

KOTO 実験における高レート多線式比例計数管のための
波形整形機能をもつ信号増幅器の開発

京都大学理学研究科 物理学・宇宙物理学専攻
物理第2分野 高エネルギー物理学研究室
上路 市訓

平成27年4月3日

概要

KOTO 実験は長寿命 K 中間子の稀崩壊事象 $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ ($BR \sim 2 \times 10^{-11}$) の探索を行う国際共同実験である。本実験においてバックグラウンドを削減するために設置されている荷電粒子検出器 BHCV (Beam Hole Charged Veto) は、KOTO 実験のビーム軸上に設置されているために、ビーム中に大量に含まれる γ 線や中性子によって発生する信号のレートが荷電粒子によるものより高く、現在使用されているプラスチックシンチレータで構成されたものは将来のビーム強度増強に耐えられないことがわかっている。そのため、低物質質量で中性粒子に対する不感率がより高い多線式比例計数管 (Multi-Wire Proportional Chamber, MWPC) に置き換える計画が進められてきた。

本研究では BHCV の信号増幅器の開発を行った。BHCV の信号読み出し系の設計では、荷電粒子の検出効率 99.5% を実現する低検出閾値で運用可能な信号対ノイズ比 (S/N) が求められるのに加え、高レートでの信号のパイルアップに起因する検出効率の悪化を考慮しなければならない。 $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 事象候補が観測されると、BHCV のヒットを同期するための一定時間 (数十 ns) が設けられるが、パイルアップによってヒット時刻を見誤り同期判定時間の外に出てしまうと、未検出となってしまうためである。パイルアップを抑制するために信号のパルス幅は短いほうが良いが、MWPC の信号はイオンの低速なドリフトに起因する低周波成分によって数 μs にわたって残留してしまう。そのため、信号増幅器にはパルス幅を短くする波形整形機能が必要である。

本研究では、低ノイズでローオフセットな高速オペアンプと波形整形回路を組み合わせることで、十分な S/N を維持したままパルス幅 100 ns の出力を持つ信号増幅器の開発に成功した。また、増幅器単体の性能試験、および、KOTO 実験で実際に使用されている読み出し系を含めた総合試験、1 MHz を超える高レート環境の波形シミュレーションを通して、開発した増幅器が BHCV を実際に使用するに当たって適切な性能を保持していることを保証した。

目次

第 1 章	KOTO 実験とビーム中荷電粒子検出器 BHCV	3
1.1	KOTO 実験の概要	3
1.2	KOTO 実験の原理	3
1.3	ビーム中荷電粒子検出器 BHCV	6
1.3.1	BHCV の役割とアップグレード計画	6
1.3.2	BHCV の信号読み出し系	8
第 2 章	BHCV の信号増幅器に要求される性能	11
2.1	信号波形の幅に対する要求	11
2.2	S/N に対する要求	13
2.3	波形取得用 ADC からくるゲインとダイナミックレンジに対する要請	14
2.4	まとめ	14
第 3 章	設計・原理および試作版による動作検証	16
3.1	設計の概要	16
3.1.1	オペアンプの選定	16
3.1.2	波形整形回路の基本理念	16
3.2	単チャンネル試作版と動作検証	19
3.3	前段増幅部	20
3.3.1	前段増幅部の動作原理	20
3.3.2	前段増幅部の設計と動作確認	21
3.4	波形整形部	21
3.4.1	試作版 BHCV を用いた波形整形回路の動作確認	22
3.5	サージ保護	25
第 4 章	実際の使用環境を模擬した試験における性能評価	27
4.1	実験のセットアップ	27
4.2	S/N および達成された検出効率	28
4.3	高レートにおける使用について	29
第 5 章	考察	31
5.1	S/N に関する考察	31
5.1.1	荷電 π に対する S/N	31
5.1.2	増幅器の直線性	33
5.2	高レート環境での動作について	34
5.2.1	擬似高レート波形の生成	34
5.2.2	波形テンプレートを用いた信号波形のフィッティング	34
5.2.3	波形テンプレートを用いたフィッティングの有効性について	37

5.2.4 擬似高レート波形データの検出効率	40
第 6 章 まとめと今後の展望	43
付 録 A 信号波形テンプレートの作成方法	46
付 録 B ADC の較正	47

第1章 KOTO実験とビーム中荷電粒子検出器 BHCV

この章では、KOTO実験の概要に加え、特に本研究と密接に関連するビーム中荷電粒子検出器BHCV (Beam Hole Charged Veto) の紹介を行う。

1.1 KOTO実験の概要

KOTO実験は茨城県東海村にある大強度陽子加速器施設 J-PARC において、長寿命中性 K 中間子 (K_L) の希崩壊事象 $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ の探索を行う国際共同実験である。 $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ は直接 CP 対称性を破る崩壊であり、標準模型において予測される分岐比が非常に小さい (2×10^{-11} [1]) ため、CP 非保存な新物理に対して感度が高い。さらに、分岐比の理論予測の不定性が 2%[1] 程度と小さいため実験による精密な検証が可能であることもこの崩壊の特徴である。これまでの探索実験によって崩壊分岐比には上限値 (2.4×10^{-8} [2]) が与えられている。

KOTO実験は2013年5月に100時間物理ランを行い、先行実験とほぼ同等の感度のデータを取得した。今後はビーム強度の増強や検出器の改良を行い、さらに高感度な $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 崩壊の測定を行う。

1.2 KOTO実験の原理

KOTO実験で使用すビームは、一次陽子ビームを標的（設計ではニッケルだが現状では金を使用している）に当てることで生成する。図 1.1 に KOTO 実験の K_L ビームラインの全体像を示す [4]。標的に陽子が衝突すると、 K_L 以外の粒子も発生するが、荷電粒子はビームライン中ほどのスレーピングマグネットによってビームライン外に排出され、 γ はガンマアブゾーバと呼ばれる鉛ブロックによって削減される。また、ビームは二段階のコリメータによって細く絞られ、ビーム軸上を通るようになっている。これは長寿命の中性粒子に共通で、ビーム中には γ 線や中性子も多く存在している。ビームラインのシミュレーションによって得られた各粒子のフラックスを図 1.2 に示す。これから明らかなように、KOTO 実験のビームの中身は γ と中性子がほとんどである。 γ と中性子それぞれの運動エネルギー分布を図 1.3 と図 1.4 に示す¹。

図 1.5 に KOTO 実験で用いる検出器群の全体像と $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 事象の例を示す。 K_L は図の左側から入射し、 π^0 と ν および $\bar{\nu}$ に崩壊するが、図の赤点線で囲った崩壊領域で崩壊した K_L のみが観測の対象となる。生成した π^0 は直ちに二つの γ に崩壊し、 ν や $\bar{\nu}$ は反応確率が低く検出されないため、二つの γ のみが最終的に検出器によって観測される。このように終状態に二つの γ 線のみが存在するイベントは $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 崩壊の候補となる。KOTO 実験では pure CsI 結晶を用いた電磁カロリメータによって二つの γ を捉えるとともに、その他の粒子が存在していないことを

¹いずれの分布も 100 keV 以下にエントリーがないが、これはシミュレーションの都合で 100 keV 以下の運動エネルギーのものを記録していないだけである。

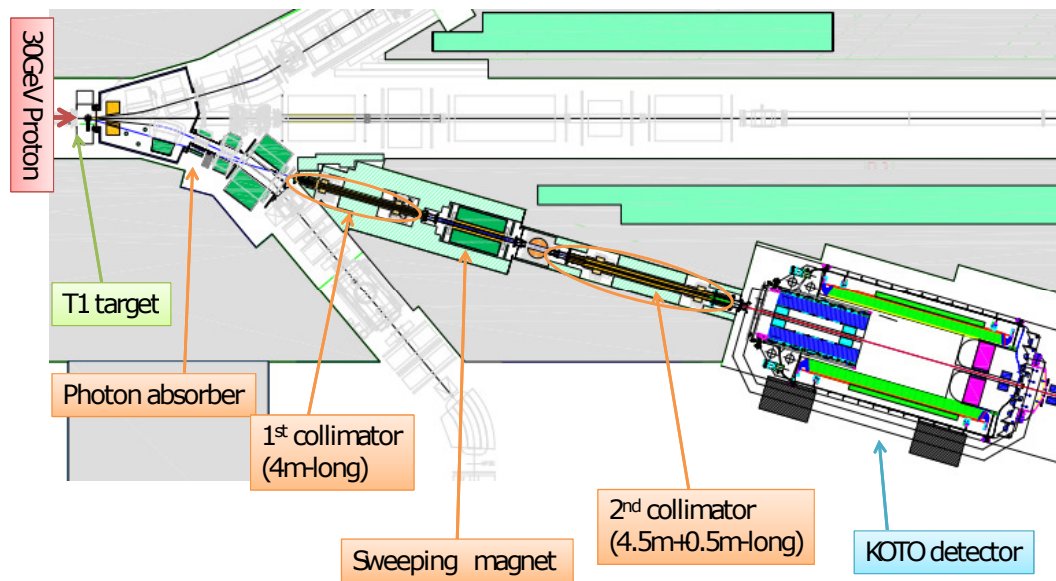


図 1.1: KOTO 実験の K_L ビームライン。

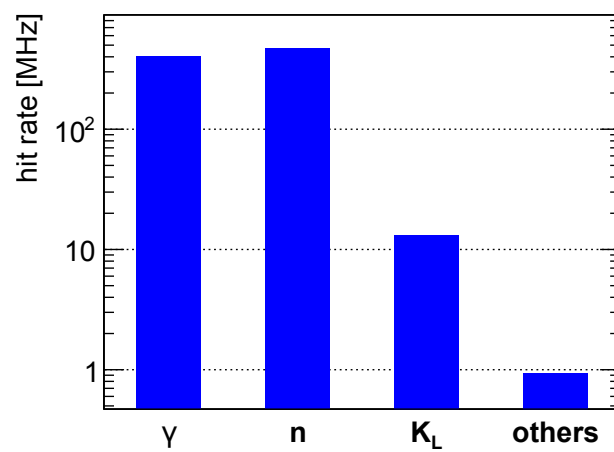


図 1.2: ビーム中に含まれる粒子のフラックス (シミュレーション)。

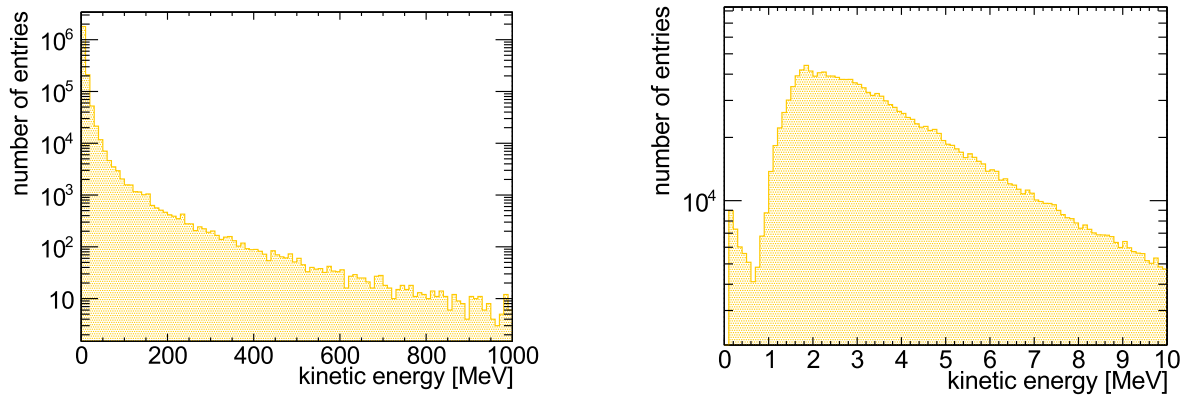


図 1.3: ビーム中の γ の運動エネルギー分布 (シミュレーション)。右は 10 MeV までを拡大したものである。

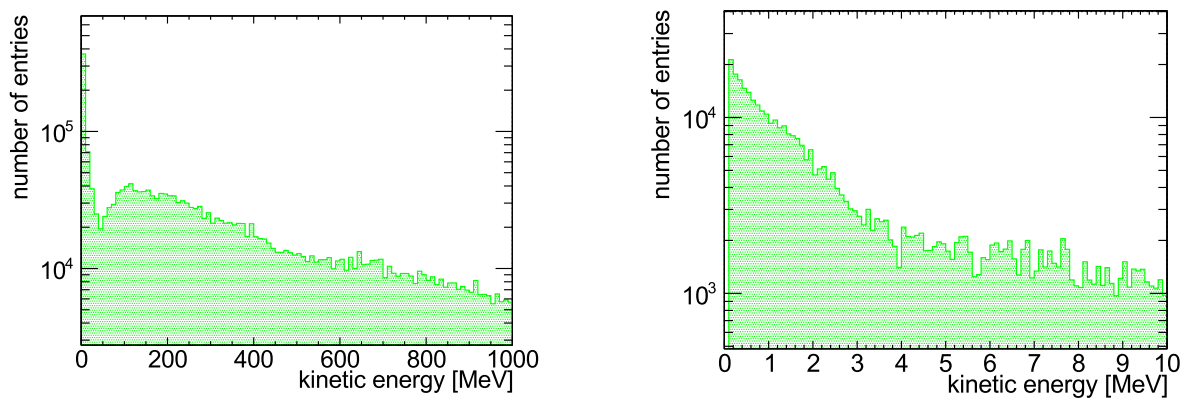


図 1.4: ビーム中の中性子の運動エネルギー分布 (シミュレーション)。右は 10 MeV までを拡大したものである。

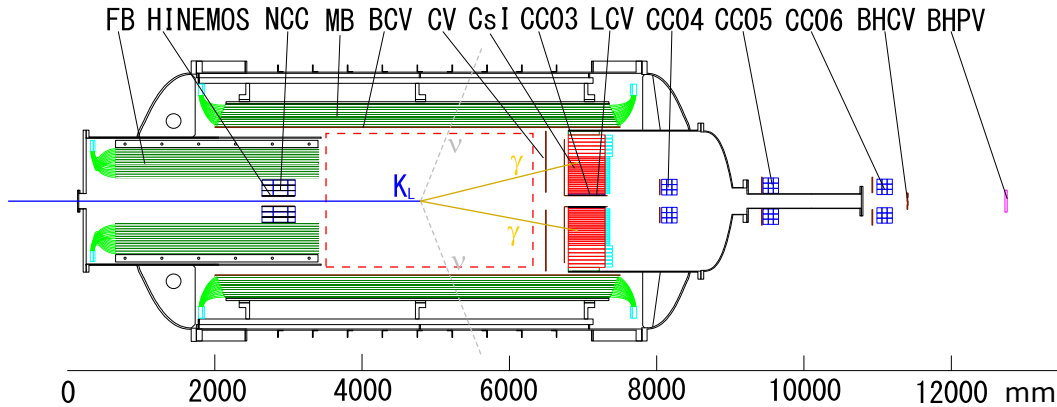


図 1.5: KOTO 実験で使用される検出器群。赤点線は K_L の崩壊領域を表し、ここで崩壊したもののみが観測対象となる。図中では実際に起こると期待される $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 事象の例も示されている。

保証するための検出器 (veto 検出器) を K_L の崩壊領域の全周に配している。これによって、 K_L のほかの崩壊モードと $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ を区別することが可能である。さらに、電磁カロリメータで観測された 2γ の位置とエネルギーの情報から、親粒子を π^0 として、その崩壊点及び運動量ベクトルを再構成する。この際、崩壊点をビーム軸状と仮定するが、細く絞られたビームであるため、十分な精度で再構成出来る。これらの情報を用いて、さらなる背景事象の削減を行う。

1.3 ビーム中荷電粒子検出器 BHCV

この節では本研究が深く関わっているビーム中荷電粒子検出器 BHCV の概要とそのアップグレード計画について述べる。また、本研究のテーマである信号増幅器を含む読み出し系の簡単な紹介を行う。

1.3.1 BHCV の役割とアップグレード計画

BHCV (Beam Hole Charged Veto、図 1.5 の右から二番目) はビーム軸下流部に設置されている veto 検出器で、 K_L 崩壊に由来する荷電粒子を捉えることを目的としている。特に、 $K_L \rightarrow \pi^+ \pi^- \pi^0$ 崩壊によるバックグラウンド事象 (図 1.6) の削減にとって特に重要な検出器である。この崩壊において、荷電 π をビーム下流に逃した場合、終状態が π^0 由来の 2γ のみとなり、 $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 崩壊のバックグラウンドとなる。これを防ぐため、BHCV はビームに直接あたる位置に設置されている。

BHCV はビームに直にさらされるため、必然的に高レートな検出器である。2013 年 5 月の物理ランにおいては 3 mm 厚のプラスチックシンチレータを用いたものが使用されていた (図 1.7) が、今後予定されているビームの増強によってよりヒットレートが増加すると、使用している光電子増倍管のレート耐性や後述する $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 事象収率の観点から、この構成では使用に耐えないことがわかった。

KOTO 実験で使用するビームには多くの γ や中性子が含まれており、BHCV のヒットレートを上げる主な要因となっているが、高レートであることは $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 崩壊事象の収率に悪影響を与える。図 1.8 はそのメカニズムを説明したものである。KOTO 実験では、CsI カロリメータ上

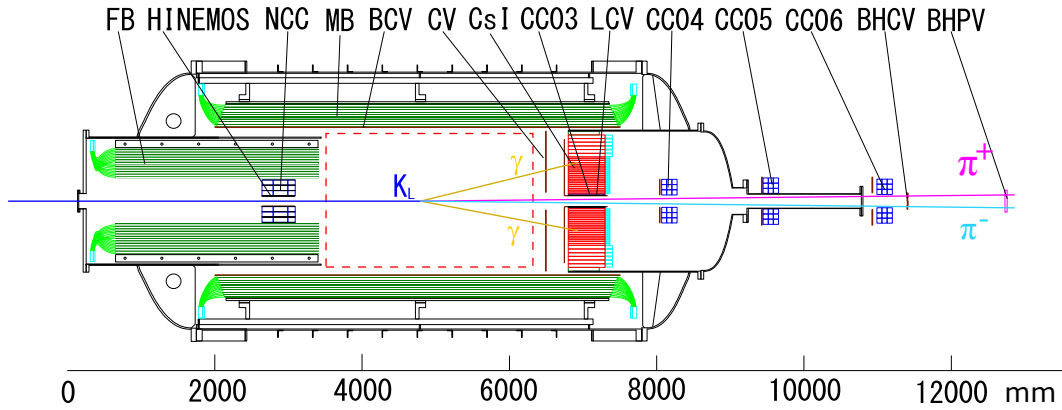


図 1.6: $K_L \rightarrow \pi^+\pi^-\pi^0$ 崩壊事象の例。この例では荷電 π がビーム軸をビーム下流方向に抜けて BHCV にヒットしている。

で $K_L \rightarrow \pi^0\nu\bar{\nu}$ の候補となるイベントが観測された場合、このイベントと同期するような一定時間（数十 ns）がその他の全検出器に対して設けられる。この時間の中にどこかの検出器で信号が観測された場合は、 $K_L \rightarrow \pi^0\nu\bar{\nu}$ ではなかったと判断する。ところが、ヒットレートが高い検出器においては、カロリメータ上で観測されたイベントと無関係な粒子がこの一定時間の間に偶然検出されてしまう確率が大きくなる。このような偶発事象が $K_L \rightarrow \pi^0\nu\bar{\nu}$ が起こった際に発生するとその $K_L \rightarrow \pi^0\nu\bar{\nu}$ 崩壊はバックグラウンドイベントとして処理されてしまう。以上の事情から検出器のヒットレートはなるべく低い方がよいといえる。

