色の波形は 2 つの差分を表示したもの。

第 6 章

考察

この章では、5 章までに述べた内容で、考慮すべき事柄や今後必要な対策について述べる。

まず、フロントエンド回路で信号波形を整形するために用いたポール・ゼロ・キャンセル回路のパラメーターの選び方と、実際に出力された波形について議論する。ポール・ゼロ・キャンセル回路では、出力波形のラプラス変換が 3 章の式 (3.5) のように示された。この式は実数 α、β を用いて式 (6.1) のように表すことができる。

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[V_{out}(t)] &= F \cdot \mathcal{L}[V_{in}(t)] \\ &= \frac{s+1/\tau_1}{s+1/\tau_2} \cdot \frac{V_0}{s+1/\tau_{in}} \\ &= V_0 \left(\frac{\alpha}{s+1/\tau_2} + \frac{\beta}{s+1/\tau_{in}} \right)\end{aligned} \tag{6.1}$$

式 (6.1) の逆変換は式 (6.2) で表される。これは実際の入力波形の時定数 τ_{in} とポール・ゼロ・キャンセル回路で設定する時定数 τ_1 が一致しない場合も含めた出力波形の表式であり、ポール・ゼロ・キャンセル回路で整形された波形が、2 つの指数関数の和で表されることを示している。ポール・ゼロ・キャンセル回路で時定数 τ_{in} と τ_1 を完全に一致させることができれば、3 章の式 (3.7) で表したように、時定数 τ_2 の指数関数の項のみが残る。一方で今回開発した回路のように、時定数が完全に一致していない場合は、時定数 τ_{in} の入力波形の成分も残る。

$$V_{out}(t) = V_0 \left[\alpha \exp\left(-\frac{t}{\tau_2} \right) + \beta \exp\left(-\frac{t}{\tau_{in}} \right) \right] \tag{6.2}$$

さらに、フロントエンド回路への入力となる、MPPC からの出力波形も式 (6.3) のように 2 つの指数関数を用いて表される [11]。τ_s、τ_m はそれぞれシンチレーションファイバーの発光の時定数、検出した光子に対する MPPC の応答の時定数である。したがって、式 (6.3) を式 (6.1) の $V_{in}(t)$ に代入すると、実数 α、β、γ を用いて式 (6.4) のように表すことができる。この出力波形の逆変換は式 (6.5) のように、3 つの指数関数で表される。

$$\begin{aligned}V(t) &= A \int_0^t \exp\left(-\frac{t'}{\tau_s} \right) \exp\left(-\frac{t-t'}{\tau_m} \right) \, dt' \\ &= A \frac{\tau_s \tau_m}{\tau_s - \tau_m} \left[\exp\left(-\frac{t}{\tau_s} \right) - \exp\left(-\frac{t}{\tau_m} \right) \right]\end{aligned} \tag{6.3}$$

$$\begin{aligned}\mathcal{L}[V_{out}(t)] &= F \cdot \mathcal{L}[V_{in}(t)] \\ &= \frac{s+1/\tau_1}{s+1/\tau_2} \cdot A \frac{\tau_s \tau_m}{\tau_s - \tau_m} \left(\frac{1}{s+1/\tau_s} - \frac{1}{s+1/\tau_m} \right) \\ &= A \frac{\tau_s \tau_m}{\tau_s - \tau_m} \left(\frac{\alpha}{s+1/\tau_2} + \frac{\beta}{s+1/\tau_s} + \frac{\gamma}{s+1/\tau_m} \right)\end{aligned} \tag{6.4}$$

$$V_{out}(t) = A \frac{\tau_s \tau_m}{\tau_s - \tau_m} \left[\alpha \exp\left(-\frac{t}{\tau_2} \right) + \beta \exp\left(-\frac{t}{\tau_s} \right) + \gamma \exp\left(-\frac{t}{\tau_m} \right) \right] \tag{6.5}$$

