

修士論文

リニアコライダーのビーム形状測定のための
シリコンピクセル読み出し回路の研究

東北大学大学院理学研究科
物理学専攻

畦田 昌嗣
平成 16 年

概要

ヒッグス粒子の探索などを目的として計画が進められているリニアコライダーはシンクロトロン放射によるエネルギー損失が少なく、高い重心系でのエネルギーを得られる反面、ビームを衝突に一度しか用いることができないという問題も生じる。そこで、ルミノシティを高めるためにビームサイズをナノメートルサイズまで絞り込むことが必要となってくる。このようなビームではビーム形状の測定をして、その状態を常に把握しておくことが重要である。そこでビーム衝突時のビーム・ビーム相互作用によって発生する e^+e^- ペアを利用する Pair Monitor が考案された。この Pair Monitor においてトレイン内のビームサイズの変化を見るためには高い時間分解能が要求される。またバックグラウンドの除去も必要となるため、これを満たす読み出し方式として離散時間系の信号処理を用いた。本研究ではテストパルスを使って回路の測定を行ない、測定結果とシミュレーションとの比較による検証や分解能の評価を行なう。

目次

第 1 章	リニアコライダー	7
1.1	リニアコライダーの計画の概要	7
1.2	検出器の概要	8
1.3	ビームプロファイル	9
第 2 章	PairMonitor	12
2.1	PairMonitor の原理	12
2.2	3 D ピクセルセンサー	16
2.3	読み出し回路	17
2.3.1	読み出し回路の目的	17
2.3.2	信号の再構成	18
2.3.3	波高と時間の分解能	22
第 3 章	回路設計	27
3.1	回路構成	27
3.1.1	プレアンプ	28
3.1.2	RC 回路	29
3.1.3	非反転増幅器	30
3.1.4	サンプル・ホールド回路及びマルチプレクサ	31
3.1.5	その他	32
3.2	回路の動作	35
第 4 章	評価試験	36
4.1	試験装置	36
4.2	再構成	38
4.2.1	波高の再構成	41
4.2.2	時間の再構成	44
4.3	分解能	47
4.3.1	波高の分解能	47
4.3.2	時間の分解能	48
4.4	耐放射線試験	50
4.4.1	耐放射線試験の目的	50

4.4.2	トータルドーズ効果	50
4.4.3	照射線量	51
4.4.4	吸収線量	51
4.4.5	吸収線量の評価	51
4.4.6	耐放射線試験及び評価	53
第5章	まとめ	60
5.1	再構成	60
5.2	分解能	60
5.3	放射線耐性	60
5.4	今後について	61
付録A		62
付録B		64

目 次

1.1	リニアコライダーの概観	8
1.2	検出器の概観	9
1.3	Interaction Region	11
1.4	Pair Monitor(上が IP 側)	11
2.1	電場による粒子の散乱	12
2.2	衝突位置の分布	13
2.3	衝突半径に対するエネルギーの分布	14
2.4	IP での散乱角分布	15
2.5	Pair Monitor 上の方位角分布	15
2.6	アスペクト比 R に対する R_{pv}	15
2.7	3D ピクセルセンサー	16
2.8	energy deposit	17
2.9	回路の模式図	18
2.10	RC 回路	19
2.11	波形の 4 点サンプル	21
2.12	波高の分解能の評価	25
2.13	時間の分解能の評価	26
3.1	回路の写真	27
3.2	プレアンプ	28
3.3	RC 回路	29
3.4	非反転増幅器	30
3.5	サンプル・ホールド回路及びマルチプレクサ	31
3.6	コンパレータ	32
3.7	プレアンプにおけるシミュレーション及び実際の出力波形	33
3.8	RC 回路におけるシミュレーション及び実際の出力波形	33
3.9	非反転増幅器におけるシミュレーション及び実際の出力波形	34
3.10	マルチプレクサにおけるシミュレーション及び実際の出力 波形	34
4.1	旧測定システム	36

4.2	オシロスコープによる観測波形	36
4.3	新測定システム	37
4.4	それぞれのシステムから得られたデータにおける時間の再構成	38
4.5	再構成の波高の分布	38
4.6	再構成の時間の分布	38
4.7	再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力波高を変化させたときの波高の再構成への影響	39
4.8	再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力時間を変化させたときの波高の再構成への影響	39
4.9	再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力時間を変化させたときの時間の再構成への影響	40
4.10	再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力波高を変化させたときの時間の再構成への影響	40
4.11	入力波高を変化させたときの波高の再構成	42
4.12	入力時間を変化させたときの波高の再構成	42
4.13	入力波高を変化させたときの波高の再構成	43
4.14	入力時間を変化させたときの波高の再構成	43
4.15	入力時間を変化させたときの時間の再構成	45
4.16	入力波高を変化させたときの時間の再構成	45
4.17	入力時間を変化させたときの時間の再構成	46
4.18	入力波高を変化させたときの時間の再構成	46
4.19	波高の分解能	47
4.20	時間の分解能	48
4.21	1 / 波高に対する時間の分解能	49
4.22	^{60}Co 線源	52
4.23	オフセットによる入力波高を変化させたときの波高の再構成への影響	53
4.24	オフセットによる入力時間を変化させたときの波高の再構成への影響	53
4.25	オフセットによる入力時間を変化させたときの時間の再構成への影響	54
4.26	オフセットによる入力波高を変化させたときの時間の再構成への影響	54
4.27	オフセットによる 18mV における波高の分解能への影響	54
4.28	オフセットによる 18mV における時間の分解能への影響	54
4.29	照射数時間後の入力波高を変化させたときの波高の再構成	56
4.30	照射 60 時間後の入力波高を変化させたときの波高の再構成	56

4.31	照射数時間後の入力時間を変化させたときの波高の再構成	57
4.32	照射 60 時間後の入力時間を変化させたときの波高の再構成	57
4.33	照射数時間後の入力時間を変化させたときの時間の再構成	58
4.34	照射 60 時間後の入力時間を変化させたときの時間の再構成	58
4.35	照射数時間後の入力波高を変化させたときの時間の再構成	59
4.36	照射 60 時間後の入力波高を変化させたときの時間の再構成	59
B.1	64
B.2	65
B.3	66
B.4	66
B.5	67
B.6	67

表 目 次

3.1 回路動作のための入力信号	35
----------------------------	----

第1章 リニアコライダー

1.1 リニアコライダーの計画の概要

素粒子物理学では20世紀を通して目覚ましい発展があった。原子、原子核、陽子と中性子、そしてクォークと物質の内部構造が見つかり、対称性と相互作用に関するいろいろな発見は素粒子物理学の統一的描像をもたらした。現在の我々の理解は、物質の基本的構成要素はクォークとレプトンであり、それらの間の力はグルーオン、光子、WやZ粒子などのゲージ粒子によるという標準模型の上に成り立っている。標準模型では電弱相互作用の対称性が破れない限り、全ての基本粒子に質量はない。そこで、対称性の破れを引き起こすために導入されたのがヒッグス場である。標準模型の4種類のゲージ粒子のうちW粒子とZ粒子は真空中に凝縮したヒッグス場との相互作用を通して質量を獲得し、弱い相互作用を媒介する粒子となる。ヒッグス粒子はヒッグス場の物理的な励起状態であるが、現在までの実験では発見されていない。また、物質粒子であるクォークとレプトンの質量も真空中に凝縮したヒッグス場との相互作用に起因するものと考えられている。したがって、クォークとレプトンとヒッグス粒子の相互作用の強さを測定することは物質粒子の質量起源の解明にとって不可欠の実験課題である。このように高エネルギー物理学においてヒッグス粒子の研究は最も緊急度の高い重要なものであり、そのためにはエネルギーフロンティアの加速器が欠かせないものとなる。

現在、CERNでは重心系エネルギーが14TeVの陽子陽子衝突型加速器、LHCが建設中であり、2007年に実験を開始する計画である。リニアコライダーはエネルギーフロンティアの電子陽電子衝突型加速器である。その主要な装置は一对の対向する線形加速器で、約30kmの地下トンネルに設置される。計画の初期の目標は重心系エネルギー500GeVまでで実験を行ない、その後、1TeV以上まで増強をはかる予定である。このビームエネルギーはLHCよりも低い、リニアコライダーには陽子反陽子衝突型加速器であるLHCに比べていくつかの利点がある。陽子はクォークとグルーオンからなる複合粒子であるためにLHCは衝突エネルギーの一部分しか興味深い物理に関わらないのに対して電子陽電子衝突型加速器であるリニアコライダーは衝突エネルギーの全てをそのような物理過程に使うことができる。また、バックグラウンドの多いLHCに比べてクリーンな環境

であり実験解析が容易となる。

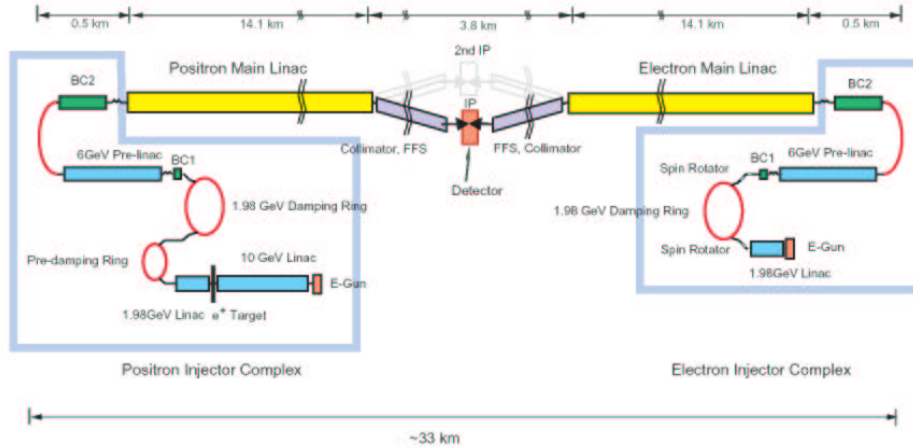


図 1.1: リニアコライダーの概観

1.2 検出器の概要

リニアコライダーはハドロンコライダーに比べて反応で生成される粒子数の多重度が低く、精密な測定を行なうための理想的な環境である。検出器にはこの環境を十分に活かすための性能が求められる。リニアコライダーに要求される性能は以下のようなものとなる。

- W ボソンと Z ボソンは、主要な崩壊モードであるクォークジェットへの崩壊において識別可能であること。Z ボソンは W ボソンより 10 GeV 程重く、それぞれ 2.5 GeV と 2.0 GeV の崩壊幅をもつ。したがって 2 ジェット不変質量の分解能はこれらの崩壊幅と同程度でなければならない。
- b クォーク、そしてできるならば c クォークのを高精度で識別できること。ヒッグス粒子、トップクォークの再構成には c クォーク及び b クォークの識別が重要となる。
- ヒッグスストラルングにおけるミューオン対の再構成が可能な分解能があること。これは軽いヒッグスの生成過程： $e^-e^+ \rightarrow ZH$ において、Z 崩壊からの質量欠損法によるヒッグス粒子の質量計算のために必要である。