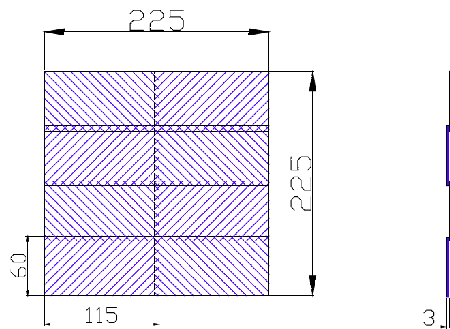


図 1.7: 2013 年 5 月のランで使用された BHCV。

以上を踏まえて、BHCV を現行の 3 mm 厚プラスチックシンチレータから 2.8 mm 厚の多線式比例計数管 (Multi-Wire Proportional Chamber, MWPC) に置き換える計画を進めてきた。MWPC はガスを検出体としているためプラスチックシンチレータに比べて 1/1000 ほど密度が小さいので、 γ や中性子などに対する反応確率を大きく下げることができると期待されている。図 1.9 に BHCV のために設計された MWPC の概略図、表 1.1 に仕様を示す。この MWPC は 1 チャンネルあたり 10 本のワイヤがギャングされており、一台あたりのチャンネル数は 16 である²。以下単に BHCV と呼称する際は、MWPC を用いた新しい BHCV のこととする。

BHCV は同じ MWPC 3 台をビーム方向に重ねて使用する。これには、「2 out of 3」の構成で使用することでロバストなシステムとし、ランダムなノイズの軽減や、要求される検出効率 (99.5% 以上) を達成するために必要な一台あたりの検出効率を軽減させる狙いがある。MWPC 一台当たり

²これ以外にも、この MWPC には BHCV の使用環境において必要な性能を保障するためのさまざまな工夫が施されているが、詳細は同年度に提出されている当研究室の中桐氏の修士論文を参照いただきたい

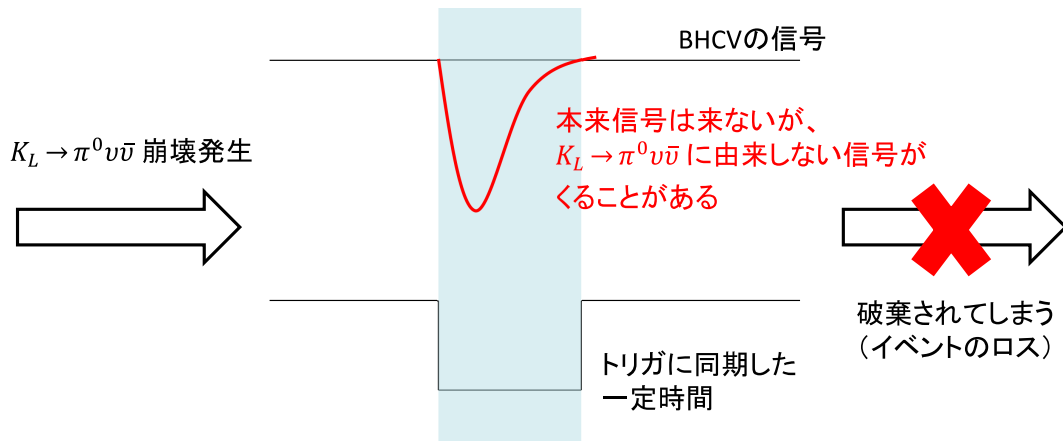


図 1.8: 偶発的信号による $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 事象のロスのメカニズム。

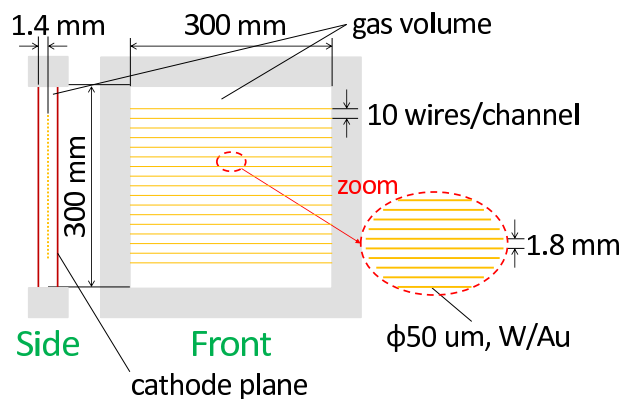


図 1.9: MWPC 版 BHCV。

の検出効率を ε とする。検出の条件として 3 台中 2 台以上が信号を発生しているということを課した場合の検出効率は次のようになる：

$$\varepsilon^3 + 6\varepsilon^2(1 - \varepsilon)$$

この式を用いると、一台あたりの検出効率が 96% 以上であれば、「2 out of 3」で 99.5% の検出効率を達成することが可能となる。

1.3.2 BHCV の信号読み出し系

BHCV の信号読み出し系の略図を図 1.10 に示す。BHCV には本研究において開発された専用の信号増幅器が直接接続され、増幅された信号は同軸ケーブルを通してバックエンドの波形記録用 ADC まで導かれる。KOTO 実験では、BHCV に限らず全ての検出器の信号波形が ADC によって記録される。BHCV で使用する ADC の仕様を表 1.2 に示す。

BHCV の信号増幅器はただ単に利得を大きくするだけでは不十分である。なぜならば、MWPC の出力波形はイオンのドリフトに起因する遅い周波数成分を持つため、数 μs にわたって信号が残留する (図 1.11) が、BHCV は第 2 章で述べるように高レートな検出器であるため、信号波形のパイルアップが問題となってきてしまう。そこで、本研究では信号増幅器に波形整形機能を搭載

表 1.1: MWPC 版 BHCV の仕様。

ガスボリューム	30 cm × 30 cm × 2.8 mm
ワイヤ間距離	1.8 mm
ワイヤ-カソード間距離	1.4 mm
ワイヤ	金メッキタンゲステン、直径 50 μm
カソード面	グラファイトコートされた 50 μm 厚カプトン
ガス	CF4:n-Pentane = 55:45
HV	2.9 kV
検出効率	$\geq 99.5\%$ (要求値)

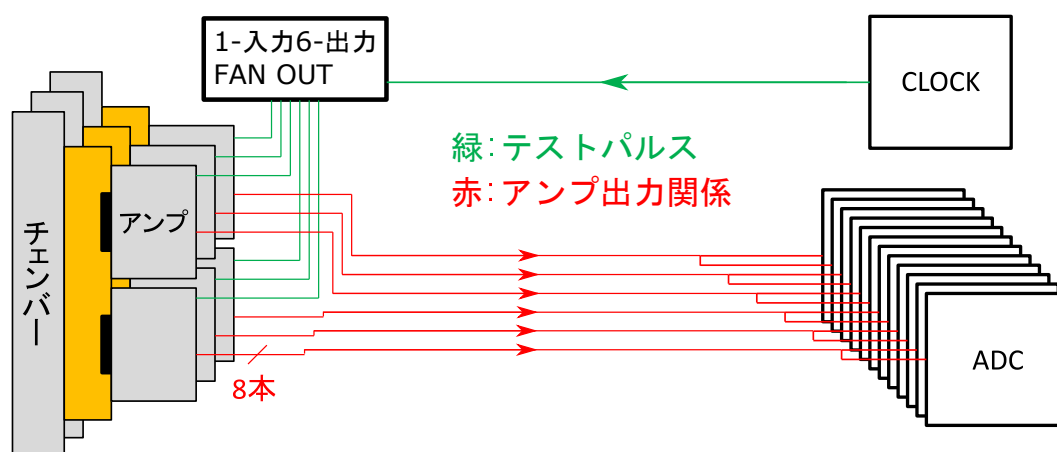


図 1.10: BHCV の信号読み出し系。

することで、信号波形の幅を短縮し、高レートにおいてもパイルアップしにくい信号増幅器を開発した。設計に関する詳細については、第3章で述べる。

以降の章では、第2章で BHCV の信号増幅器に対する要求性能をまとめたうえで、第3章で実際に単チャンネルの試作版増幅器を設計・製作し性能評価を行った結果について述べる。さらに第4章では、実際の使用環境を想定した総合的なテストの結果について述べ、第5章において結果の考察を行う。

表 1.2: BHCV の信号読み出しで使用される波形記録用 ADC の主な仕様。

ダイナミックレンジ	2 V
ビット数	12 bit
サンプリングレート	500 MHz

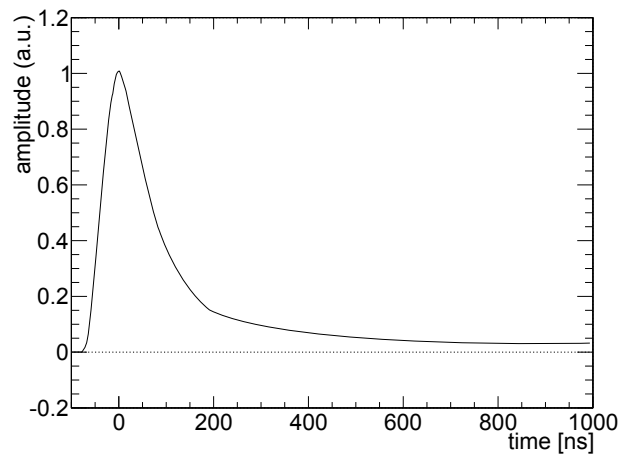


図 1.11: MWPC の出力波形。イオンのドリフトに起因する低周波成分が数 μs にわたって残留する。

第2章 BHCVの信号増幅器に要求される性能

この章では、信号増幅器に求められる性能を、BHCVに対する要求性能をふまえて述べる。なお、本章で用いられる検出器シミュレーションは Geant4[5] をベースにしたものである。

2.1 信号波形の幅に対する要求

1.3.2 節において、BHCV の出力信号波形が数 μs にわたって残留するということを述べた。この残留する信号成分のパイルアップがどの程度問題となるかは、BHCV のヒットレートに依存する。そこで増幅器の設計に先立って、シミュレーションで BHCV のヒットレートを算出し、出力信号の波形の幅がどの程度にしなければならないのかを見積もった。

図 2.1 にヒットレートを見積もるためのシミュレーションにおける検出器の配置を示す。このシミュレーションでは、KOTO 実験で想定される実際の K_L ビーム (γ 、中性子を多く含む) を再現したビームを用いて行った。シミュレーションの結果から BHCV 上にエネルギーが残ったイベントの数をチャンネル毎に数えて、KOTO 実験の設計値 [3] のビーム強度¹における値に換算した上で、各モジュールの各チャンネル毎にヒットレートとして示したものが図 2.2 である。この結果から、一番後ろのモジュール (module3) において、約 700 kHz のヒットレートが見込まれることがわかった。

図 2.3 にパイルアップ波形の例を示す。信号のパイルアップがもたらす悪影響は主に二つある。一つは、波形のパイルアップによって信号のベースラインが時間変動してしまう問題で、もう一つは、図 2.3 のような状況である。ここで赤点線で示されている信号が本来とらえるべき信号で、信号のタイミングを波形の半分の高さになる時刻として定めれば、トリガと同期するための一定時間 (黄色帯) の内側に入っている。しかしながら、ここに青点線の信号が重なることによって二つの信号が一つの信号 (黒線) となってしまうと、信号の到達時間を間違えてしまい、黄色帯で示された時間の外に出ることが起こりうる。この場合、BHCV が検出すべき信号を取り逃してしまうことになってしまうため、実効的な検出効率が下がってしまう。

信号のパイルアップを抑制するためには、信号の平均的な到来時間間隔よりも十分に信号波形を短くする必要がある。図 2.2 からチャンネルごとのレートは最大 700 kHz 程度であることがわかる。しかしながら KOTO 実験においては、ビームの供給が時間に対して一様ではなく時間構造をもっている為、検出器でのビームによるレートが実効的に 2 倍程度になる。したがって、BHCV において予測されるチャンネルごとの最大ヒットレートは 1.5 MHz 程度となる。これは、時間的に隣り合う信号間の平均時間が 600 ns 程度ということであるから、信号波形の幅が 600 ns と同等かそれを上回っていると信号のパイルアップが発生しやすい状況に陥るということである。本研究ではパイルアップをなるべく防ぐという観点から、これに対して十分余裕をもった値として信号波形の幅を 100 ns 程度とすることにした。信号のパイルアップについては、製作した増幅器の出力波形について、高レート環境での実測 (4.3 節) とシミュレーションを通して、その影響の評価を行う。

¹ K_L 生成の一次ターゲット (Ni) 上に 0.7 s で 2×10^{14} 個の陽子があたるビーム強度。

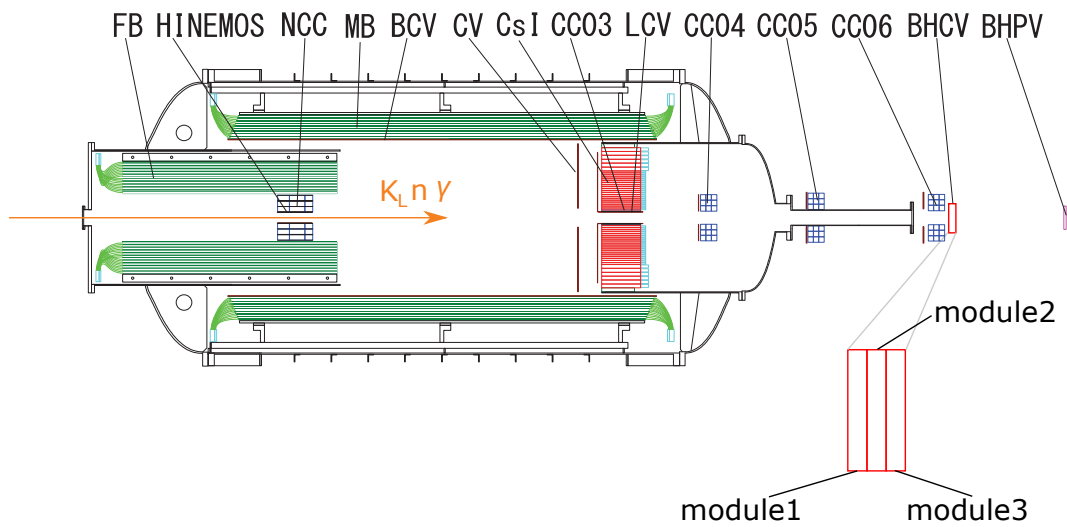


図 2.1: BHCV のヒットレートを見積もるために用いたシミュレーションにおける検出器の配置図。BHCV は本番と同様にビーム方向に三台重ねた状態でシミュレーションを行った。

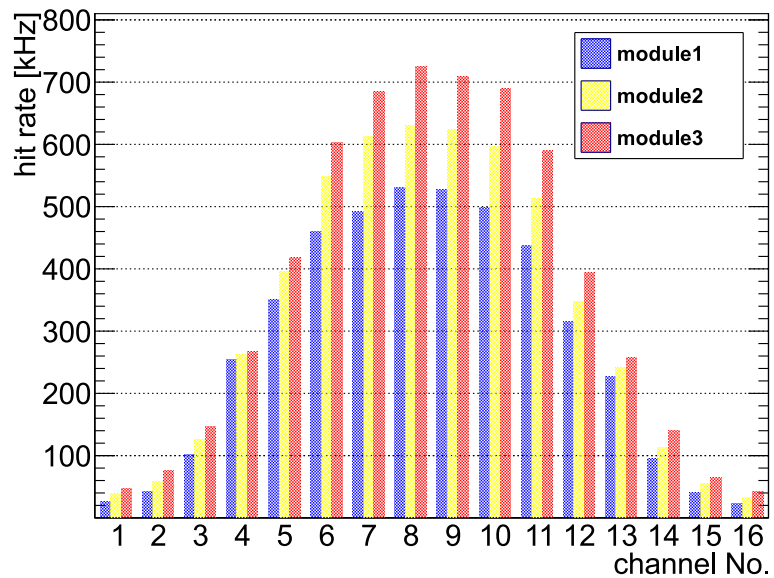


図 2.2: BHCV のヒットレートのシミュレーション結果。

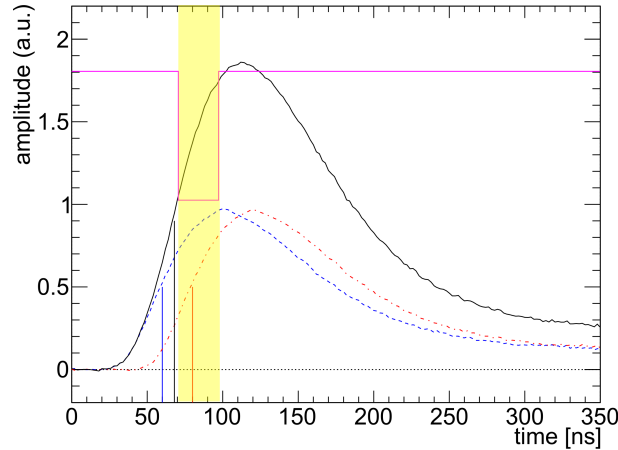


図 2.3: 波形のパイルアップの例（波形整形回路なし）。黒線で示されている波形は赤と青の波形を足し合わせたもので、赤、青、黒の縦線はそれぞれの波形が振幅の 1/2 になる時刻をあらわしている。また、赤紫の実線はトリガと同期するための一定時間（黄色帯）を示すものである。

2.2 S/N に対する要求

BHCV 用信号増幅器の S/N (signal to noise ratio) に対する要求は、BHCV の検出効率と密接に関係している。なぜならば、検出効率はかけることのできるエネルギー閾値と関連があり、エネルギー閾値はノイズレベルによってその下限が制限されているためである。BHCV の検出効率とエネルギー閾値の関係を調べるために、図 2.1 と同じセットアップにおいて $K_L \rightarrow \pi^+ \pi^- \pi^0$ 崩壊事象のみをシミュレーションし、BHCV に入射する π^+ や π^- のエネルギーデポジット分布を調べた²。図 2.4 に module1 上に荷電 π がエネルギーデポジットを残した際に全チャンネル中最大のデポジットがあったチャンネルに記録されたエネルギーの分布を示す。このシミュレーションで BHCV に入射した荷電 π の運動量は 700-800 MeV/c 付近にピークを持ち、3 GeV/c 程度まで広がるなだらかな分布をしており、ちょうど最小電離損失粒子 (minimum ionizing particle、MIP) と同じ程度のエネルギーデポジットを残すと考えられる。図 2.4 の分布をランダウ関数とガウス関数の畳み込みによってフィッティングした結果が赤線で示されており、得られたランダウ関数が最大値をとるエネルギー（緑点線）を以下 MIP ピークと呼称することにする。さらに、この分布を用いてエネルギー閾値を設定した際に算出される検出効率をプロットしたのが図 2.5 である。横軸は MIP ピークに対応するエネルギーを 1 としてあらわしてある。KOTO 実験の設計値としての BHCV の要求検出効率は 99.5%³[3] であり、これを満たすためには少なくとも MIP ピークの 1/4 のところに閾値を設けることができなければならない。module2 や 3 についても結果は同じで、MIP ピークの 1/4 に閾値を設けることで 99.5% の検出効率を達成することができるようになる。