以上のように、立ち上がりの時間を持つ指数関数型の入力波形に対して、ポール・ゼロ・キャンセル回路の厳密な表式 (6.5) は、指数関数の多項式で表され、それぞれの項が出力波形の波高や時定数に寄与する。この回路で最適な出力波形を得るためにはこれらを考慮する必要がある。

次に、データ取得における ADC 値の飽和とその問題点を議論する。図 6.1 にビーム試験で検出器を 45 度に傾けた時に取得した、ペデスタルを含む波高の ADC 値の分布を示す。ADC 値が 2900 付近で飽和している。ADC のダイナミックレンジは 4096 カウントなので、これは ADC 側での飽和ではない。ADC に信号が到達する前に信号の飽和を引き起こす可能性として、回路内で使用しているオペアンプの output swing を考慮する必要がある。フロントエンド回路やバッファ回路で使用しているオペアンプは、それぞれの output swing の値が決まっている。ADC の直前で信号増幅を行なっているバッファ回路では、分圧回路でゲインを調整しているが、オペアンプ自身はおよそ 16 倍のゲインで信号を増幅するため、オペアンプの出力電圧の波高は最終的なバッファ回路の出力よりも大きい。図 6.2 にバッファ回路で使用したオペアンプ AD8001 の output swing の値を示す。常温付近で負荷抵抗 $R_L = 50\,\Omega$ に対して、約 2.8 V、負荷抵抗 $R_L = 150\,\Omega$ に対して、約 3.1 V が output swing の大きさである。

図 6.3 に示すように、バッファ回路への入力波高が大きいときの出力波形を観察した。入力波高の大きさが約 180 mV を超えたあたりから、出力波形の形が歪み始めた。このことから、オペアンプでの約 16 倍のゲインにより、アンプの出力波高の大きさ 180 mV×16=2880 mV が output swing に届き始めていると考える。これはバッファ回路の差動の出力で約 1440 mV($= 180\,\mathrm{mV} \times 4 \times 2$) に相当し、ADC 値では 1440 mV×4096/2000 mV≃2900 カウントになる。この値は図 6.1 で示した ADC の分布で、飽和し始める ADC の値と概ね一致する。以上よりバッファ回路で使用するオペアンプの output swing が ADC 値の飽和の原因であると考える。

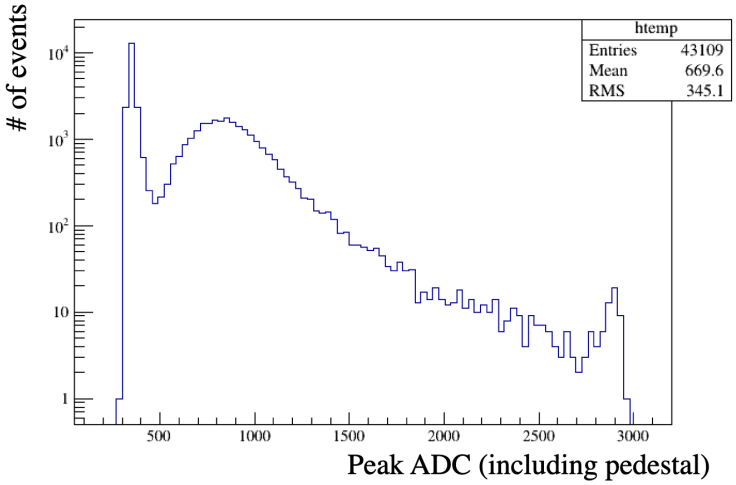
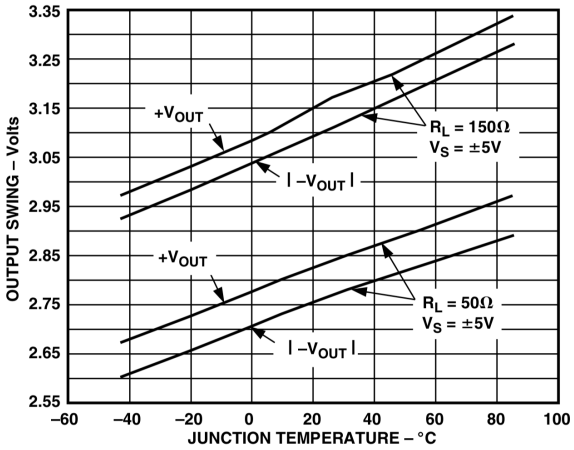