- 各ビームバンチにおける事象を可能な限り分離できる時間分解能があること。これは測定におけるオーバーラップを防ぐために必要である。
- 測定可能角度領域を、ビームパイプとバックグラウンド対策用のマスキングシステムが設置される前後方領域を除く領域とする。高エネルギーになればなるほど3体以上の終状態の過程が増すため、できるだけ多くの立体角を覆うことが重要となってくる。これはまた、ニュートリノのような直接検出不能な粒子の運動量の間接測定の可能性を保証することにもなる。

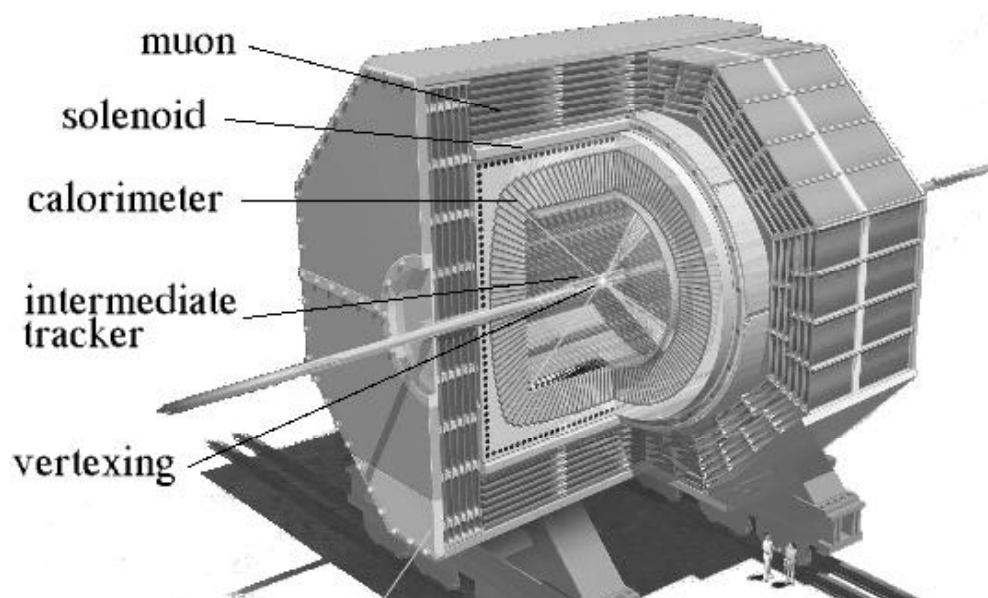


図 1.2: 検出器の概観

1.3 ビームプロファイル

これまでエネルギーフロンティアを支えてきた電子陽電子衝突型加速器は円形型加速器であった。しかし、シンクロトロン放射のために得られる重心エネルギーには限界がある。そのために提唱されたのがリニアコライダーである。しかし、円形加速器がビームをリングで周回させながら衝突

に用いることでルミノシティを高めることができるのに対し、リニアコライダーにおいてビームを衝突に使えるのは一回だけである。そのため、高いルミノシティを得るための研究が必要となった。

ルミノシティはビームのバンチ当りの粒子数の2乗を衝突点でのビームの断面積でわり、単位時間の衝突回数を掛けた量に比例する。しかし、一方で消費電力に制限があり、他方に衝突時に一方のビームが他方のビームに及ぼす電磁力に制限があると、ルミノシティ L は消費電力 P 、加速の電力効率 h 、衝突点でのスポット・サイズ σ_x, σ_y でほぼ決まってしまうことが知られている。

消費電力を与えられたものとすれば、後は加速の電力効率を高めると、スポット・サイズをできるかぎり小さくする以外にルミノシティを高くする方法はない。加速の電力効率を高める手段としてはすでに述べてきた多バンチモード化および加速部での様々な新技術の開発を行ってきた。そのうえでさらにルミノシティを高くするには衝突点でのスポット・サイズを極小化する以外に道はない。この場合、水平・上下両方向を同じように絞るよりは、一方向のみを大きく絞るほうがより効果的である。したがって、偏平ビームの衝突が有力な方法として浮かび上がる。このようにしてリニアコライダーでは最終収束システムにおけるビームは垂直方向に数 nm、水平方向に百数十 nm の大きさまで絞られる。また、ビームは 1.4ns 間隔、192 個のバンチ（電子あるいは陽電子の塊）で構成されるトレインを約 150Hz で衝突させる。このトレインの長さは約 280ns である。

一方でこのように極小に絞られたビームではバンチ自身のつくる電場による影響でビームは不安定なものとなりうる。そのためビームの品質を維持するためにはビームの状態をモニターすることが必要であるが、ビームがナノメートルサイズであるためにその測定は困難なものとなる。そこで田内氏と横谷氏によって考案されたビーム-ビーム相互作用により発生する e^+e^- ペアを利用する PairMonitor の研究開発がすすめられている [2]。

リニアコライダーではビーム-ビーム相互作用によって発生する e^+e^- ペアはコヒーレント過程によるものではなく、主に3つの非コヒーレント過程によるものである。3つの非コヒーレント過程はそれぞれ Bethe-Heitler: $e\gamma \rightarrow ee^+e^-$ 、Landau-Lifshitz: $ee \rightarrow eee^+e^-$ 、Breit-Wheeler: $\gamma\gamma \rightarrow e^+e^-$ となっている。また、ここでの γ はビームストラールングと呼ばれる一方のビームが作る電磁場中でのシンクロトロン放射によるものである [3]。

図 1.3 は衝突点付近 (IR) の図である。衝突点 (IP) から 200cm の位置に最終収束四極磁石の QC1 が置かれている。この前方に置かれるカーボンマスクは QC1 からの反跳電子が検出器内に入ることを防ぐ。PairMonitor

は衝突点から 176cm の位置に設置され、図 1.4 のような形状をしている。
この形状は複数のシリコンピクセル検出器からなる切片を組み合わせでつ
くられており、 $2\text{cm} \leq r \leq 8.5\text{cm}$ を覆っている。

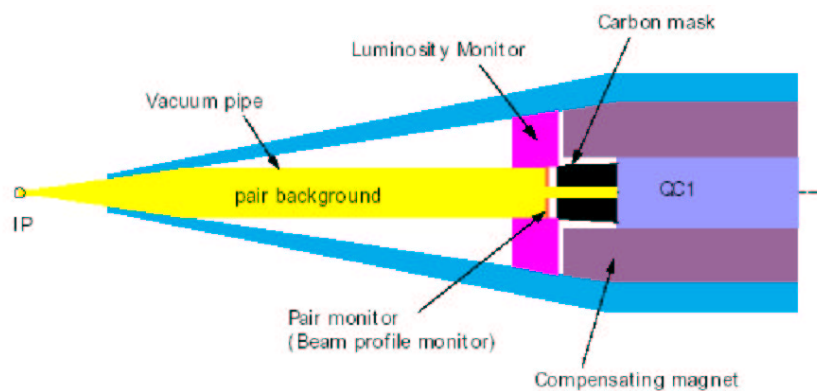


図 1.3: Interaction Region

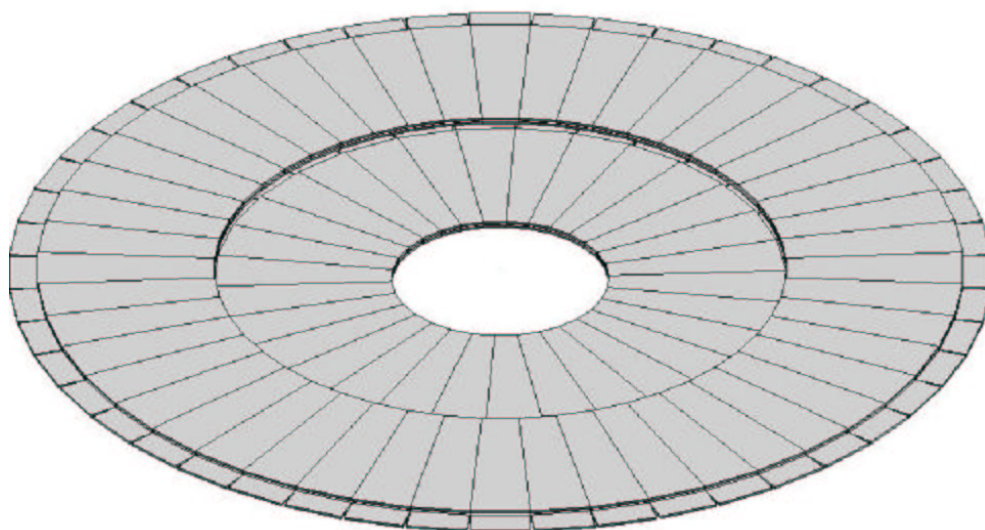


図 1.4: Pair Monitor(上が IP 側)

第2章 PairMonitor

2.1 PairMonitor の原理

Pair Monitor におけるビームプロファイルの方法は前述のようにビーム-ビーム相互作用により発生する e^+e^- ペアを利用するものである。発生した e^+e^- ペアはビームのつくる電場の影響を受ける。そして粒子とビームの電荷の符合が同じで、ビームがフラットである ($\sigma_x \gg \sigma_y$) 場合は大きく散乱される。一方、符合が反対である場合はビーム面を振動して散乱されることはない。この大きく散乱された粒子の散乱角分布はビームの形状に依存するためビームサイズに関する情報を持つと考えられる。

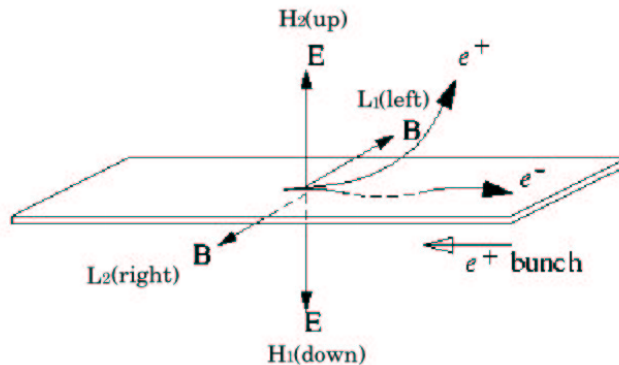


図 2.1: 電場による粒子の散乱

散乱された e^+e^- は磁場によって螺旋運動をして PairMonitor に衝突する。Pair Monitor はこの回転運動によって e^+e^- が情報を失うことのない距離に設置される。したがって、Pair Monitor において衝突位置の分布を測定するところによってビームサイズに関する情報を得ることができる。 e^+e^- の衝突位置は $B[\text{Tesla}]$ を検出器のソレノイド磁場、 $L[\text{cm}]$ を衝突点から Pair Monitor までの距離、ビーム方向の運動量を p_z 、 p_z に垂直方向の運動量を $p_t[\text{MeV}]$ とすれば、螺旋運動をする粒子の起動半径が $\rho[\text{cm}] = p_t/3B$ となるので

$$r = 2\rho \sin \frac{\phi}{2}, \quad \phi = \frac{3BL}{p_z} \quad (2.1)$$

と表すことができる。衝突分布を図に示す。Pair Monitor は $2\text{cm} \leq r \leq 8.5\text{cm}$ を覆うため、あまり散乱されることのない粒子は 2cm の内側を通り抜けて衝突することはない。また図の分布には非対称性があり、これが回転運動によってビームサイズの情報が失われていないこと、即ちこの分布がビームサイズに関する情報を保持していることを示している。