以上の結果を踏まえて、BHCV 用信号増幅器に対する信号対ノイズ比 (S/N) に対する要求を定める。まず、ノイズとして振幅の分布がガウス分布に従うランダムノイズを仮定し、その標準偏差 σ を N とする。そして、BHCV が要求検出効率を達成するために必要なエネルギー閾値である MIP ピークの 1/4 の大きさの信号を S と定めた際に、S/N が 5 以上となることを要求性能とした。

² $K_L \rightarrow \pi^+ \pi^- \pi^0$ 崩壊は $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 崩壊に対するバックグラウンドの内、BHCV が必ず検出しなければならない重要な崩壊事象である (1.3.1 節参照)。

³ 検出効率 99.5% は BHCV の個々のモジュールではなく全体として要求されている検出効率であるが、本研究では各モジュールごとがこの値を満たしていることを課している。

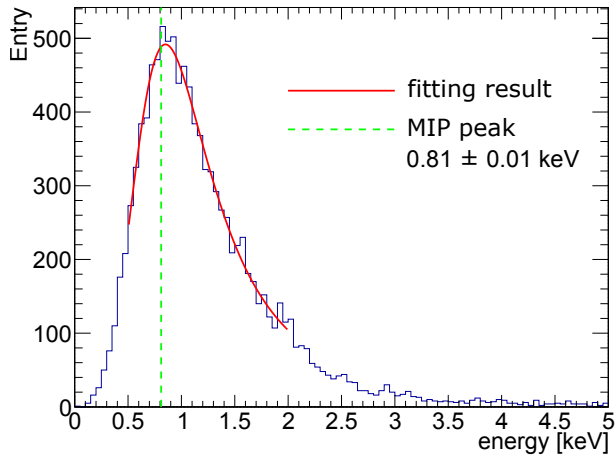


図 2.4: 荷電 π が BHCV 上にエネルギーデポジットを残した際に全チャンネル中最大のエネルギーデポジットの分布 (シミュレーション)。緑点線は MIP ピークをあらわす。

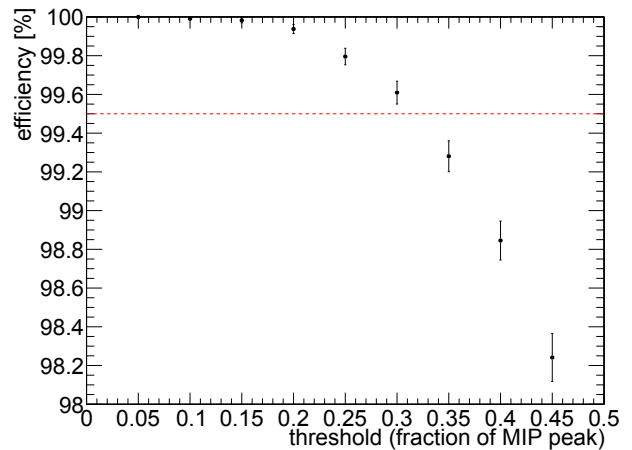


図 2.5: エネルギー閾値に対する検出効率 (シミュレーション)。赤点線は BHCV の要求検出効率の 99.5% をあらわしている。

2.3 波形取得用 ADC からくるゲインとダイナミックレンジに対する要請

BHCV 用信号増幅器には、BHCV のエネルギーキャリブレーションの観点から少なくとも図 2.4 の分布のピーク付近の構造が確認可能なダイナミックレンジを持っている必要がある。これを踏まえて本研究では、BHCV 用信号増幅器に対して少なくとも MIP ピークに相当する信号の 10 倍の振幅をもつ信号が見えるダイナミックレンジを持つことを課す。その一方で、読み出し側の波形記録用 ADC 自身のダイナミックレンジが 2V となっているため、MIP ピークの 10 倍の信号の振幅が 2 V を超えてはいけな。これは MIP ピーク相当の信号に対する出力信号が 200 mV を超えてはならないということを意味する。すなわち、アンプのゲインの上限値は 200 mV/MIP ピークとなる。

一方でゲインの下限値は ADC のノイズレベルによって制限される。図 2.6 に ADC 単体で記録されたランダムノイズの分布を示す。この分布をガウス関数でフィッティングし、標準偏差の値を求めると 1.48 ± 0.08 ADC カウントとなっていることがわかった。BHCV の検出効率 99.5% を満たすためには、必要なエネルギー閾値である MIP ピークの 1/4 のエネルギーに相当する信号の振幅がこのノイズに比べて十分大きいことが必要である。したがって、S/N に関する要求を導いたときと同様に、MIP ピークの 1/4 に相当する信号振幅が ADC 自身ノイズの標準偏差の 5 倍、すなわち 7.5 ADC カウントを超えていることをゲインの下限値と定めた。これを MIP ピークのゲインに換算すると、30 ADC カウント/MIP ピーク (2V/12bit であるので約 15 mV/MIP ピーク) となる。

2.4 まとめ

本章で述べた BHCV 用信号増幅器に対する要求性能を表 2.1 にまとめる。以降の章では、第 3 章で波形整形回路の動作検証を行った際に、出力波形が要求性能を満たしていることを確認する。また、第 4 章および第 5 章において製作した増幅器が S/N とゲインに対する要求を満たしていることを確認する。

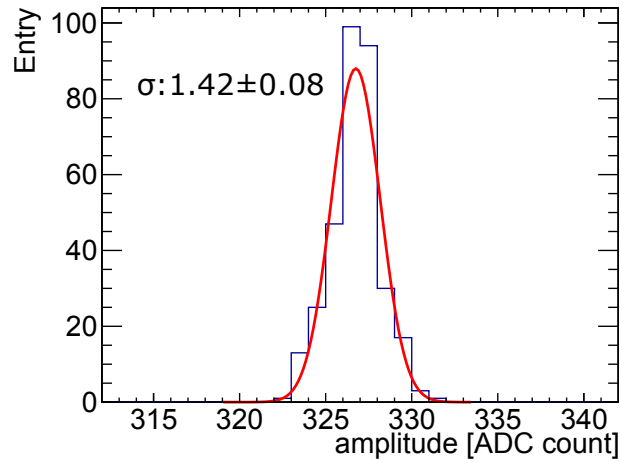


図 2.6: 波形記録用 ADC 単体のランダムノイズ分布。赤線はガウス関数によるフィッティング結果を示しており、 σ はその結果得られた標準偏差の値である。

表 2.1: BHCV 用信号増幅器の要求性能

パルス幅	100 ns 程度
MIP ピークの 1/4 の信号に対する S/N	5 倍以上
ゲイン	15 mV/MIP ピーク以上 200 mV/MIP ピーク以下

第3章 設計・原理および試作版による動作検証

本章では、BHCV用信号増幅器の設計と動作原理について述べる。

3.1 設計の概要

図 3.1 に増幅器の設計の概要を示す。まず、入力された検出器信号を電荷積分アンプによって増幅することで必要とされる S/N を確保し、後段に後述するポール・ゼロキャンセル回路を用いた波形整形部を設けることで信号波形を短くする。

3.1.1 オペアンプの選定

本設計においては大きく二つの課題があった。一つ目は、BHCV の高いヒットレート（1 MHz 程度）における前段の電荷積分アンプの飽和を防止するため、時定数を $1 \mu\text{s}$ より十分小さくしなければならないことから、高速な増幅器が必要ということである。二つ目は、連続して増幅器を配置することによって各段のオフセット電圧やノイズが蓄積し、最終段のダイナミックレンジや S/N が悪化することである。これらの問題点はアナログ・デバイセズ社の ADA4817 という高速 FET オペアンプを使用することによって解決した。表 3.1 にその仕様を示す。このオペアンプはゲイン・バンド幅積 410 MHz 以上という高い周波数特性に加えて、低ノイズ・低オフセットと本設計において必要とされる諸特性を有している。これを全増幅段に使用することによって本設計を実現した。

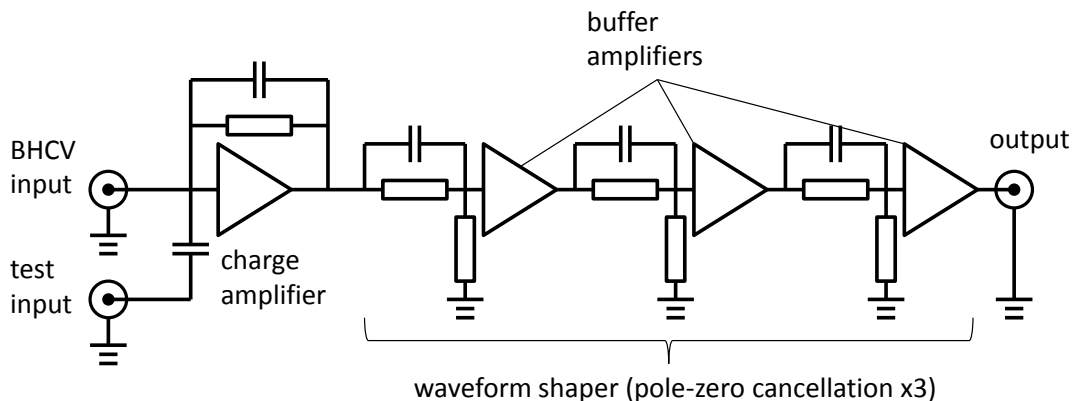


図 3.1: 増幅器の構成概要。

3.1.2 波形整形回路の基本理念

図 3.1 の後段にある波形整形回路は本設計の特徴の一つである。これは文献 [8] で紹介されている多段ポールゼロキャンセル回路をベースとして設計した。ポール・ゼロキャンセル回路は図 3.2

表 3.1: オペアンプ ADA4817 の仕様

ゲイン・バンド幅積	410 MHz 以上
入力換算電圧ノイズ	4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
入力換算電流ノイズ	2.5 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
入力換算オフセット電圧	最大 2.3 mV

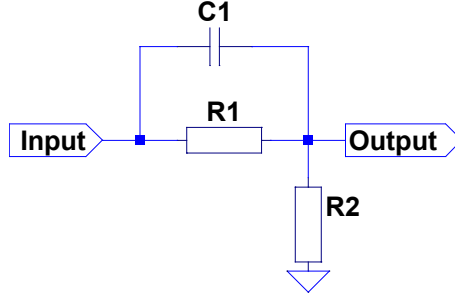


図 3.2: ポール・ゼロキャンセル回路。

に示したもので、その伝達関数は次のように表される：

$$\frac{\tilde{V}_{\text{out}}(s)}{\tilde{V}_{\text{in}}(s)} = \frac{\tau' s + 1/\tau'}{\tau s + 1/\tau} \quad (\tau = (R_1 \parallel R_2), \tau' = R_1 C_1) \quad (3.1)$$

ここで、 V_{in} 、 V_{out} は入力電圧と出力電圧である。また、“ \parallel ”記号は並列の合成抵抗¹を計算することを意味する。この回路に時定数 τ' の指数関数波形 $\propto \exp(-t/\tau')$ を入力すると、以下のようにして時定数がポール・ゼロキャンセル回路の時定数に変換される：

$$\frac{1}{s + 1/\tau'} \frac{s + 1/\tau'}{s + 1/\tau} = \frac{1}{s + 1/\tau} \quad (3.2)$$

ここで、式 (3.1) の定数係数は省いた。また、 $\exp(-t/\tau)$ のラプラス変換が $1/(s + 1/\tau)$ であることも用いた。

次に、多段ポール・ゼロキャンセル回路による波形整形の基本原理を解説する。図 3.3 のような単芯の比例計数管の電場は次式であらわされる [6]：

$$E(r) = \frac{CV}{2\pi\epsilon_0} \frac{1}{r}, \quad C = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(b/a)} \quad (3.3)$$

ここで、 ϵ_0 は真空の誘電率、 V は印可電圧、 C は比例計数管のもつ単位長さあたりの静電容量である。ここで、電荷 Q を持つ点がワイヤ表面からカソード面に向かってドリフトすることを考えると、比例計数管のワイヤに誘起される電流は次のようにあらわされることが知られている [6][8]：

$$I(t) = \frac{C}{2\pi\epsilon_0} \frac{Q}{2t_0} \frac{1}{1 + t/t_0}, \quad t_0 = \frac{\pi\epsilon_0 a^2}{\mu_p CV} \quad (3.4)$$

ここで、 μ_p はイオンのモビリティである。比例計数管の信号は、このように t に反比例するような形をしていることが特徴的で、数 μs にわたって信号が残存してしまう原因である ($1/t$ テール)。

¹

$$R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

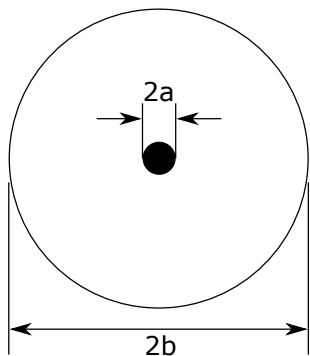


図 3.3: ワイヤ直径 $2a$ 、管の外径 $2b$ の単芯の比例計数管。

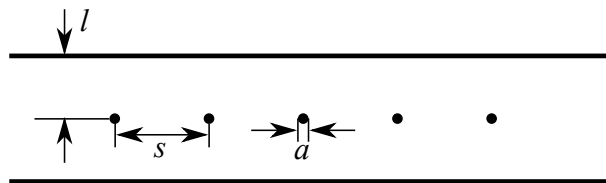


図 3.4: ワイヤ直径 $2a$ 、ワイヤ間距離 s 、ワイヤ-カソード間距離 l の MWPC。

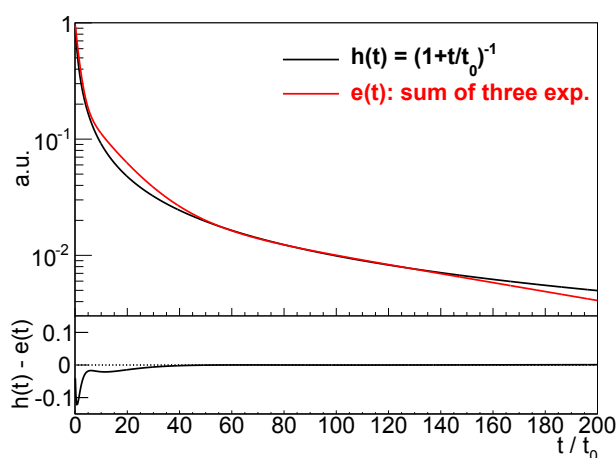


図 3.5: $1/t$ テール (黒) と 3 つの指数関数の和 (赤) の比較。 $A = 0.79$ 、 $\alpha = 1.6$ 、 $B = 0.185$ 、 $\beta = 13.5$ 、 $C = 0.024$ 、 $\gamma = 113$ とした場合で、振幅は $t = 0$ を 1 とするようにな規格化されている。下段は黒と赤の差をとったもので特にテール付近でよく一致していることがわかる。

図 3.4 のような MWPC の場合には、単芯の比例計数管の場合と電場構造には多少の違いがあるものの、ワイヤ近傍で考えた場合にはやはり式 (3.3) と同じ電場構造を持っている。ただし、単位長さあたりの静電容量の値は次式に変更する必要がある：

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0}{(\pi l/s) - \ln(2\pi a/s)} \quad (3.5)$$

ここで、 s はワイヤ間距離、 l はワイヤ-カソード間距離である (図 3.4)。式 (3.4) は実は三つの指数関数の和

$$A \exp(-t/\alpha t_0) + B \exp(-t/\beta t_0) + C \exp(-t/\gamma t_0) \quad (3.6)$$

で近似することができることが知られている。図 3.5 に式 (3.4) と式 (3.6) の比較を示す。特に、信号のテール部分で一致がよいことがわかる。

式 (3.6) のような三つの指数関数の和は、2 段のポール・ゼロキャンセル回路によって一つの指数関数 $\propto \exp(-t/\alpha t_0)$ にすることが可能である [8]。本設計では、この 2 段のポール・ゼロキャンセル回路にさらにもう一段ポール・ゼロキャンセル回路を入れることによって、さらに波形を短くすることを意図している²。

²最後のポール・ゼロキャンセルへの入力期待通り $\propto \exp(-t/\alpha t_0)$ となっていれば、式 (3.2) で示した時定数変

波形整形回路としてポール・ゼロキャンセル回路を使用したのは、この回路がハイパスフィルターとは異なり直流成分を通すためユニポーラ出力が可能となるためである。加えて、波形整形部のパラメータを適切に選ぶことによって出力波形のオーバーシュート・アンダーシュートを抑えることにより、高レート動作においてもベースラインリストアラーのような能動素子によるベースラインのコントロールが不要となった。多段構成にもかかわらず、ハイパスフィルターによる直流成分の遮断をせずにすんでいるのは、オペアンプ ADA4817 の低オフセット特性のおかげである。

3.2 単チャンネル試作版と動作検証

前節で述べた設計方針に沿って単チャンネルの試作版増幅器を設計・作成した。図 3.6 にその回路図を示す。以降の節で、この試作版の前段増幅部および波形整形部の設計と性能試験の結果について述べる。

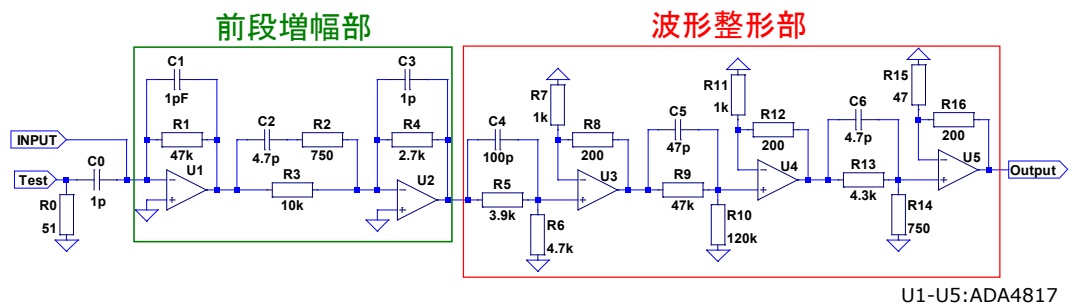


図 3.6: 単チャンネル試作版の回路図。

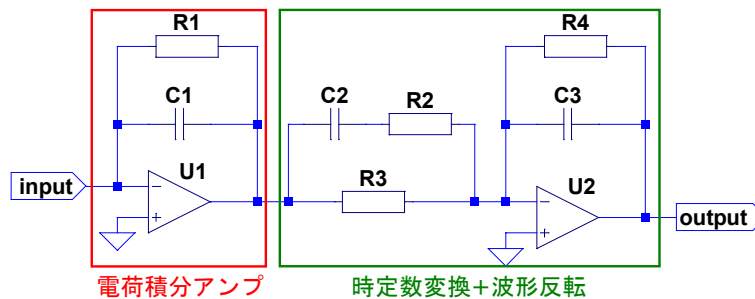


図 3.7: 前段増幅部の回路図。U1 と U2 はオペアンプ ADA4817 である。

3.3 前段増幅部

3.3.1 前段増幅部の動作原理

前段増幅部は電荷積分アンプと反転アンプとで構成されている（図 3.7）。電荷積分アンプの伝達関数は次のように書ける：

$$\frac{\tilde{V}_0(s)}{\tilde{I}_{in}(s)} = -\frac{R_1}{\tau_0} \frac{1}{s + 1/\tau_0} \quad (\tau_0 = R_1 C_1) \quad (3.7)$$

ここで、 s は複素周波数、 \tilde{V}_0 および \tilde{I}_{in} はそれぞれ出力電圧と入力電流をラプラス変換して複素周波数 s の空間であらわしたものである。また、 τ_0 は電荷積分アンプの積分時間を表す定数である。