図 6.1　検出器を 45 度傾けた時の波高に対応する ADC 値の分布。

波高の ADC 値が飽和した場合は、図 6.4(a) に示すように、波形のピークに対応する時間を計算するとそのばらつきが大きくなる。一方で、図 6.4(b) のように波形の立ち上がりに対してある大きさの閾値を定めておき、立ち上がりが閾値に達した時間をその波形の時間として測定する場合は、たとえ波形が飽和していてもその影響を受けずに時間を計算できる。

また波高の ADC 値そのものは、波形の積分 ADC 値との相関を考えることで対処できると考える。図 6.5 に示すように、波高の ADC 値と波形の積分 ADC 値には線形な関係がある。波形が飽和したことで、波高が正しく記録されなかった場合でも、積分 ADC 値の情報から補正が可能である。

以上より飽和した波形に関しては上記のような対処方法を検討している。



TPC 20. Output Swing vs. Temperature

図 6.2　オペアンプ AD8001 の output swing[9]。

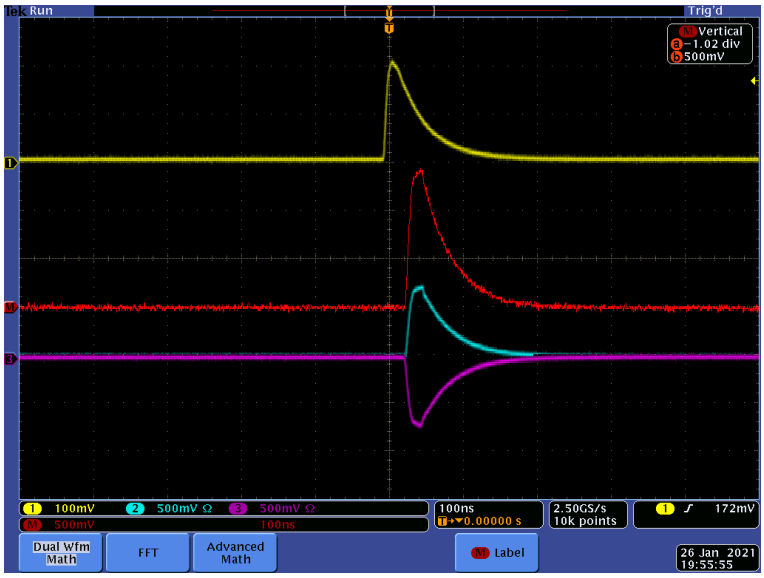


図 6.3　バッファ回路で出力された波形のゆがみ。波形のピーク部分の構造がゆがみ始めている。

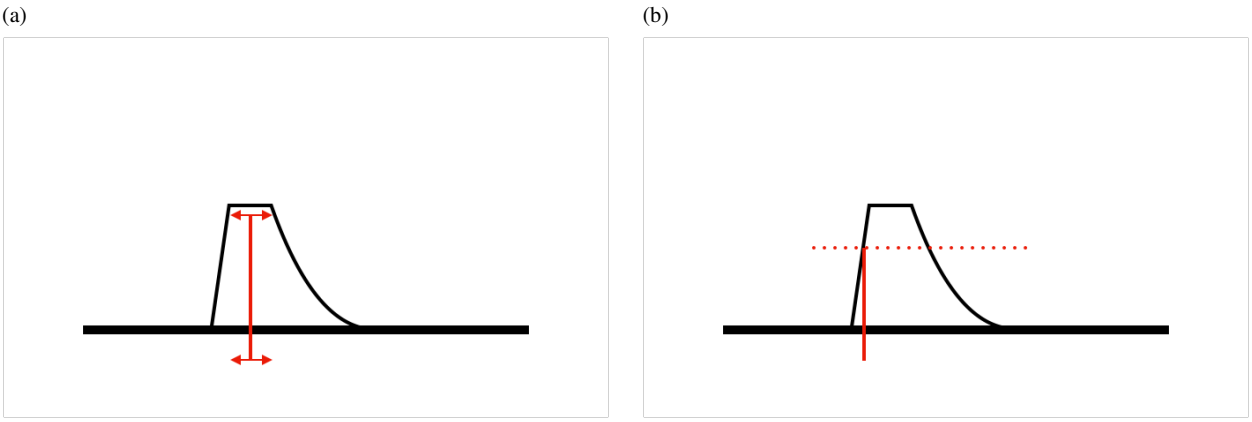


図 6.4　波形の時間の計算方法。(a) 赤線はピークの時間に対応した測定時間。(b) 赤線は立ち上がりの閾値に対応した測定時間。点線のような閾値を設定し、波形の立ち上がりがその閾値をの高さに達する時間を測定する。