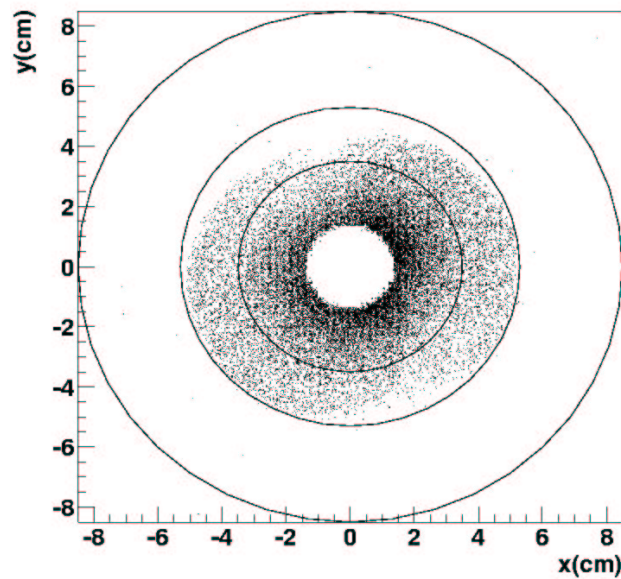


図 2.2: 衝突位置の分布

また、図 2.3 は Pair Monitor に衝突した粒子のエネルギーと半径の分布を表している。この図より明らかな最大半径をもつことがわかる。この最大半径 r_{max} は上式より $\phi = \pi$ のときであり $p_t^{max} = p \sin \theta_{max}$ 、 $p_z \simeq p$ とすると

$$r_{max} = 2\rho = \frac{2p_t^{max}}{3B} \simeq \frac{2L \sin \theta_{max}}{\pi} \quad (2.2)$$

となるため、 r_{max} は θ_{max} によって決まる。 θ_{max} はビーム-ビーム相互作用での散乱によって与えられるとすると近似的に

$$\theta_{max} \simeq \left[\frac{\ln\left(\frac{4\sqrt{3}D_x}{\epsilon}\right)}{\sqrt{3}\epsilon D_x} \right]^{1/2} \theta_0 \sqrt{2} \quad (2.3)$$

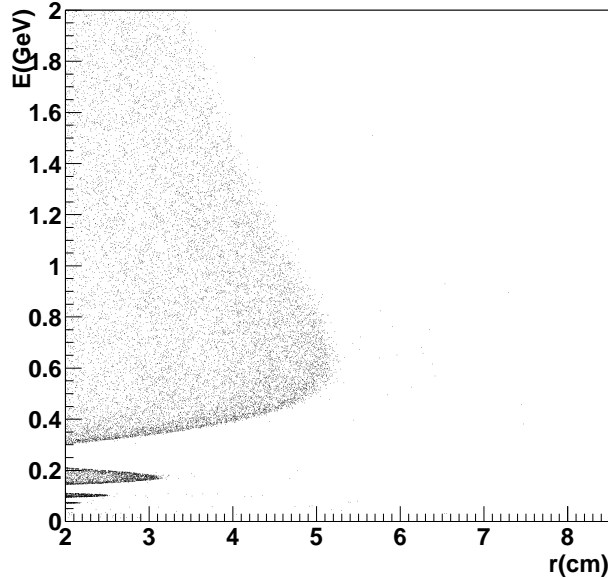


図 2.3: 衝突半径に対するエネルギーの分布

となる。ただし、これは $D_x/\epsilon \geq 1$ であるときの近似解であり、 $\epsilon \equiv p/E_{beam}$ 、 $D_x \equiv 2Nr_e/\gamma \cdot \sigma_z/(\sigma_x(\sigma_x + \sigma_y))$ 、 $\theta \equiv D_x\sigma_x/\sigma_z$ である。また、 $\sigma_{x(y)}$ はそれぞれの方向のビームサイズ、 r_e は古典電子半径、 γ は電子質量 (m_e) をビームエネルギーで割ったローレンツ係数を表している。これより θ_{max} は $\sigma_x \gg \sigma_y$ の条件のもとでは σ_y に依存せず、 σ_x と粒子数 N によって決まることがわかる。また、粒子数 N は壁電流モニターなどを使用することで測定することが可能であるため、Pair Monitor で r_{max} を測定することにより σ_x を見積もることができる。すでに述べたように散乱角分布はビームの形状に依存するためビームサイズに関する情報を持ち、衝突分布の非対称性はビームサイズの情報を保持している。そこで σ_y を変化させたときの IP での散乱角分布及び Pair Monitor 上の方位角分布を図 2.4、図 2.5 に表す。

これらの図を比較すると PairMonitor 上の方位角分布は IP での散乱角分布に依存していることがわかる。これはこの領域で PairMonitor に衝突した粒子の回転角が 360 度以下であるためで、回転角が 360 度以上の粒子ではこの関係は失われる。そのため、ビームサイズに関する情報は $L_1(left)$ 、 $L_2(right)$ 、 $H_1(down)$ 、 $H_2(up)$ の領域での分布を見ればよい。

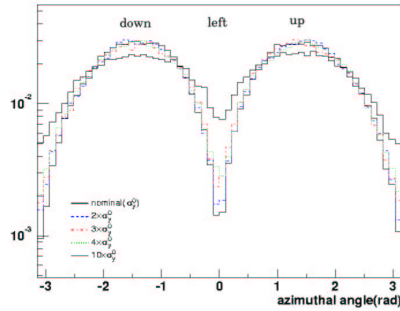


図 2.4: IP での散乱角分布

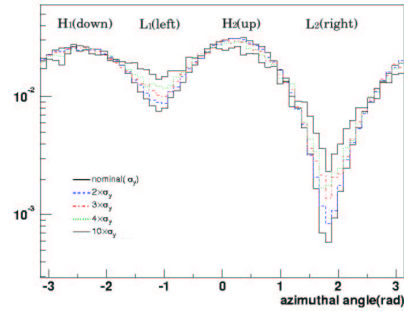


図 2.5: Pair Monitor 上の方位角分布

したがって Peak-to-valley ratio(R_{pv}) を

$$R_{pv} \equiv \frac{L_1 + L_2}{H_1 + H_2} \quad (2.4)$$

と定義する。ここで L_1 、 L_2 、 H_1 、 H_2 はそれぞれの領域に衝突した粒子数とする。この R_{pv} をアスペクト比 $R(\sigma_y/\sigma_x)$ に対してプロットすると図 2.4 に見られるように R_{pv} は σ_x の変化にあまり関わらずアスペクト比の関数となることがわかる。前述のように r_{max} より σ_x がわかるので σ_y を見積もることが可能である。

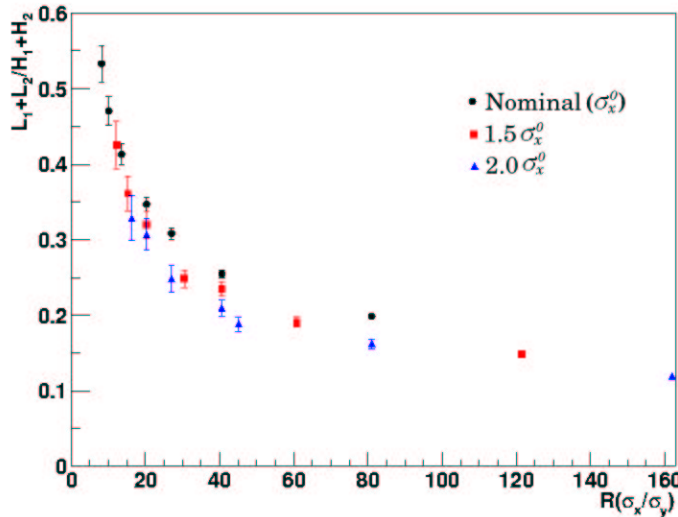


図 2.6: アスペクト比 R に対する R_{pv}

2.2 3Dピクセルセンサー

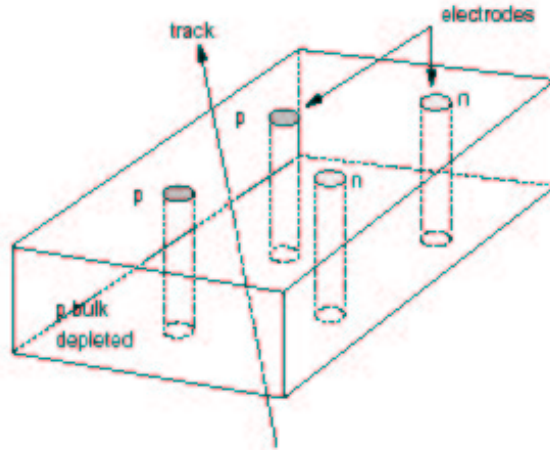


図 2.7: 3Dピクセルセンサー

S.Parker 氏によって考案された3Dピクセルセンサー [4] は上図にみられるように電荷を収集する電極の形状が従来のものと異なり、シリコンを垂直に貫いている。このため、ガードリングを設ける必要がなくセンサーの縁も有効領域であり、このためデッドエリアが極めて小さい検出器をつくることが可能となる。このピクセルサイズは $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ であり、厚さは $300\mu\text{m}$ である。実測された電荷収集時間は従来のピクセルセンサーより約10倍早く、数ns以下になる。また、全空乏化電圧は10V以下であり、放射線を受けた後も空乏化電圧が大きく上昇することはない。

また、検出器における e^+e^- による energy deposit のシミュレーション結果は図 2.8 のようになっている。これより 90keV 付近にピークが見られること、トラックとの比較によりピクセルにおける 0~75keV までの分布の大半はトラックが複数のピクセルにまたがって衝突したことによるものであり2次的な光子と同様にバックグラウンドとなること、これらのバックグラウンドは 70keV 以下をカットすることで取り除けることがわかる。