反転アンプの役割は、読み出し側の波形記録用 ADC の極性に対応するための信号の反転を行うことと、電荷積分アンプの積分時間を短くすることである。伝達関数は次のようになる [7]：

$$\frac{\tilde{V}_{out}(s)}{\tilde{V}_0(s)} = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1 + s(R_2 + R_3)C_2}{(1 + sR_2C_2)(1 + sR_4C_3)} \quad (3.8)$$

ここで、 \tilde{V}_{out} は反転アンプの出力電圧である。 $R_2C_2 = R_4C_3$ となるように回路定数を選ぶと、

$$\begin{aligned} \frac{\tilde{V}_{out}(s)}{\tilde{V}_0(s)} &= -\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{1 + s(R_2 + R_3)C_2}{(1 + sR_2C_2)^2} \\ &= -\frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{\tau'_1}{\tau_1^2} \frac{s + 1/\tau'_1}{(s + 1/\tau_1)^2} \quad (\tau_1 = R_2C_2, \tau'_1 = (R_2 + R_3)C_2) \end{aligned} \quad (3.9)$$

となる。式 (3.7) と式 (3.9) の積を取ることによって前段増幅部の伝達関数となるが、このときに $\tau_0 = \tau'_1$ と選ぶと分母・分子が打ち消しあって τ_1 のみが残る：

$$\frac{\tilde{V}_{out}(s)}{\tilde{I}_{in}(s)} = \frac{R_1 R_4}{\tau_1^2 R_3} \frac{1}{(s + 1/\tau_1)^2} \quad (3.10)$$

$(s + 1/\tau_1)^{-2}$ をラプラス逆変換すると $t \exp(-t/\tau_1)$ となるため、 τ_1 は積分時間である。ところで、 $\tau_0 = R_1 C_1 = (R_2 + R_3) C_2 > R_2 C_2 = \tau_1$ であるので、積分時間が短くすることができたことになる³。

電荷 Q のインパルス入力 $I(t) = Q\delta(t)$ ⁴ に対する電荷積分アンプおよび反転アンプの出力は式 (3.7) および式 (3.9) からラプラス逆変換を用いて計算することができ、それぞれ

$$V_0(t) = -\frac{R_1}{\tau_0} \exp(-t/\tau_0) \quad (3.11)$$

$$V_{out}(t) = \frac{R_1 R_4}{\tau_1^2 R_3} t \exp(-t/\tau_1) \quad (3.12)$$

となる。これらをグラフで表すと図 3.8 となる。グラフ中の τ_0 および τ_1 の値は図 3.6 から計算したものである。

換機能により時定数 αt_0 が $(R_{13} \parallel R_{14})C_6$ (≈ 3 ns) となるが、後で確認するように信号波形の幅は 100 ns 程度にとどまっており、意図した時定数とはならない。これは、 $1/t$ テールを 3 つの指数関数で近似することに限界があることを意味する。

³この計算が式 (3.2) と全く同じであるのは、実は前段増幅部の反転アンプが一種のポール・ゼロキャンセル回路であることを意味している。

⁴

$$\delta(t) = \begin{cases} 0 & (t \neq 0) \\ \infty & (t = 0) \end{cases}$$

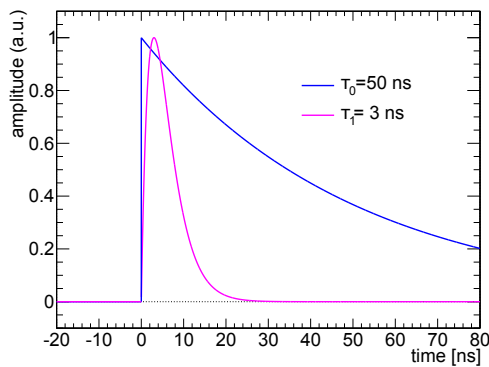


図 3.8: インパルス入力に対する電荷積分アンプ出力（青）と反転アンプ出力（赤紫）。振幅はピークの高さを1として規格化されている。

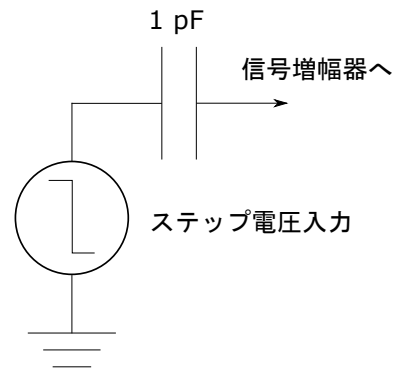


図 3.9: 増幅器のインパルス応答を測るための入力回路。ステップ電圧の電圧を変えることで入力電流の大きさを変更できる。

3.3.2 前段増幅部の設計と動作確認

電荷積分アンプの時定数 τ_0 は BHCV のヒットレートによってその上限値が制限される。なぜならば、電荷積分アンプにおける信号のパイルアップを避けるには積分時間を平均のヒット間隔より十分に短くしなければならないからである。BHCV のチャンネル毎のヒットレートは最大でおよそ 1 MHz と予測されるため、 τ_0 は 1 μs より十分に短くしなければならない。また、式 (3.7) からわかるように電荷積分アンプのゲインは $R_1/\tau_0 = 1/C_1$ と帰還容量に反比例するため、帰還容量をなるべく小さくし $C_1 = 1 \text{ pF}$ 、 $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ ($\tau_0 = 47 \text{ ns}$) というパラメータを採用した。

次に、反転アンプの回路定数は時定数変換のために $R_1C_1 = (R_2 + R_3)C_2$ 、 $R_2C_2 = R_4C_3 = \tau_1$ となるように選ばなければならない。しかしながら、オペアンプ U_1 や U_2 の帰還路に発生する浮遊容量やコンデンサ自身の容量の精度によって C_1 や C_2 、 C_3 の値がずれてしまうために、正確に同じ値となる抵抗値や容量値を選んでも期待される図 3.8 のような波形は得られない（図 3.10 の赤線）。そこで、 R_2 や R_3 を少しずつ変えて、最適と思われる出力が得られるようにした（図 3.10 の緑線）。表 3.2 に最適化前後の回路定数を示す。

なお、図 3.10 の測定は信号増幅器にインパルス電流を誘起するための入力回路（図 3.9）を用いて測定した。信号増幅器の入力部に 1 pF の容量を持つコンデンサを接続し、そこへステップ電圧入力 V_{in} を導入することで、増幅器に対して電荷 $Q = V_{\text{in}} \times 1[\text{pC}]$ のインパルス電流を誘起することができるようになっている。

実際に得られた波形がどのようなパラメータを持っているのかを調べるために、式 (3.12) を用いて図 3.10 に示した前段増幅部出力をフィッティングした結果を図 3.11 に示す。得られた積分時間 τ_1 （図中の p1）の値は 6 ns となり、計算によって求めた値（3.5 ns）よりも長くなっているが、フィッティングがうまくいっていることから出力波の関数形は式 (3.12) でよくあらわされていることがわかる。

3.4 波形整形部

本節では、3.1.2 節で述べた波形整形回路の実機による動作確認を行った結果について述べる。本設計では、3.1.2 節で述べたように図 3.2 のポール・ゼロキャンセル回路を 3 段使用して波形整形回路を構成している。なお、図 3.6 においてポール・ゼロキャンセル回路の間に挟まれている非

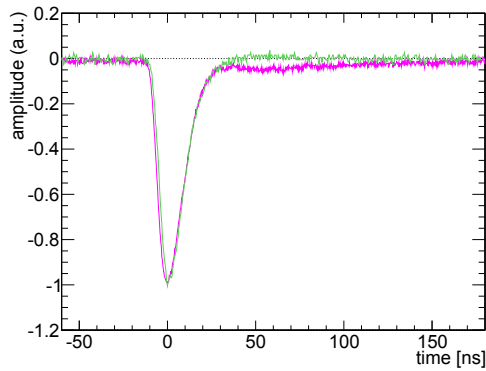


図 3.10: 前段増幅部の出力比較。赤線は $R_1C_1 = (R_2 + R_3)C_2$ 、 $R_2C_2 = R_4C_3 = \tau_1$ がちょうど成り立つようにパラメータを選んだ場合で、緑線は図 3.6 のパラメータ場合である。

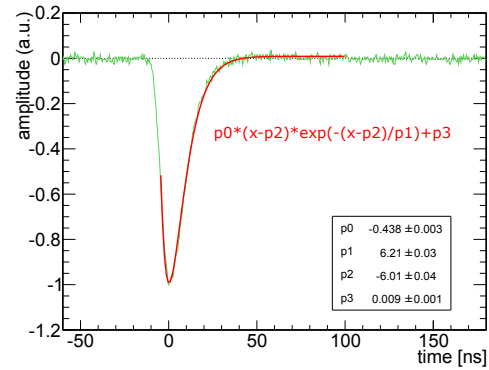


図 3.11: 前段増幅部出力の波形フィッティング結果。

表 3.2: 図 3.10 の測定に使用された回路のパラメータリスト。

	赤線	緑線
R1	47 kΩ	47 kΩ
R2	100 Ω	750 Ω
R3	910 Ω	10 kΩ
R4	1 kΩ	2.7 kΩ
C1	1 pF	1 pF
C2	47 pF	4.7 pF
C3	4.7 pF	1 pF
R1C1	47 ns	47 ns
(R2+R3)C2	47.5 ns	50.5 ns
R2C2	4.7 ns	3.5 ns
R4C3	4.7 ns	2.7 ns

反転アンプは、それぞれのポール・ゼロキャンセル回路の伝達関数が混ざらないようにするためのバッファの役割を担っている。

3.4.1 試作版 BHCV を用いた波形整形回路の動作確認

波形整形回路の設計および動作確認は、KOTO 実験の本番で使用される BHCV の 1/6 スケール試作版 (図 3.12) を用いて行った⁵。この試作 BHCV の仕様は表 3.3 に示した通りで、サイズが小さいこととチャンネル数が 1 であること以外は本番で用いる BHCV と同じ構造を持つ試作品である。

波形整形部の設計には、回路シミュレーション LTspice IV[9] を利用した。図 3.13 にシミュレーションを行った回路図を示す。この回路図は図 3.6 の波形整形部のみを抜き出したもので、入力と

⁵ この試作 BHCV の性能評価については本年度の中桐氏の修士論文を参照願いたい。

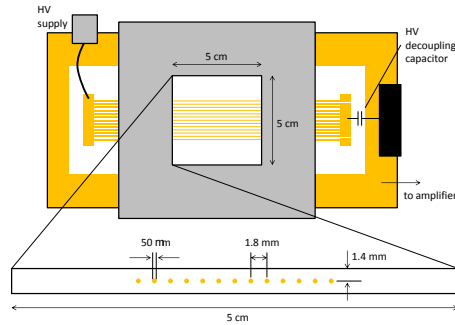
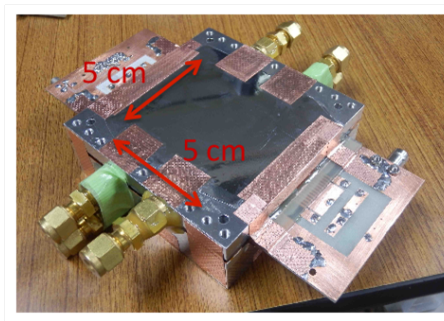


図 3.12: 試作 BHCV の実際の写真（左）と構造の概略（右）。

表 3.3: 試作 BHCV の仕様。

ガスボリューム	5 cm × 5 cm × 2.8 mm
ワイヤ間距離	1.8 mm
ワイヤ-カソード面間距離	1.4 mm
ワイヤ	金メッキタングステン、直径 50 μm
ワイヤ本数	13（内側 11 読み出し）
チャンネル数	1（内側 11 本をまとめ読み）
カソード面	カーボン塗装（面抵抗:1 k Ω/□）
ガス	CF ₄ :n-pentane = 55:45
動作電圧	2900 V
静電容量	約 50 pF

して前段増幅部の信号波形を使用することで波形整形部を通した後の信号の状態をシミュレートすることができる。シミュレーションの入力となる信号の波形を調べるため、前段増幅部（図 3.7）のみを持つ単チャンネルアンプを試作 BHCV へ接続し、⁹⁰Sr のベータ線に対する出力波形をオシロスコープ（250 MHz、2.5 GS/s）を用いて記録した。図 3.14 に記録した波形の例を示す。記録されたそれぞれの信号波形はランダムノイズによってその形が歪んでおり、本来の形がわかりづらいため、付録 A に沿って信号波形のテンプレートを作成した（図 3.15）。

シミュレーションの結果得られた出力と前段増幅部の出力波形テンプレートを比較したものを図 3.16 に示す。波形整形回路を通すことによって、入力に存在する低周波な信号成分（100 ns 以降）が完全に遮断されていることがわかる。実際の設計においては波形整形部のコンデンサや抵抗の値の調節とシミュレーションを繰り返し行い、図 3.13 のパラメータを得た。この回路によって、数 μs 以上に渡って残存していた WMPC 特有の低周波成分がカットされ、信号波形の幅はおおよそ 100 ns となるため、BHCV の予測されるヒットレートからくる波形の幅に対する要求（2.1 節）を十分に満たしている。

シミュレーションによって確認した波形整形部の機能が実際に実現されるかを確認するために、図 3.6 で示されている回路を実際に作成し、試作 BHCV を用いた信号波形の取得を行った。図 3.17 に取得した波形の例を示す。前段増幅部のときと同様に付録 A に従って波形テンプレートを作成し、図 3.16 に示したシミュレーション結果と比較したものが図 3.18 である。シミュレーションによる予測波形は概ねデータと一致しており、多段ポールゼロキャンセルによる波形整形は期待通り動作したことが確認できた。

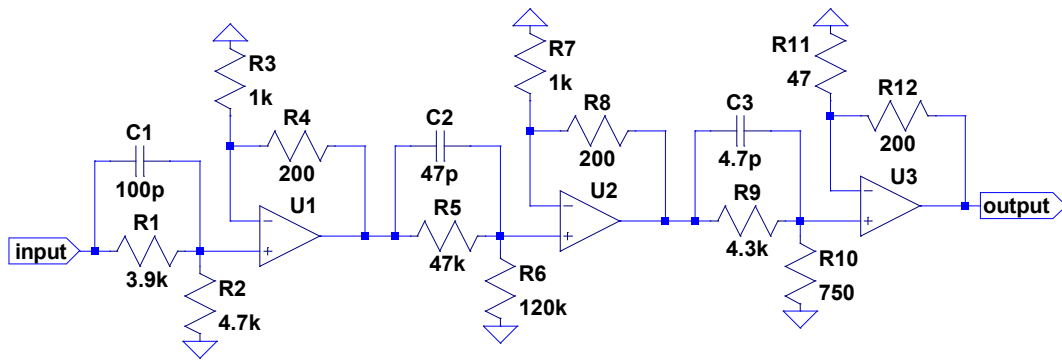


図 3.13: 波形整形部のシミュレーション回路。

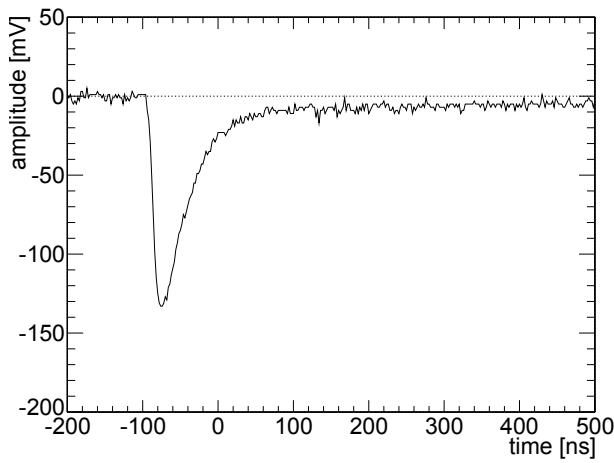


図 3.14: 記録された波形の例。100 ns 以降は WMPC に特有の低周波成分による信号のテールが見える。

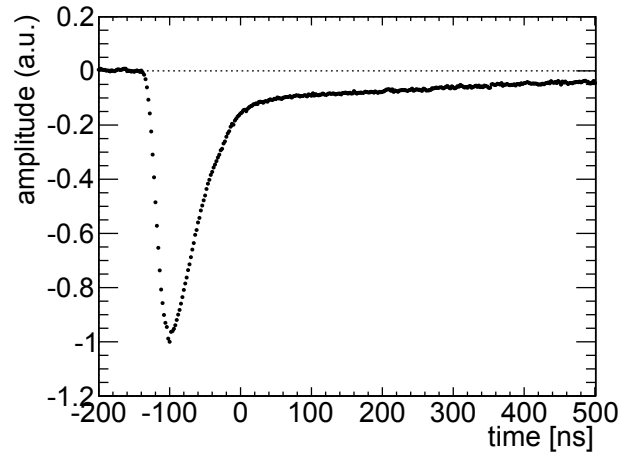


図 3.15: 前段増幅部の出力波形テンプレート。

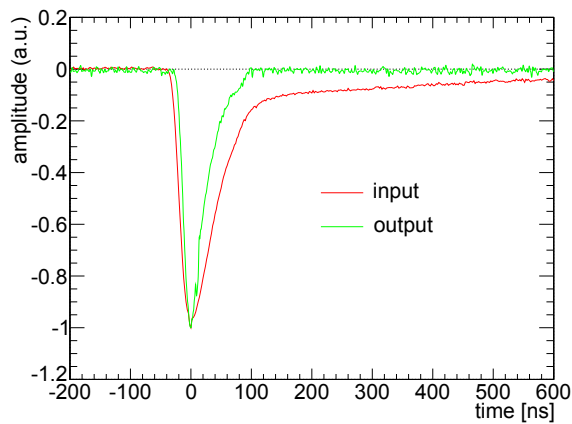


図 3.16: シミュレーションの入力（前段増幅部の波形テンプレート）と出力の比較。

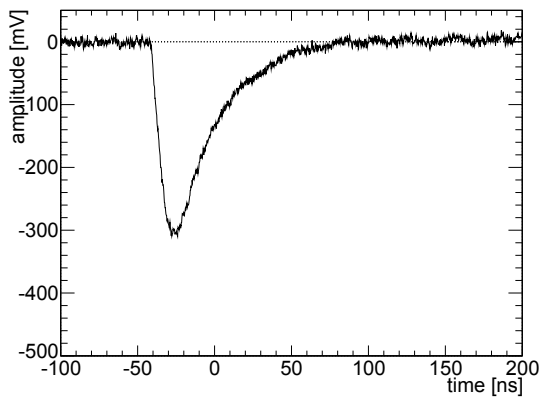


図 3.17: 図 3.6 の回路の出力。

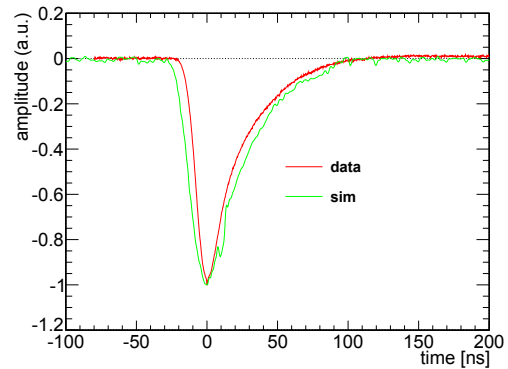


図 3.18: データの波形テンプレートとシミュレーション結果の比較。

3.5 サージ保護

BHCV の信号読み出しワイヤには約 3000 V もの高電圧が印可されるため、信号増幅器には適切な保護回路が必要である。図 3.19 に BHCV の等価回路および信号増幅器の保護回路の回路図を示す。ここで C2 は BHCV の静電容量、C3 は高電圧 V1 を増幅器側に入れなくするためのデカップリングコンデンサであるまた、入力保護回路側の初段 (D1) には東芝製 ESD 保護ダイオード DF2S6.8UFS を使用し、次段 (D2 および D3) に NXP semiconductors 社製 BA591 を使用している。初段の ESD 保護ダイオードがサージ発生時の突入電流を受け持ち、次段のダイオードと 10 Ω 抵抗は初段のバックアップとオペアンプ側の入力電圧の上昇を防止する役割を果たす。