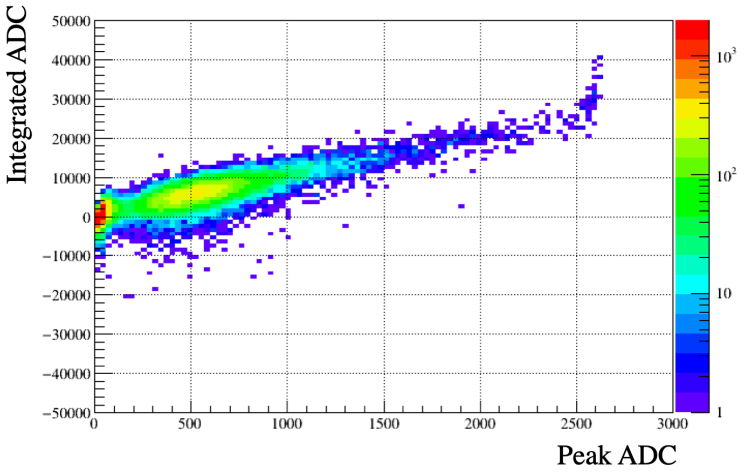


図 6.5　波高の ADC 値と波形の積分 ADC 値の相関。

第 7 章

結論

J-PARC KOTO 実験では、2016-2018 年に取得したデータの解析で最大の背景事象であった、荷電 K 中間子の崩壊を削減するために、2020 年に荷電粒子検出器である Upstream Charged Veto(UCV) を導入した。本研究ではこの検出器に用いる回路を開発した。

UCV にはシンチレーションファイバーを用い、そのシンチレーション光を MPPC で読み出した。MPPC からの出力波形を増幅し整形するためのフロントエンド回路を開発した。フロントエンド回路は、真空中で 24 個の MPPC に対して信号処理を行い、出力波形を後段のバッファ回路に伝送する。開発したフロントエンド回路では MPPC からの出力波高を約 5 倍増幅し、元の 100 ns 程度の長い波形を 40 ns 以下の時定数まで短くした。

また、フロントエンド回路から受け取った信号を足し上げ、ゲインを調整し差動信号を作るためのバッファ回路を開発した。フロントエンド回路を含めて回路全体でおよそ 18 倍に波高を増幅した。チャンネル間でクロストークが見られたが、最終的に ADC で記録される両極の出力の差分には影響しない。

さらに、電子ビームを用いて測定器の実機を試験し、開発した回路の性能を確認するとともに、実際の運用に近い環境でデータを取得した。出力波高の大きさ、時間幅はいずれも問題ないレベルで、開発した回路が想定通りに動作することを確認した。チャンネル間で出力の大きさにばらつきがあったが、詳細な原因調査を今後行う予定である。