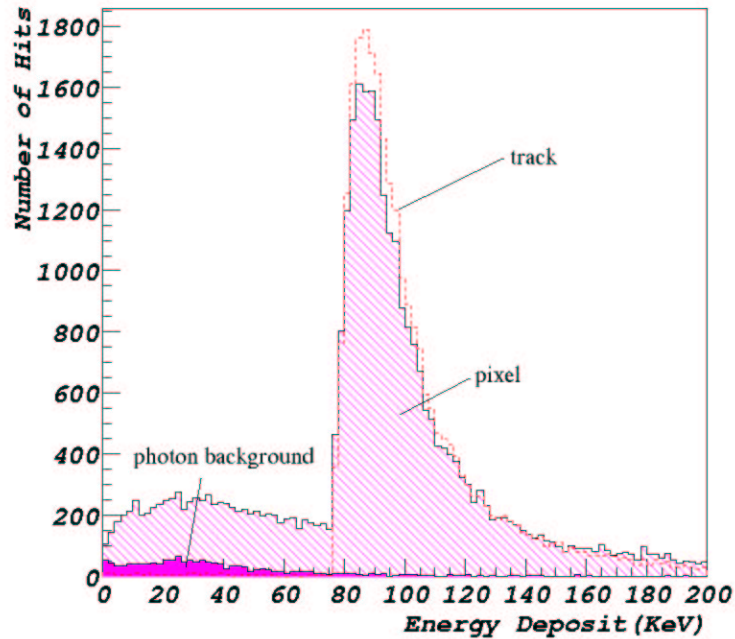


図 2.8: energy deposit

2.3 読み出し回路

2.3.1 読み出し回路の目的

読み出し回路はピクセルごとに1チャンネルつくられ、全体で35000チャンネルほどになる。前述のPair Monitorによるビームサイズ測定の原理から検出器に要求されるのは位置分解能と時間分解能である。何故なら位置分解能は r_{max} 及び R_{pv} の精度に影響し、時間分解能はトレインにおけるビームサイズ変化の情報量が影響するためである。また、位置分解能はセンサーのピクセルサイズによって決まり、時間分解能はセンサーの電荷収集時間、読み出し回路の時間分解能によって決まる。本来、バンチごとにビームの情報を得ること理想的だが、これには約1nsの時間分解能が必要となるため今回の回路における達成は現実的ではない。そこでビームの調整に有用な情報が得られると考えられるトレインを4等分できる程度の時間分解能を目標とする。これは約20nsの時間分解能があれば理想的と考えられる。この回路では時間に加えて電荷量も測定することが可能な回路構成とする。この電荷量を測定することで e^+e^- によるenergy depositを求めることができるため、前述のようにこれによってバックグ

ラウンドの除去が可能となる。この回路の構成は図 2.9 のようになっている。これによって各々ピクセルでの信号が処理され、粒子の位置情報及び時間情報を得ることができる。

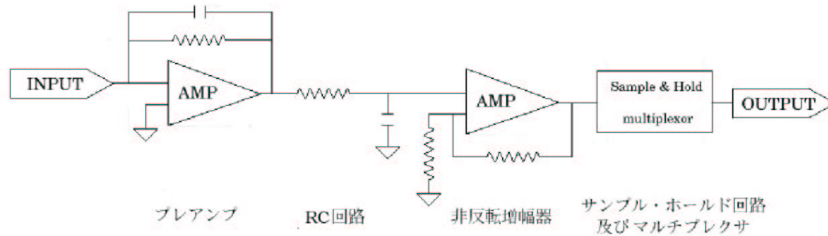


図 2.9: 回路の模式図

2.3.2 信号の再構成

今回の読み出し回路における信号処理には「離散時間系の信号処理」という方式が用いられた。この方式では一定時間間隔で信号をサンプリングし、その値を用いることで信号を再構成して信号の大きさと入力時間を求める。なお、この回路方式は KEK の池田氏によって提案されたものである [5]。インパルス応答が $f(t)$ であるようなシステムにおいて、出力信号を定時間間隔 $t = kT_s (k = 0, 1, 2, \dots)$ でサンプリングし時間 ξ の間だけこれをホールドするものとする。ホールドされた信号をラプラス変換で表すと

$$Q(s) = \sum_{k=0}^{\infty} f_k e^{-kT_s s} \frac{1 - e^{-\xi s}}{s} I(s) \quad (2.5)$$

となる。ただし、 $I(s)$ は入力信号のラプラス変換である。ここで e^{-kT_s} が kT_s だけの遅延を表しており、 $1 - e^{-\xi s}/s$ が時間幅 ξ の矩形を表している。一方、観測結果として出力信号の時系列 A_n を得たとすると、それに対応するラプラス変換は

$$\sum_{k=0}^{\infty} A_k e^{-kT_s s} \frac{1 - e^{-\xi s}}{s} \quad (2.6)$$

となる。これより

$$I(s) = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} A_k e^{-kT_s s}}{\sum_{k=0}^{\infty} f_k e^{-kT_s s}} \quad (2.7)$$

を得る。ここで

$$\frac{1}{\sum_{k=0}^{\infty} f_k e^{-kT_s s}} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k e^{-kT_s s} \quad (2.8)$$

のように書き下すことができれば、これを用いて

$$\begin{aligned} I(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k e^{-kT_s s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_k e^{-kT_s s} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_k g_l e^{-(k+l)T_s s} \\ &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{-mT_s s} \sum_{k=0}^{\infty} A_k g_{m-k} \end{aligned} \quad (2.9)$$

のように入力信号系列を再構成することができる。なお、 $z = e^{T_s s}$ とおきかえた $F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f_k z^{-k}$ を f_n の z 変換といい離散時間系の信号処理において頻繁に使用される。

この読み出し回路においてサンプリングされるのは RC 回路からの出力信号を電圧増幅器によって増幅したものであるから RC 回路における出力波形を考える。図 2.10 のように入力電圧を $V_{in}(t)$ 、出力電圧を V_{out} としてラプラス変換を用いると、

$$V_{out}(s) = I \cdot \frac{1}{Cs} \quad (2.10)$$

$$V_{in}(s) = I \cdot \left(R + \frac{1}{Cs} \right) \quad (2.11)$$

となるので、伝達関数は

$$X(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + RCs} \quad (2.12)$$

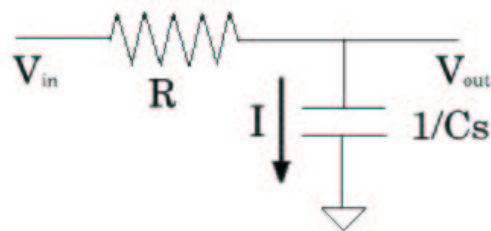


図 2.10: RC 回路

である。これより $V_{in}(t)$ を大きさ 1 のステップ電圧とするならば、出力波形 $V_{out}(t)$ は

$$V_{out}(s) = \frac{1}{1 + RCs} \cdot \frac{1}{s} \quad (2.13)$$

を逆ラプラス変換することによって

$$V_{out}(t) = 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.14)$$

であることがわかる。ただし τ は時定数であり、RC回路において $\tau = RC$ となる。この z 変換は $x = T_s/\tau$ とおくと

$$F(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-x}z^{-1}} = \frac{(1 - e^{-x})z^{-1}}{(1 - z^{-1})(1 - e^{-x}z^{-1})} \quad (2.15)$$

であり、さらに

$$F^{-1}(z) = \frac{1}{1 - e^{-x}}z - \frac{1 + e^{-x}}{1 - e^{-x}}z^0 + \frac{e^{-x}}{1 - e^{-x}}z^{-1} \quad (2.16)$$

と書くことができる。したがって、入力信号系列 I_n は

$$I_n = A_{n+1}g_{-1} + A_n g_0 + A_{n-1}g_1 \quad (2.17)$$

のように再構成ができる。ただし、

$$g_{-1} = \frac{1}{1 - e^{-x}} \quad (2.18)$$

$$g_0 = -\frac{1 + e^{-x}}{1 - e^{-x}} \quad (2.19)$$

$$g_1 = \frac{e^{-x}}{1 - e^{-x}} \quad (2.20)$$

である。これは連続する出力信号系列の 3 点を用いることで各時刻における入力信号を再構成できることを示している。また、 $g_{-1} + g_0 + g_1 = 0$ であるため、 A_n にサンプリング間隔と比較してゆるやかに変化するオフセットがあったとしても影響は無視できる程度となる。ただし、プレアンブが減衰時定数を有する場合はその考慮が必要となる。

この議論は、入力時間及び出力信号のサンプリング時間が同一の離散時間列における場合のものであった。しかし、一般には入力信号の発生は、出力信号のサンプリング時間系列とは非同期であるため入力信号の大きさと入力時間を離散時間列上の情報から再構成する必要がある。そこで実際に RC 回路において離散時間列上の情報から入力信号の大きさと入力時間がどのように再構成されるか見ていくことにする。

500ns間隔で4点のサンプリング

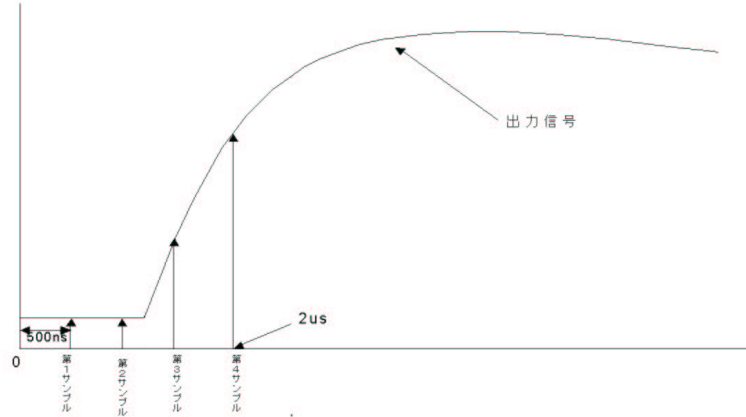


図 2.11: 波形の4点サンプル

入力信号が $Q_0\delta(t - (n + \eta)T_s)$ のように発生したとすると、出力信号系列は

$$A_{n-1} = 0 \quad (2.21)$$

$$A_n = 0 \quad (2.22)$$

$$A_{n+1} = Q_0(1 - e^{-(1-\eta)x}) \quad (2.23)$$

$$A_{n+2} = Q_0(1 - e^{-(2-\eta)x}) \quad (2.24)$$

となるから、これより

$$I_n = Q_0 \frac{1 - e^{-(1-\eta)x}}{1 - e^{-x}} \quad (2.25)$$

$$I_{n+1} = Q_0 \frac{-e^{-x} + e^{-(1-\eta)x}}{1 - e^{-x}} \quad (2.26)$$

を得ることができる。したがって、

$$Q_0 = I_n + I_{n+1} \quad (2.27)$$

$$\eta = 1 + \frac{1}{x} \ln\left(\frac{I_n e^{-x} + I_{n+1}}{I_n + I_{n+1}}\right) \quad (2.28)$$

$$t = (n + \eta)T_s \quad (2.29)$$

のように4点でのデータを用いて入力信号の再構成ができることがわかる。今回の回路においてはサンプルクロックによる4点サンプリングを行ない、入力信号即ちバンチトレインは第2サンプルと第3サンプルの間に入ることになる。