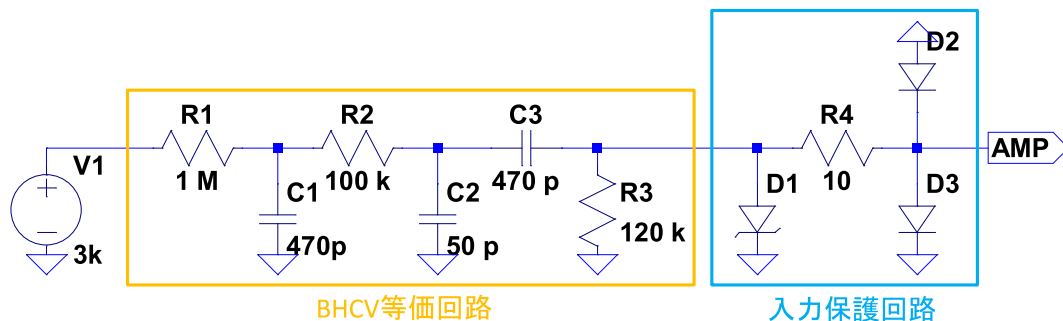


図 3.19: BHCV の等価回路と信号増幅器の入力保護回路。入力保護回路の右側に信号増幅器を接続する。

実際の使用環境において最も起こりうると考えられるのは、BHCV 内部で放電が発生 (=C2 が短絡) し、C3 に蓄えられている電荷が増幅器側に突入するという事態である。そこで、入力保護回路が正しく動作するかを確認するために、図 3.20 のようなテスト用回路を作成し、入力保護回路の性能をチェックした。保護回路右側にはオペアンプ ADA4817 を用いた電荷積分アンプを接続した。C1 横のスイッチを短絡すると、BHCV 内部での放電と同じ状態になり保護回路の動作を確認することができる。試験結果は、20 回の放電の前後でインパルス入力に対する応答の変化はまったく見られなかったため、入力保護回路は正しく機能しているということがわかった。

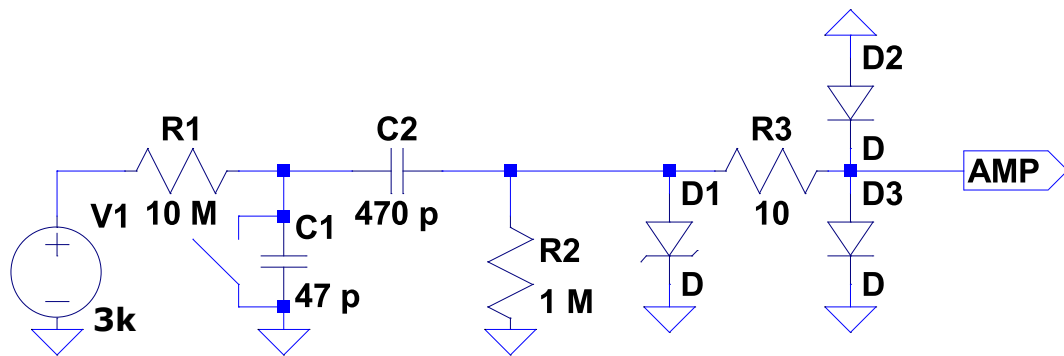


図 3.20: 入力保護回路の性能評価用回路。入力保護の右側に電荷積分アンプが接続した状態で、C1 横のスイッチを短絡することで BHCV の放電を再現する。

第4章 実際の使用環境を模擬した試験における性能評価

この章では、東北大学電子光理学研究センター [10] の電子ビーム (500 MeV) を用いた性能評価について述べる。本測定では、BHCV の小型試作版を用いて第3章で述べた波形整形機能つき信号増幅器の S/N とレート耐性を評価するための測定を行った。

4.1 実験のセットアップ

図 4.1 に実験のセットアップを示す。電子ビーム軸上に 3.4 節で紹介した試作 BHCV と前後二枚ずつのプラスチックシンチレータを設置し、四枚のプラスチックシンチレータのコインシデンスをトリガとすることで試作 BHCV への電子ビームの貫通を保証している。試作 BHCV 用の信号増幅器としては、図 3.6 の単チャンネル試作増幅器を使用した。次に、図 4.2 に読み出し系のブロック図を示す。試作 BHCV に接続された増幅器の出力、およびトリガ用プラスチックシンチレータに接続された光電子増倍管 (Photo Multiplier Tube、PMT) の出力信号は 12bit/500 MHz サンプリングの波形記録用 ADC でその波形を記録した。この ADC は KOTO 実験で実際に使用されているものである。

本測定では、ADC までのアナログ伝送ケーブルの距離を本番に近い 30 m 程度と長く取ることによって、信号のケーブル伝播によるロスを加味した測定を行った。これによって、より現実的な S/N を評価した。さらに、同じセットアップで高強度な電子ビームを用いた測定を行い、高レート環境における増幅器の動作検証も行った。

本測定において記録された波形の例を図 4.3 に示す。各信号波形は 500 MHz のサンプリングレートで記録され、一つの波形あたり 256 サンプルが記録される。記録の際にはある程度のオフセット電圧が付与されているため、信号とは逆方向の電圧情報も 300 カウント分 (およそ 150 mV) 程度は記録できるようになっている。

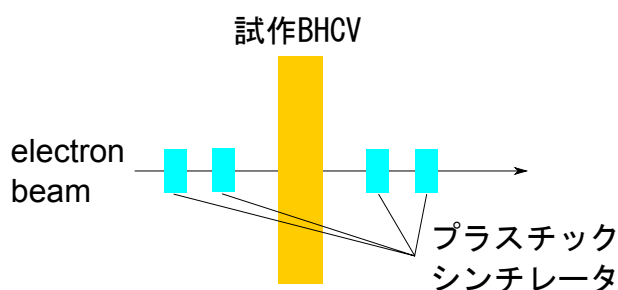


図 4.1: セットアップの概略図。

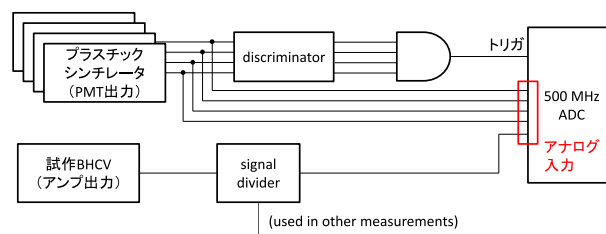


図 4.2: 読み出し系のブロック図。divider は同時進行で行われた別の測定のために用いられたものであるが、本測定においては信号が半減する効果を考慮することのみが重要である。

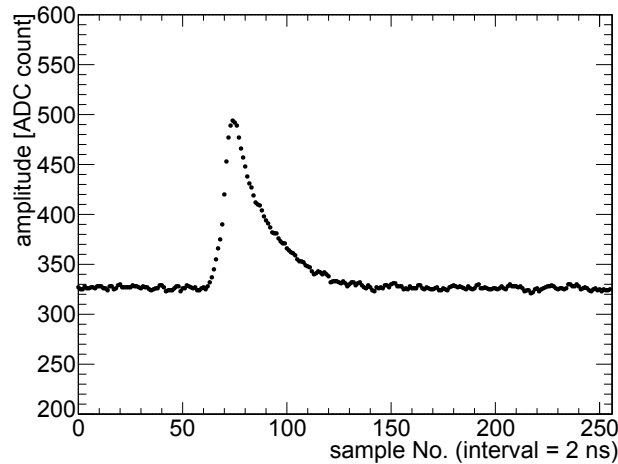


図 4.3: 信号波形の例。用いている波形記録用 ADC のサンプリングレートは 500 MHz であるので、サンプル点間の時間間隔は 2 ns である。

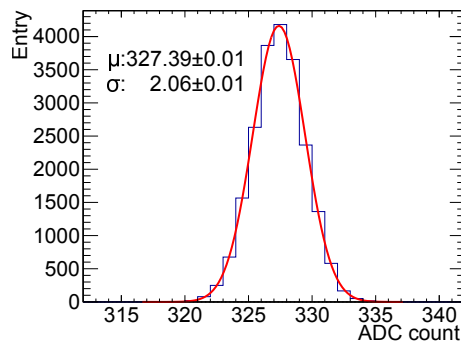


図 4.4: 波形の先頭サンプルの分布。横軸は記録された ADC count で縦軸は各 ADC count 毎のエントリー数である。 σ は分布をガウス関数でフィッティング（赤線）して求めた標準偏差の値である。

4.2 S/N および達成された検出効率

第 2 章 2.2 節で述べたように、BHCV に要求される検出効率を達成するためには、MIP ピークの 1/4 のエネルギーに対応する信号の振幅がランダムノイズの振幅に比べて十分に大きくなっていることが必要である。そこで、S/N (signal to noise ratio) を次のように定義する：

$$S/N = \frac{1/4\text{MIP ピーク相当の信号振幅}}{\text{ランダムノイズの振幅の標準偏差}} \quad (4.1)$$

ランダムノイズの振幅の標準偏差としては、全波形データの先頭サンプル点の ADC カウントの分布（図 4.4）を平均 μ 、標準偏差 σ のガウス関数でフィットした結果、標準偏差 (2.06 ± 0.01 ADC counts) を得た。これは、2.3 節で求めた ADC 自身のノイズ 1.48 ± 0.08 とほとんど変化がなく、試作 BHCV、増幅器、信号伝送ケーブルを含めた系のノイズが十分に低いことがわかる。

信号の振幅にはパルスのピーク値を使用した。全波形データを重ね合わせたものを図 4.5 に示す。この図から、各波形データからトリガ信号に同期する信号がくると期待される時刻が黒点線の範囲 (60-100) の内側にあることがわかる。そこで、その範囲内で波形の最大値を求め、それをトリガに同期した信号のピーク値であると定めた。また、振幅のピーク値を計算するためのベース

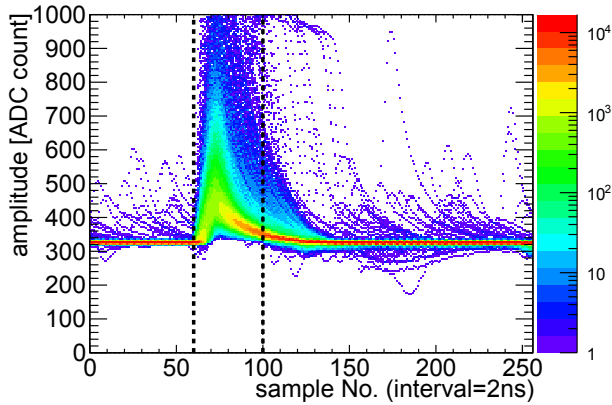


図 4.5: 全波形の重ね描き。トリガに同期すると思われる時間範囲（黒点線）も示されている。

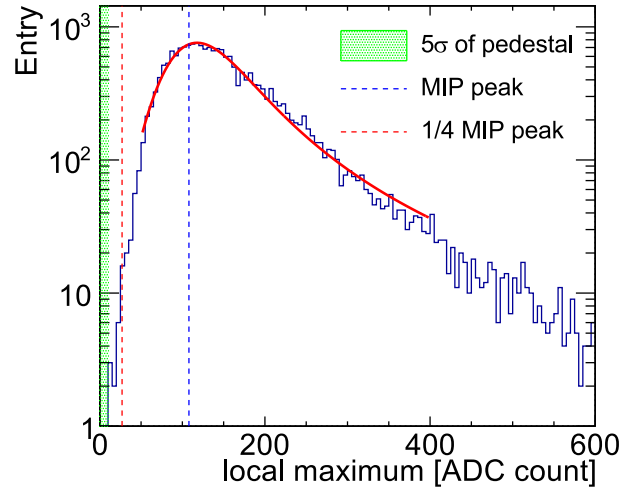


図 4.6: 信号振幅のピーク値の分布。青点線は MIP ピーク、赤点線は MIP ピークの 1/4 を表す。また、ノイズの標準偏差の 5 倍以下に相当する振幅の範囲を緑の帯で示した。

ラインとしては、図 4.4 の平均値を用いた。このようにして求めた振幅のピーク値の分布を図 4.6 に示す。この分布をランダウ関数とガウス関数の畳み込みでフィッティングし（赤線）、MIP peak を求めると 108.0 ± 0.5 ADC counts であった。したがって、1/4 MIP peak は 27.0 ± 0.1 ADC counts となり、式 (4.1) から S/N を求めると

$$S/N = (27.0 \pm 0.1)/(2.06 \pm 0.01) = 13.1 \pm 0.1 \quad (4.2)$$

となった。この測定から、500 MeV の貫通電子に対する信号出力は、実際の環境に近い測定環境においてランダムノイズに比べて十分に大きいことがわかった。この結果を踏まえて、実際の BHCV が検出すべき荷電 π 粒子において期待される信号レベルに対する S/N について第 5 章で考察を行う。また、本測定において、MIP ピークの 1/4 に閾値を設けた場合の試作 BHCV 検出効率は $(99.92 \pm 0.02)\%$ であった。これは、図 4.5 においてすべてのイベントで黒線の領域内に信号が見られることから期待される結果であり、試作 BHCV との組み合わせで高い検出効率を発揮できることがわかった。

4.3 高レートにおける使用について

図 4.1 と同じセットアップで電子ビームの強度を上げ、瞬間シングルレート 400 kHz の状態でデータの取得を行った。この測定では主に高レート環境下における増幅器の出力の様子を確認した。

図 4.7 に記録された波形データの例を示す。ヒットレートが高くなっているため、マルチパルスイベントが多くなっているのが特徴的である。作成した増幅器の波形はおよそ 100 ns でベースラインに復帰するようになっているため、このような高レートにおいてもベースラインの変動はほとんどないと期待される。例えば、図 4.7 の右のようなマルチパルスイベントであってもベースラインにきちんと戻っている様子が見える。

全測定データにわたるベースラインの変動具合を見るために、各波形の先頭 20 サンプルの平均値 (ave₂₀) をみたのが図 4.8 である。先頭 20 サンプルにはトリガと同期する信号は来ないため、

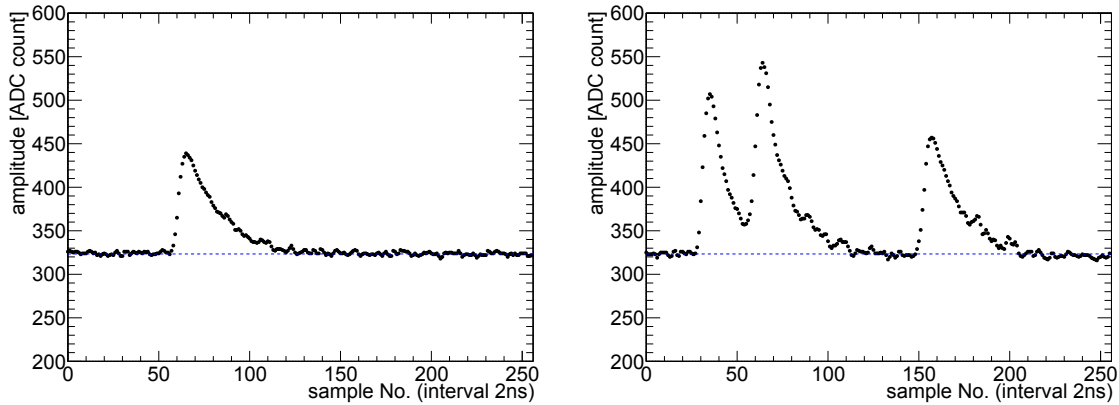


図 4.7: 高レート環境下における出力波形の例。青点線はベースラインを表す。シングルパルスイベント（左）の他に低レートではほとんど見られなかったマルチパルスイベント（右）も多く見られる。

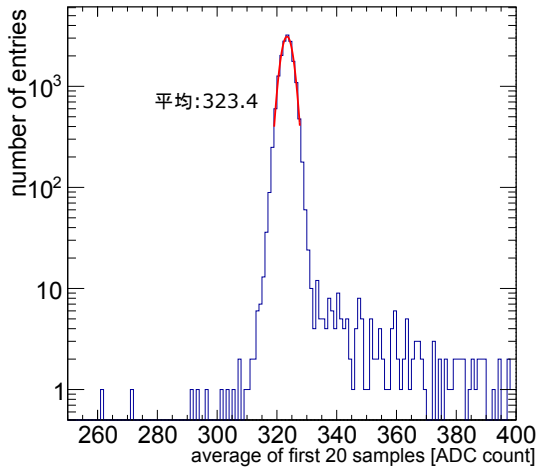


図 4.8: 各波形の先頭 20 サンプルの平均値 (ave_{20}) の分布。ガウス関数によるフィッティングの結果（赤線）とフィッティングによって求めた平均値ものせている。

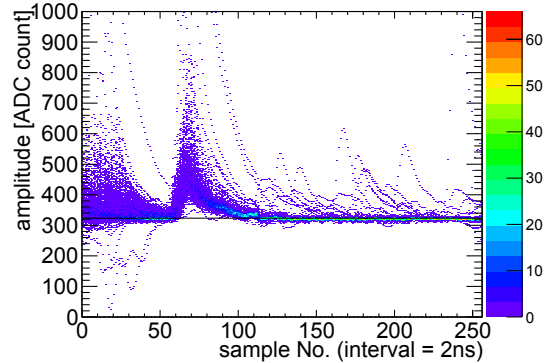


図 4.9: $ave_{20} < 315$ または $ave_{20} > 320$ を満たす波形の重ね描き。

基本的にはベースラインを見ていることになるが、時には高レートによる偶発信号も入る。図 4.8 は、ベースラインに対応するピークに対して、有為に大きな分布を持っている。これがベースライン変動によるものか、偶発信号による寄与かを調べる。 $ave_{20} < 315$ または $ave_{20} > 330$ を満たすイベントの波形を選び出して重ね描きしたものを図 4.9 に示す。これより、 ave_{20} が平均からずれていたのはベースライン変動ではなく、先頭 20 サンプルに別の波形が入り込んでいたためであることがわかった。また、どの波形もすばやくベースラインに復帰していることから、波形記録用 ADC の記録時間内にわたって存在する深刻なベースライン変動は起こっていないことを確認した。

第5章 考察

この章では、前章までの測定および解析の結果をさらに発展させて、実際の動作環境における信号増幅器の性能について述べる。

5.1 S/Nに関する考察

本節では、4.2節で得た貫通電子に対する増幅器のS/Nの解析結果とシミュレーションを組み合わせることで、KOTO実験においてBHCVが検出しなければならない荷電 π 粒子に対するS/Nを算出する。また、その際に必要となる増幅器の直線性についても言及する。