検出器本体と回路は 2020 年 12 月に J-PARC で KOTO 実験装置に設置した。KOTO 実験では 2021 年 2 月より本格的にデータ取得を開始し、今後は荷電 K 中間子による背景事象を抑制し $K_L \to \pi^0 \nu\bar{\nu}$ の探索を行う。

謝辞

修士課程２年間の研究生活で様々な方にお世話になりました。この場を借りてお礼を申し上げます。

山中卓教授には、研究を進めていく中で何が本質なのかを見極めることの重要性を学びました。また実験を行う際の基本的な姿勢を大切にすることが、信頼できる結果を示すために重要であることも学びました。

南條創准教授には、本研究を進める中で必要となった知識や技術を教えていただきました。また、研究中に行き詰まった際に、何を調べるべきか具体的な指針を示してくださり、問題を解決する際に何度も助けていただきました。

千葉大学に異動された清水信宏助教には、本研究のあらゆる面でお世話になりました。回路の知識や設計技術、問題が生じた場合の対策など、全くの素人であった私に一つ一つ丁寧に教えていただきました。異動された後も忙しい中メールを通じてアドバイスをしていただき、本研究を完成させるために最後まで助けていただきました。

KOTO グループの小寺克茂さんには普段の研究や J-PARC での実験の際に何度も相談にのっていただきました。篠原智史さんには解析の進め方や詳細を丁寧に教えていただくとともに、KOTO グループの先輩として、自らの経験に基づく知恵を伝えてくださりました。また、すでに卒業された大杉真優さんには、身近なことから解析の相談など、KOTO に参加し始めて何も分からなかった私に、様々な助言をしていただきました。

同じく KOTO グループで同期の乃一雄也さんとは、普段の生活や研究の進捗を話す中で、行動を共にしたり悩みを共有したりしました。夜遅くまで根気強く解析に臨む姿に私も鼓舞されました。Taylor Cassidy Nunes さんとは実験の作業をともに進めることもあり、東北大学で行なったビーム試験の際も、互いに協力し合いながら研究を行うことができました。後輩の加藤大志くん、花井幸太くんもビーム試験や J-PARC での作業時には、仕事や解析の手伝いをしてもらい助かりました。

その他の KOTO 実験のコラボレーターの皆様にも感謝を申し上げます。今後ともよろしくお願いいたします。

また同じ研究室に所属する皆様にもお世話になりました。秘書の藤阪千衣さんには出張の際の手続きなど、何度も手伝っていただきました。廣瀬穣助教は、私が研究内容を発表する際に、鋭い指摘や助言をいただきました。大西裕二さんは先輩として自分の経験談やアドバイスを細かく伝えてくださりました。同期の Lakmin Wickremasinghe さんは、学部４年の時から同じ研究室で生活をともにしてきましたが、修士課程では回路設計の手助けをしてもらい、非常に助かりました。Mario Gonzalez さんとは CERN で知り合って以降、よくお互いの研究や生活について楽しく会話しました。その他、修士１年の岩田和志さん、小畠陽紀さん、学部４年の荒久田周作さん、小野啓太さん、藤田侑葵子さんが、熱心に研究に打ち込む姿に励まされました。

最後に、これまでの大学での６年間の生活を支えてもらった家族に感謝を述べたいと思います。ありがとうございました。

付録

付録 A　K_L の崩壊による背景事象

$K_L \to 3\pi^0$ は分岐比約 20% で崩壊し、3 つの π^0 がそれぞれ 2 つの γ 線に崩壊する。計 6 個の γ 線の内、2 つがカロリメーターにヒットし、他の 4 つを veto できなかった場合に背景事象となる。veto を失敗する理由には次のようなものがある。$K_L \to 3\pi^0$ で生じた光子を veto 検出器で観測する際に、別の $K_L \to 3\pi^0$ で生じた光子を同時に観測し、それぞれの波形が重複することによって、測定される時間にズレが生じる。このような場合は veto すべき事象を排除できない（図 A.0）。また、崩壊後に上流側に向かって飛んだ低エネルギーの光子が、veto に必要な閾値以上のエネルギーで検出されない場合なども、その事象を排除できない。