2.3.3 波高と時間の分解能

再構成された波高と時間はサンプリングされる波形に重畳される雑音によって影響を受ける。そこでこの節では信号入力部における雑音を想定して波高及び時間の再構成を行ない、その精度を評価することによってこのような再構成の方式の有用性を確かめる。外部から拾ってしまう干渉雑音を除くと雑音には以下のようなものがあげられる。

- 熱雑音：電子のブラウン運動により抵抗の端子間電位差が統計的に変動することによる。これは抵抗 R に直列に入る雑音電圧をもつガウス分布をする。この雑音の周波数分布は白色で

$$v_n^2 = 4kTR[V^2/Hz] \quad (2.30)$$

と与えられる。ただし、 k はボルツマン定数であり T は絶対温度。また、電流源としてみなせば次のように表せる。

$$i_n^2 = \frac{4kT}{R}[A^2/Hz] \quad (2.31)$$

- ショット雑音：電流がキャリアによって担われているために揺らぎをもつことによる。その周波数分布は熱雑音同様にガウス分布であり、周波数によらないホワイトノイズとなっている。ショット雑音は

$$i_n^2 = 2qI[A^2/Hz] \quad (2.32)$$

と表すことができる。

- フリッカー雑音：すべての能動素子に見られる雑音であり、カーボン抵抗のような受動素子にも存在する。その発生原因には様々なものがあげられるが、MOSFET においては酸化膜と半導体の界面にキャリアトラップが存在することが主な原因となっている。また、雑音のスペクトル密度は周波数に反比例するため $1/f$ 雑音とも呼ばれる。フリッカー雑音はデバイス固有の雑音係数 A を用いて

$$v_n^2 = \frac{A}{f}[V^2/Hz] \quad (2.33)$$

と表せる。

これらの雑音が回路に与える影響は信号源と並列な雑音源を想定するものと直列な雑音源を想定するものに分けることができる。以下、それぞれの雑音に対する回路の応答を考える。

信号源と並列な雑音成分は本来の信号と同様に再構成することができる。したがって、 $\langle I_{np}^2 \rangle$ は

$$\langle I_{np}^2 \rangle = \langle (g_{-1}A_{p(n+1)} + g_0A_{pn} + g_1A_{p(n-1)})^2 \rangle \quad (2.34)$$

ここで時系列における定常性を仮定し、 $\langle A_p^2 \rangle = \langle A_{p(n+1)}^2 \rangle = \langle A_{p(n)}^2 \rangle = \langle A_{p(n-1)}^2 \rangle$ 、 $C_{p1} = \langle A_{p(n+1)}A_{pn} \rangle = \langle A_{pn}A_{p(n-1)} \rangle$ 及び $C_{p2} = \langle A_{p(n+1)}A_{p(n-1)} \rangle$ とおくと

$$\langle I_p^2 \rangle = (g_{-1}^2 + g_0^2 + g_1^2) \langle A_p^2 \rangle + 2(g_{-1} + g_1)g_0C_{p1} + 2g_{-1}g_1C_{p2} \quad (2.35)$$

と表すことができる。

ここで $\langle A_p^2 \rangle$ は連続時間の雑音評価より

$$\langle A_p^2 \rangle = \frac{i_p^2}{2} \int_0^\infty f(t)^2 dt \quad (2.36)$$

となる。ただし、 i_p は信号源と並列な雑音成分である。一方、 C_{pk} に関しては周波数領域で評価したほうが見通しがよい。そこで $f(t)$ のフーリエ変換を $F^l(i\omega)$ とすると

$$C_{pk} = \frac{i_p^2}{2} \int_{-\infty}^\infty e^{i\omega k T_s} |F^l(i\omega)|^2 df \quad (2.37)$$

と表せる。ただし、 $df = 2\pi d\omega$ である。今回の回路においては前節のように RC 回路に対する計算を行なえばよいので、これより

$$\langle I_p^2 \rangle = \frac{\tau}{2} \frac{i_p^2}{(1 - e^{-x})^2} x(1 + e^{-2x}) - (1 - e^{-2x}) \quad (2.38)$$

となる。

一方、信号源と直列な成分を持つ雑音は I_p 同様の性質を持つ雑音 I_s を導入し、これを微分することによって得られる。出力は $f'(t)$ のように応答するので、系列 $f'(nT_s)$ に対する z 変換を調べる必要がある。そこで RC 回路の出力 $1 - e^{-x}$ を微分して z 変換を求めると

$$F(z) = \sum_k^\infty f'(nT_s)z^{-k} = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{1 - z^{-1}e^{-x}} \quad (2.39)$$

となる。直列雑音の信号系列 $\{I_{sk}\}$ と出力信号系列 $\{A_{sk}\}$ の間には $F(z) \sum_k^\infty I_{sk}z^{-k} = \sum_k^\infty A_{sk}z^{-k}$ という関係が成立するので、この両辺に $F^{-1}(z)$ を乗じて時刻 nT の成分を抽出すると

$$I_{sn}u_0 + I_{s(n+1)}u_{-1} = g_{-1}A_{s(n+1)} + g_0A_{sn} + g_1A_{s(n-1)} \quad (2.40)$$

を得る。したがって、 $\langle A_s^2 \rangle = \langle A_{s(n+1)}^2 \rangle = \langle A_{s(n)}^2 \rangle = \langle A_{s(n-1)}^2 \rangle$ 、 $C_{s1} = \langle A_{s(n+1)}A_{sn} \rangle = \langle A_{sn}A_{s(n-1)} \rangle$ 及び $C_{s2} = \langle A_{s(n+1)}A_{s(n-1)} \rangle$ とおくと、二乗平均は

$$\langle I_s^2 \rangle (u_0^2 + u_{-1}) = (g_{-1}^2 + g_0^2 + g_1^2) \langle A_s^2 \rangle + 2(g_{-1} + g_1)g_0C_{s1} + 2g_{-1}g_1C_{s2} \quad (2.41)$$

と表せる。また、 $\langle A_s^2 \rangle$ は連続時間の雑音評価より

$$\langle A_s^2 \rangle = \frac{v_s^2 C_s^2}{2} \int_0^\infty \left\{ \frac{df(t)}{dt} \right\}^2 dt \quad (2.42)$$

である。ただし、 v_s は信号源に直列に配置された電圧性の雑音源をであり、 C_s は信号源容量である。 C_{sk} は

$$C_{sk} = \frac{v_s^2 C_s^2}{2} \int_{-\infty}^\infty e^{i\omega k T_s} |F(i\omega)|^2 df \quad (2.43)$$

の積分を行なうことによって評価できる。これより

$$\langle I_s^2 \rangle (u_0^2 + u_{-1}) = \frac{1}{2\tau} v_s^2 C_s^2 \frac{1 - e^{-x}}{(1 - e^{-x})^2} \quad (2.44)$$

となる。

これらを用いて再構成における Q_0 、 t の決定精度を考える。波高の分散は

$$\langle \Delta Q_0 \rangle = \langle \Delta I_n^2 \rangle + 2 \langle \Delta I_n \Delta I_{n+1} \rangle + \langle \Delta I_{n+1}^2 \rangle \quad (2.45)$$

のように書くことができる。 $\langle \Delta I_n^2 \rangle = \langle \Delta I_{n+1}^2 \rangle = (g_{-1}^2 + g_0^2 + g_1^2)(\langle A_p^2 \rangle + \langle A_s^2 \rangle) + 2(g_{-1} + g_1)g_0(C_{p1} + C_{s1}) + 2g_{-1}g_1(C_{p2} + C_{s2})$ である。したがって、 $\langle I_n I_{n+1} \rangle$ を評価しなければならない。そこで、 $g_{-1} + g_0 + g_1 = 0$ の関係を用いて計算すると

$$\langle I_n I_{n+1} \rangle = \{ \langle A_p^2 \rangle + \langle A_s^2 \rangle + C_{2p} + C_{2s} - 2(C_{1p} + C_{1s}) \} (g_{-1}g_0 + g_0g_1) + \{ (C_{3p} + C_{3s}) - (C_{1p} + C_{1s}) \} g_{-1}g_1 \quad (2.46)$$

となる。次に、時間の精度について考えると

$$\Delta \eta = \frac{(e^{-\eta x} - 1)\Delta I_n + (e^{-(\eta-1)x} - 1)\Delta I_{n+1}}{xQ_0} \quad (2.47)$$

であるから、これより

$$\langle \Delta \eta^2 \rangle = \frac{1}{xQ_0} \{ (e^{-\eta x} - 1)^2 \langle \Delta I_n^2 \rangle + (e^{-(\eta-1)x} - 1)^2 \langle \Delta I_{n+1}^2 \rangle + 2(e^{-\eta x} - 1)(e^{-(\eta-1)x} - 1) \langle I_n I_{n+1} \rangle \} \quad (2.48)$$

となる。

ここで具体的な数値によって評価するために一般的な半導体ピクセルデバイスを想定したときの信号入力部において支配的な並列雑音を

$$i_p^2 = 2qi_L + \frac{4kT}{R_B} + \frac{4kT}{R_f} \quad (2.49)$$

とにおいて、漏れ電流を $i_L = 1pA$ 、プリアンプの帰還抵抗を $200M\Omega$ 、バイアス抵抗を $50M\Omega$ とし、直列雑音を

$$v_s^2 = \frac{2}{3} \frac{4kT}{g_m} \quad (2.50)$$

とにおいて、トランスコンダクタンスを $g_m=2mS$ とする。また、絶対温度を $T=300K$ 、信号源容量を $C_s = 4pF$ 、サンプリング間隔を $T_s=500ns$ として評価を行なうと図 2.12、図 2.13 のような結果となる。ただし、再構成可能な全ての時間領域における平均値を入力波高に対してプロットしてある。