5.1.1 荷電 π に対するS/N

2.2節において、BHCVが検出しなければならない荷電 π 粒子に対して必要なエネルギー閾値の上限値がMIPピークの1/4に対応するエネルギーであることを述べた。一方、4.2節において、500 MeV貫通電子ビームの測定におけるMIPピークの1/4の信号に対するS/Nを示した。しかしながらその結果は増幅器の出力振幅を用いて表現されているため、実際のエネルギーデポジットがわからず、直接2.2節の内容と比べることができない。そこで、シミュレーションによって500 MeVの電子ビーム貫通に対するエネルギーデポジット分布を求め、4.2節の結果と比較することで出力信号の振幅とエネルギーデポジットの値との関係を調べた。

図5.1にシミュレーションのセットアップを示す。図3.12のガスボリュームと同じ体積のガス(CF₄:n-pentane=55:45)を用意し、それに垂直に500 MeVの電子ビームを打ち込み、そのエネルギーデポジットを求めた(図5.2)。このエネルギーデポジット分布と図4.6の信号振幅のピーク分布を比べたのが図5.3である。この図において、“data”は図4.6の分布、“simulation”は図5.2の分布のことであり、MIPピークを1とするスケールで描かれている。両分布の形状がMIPピークから低エネルギー側でよく一致していることから、図4.6のMIPピークは図5.2のMIPピーク、すなわち1.408 keVに相当するものであると考えられる。

一方で、荷電 π がBHCV上に残すエネルギーの分布はすでに図2.4で確認したとおりで、MIPピークは0.81 keVとなっている。したがって、500 MeVの貫通電子のエネルギーデポジット分布から算出したMIPピークに対するBHCV上に実際に入射する荷電 π が残すエネルギーデポジットから算出したMIPピークの大きさは $0.81 \text{ keV} / 1.408 \text{ keV} = 57.5\%$ になっていることがわかる¹。したがって、2.2節で述べた荷電 π に対してMIPピークの1/4にエネルギー閾値を設けることは、500 MeVの貫通電子に対してMIPピークの $1/4 \times 57.5\% = 14\%$ に閾値を設けることに等しいと考えることができる。MIPピークの14%の信号に対するS/Nは4.2節の結果から次のように計算で

¹このようにエネルギーデポジットの値が大きく異なっているのは、BHCVに入射する荷電 π が2.2節で述べたようにほぼ最小電離損失であるのに対し、第4章の測定で使用した電子ビームは500 MeVと超相対論的であることによりエネルギー損失の相対論的上昇が見えているためと考えられる。

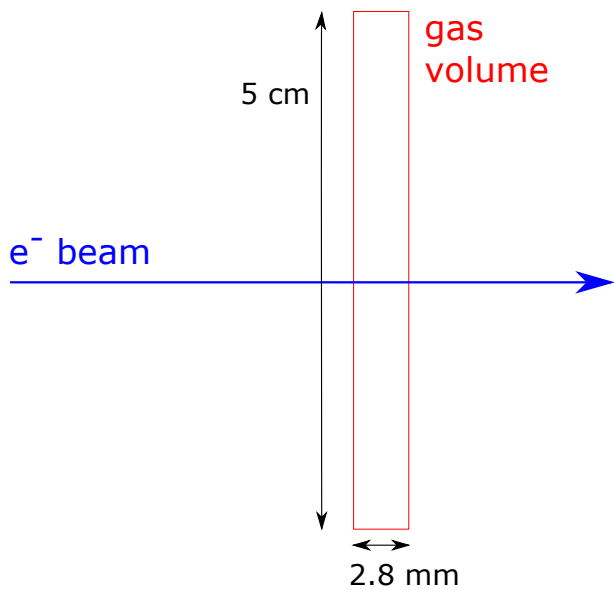


図 5.1: シミュレーションのセットアップ。赤線で示されているガスボリュームは図 3.12 のガスボリュームと同じ大きさにしてある。

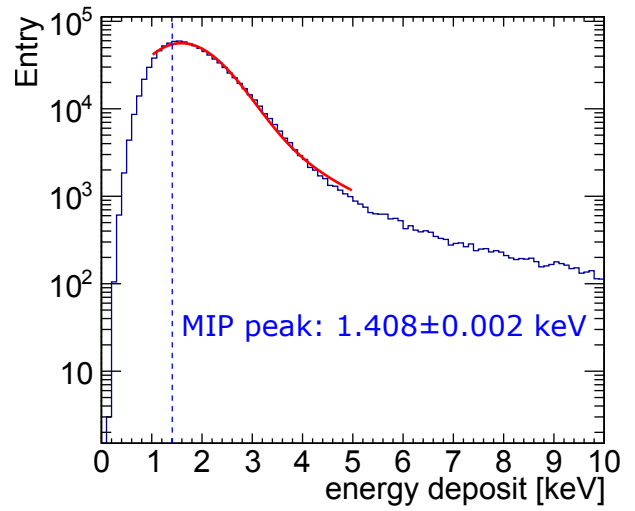


図 5.2: 500 MeV の電子ビーム貫通によるエネルギーデポジット分布。赤線はランダウ関数とガウス関数の畳み込みによるフィッティングの結果で、青点線は MIP ピークをあらわしている。

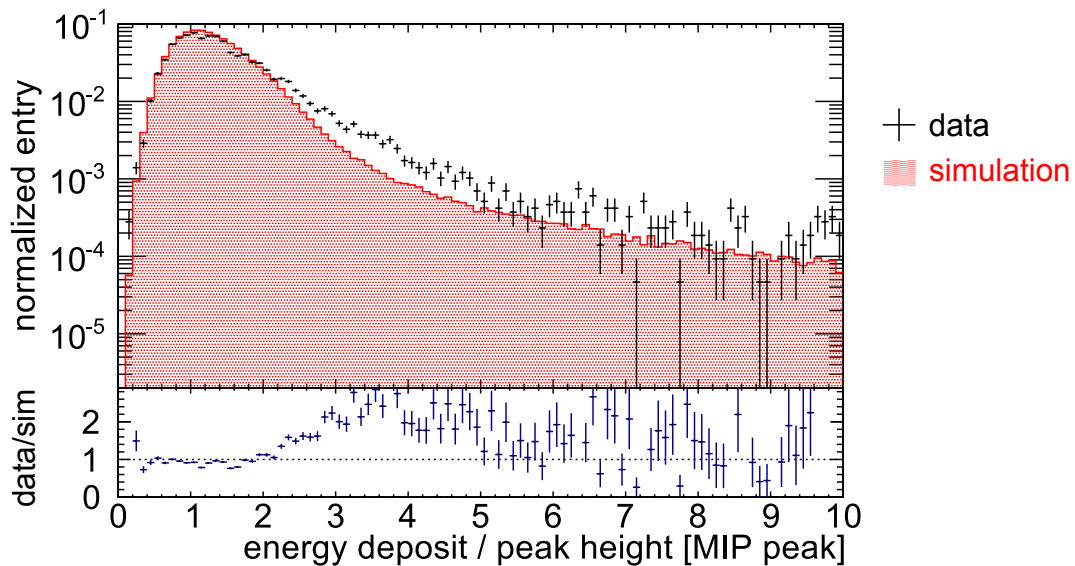


図 5.3: シミュレーションで求めたエネルギーデポジット分布と実際の信号振幅のピーク分布の比較。

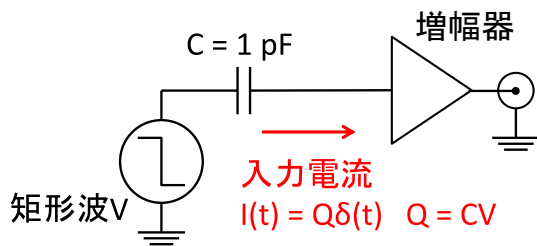


図 5.4: インパルス応答の測定回路。矩形波の電圧 V を変更することで、入力電荷量を変えることができる。

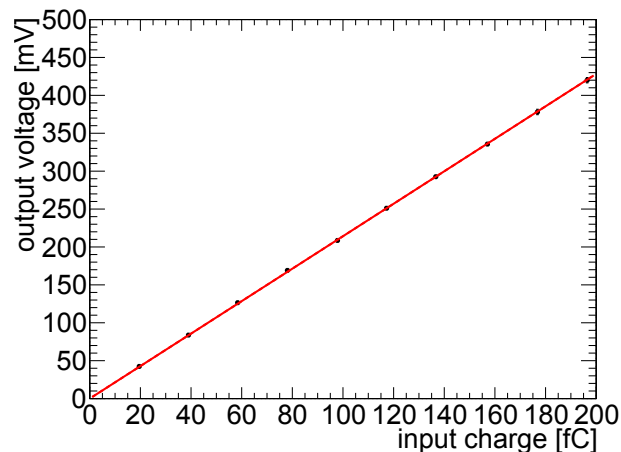


図 5.5: 入力電荷に対する出力電圧。原点を通る直線でフィッティングされている。

きる：

$$\frac{(108.0 \pm 0.5) \times 0.14}{(2.06 \pm 0.01)} = 7.34 \pm 0.05 \quad (5.1)$$

この結果から、BHCV の要求検出効率を十分に満たすことができるエネルギー閾値に相当する信号の大きさに対しても、開発した信号増幅器は十分な S/N を保持していることがわかった。

5.1.2 増幅器の直線性

前節の議論では、信号増幅器の MIP ピーク付近での出力の直線性を暗に仮定し、電子の MIP ピークと荷電 π の MIP ピークの比で増幅器の出力をスケールして S/N を算出したが、増幅器の出力の直線性は必ずしも自明ではない。そこで、インパルス入力に対する信号増幅器の出力の直線性を測定した。測定の設定アップを図 5.4 に、測定結果を図 5.5 にそれぞれ示す。測定結果は入力電荷に対する出力電圧の関係で示した。赤線は原点を通る直線によるフィッティング結果である、測定範囲内でよい直線性を持っていることが確認できた。

図 4.6 の MIP ピークを図 5.5 と比較するためには、単位の換算 (ADC カウント \rightarrow mV) と信号の減衰を考慮する必要がある。まず、単位の換算については付録 B で述べている 0.5847 mV/ADC count を用いた。信号の減衰については、図 4.2 の signal divider で 1/2 になることに加えて、増幅器と divider 間の伝送ケーブル (約 30 m) による減衰で 70%² となるため、増幅器の出力に対して波形記録用 ADC で測定される電圧は $0.7 \times 0.5 = 0.35$ 倍となる。したがって、図 4.6 の MIP ピークの値から逆算した MIP ピーク相当の増幅器の出力 $108.0 \times 0.5847 / 0.35 = 180$ mV となる。改めて図 5.5 を見ると、180 mV 付近ではよい直線性を持っている。また、MIP ピークの 14% の出力 (25 mV) の少し上あたりまで実測値として直線性を保持している。したがって、上で述べた S/N に関する議論は妥当なものである。

また、貫通電子の MIP ピークに対応する出力が 180 mV であることから、BHCV に入射する荷電 π による MIP ピークに対する出力は $180 \text{ mV} \times 0.575 = 103 \text{ mV}$ となるため、製作した信号増幅器が第 2 章で述べたゲインに関する要請 (15 mV/MIP ピーク以上 200 mV/MIP ピーク以下) を満たしていることもわかった。

²増幅器のインパルス応答をケーブルの有無で比べて算出。

5.2 高レート環境での動作について

4.3 節にて、400 kHz のレートにおける増幅器の出力の様子を調べた。しかしながら、2.1 節で述べたように、BHCV の各チャンネルごとの最大ヒットレートは 1.5 MHz にも上り、図 2.3 のように信号波形のピルアップに起因する検出効率の悪化が起こる可能性があるため検証が必要であるが、実験室でそのような高レートを実現するのは容易ではない。そこで、本研究では第 4 章で用いたデータに対して、波形テンプレートを足し合わせることで擬似的に高レート環境の波形を生成した。さらに、生成した波形データから検出効率を算出する際に、波形テンプレートを用いた信号波形フィッティングを行い、ピルアップした波形から元のマルチパルスの情報を再構成する手法を用いた。

本節では、擬似高レート波形の生成法を述べた後、波形テンプレートを用いた信号波形フィッティングの方法の説明と第 4 章で用いたデータを使用した有効性の検証を行い、最後に擬似高レート波形に対してフィッティングの手法を適用し、検出効率を算出する。

5.2.1 擬似高レート波形の生成

図 5.6 に擬似波形生成のフローチャートを示す。ベースとなるのは第 4 章の測定データであり、そのデータに波形テンプレートを拡大・縮小したものを足していくことで擬似的な高レート環境におけるピルアップ波形を再現しようというものである。

テンプレート波形を足し合わせる際に必要となるのは、ピークの時刻と振幅である。ピークの時刻の決定方法を図 5.7 に示す。まず、波形記録用 ADC のサンプリング間隔 (2 ns) よりも十分短い時間 Δt を設け、その間隔ごとに波形の有無の判定を行う。平均のヒットレートを r [Hz] とすると、 Δt [s] 中に波形のピークが来る平均の確率は $r\Delta t$ で与えられる。これをすべての時間間隔 Δt で行い、波形のピークが有と判定された場合にはさらにその時間間隔 Δt の間で一様乱数を振り、最終的な時刻を決定する。なお、使用している ADC は一波形ごとに 256 サンプルを記録するが、波形のピーク時刻は 256 サンプルの前後に 100 サンプル分 (200 ns 分) の拡張された時間に対して行われる (図 5.9)。これは図にあるような、足しこむ波形の立ち上がりや立下りが少しだけ記録されるような場合も考慮するためである。

次に、ピークの振幅の方は、2.1 節で BHCV のヒットレートを算出したときのシミュレーションの結果を使用する。このシミュレーションは KOTO 実験で実際に想定されるビーム粒子を使用したシミュレーションであるため、それによって起こるエネルギーデポジットも現実に近いものであると考えられる。BHCV のモジュール 1 の中心部分 1 チャンネルのエネルギーデポジット分布を図 5.9 に示す。この分布を確率分布とみなして乱数を振ることで、実際の BHCV で起こりうるランダムなエネルギーデポジットを再現する。なお、この分布は MIP ピークを 1 とするようにスケールされており、4.2 節で求めたアンプ出力の MIP ピーク 108 ADC カウントを用いて信号のピークの振幅の値に変換して用いる。

5.2.2 波形テンプレートを用いた信号波形のフィッティング

前節では、高レート環境を再現するための波形生成法について述べた。本節では、これらの波形データから検出効率を算出するための手法について述べる。高レートによってピルアップした波形からトリガと同期する信号の振幅や時間情報を得るためには、重なった複数の信号波形を再構成するための手法が必要である。本研究では、一つあるいは複数の波形テンプレートを用い

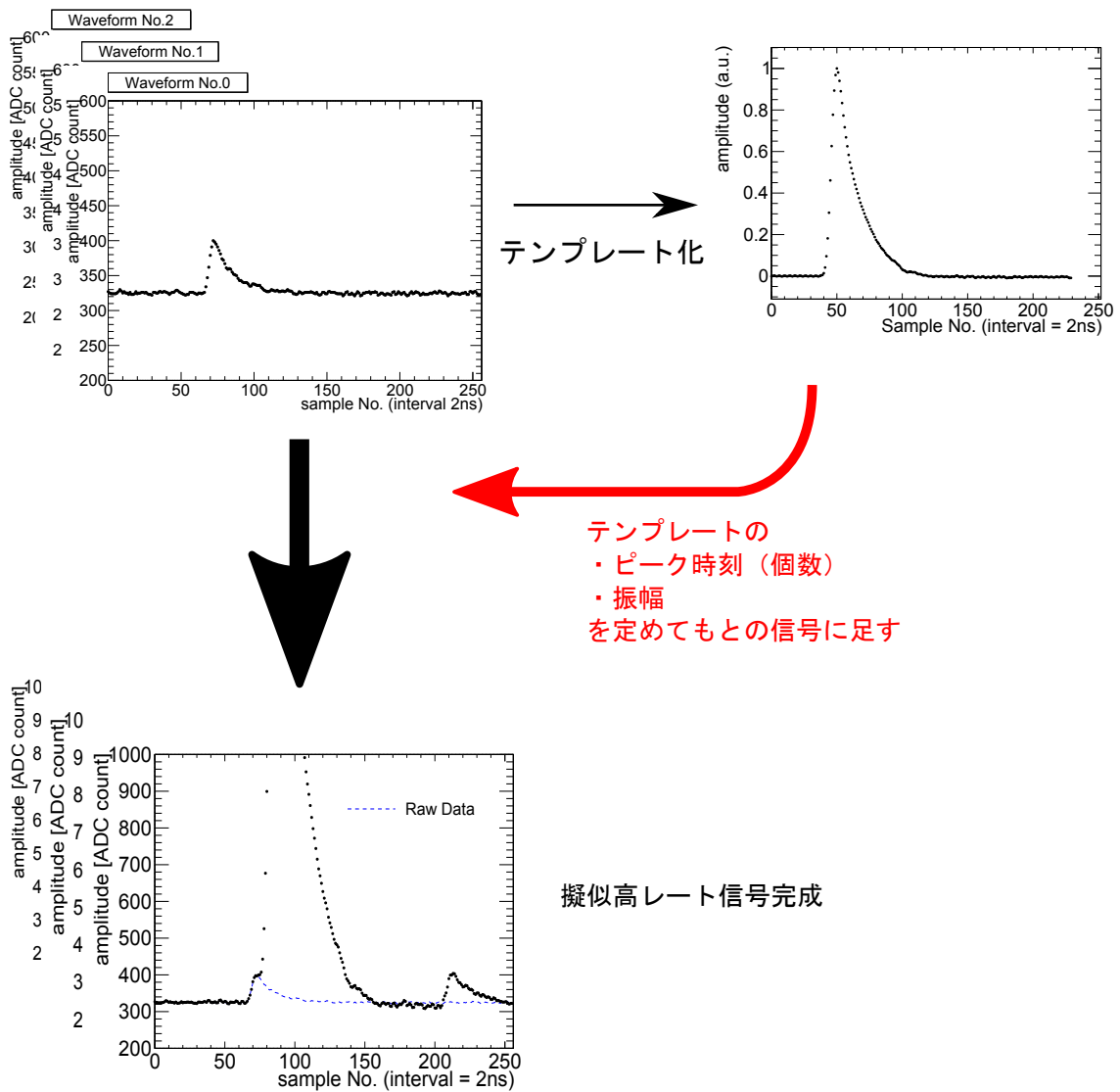


図 5.6: 擬似高レート波形の製作手順。

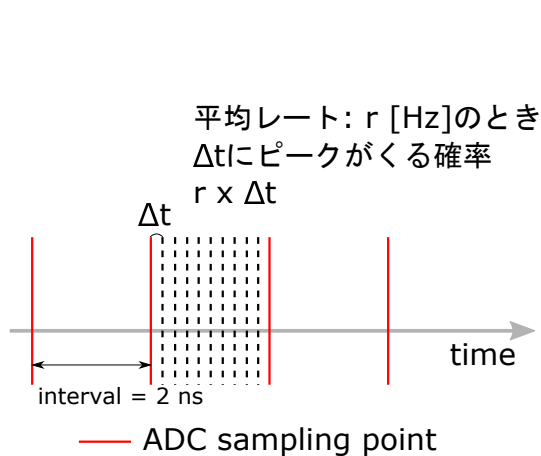


図 5.7: 足し合わせるテンプレート波形のピーク時刻の決定方法。波形記録用 ADC のサンプリング間隔より十分短く Δt をとり、各 Δt ごとに波形の有無の判定を行う。