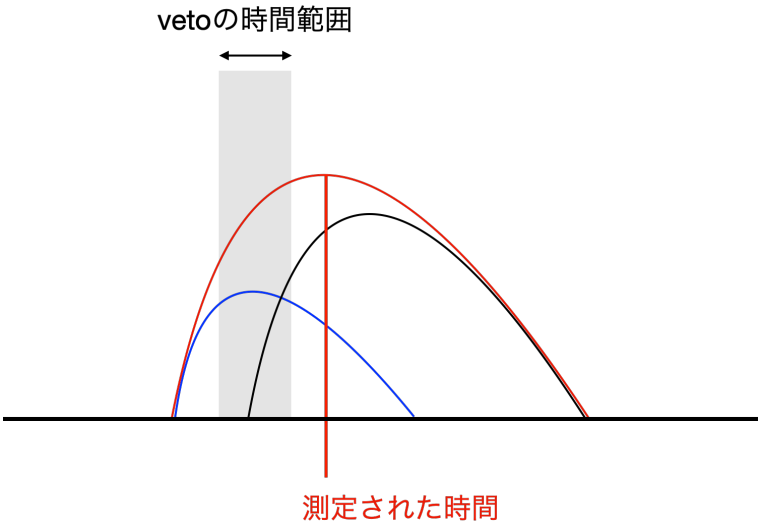


図 A.0　波形の重複による veto に失敗例。本来 veto したい青い波形に黒い波形が重なることで、赤い波形として観測される。その測定された波形の時間が veto の時間範囲外であった場合にはその事象は veto されない。

$K_L \to 2\gamma$ (beam halo) は、ビームコア周辺のハロー領域を飛ぶ K_L が直接 2 つの γ 線に崩壊した場合に起こる。ビーム軸上を飛ぶ通常の $K_L \to 2\gamma$ の場合はビーム軸で崩壊した K_L のビーム軸に対する横方向運動量はほぼ 0 のため、再構成された π^0 の横方向運動量も 0 付近に分布する。よって横方向運動量を持つ信号事象とは運動学的な状況が異なり弁別できる。一方で K_L がビーム中心から外れたハロー領域で崩壊した場合、ビーム軸での崩壊を仮定して再構成された横方向運動量が大きくなり背景事象になり得る。

参考文献

[1] S. Nagamiya. Introduction to J-PARC. Prog.Theor.Exp.Phys, Vol. 2012, pp. 2B001–0, 10 2012.

[2] T. Masuda, et al. Prog.Theor.Exp.Phys, Vol. 2016, p. 013C03, 2016.

[3] HIROSE Electric Group. https://www.hirose.com/product/document?clcode=&productname=&series=TM21R&documenttype=Catalog&lang=en&documentid=D31701_ja.

[4] J. K. Ahn, et al. Study of the $K_l \to \pi^0 \nu\overline{\nu}$ decay at the J-PARC KOTO experiment, 2020.

[5] Andrzej J. Buras, Dario Buttazzo, Jennifer Girrbach-Noe, and Robert Knegjens. JHEP, No. 11, 2015.

[6] J. K. Ahn., et al. Phys.Rev.Lett., Vol. 122, p. 021802, Jan 2019.

[7] K. Nakagiri. Search for the Decay $K_L \to \pi^0 \nu\overline{\nu}$ at the J − PARC KOTO Experiment. PhD thesis, 2019.

[8] Analog Devices. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8065_8066.pdf.

[9] Analog Devices. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8001.pdf.

[10] Maxim Integrated. https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX4412-MAX4413.pdf.

[11] 佐藤友太. J-PARC KOTO 実験における中性子背景事象削減のための MPPC 読出し用回路の開発. Master's thesis, 2017.