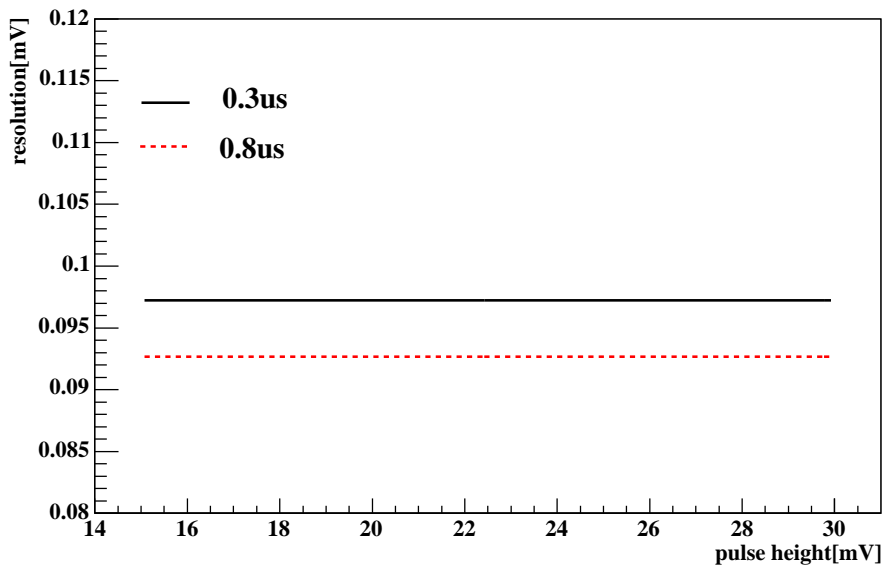


図 2.12: 波高の分解能の評価

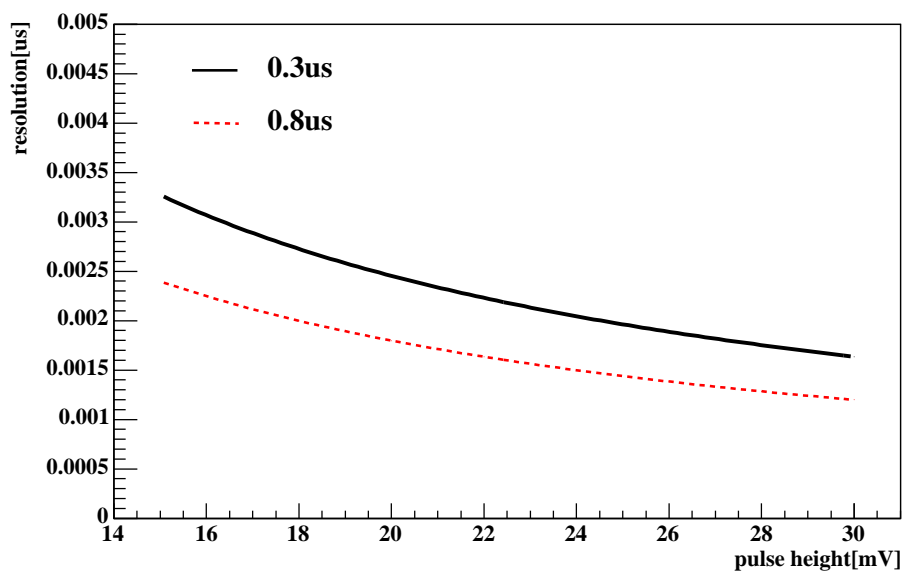


図 2.13: 時間の分解能の評価

第3章 回路設計

3.1 回路構成

1チャンネルの回路構成は図 2.9 の模式図のように大きく 4 つの部分からなる。最初に入力電荷を電圧に変換するためのプレアンプがある。次は RC 回路であり、ここで信号の立ち上がりには時定数をもたせる。また、この RC 回路はローパスフィルターの役割も果たしていて、高周波のノイズを抑える。この RC 回路からの出力波形を増幅するために電圧増幅器が用いられており、ここでは非反転増幅器よばれるタイプが用いられている。最後に信号をサンプルした信号を保持し、マルチプレクサによって一定時間間隔で信号を出力する。これらの回路設計は KEK の池田氏の提供による IP ライブラリを用いて東北大学と KEK の共同で行なわれた。また、回路の製作は東京大学大規模集積システム設計教育研究センター (VDEC) を通してローム社により作成された。デザインルールは $0.35\mu\text{m}$ 、サイズは $4.93 \times 4.93\text{mm}^2$ である。

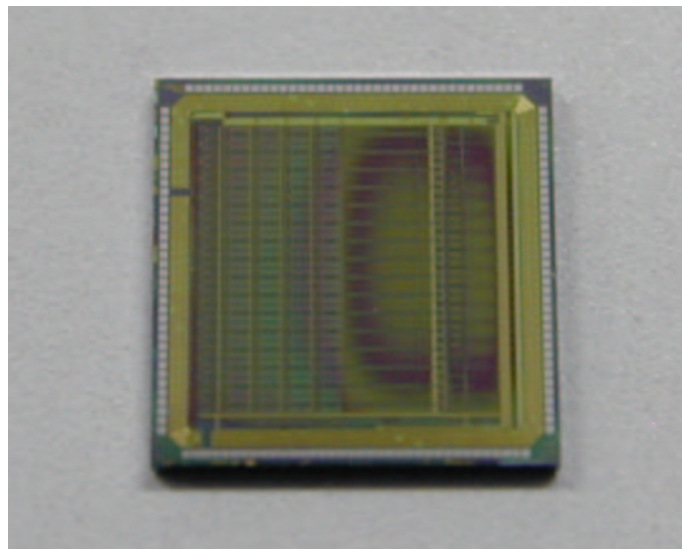


図 3.1: 回路の写真

3.1.1 プリアンプ

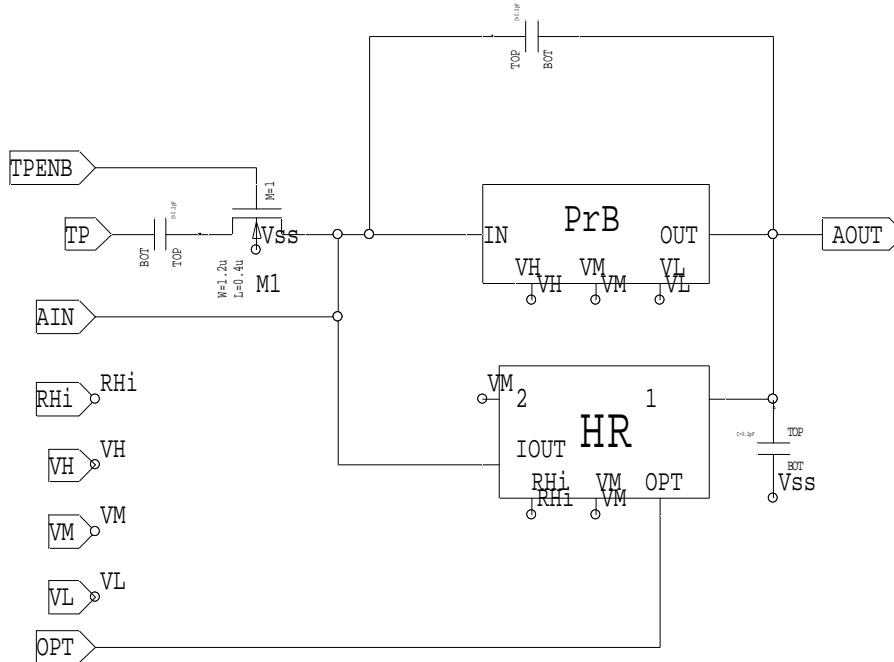


図 3.2: プリアンプ

<i>PrB</i>	増幅要素
<i>HR</i>	200MΩ 相当の抵抗
<i>Rhi, VH, VM, VL</i>	基準電位
<i>TPENB</i>	テストパルスイネーブル
<i>TP</i>	テストパルス入力端子
<i>AIN</i>	検出器からの入力端子
<i>OPT</i>	漏れ電流補償機能

入力電荷を積分して電圧に変換し出力する荷電増幅器としての役割を担っている。帰還容量は 0.2pF であり、入力電荷 Q 、帰還容量 C 及び出力電圧 V の関係は $Q = CV$ で表される。電子正孔対生成に必要なエネルギーは約 3.6eV であり、したがって energy deposit を E として入力電荷を計算すると

$$Q = \frac{eE}{3.6} \quad (3.1)$$

となる。ただし e は電荷素量 $1.6 \times 10^{-19}[C]$ である。この回路の伝達関数は

$$X(s) = -\frac{R}{1 + sCR_{HR}} \quad (3.2)$$

であり、出力波形は図 3.7 のようになる。

3.1.2 RC 回路

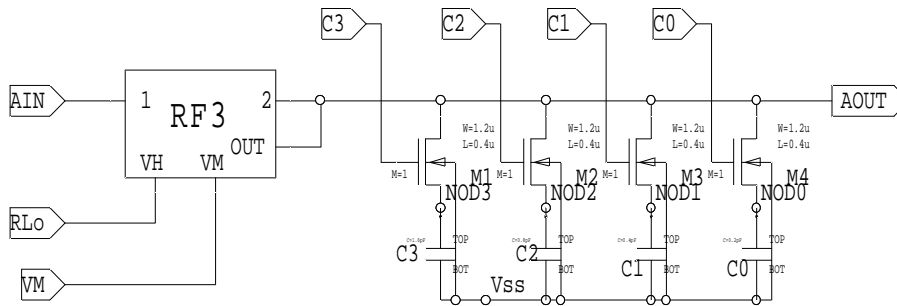


図 3.3: RC 回路

- RF3* 500K Ω 相当の抵抗
- AIN* プレアンプからの信号入力部
- RLo* 基準電位
- TPENB* テストパルススイネーブル
- C0 ~ C3* 容量設定端子

$\tau = RC$ であり $C0 \sim C3$ への信号入力によって on、off を切替え、これによって容量を設定することで時定数を変化させることができる。その容量はそれぞれ $C0=0.2\text{pF}$ 、 $C1=0.4\text{pF}$ 、 $C2=0.8\text{pF}$ 、 $C3=1.6\text{pF}$ である。また、この RC フィルターにおける抵抗値は $500\text{k}\Omega$ であるから時定数は $0 \sim 1.5\mu\text{s}$ で可変となる。また、この回路によって高周波の雑音をカットすることもできる。その周波数は $1/2\pi\tau$ と表すことができる。この回路の伝達関数は

$$X(s) = \frac{1}{sR_{RF3}C + 1} \quad (3.3)$$

であり、出力波形は図 3.8 のようになる。

3.1.3 非反転増幅器

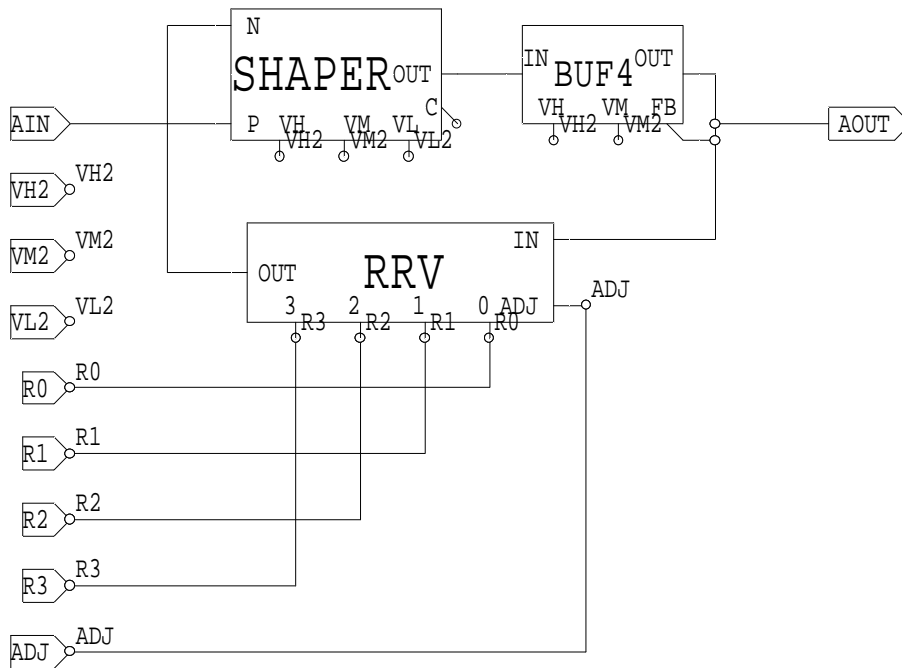


図 3.4: 非反転増幅器

<i>SHAPER</i>	増幅要素
<i>BUF4, RRV</i>	抵抗
<i>R0 ~ R3</i>	抵抗設定端子
<i>AIN</i>	RC 回路からの信号入力部
<i>ADJ</i>	オフセット調整
<i>VH2, VM2, VL2</i>	基準電位