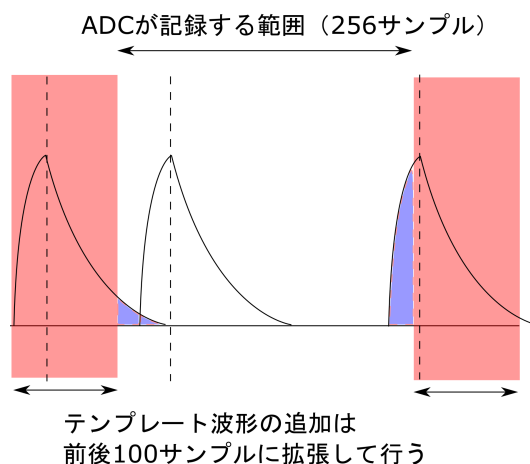


図 5.8: 波形の足し合わせ範囲と波形記録用 ADC の記録範囲の関係。青で塗りつぶした部分のように波形の一部のみが ADC に記録されてしまうようなイベントもシミュレートするため、波形のピーク時刻の決定は前後 100 サンプル分拡張した状態で行う。

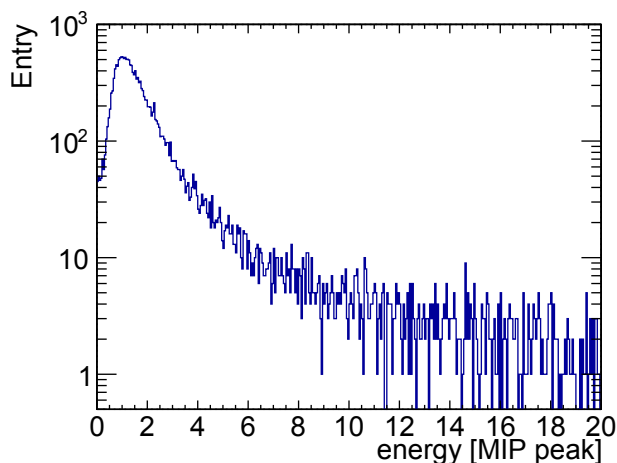


図 5.9: BHCV のモジュール 1 の中心のチャンネルにおけるエネルギーデポジット分布。エネルギーは MIP ピークの値を 1 としてある。

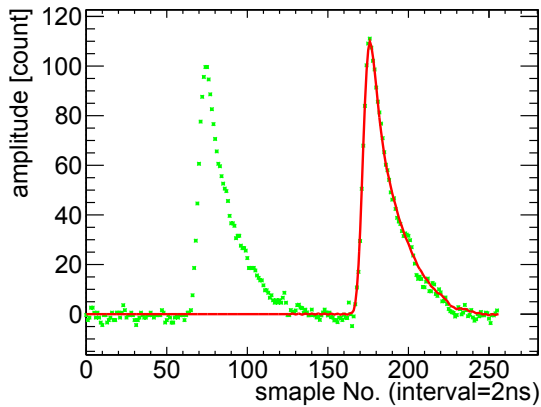


図 5.10: 一回目のフィッティング。一つのテンプレートを持つ関数でフィッティングしている。

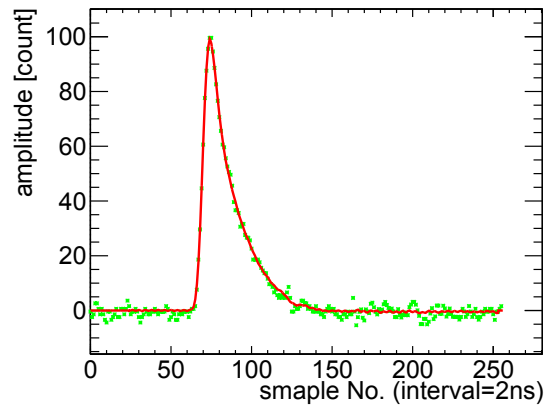


図 5.11: 二回目のフィッティング。一回目の結果が差し引かれていた様子が見える。

て信号波形をフィッティングすることで、複数の信号をひとつひとつの信号に分解する手法を用いて信号波形の分離を行うことに成功した。

波形テンプレートを用いたフィッティングは次のようにして行った。まず、テンプレート波形一つの波形情報をもつような関数で波形データをフィッティングする (図 5.10)。波形テンプレートはピーク時刻とピーク振幅の二つのパラメータを持っており、これらのフィッティングの初期値としては各波形データにおける最大値とその時刻を使用した。フィットの妥当性の判定には χ^2 をフィットの自由度 (NDF, number of degree of freedom) で割った値が 15 を下回った場合、妥当なフィットであったと判断することにした。しかしながら、図 5.10 の例のように χ^2/NDF の値が 15 を上回った場合には、「テンプレート波形が一つ」という仮定が不適当であったとして、テンプレート波形を二つ用いたフィッティングを行う。ここで、二つのテンプレート波形によるフィッティングを行う前に、一回目のフィッティングで得たパラメータを持つテンプレートを差し引いた波形を用意し、まずは一つのテンプレートを用いたフィッティングを行う (図 5.11)。その後、新たに得たパラメータと一回目のフィッティングですでに得ているパラメータを初期値として二つのテンプレート波形を持つ関数で元の波形をフィッティングする (図 5.12)。あとはこの操作を χ^2/NDF が 15 を下回るか使用するテンプレート波形の数が五つに達するまで繰り返す。そうして、フィッティングが妥当であると判断された後、最後に仕上げとして妥当と判断されたときに持っているテンプレートのパラメータと、さらに波形のオフセットもパラメータとして持つ関数で元の波形データをフィットする (図 5.13)。ここまで述べたフィッティングの手順を図 5.14 にまとめる。

5.2.3 波形テンプレートを用いたフィッティングの有効性について

前節で述べたテンプレートフィッティングの有効性を確認するため、第 4 章で用いたデータそのもの (擬似高レート化前) に対してテンプレートフィッティングの手法を適用した。図 5.15 にフィッティングの結果求めた振幅がピークとなる時刻の分布を示す。この時間分布から 64 から 79 サンプルの間 (30 ns) をトリガ信号と同期する時間と定めることにした。テンプレートを用いたフィッティング方法は、一つの波形に複数のテンプレートでフィッティングする場合があるので、この同期時間の中に複数個のテンプレート波形を見出している可能性がある。BHCV は粒子の有無を判別するだけの検出器であるということを考えると、いくつかある波形のうち最大の振幅を持つものだけに着目すればよい。同期時間内にある波形のうち振幅が最大であるものの振幅の値の分布を図 5.16 に示す。この分布の MIP ピークの 1/4 の高さに閾値を設定した場合の検出効

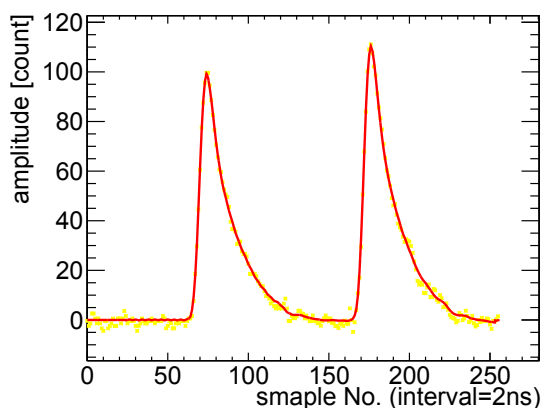


図 5.12: 二つのテンプレートを持つ関数でのフィッティング。

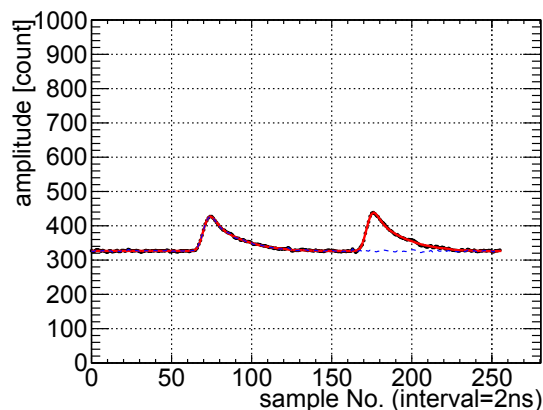


図 5.13: 二つのテンプレートとオフセットを持つ関数でのフィッティング。

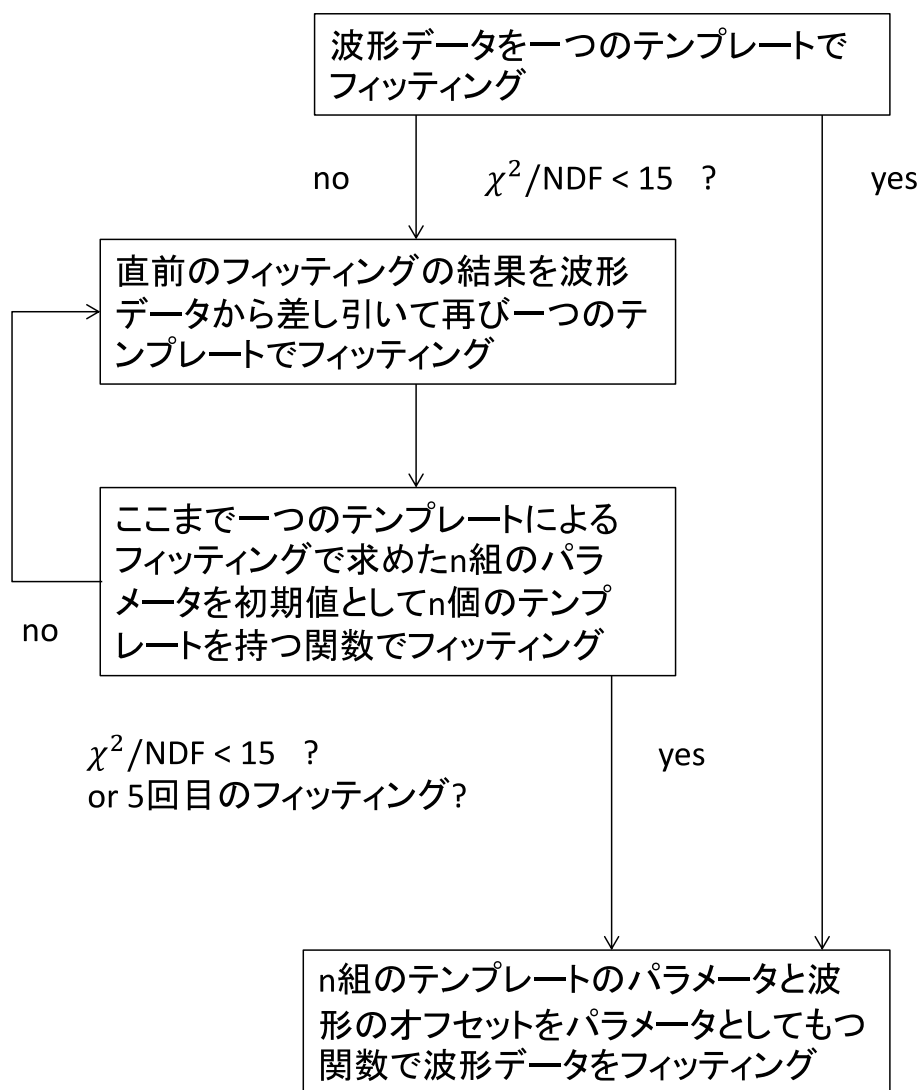


図 5.14: テンプレートを用いたフィッティング手法のフローチャート。

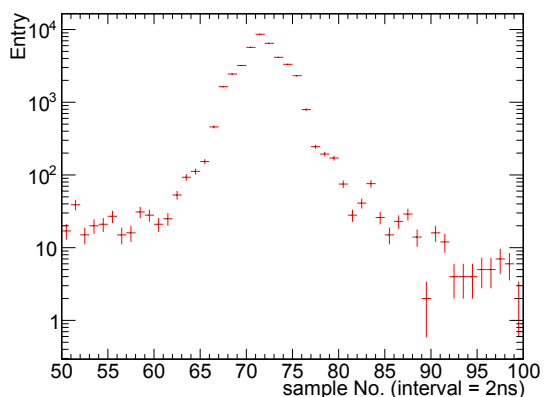


図 5.15: フィッティングで求めた波形のピーク時刻分布。ほとんどの信号は64サンプルから79サンプルの間に入っている。

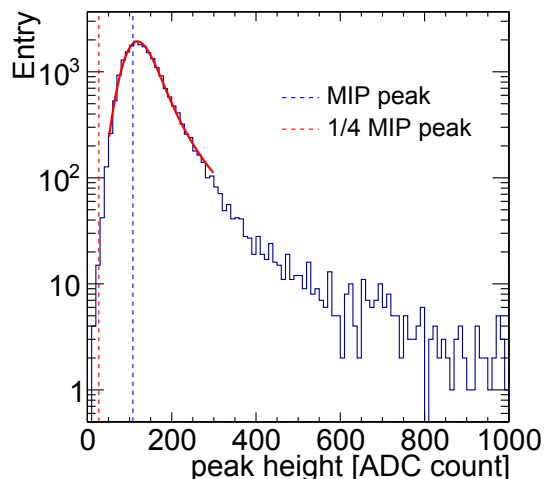


図 5.16: フィッティングで求めた信号でピーク時刻が64サンプルから79サンプルの間に入っているもの内、最大の振幅を持つもの分布。青点線がMIPピークを、赤点線がその1/4の高さを表している。

率は $99.97 \pm 0.01\%$ となり、4.2節で求めた値に近い値を得た。したがって、テンプレートを用いたフィッティング手法でも正しい検出効率を導けることがわかった。

次に、テンプレートを用いたフィッティングでは未検出となったイベントを紹介する。今回の解析で未検出と判定されたイベントには三つに分類できる。(i) エネルギー閾値に満たなかったもの (図 5.17)、(ii) タイミングがずれていたもの (図 5.18)、(iii) 一つの波形に対して複数の波形でフィッティングして結果どの信号も閾値に満たなかったもの (図 5.19)、である。特に (i) や (ii) に関してはわずかに下回る、あるいは外に出ているだけであるので、今後の解析のチューニングでさらに性能を向上させられる可能性がある。

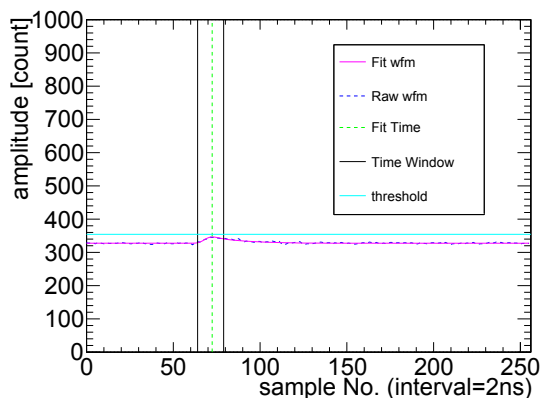


図 5.17: エネルギー閾値を超えなかったイベント。

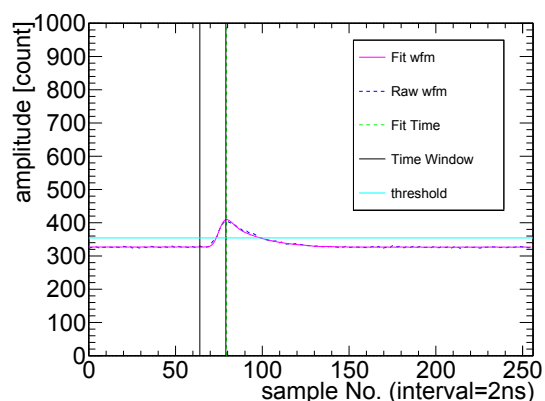


図 5.18: タイミングがずれていたイベント。

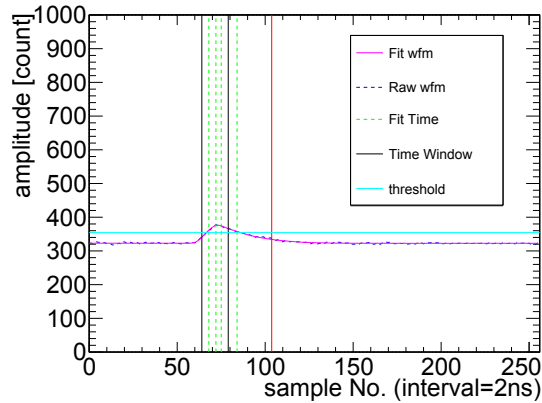


図 5.19: 一つの波形に対して複数の波形でフィッティングして結果どの信号も閾値に満たなかったもの。

5.2.4 擬似高レート波形データの検出効率

本節では、前節で述べた波形テンプレートを用いた信号波形のフィッティングを、5.2.1 節で作成した擬似高レート波形データに対して適用し、検出効率を算出する。なお、擬似高レート波形を作成する際の信号の平均レートは、2.1 節で述べた予測される BHCV の最大ヒットレートである 1.5 MHz とした。

図 5.20 に振幅がピークとなる時刻の分布を示す。図 5.15 に比べると、トリガと同期していると考えられる時間 (64 サンプルから 79 サンプル) のほかに、別の時刻にも信号が存在していることがわかる。これは、テンプレートを用いて人工的に足しあげた信号が見えているということに他ならない。図 5.16 に対応するものを図 5.21 に示す。やはり同様に MIP ピークの 1/4 に閾値を設けて検出効率を算出すると $99.93 \pm 0.02\%$ となり、信号を足し挙げる前と比べて若干の悪化となったが、それでもなお BHCV として十分な検出効率を確保しているという点を確認した。

つぎに、未検出となったイベントをみる。図 5.17 から図 5.19 で確認したものの他に、図 5.22 のように元の信号波形よりも振幅が大きい信号が 5 つ以上足しあわされた場合に発生するものがある。これは、フィッティング手法の都合上、振幅の大きいものからフィットしていくため、検出すべき信号が小さいとフィッティング関数に含まれるテンプレートの数が足りなくなるためである。この問題は簡単に解決可能で、フィッティングする関数に含まれるテンプレートの数の最大数を大きめに取っておけばよいことになる。これ以外には、検出すべき信号の直近に別の信号がいることによってピーク時刻を見誤り、同期時間の外側に出てしまうケースがある (図 5.23)。これは、第 2 章にて述べた図 2.3 と同様のケースである。このようなケースが多く発生すると、BHCV の検出効率を悪化させてしまう可能性があったが、今回の解析においてはおよそ 2 万イベント中 1 つが見つかっただけであった。

また、高レート環境を想定した波形の足し合わせを行うことによって、検出効率が上がるケースもある。図 5.17 は波形を足し合わせる前は未検出のイベントであったが、1.5 MHz での足しあわせを行った後は検出されている (図 5.24)。これは、たまたま足し合わせた波形が同期時間の中に入っており、検出の閾値も超えていたため起こる現象である。このようなイベントがどの程度発生していたかを調べるために、擬似高レート波形を作成するときに足し合わせた波形 (波形テンプレートから作成したもの) に対してテンプレートを用いたフィッティングを行った。得られたピーク時刻分布を図 5.25 に示す。波形の足し合わせはランダムに行われるため、フィッティングの結果得られる分布も一様な分布になっているのが確認できた。次に、同期時間内に入った波形の