$R0 \sim R3$ への信号入力によって抵抗値を設定することで電圧利得を変化させる非反転増幅器である。 $R0 \sim R3$ は on にすることで R_{RRV} の抵抗値を $R0 = R_{BUF4}$, $R1 = 2R_{BUF4}$, $R2 = 4R_{BUF4}$, $R3 = 8R_{BUF4}$ だけ増加させる。また、全てを off にした状態において $R_{RRV} = R_{BUF4}$ である。これによって利得を 2~17 倍まで変化させ、出力信号の信号波形や極性を変化させることなく電圧を増幅することができる。 ADJ は出力信号のオフセット電圧を調節するための端子であり直流電圧を加える。こ

の回路の伝達関数は

$$X(s) = 1 + \frac{R_{RRV}}{R_{BUF4}} \quad (3.4)$$

であり、出力波形は図 3.9 のようになる。

3.1.4 サンプル・ホールド回路及びマルチプレクサ

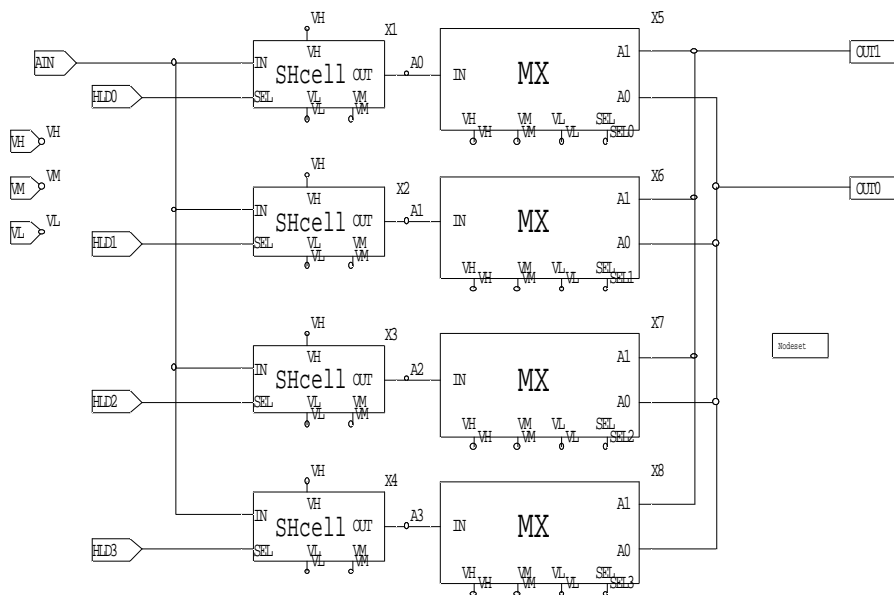


図 3.5: サンプル・ホールド回路及びマルチプレクサ

<i>SHcell</i>	サンプル・ホールド回路
<i>MX</i>	マルチプレクサ
<i>AIN</i>	非反転電圧増幅器からの信号入力部
<i>HLD0 ~ HLD3</i>	サンプルクロック入力端子

サンプルクロックによって4点でのサンプリングを行ない、マルチプレクサによってサンプルした値を順番に電流を差動出力する。差動出力することでコモン・モード・ノイズを除くことが可能となる。この出力端子を使用するチャンネルの数だけ束ねることで信号をシリアルに出力できる。この出力は外部回路によって電圧に変換される。電圧に変換された波形は図 3.10 のようになる。波形はサンプリングした4点での電圧値がステップ信号として出力されており、この値を用いて再構成を行なう。

3.1.5 その他

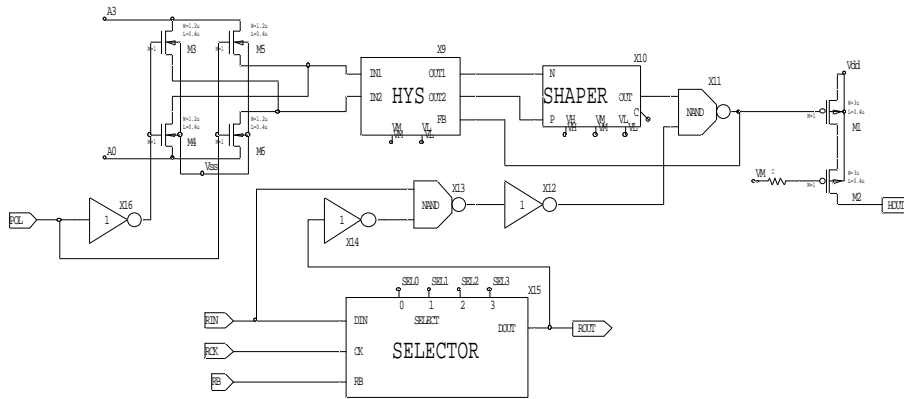


図 3.6: コンパレータ

HYS ヒステリシス回路
SHAPER 増幅要素
SELECTOR セレクター

A3 から入る値と A0 から入る値を比較し、A3 からの信号値が大きいこと
 によって出力信号が有効であることを判別し、有効であった場合はヒット
 信号を出力するコンパレータである。コンパレータは各チャンネル
 ごとに設けられる。RCK 端子は読み出しクロックの入力端子であり、こ
 の周波数によって出力マルチプレクサを切替える時間間隔が決まる。ま
 た、RIN 端子は読み出しを開始するための信号が入る。RB 端子はホール
 ドされていた電圧をリセットするためのリセット信号が入るための端子で
 ある。