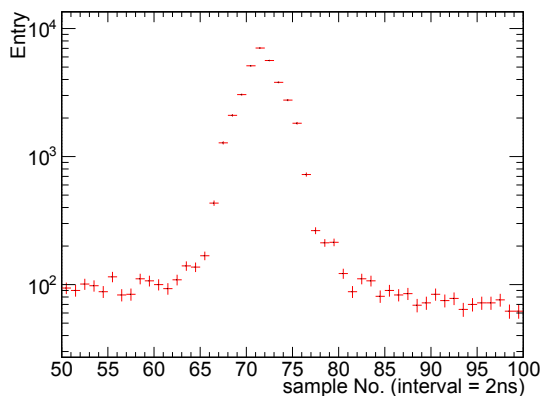


図 5.20: フィッティングで求めた波形のピーク時刻分布 (平均レート 1.5 MHz でテンプレート波形を足しあわせたもの)。足し合わせた波形の分だけ図 5.15 に比べて裾野が広く高苦なっている。

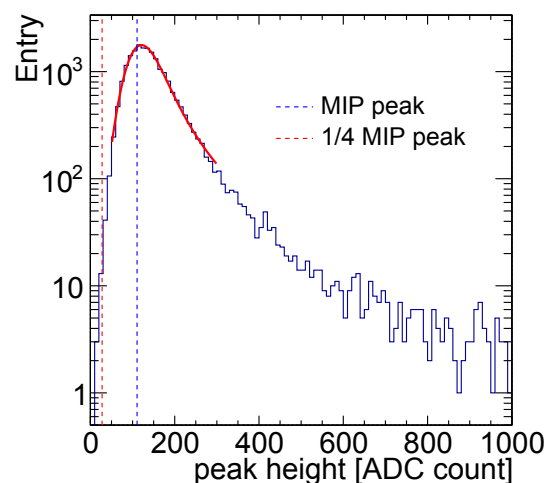


図 5.21: フィッティングで求めた信号でピーク時刻が 64 サンプルから 79 サンプルの間に入っているもの内、最大の振幅を持つもの分布。青点線が MIP ピークを、赤点線がその 1/4 の高さを表している。

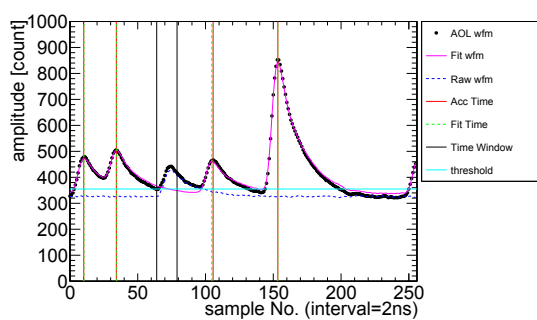


図 5.22: 5つ以上のテンプレートが足しあわされたことにより、フィッティング関数に含まれる信号の数を超過してしまった場合。

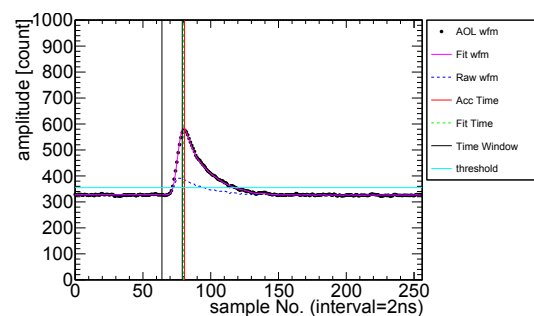


図 5.23: 信号の重なりによってタイミングを誤る場合。

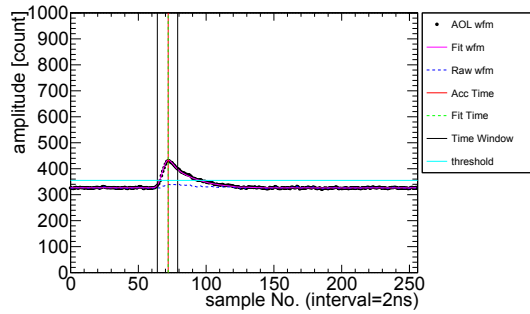


図 5.24: 波形の足し合わせによって検出効率が向上する例。

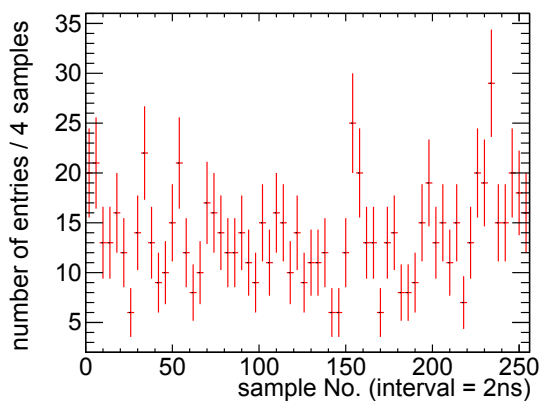


図 5.25: 擬似高レート波形作成時に足し合わせた波形のピーク時刻分布。

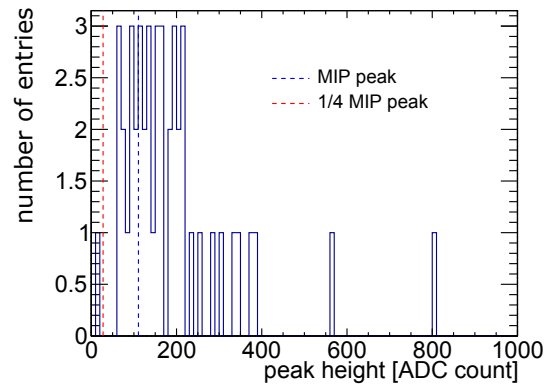


図 5.26: 擬似高レート波形作成時に足し合わせた波形に対するフィッティングで求めた信号でピーク時刻が64サンプルから79サンプルの間に入っているもの内、最大の振幅を持つもの分布。MIP ピークの値は図 5.21 と同じものを使用している。

うち各イベントにおける振幅の最大値の分布を図 5.26 に示す。図 5.21 と同じく MIP ピークの $1/4$ の閾値を超えるイベントの全体に対する割合は、 $4.7 \pm 0.7\%$ であった。したがって、もともと存在していた未検出イベントのうち約 5% は、波形の足し合わせによって検出イベントになっているということになる。しかしながら、擬似高レートデータの検出効率は上で求めたように 99.93% であるから、検出できない確率は 0.07% である。検出効率に対するエラーが 0.02% であることを考えると、この現象による検出効率の変化はエラーの範囲内であるため無視できる。

これまでに述べてきたとおり、 1.5 Mhz 相当の信号レートを想定した波形シミュレーションを行い、波形テンプレートによるフィッティング法を用いて検出効率を算出した。高レート時は低レート時に比べて多少の検出効率の悪化が認められるものの、BHCV としての要求性能を割り込むほどの悪化はない。したがって、本研究において開発された信号増幅器は BHCV の動作環境において想定される高レート条件においても要求性能を満たしていることがわかった。

第6章 まとめと今後の展望

本研究では、ビーム中に設置される荷電粒子検出用の高レート MWPC (BHCV) のための信号増幅器を開発を行った。本増幅器は、波形整形回路によって 100 ns の幅を待つ信号波形を実現し、BHCV における粒子の平均ヒット間隔 (約 1 μ s) より十分に短い時間で信号がベースラインに復帰することを保障した。また、電子ビームをと試作 BHCV を用いた測定、およびシミュレーションの結果を用いて、BHCV に入射する荷電 π 粒子を 99.5% 以上の検出効率で捉えるのに必要なエネルギー閾値 (MIP ピークの 1/4) の信号出力に対して、 $S/N=7.34\pm 0.05$ (> 5) であることを確認した。さらに、BHCV に入射する荷電 π による MIP ピークに相当する出力信号の振幅が 103 mV であることを導き、これがゲインに対する要求性能 (15 mV/MIP 以上 200 mV) を満たしていることも確認した。加えて、BHCV の動作環境として想定されるヒットレート (最大 1.5 MHz) を擬似的に再現したデータに対して、波形テンプレートをを用いた信号波形のフィッティング手法を用いて検出効率を算出し、パイルアップが頻繁に発生するような状況においても要求性能を満たすことを保証した。

現在、本論分で述べた試作増幅器における設計方針を踏襲し、KOTO 実験で実際に使用される BHCV のための信号増幅器を製作し、性能評価を行っている。本番用の信号増幅器は試作増幅器 8 チャンネル分を一つのボード上に搭載し、二枚のボードで BHCV 一台分の 16 チャンネルをまかなう。今後は、BHCV を KOTO 実験のビームラインへインストールし、実際の使用環境における性能評価を行う。そして来るべき物理ランにおいて、BHCV を稼動し $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ 崩壊事象の探索を開始する。

謝辞

謝辞を書くにあたりまして、まず、私の研究をここまで支えてくださった全ての皆様に感謝の意を表したいと思います。本論文を執筆する中で、大学院入学より二年で1つの研究成果をまとめることができたことは、皆様のご助力あってこそだとあらためて実感いたしました。

中家剛教授には、このような研究の機会と場を設けてくださったことを大変感謝しております。大学学部時代からすでに多くの機会でお世話になっておりましたが、研究室に入ってからはお世話になってしまいました。研究生活においては、鋭いご指摘をいただき、また、力強いお言葉をいただくことが多く、大変励みになりました。今後ともご迷惑おかけすることがあるかと思いますが、よろしくおねがいたします。

指導教員である南條創助教には、やはり学部時代からお世話になっておりましたが、いささかマニアックな本研究を進めていく上で数え切れないほどのご助力をいただきありがとうございました。私がKOTO実験に参加する契機となりましたアナログ回路の知識は、学部時代に教えていただいたトランジスタの基礎知識を全ての源流としております。今後は本研究からさらに発展して、KOTO実験全体を動かすものの一員となることで、さらにご指導をいただく機会が増えることと思っております。どうぞよろしくおねがいたします。

野村正准教授には、毎週の定例ミーティングにて貴重なご助言を多くいただきました。ともすればマンネリ化してしまいそうな基礎特性の測定結果について鋭い指摘をくださったことが大変助かりました。また、本論文執筆と並行して行われたBHCVのインストールに際して様々な物品の手配をしていただいたことにつきましてもお礼を申し上げます。

岡山大学の笹尾登教授には、回路の勉強を始めたばかりで右も左もわからない状態になっていたときに、回路解析の基本となるラプラス変換の基礎的な内容について勉強をさせていただく機会をいただきました。本研究で開発したアンプの根幹をなすポール・ゼロキャンセル回路の基礎知識はその時に身につけたものがそのまま活かされており、アナログ回路への入門口を示していただいたことに大変感謝をしております。

高エネルギー加速器研究機構の田中真伸准教授には、本研究で開発したアンプのプロトタイプについてお忙しい中時間をいただき大変貴重なご意見をいただきました。当時は今ほどオペアンプを用いた回路に習熟しておらず、不安を抱えたまま開発を行っておりましたが、田中准教授の専門家としてのコメントをいただいたことで、自信をもって開発に臨むことができました。この場を借りてお礼を申し上げたいと思います。ありがとうございました。

BHCVの本体側の研究開発を行った中桐君には、同期として、また同じ検出器に携わるものとしてこの2年間たくさんの助力をいただき、そしてまたたくさんの迷惑をかけました。短い時間の中でBHCVというひとつの検出器を、設計段階から完成まで導けたことはこれまでの人生の中でも類を見ない貴重な経験となりました。これからも、互いに切磋琢磨していけたら幸いです。

京都 kaon グループの河崎さん、内藤さん、前田さん、関さん、篠原君、そして、かつて京都 kaon グループに所属していた増田さんと日根野さんには、同じ実験グループに所属し、短い2年間という期間ではありますが研究そのものや研究室での日常生活において、大変お世話になりました。特に、内藤さんには強行軍となってしまった本論文の執筆に際して感謝してもしきれないほ

どの御助力をいただきました。内藤さんのお力添えがなければ、この論文が完成を迎える日はあと一年先になっていたといっても過言ではないと考えています。本当にありがとうございました。

日本および海外の KOTO コラボレータの皆様には、日本国内のローカルミーティングやコラボレーションミーティング、さらには各種研究会等を通して本研究に対するたくさんの貴重なご意見、ご指摘をいただきました。特に大阪大学の杉山さんにはビームテストにおける波形取得のための DAQ システムの構築をしていただき、ありがとうございました。これからもご迷惑をおかけすることがあるかもしれませんが、どうぞよろしくお願いいたします。

京都高エネグループの皆様には、研究室での生活を通して大変お世話になりました。研究の中でうまくいかず行き詰って落ち込んでいた時に何気ない会話に救われたことが何度もありました。これからもご迷惑をおかけすることがあるかもしれませんが、よろしくお願いいたします。

また、この二年間、私の心を支えてくれた丹羽麦穂長秀様と曹操孟徳華琳様には敬愛と感謝の念を送りたいと思います。謝謝無双。

最後になりましたが、大学・大学院と学生生活を送ることを快く承諾してくれた両親に対しての感謝をもってこの謝辞を締めくくりたいと思います。これまで支えてくれて本当にありがとうございました。もう少し学生生活が続きますが、どうか最後まで見守ってください。

2015 年 4 月 03 日 上路 市訓

付録 A 信号波形テンプレートの作成方法

この章では、本文中で使用されている信号波形テンプレートの作成方法について述べる。ここでは、3.4節で登場した前段増幅部のみを持つアンプを例にとって説明を進めるが、すべてのテンプレートは同じ手順に従って作成されている。

図 A.1 に信号波形の例を示す。縦軸は振幅で、ボルト [V] 単位ではなくオシロスコープの ADC カウント単位で示してある。図 A.1 の水色の範囲 (200 ns から 600 ns) で各波形ごとに積分値を計算しヒストグラム化したものが図 A.2 である。信号波形テンプレートの作成には最大値付近の一部区間 (緑色の範囲) に属するものだけを使用する。それら選択された波形データの振幅が最大となる時刻を $t = 0$ として重ね書きしたものが図 A.3 である。このグラフを横軸の各ビンごとに振幅の平均値をとっていったものが信号波形のテンプレートである (図 A.4)。

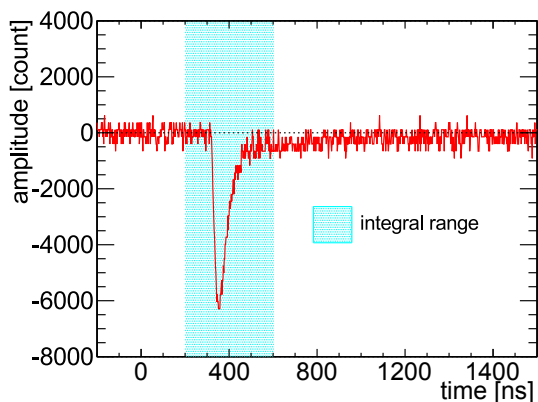


図 A.1: 積分範囲の設定。

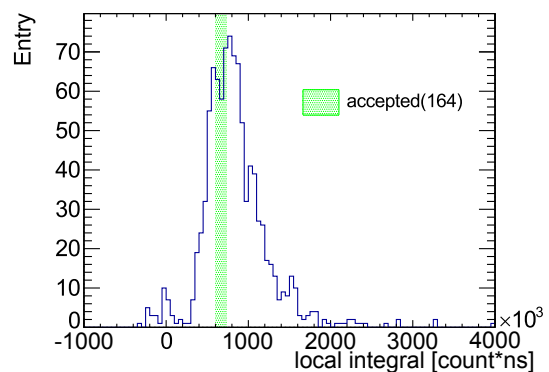


図 A.2: 波形の部分積分のヒストグラム。

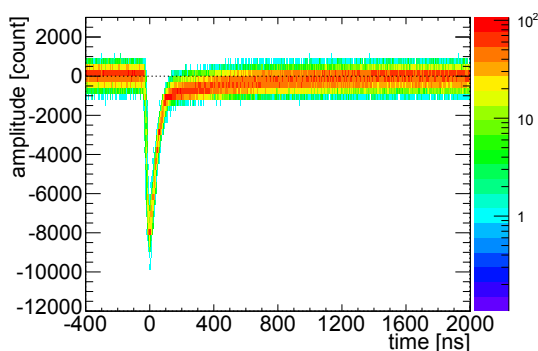


図 A.3: 信号波形の重ね描き。

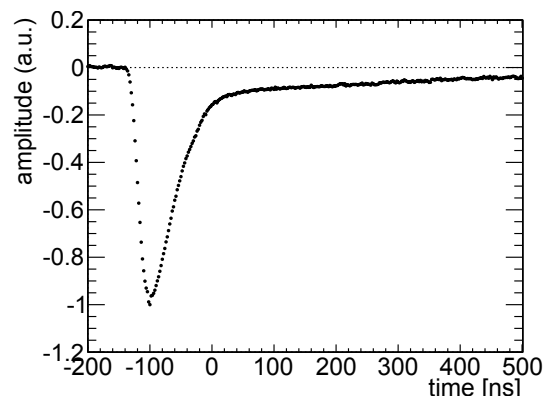


図 A.4: 信号波形のテンプレート。振幅は最大値を 1 として規格化されている。

付録B ADCの較正

第4章で使用された波形取得用500 MHz ADCのADCカウントと電圧値の関係は、パルスジェネレータの矩形波の波高を用いることで求めた。図B.1に結果を示す。この測定から0.5847 mV/ADC countということがわかった。

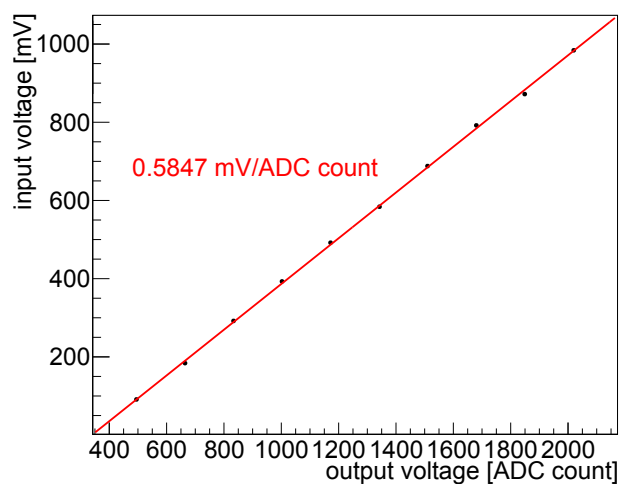


図 B.1: ADC の較正結果。

参考文献

- [1] J. Brod, M. Gorbahn, and E. Stamou, *Phys. Rev.* **D83** (2011) 034030
- [2] J.K. Ahn, *et al.* (E391a Collaboration), *Phys. Rev.* **D81** (2010) 072004
- [3] J. Comfort, *et al.*, "Proposal for $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \bar{\nu}$ Experiment at J-Parc" (2006)
- [4] H. Watanabe, "The New $K_L \rightarrow \pi^0 \nu \nu$ Experiment (KOTO) at J-PARC", ICHEP2010 (2010)
- [5] S. Agostinelli, *et al.*: *Nucl. Instrum. Meth. A* **506** (2003) 250.
- [6] F. Sauli, *Principles of Operation of Multiwire Proportional and Drift Chambers*. Academic Training Programme of CERN, 1975-1976
- [7] H. Ikeda, *Electronics for Particle Measurement*. School of Mathematical and Physical Science, 2002
- [8] *IEEE Trans. Nuc. Sci.* **NS-28**, No.1 (1981) 603
- [9] Linear Technology Corporation(2015), LTspice IV, <http://www.linear-tech.co.jp/designtools/software/>
- [10] 東北大学電子光理学研究センター, <http://www.lns.tohoku.ac.jp/>