この他に各チャンネル共通のバイアス回路等が存在し、これら全てを含
 めて回路設計がなされている。

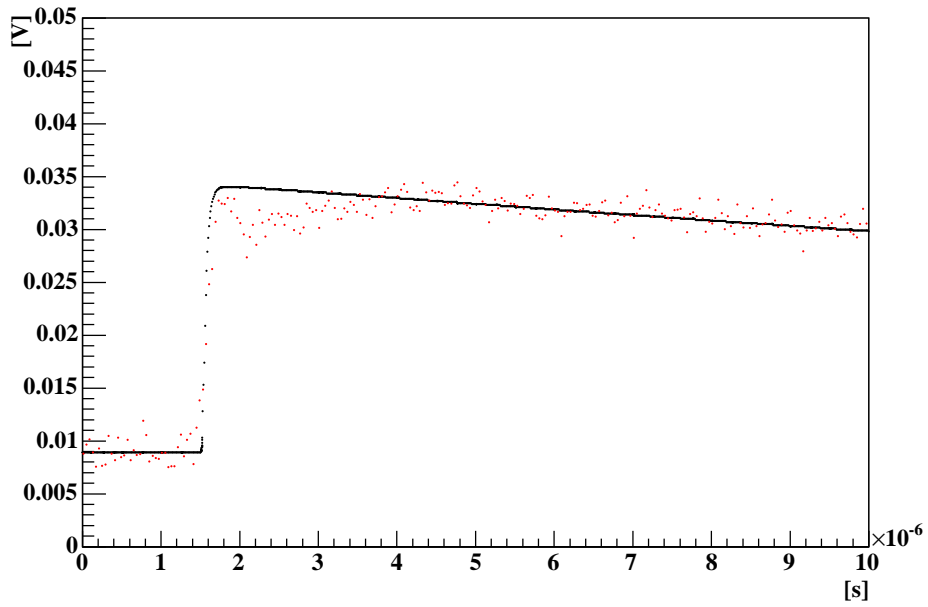


図 3.7: プレアンプにおけるシミュレーション及び実際の実出力波形

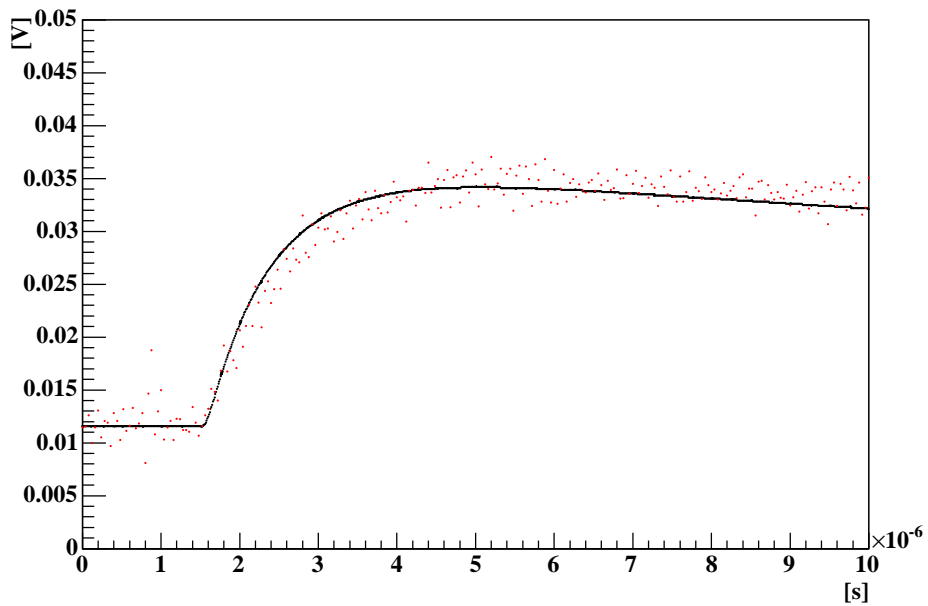


図 3.8: RC 回路におけるシミュレーション及び実際の実出力波形

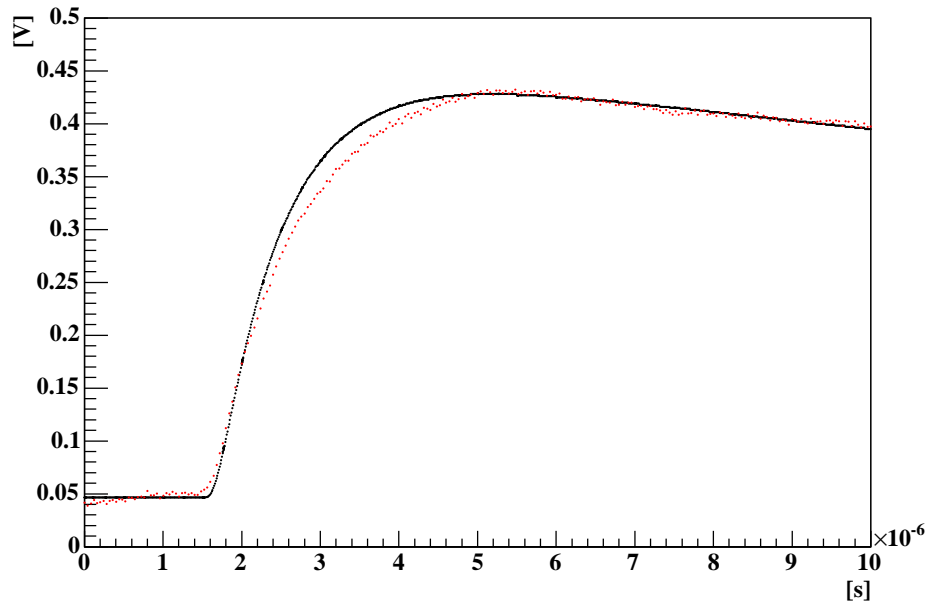


図 3.9: 非反転増幅器におけるシミュレーション及び実際の実出力波形

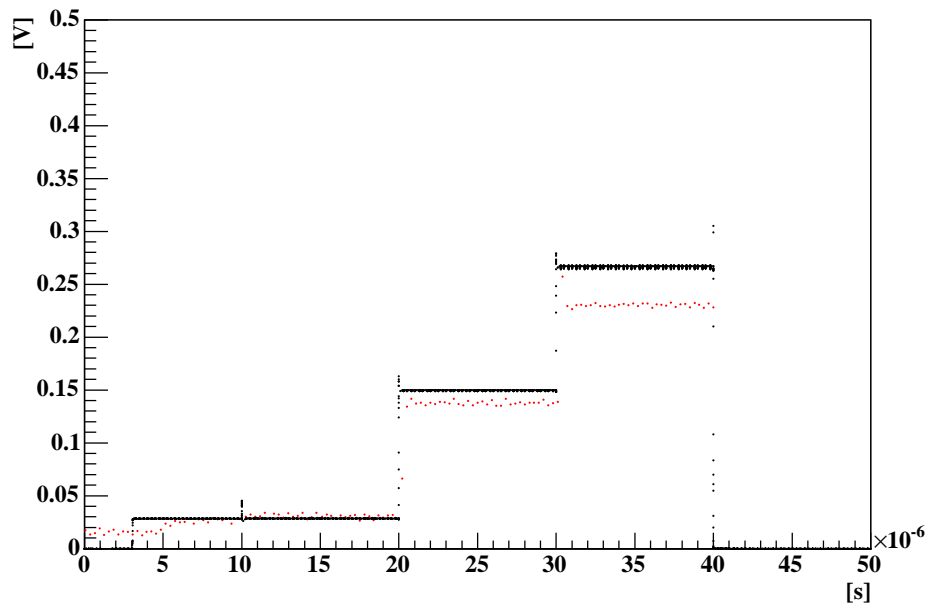


図 3.10: マルチプレクサにおけるシミュレーション及び実際の実出力波形

3.2 回路の動作

今回の回路では RC 回路における時定数設定や非反転増幅器における利得設定において on、off を切替えるために 2.0V と -1.3V の電源を用いている。2.0V が on の状態であり -1.3V が off の状態である。回路の動作には以下のような信号が用いられる。

入力信号名	型	信号の働き
サンプルクロック (<i>SCK</i>)	デジタル	波形をサンプルするタイミングを決める。サンプリング周波数は 2MHz。
サンプル開始信号 (<i>PAL</i>)	デジタル	サンプルが可能な状態にするための信号。
読み出しクロック (<i>RCK</i>)	デジタル	ホールドした値を読み出すタイミングを決める。これによって 10 μ s ごとにマルチプレクサを切替える。
読み出し開始信号 (<i>RIN</i>)	デジタル	読み出し可能な状態にするための信号。
リセット信号 (<i>RB</i>)	デジタル	サンプル・ホールドした値をリセットする。
オフセット調整信号 (<i>ADJ</i>)	アナログ	オフセットを調整するための信号。直流電圧を供給する。

表 3.1: 回路動作のための入力信号

また、評価試験においてはこの他にテストパルスを入力する。また、前述のように読みだし回路からの出力信号 (out) は差動型となっており外部装置によって差信号処理を行なう。

第4章 評価試験

4.1 試験装置

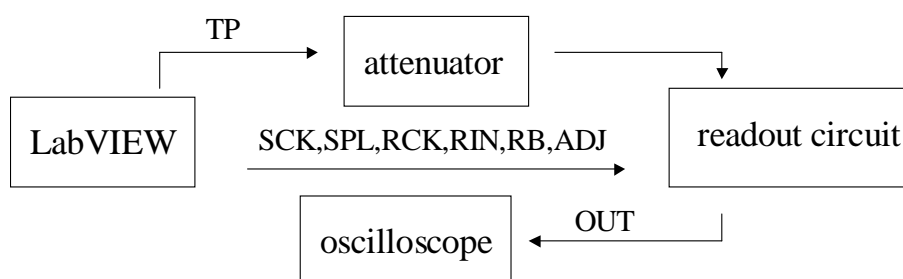


図 4.1: 旧測定システム

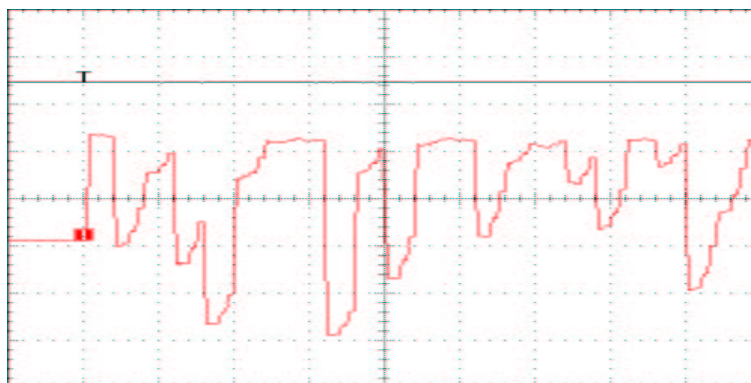


図 4.2: オシロスコープによる観測波形

当初、評価試験は図 4.1 のようなシステムで行なった。この旧測定システムでは LabVIEW からテストパルスと回路の動作に必要な信号を出力する。テストパルスは減衰器を通した後に試験基板を通して、読み出し回路のテストパルス入力端子に入力し、その他の信号は試験基板を通してそれぞれの信号入力端子より入力する。各信号名については表 3.1 の通りである。このシステムにおいて回路からの出力信号は LabVIEW によって

収録される予定であったが正常に動作しなかったためオシロスコープを用いた。また、サンプルクロックは本来 0.5μ の周期とする予定であったが LabVIEW での出力は 0.4μ となっていること、チャンネルごとのオフセットの変化が図 4.2 のように非常に大きかったため、ひとつのチャンネルのオフセットをゼロ付近に合わせてその測定を行なっていることを述べておく。

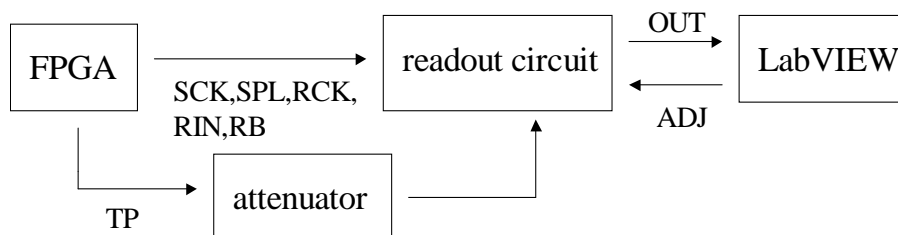


図 4.3: 新測定システム

次に図 4.3 のような新測定システムに変更して測定を行なった。今回の測定結果はこちらのシステムによるものを使用している。このシステムでは Xilinx 社の FPGA よりテストパルスと ADJ を除く回路の動作に必要な信号を出力している。また、出力信号は LabVIEW によって収録されている。その他の点での信号の扱いは旧測定システムと同じである。この新測定システムにおいて旧測定システムのような非常に大きなオフセットの変化は見られなくなった。

これらのシステムにおける測定にシステム依存性がないかを調べた。図 4.4 はそれぞれのシステムによって得られたデータから時間の再構成を行なったものである。ただし、旧システムにおいては LabVIEW から出力されるサンプリングタイムが $0.4\mu\text{s}$ であった。そのため、新システムとの一貫性をみるために入力時間、再構成された時間をそれぞれのサンプリングタイムで割っている。

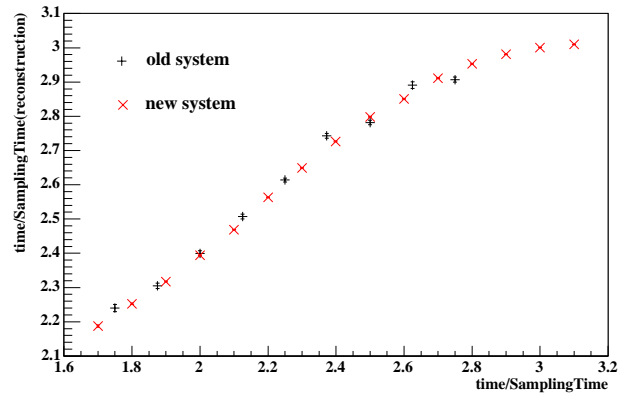


図 4.4: それぞれのシステムから得られたデータにおける時間の再構成

4.2 再構成

データの再構成に関して以下のように取り扱った。まず、マルチプレクサからの出力であるステップ波形について各ステップごとのオフセットが存在する。これは理論上の考慮にはないため、信号を入力していないときの出力信号を測定することで各ステップごとのオフセットを調べ、再構成をする際にはこれを出力信号から取り除いた。また、時間及び波高の再構成において各点は図 4.5、図 4.6 のようにヒストグラムの中心値を用いている。ただし、波高の再構成に関しては第 2 章に記した方法で再構成を行ない、それを利得で割っている。

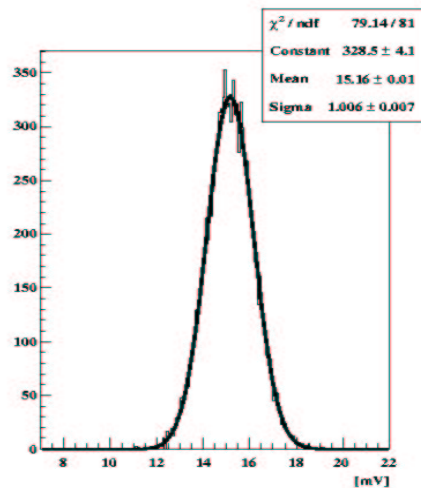


図 4.5: 再構成の波高の分布

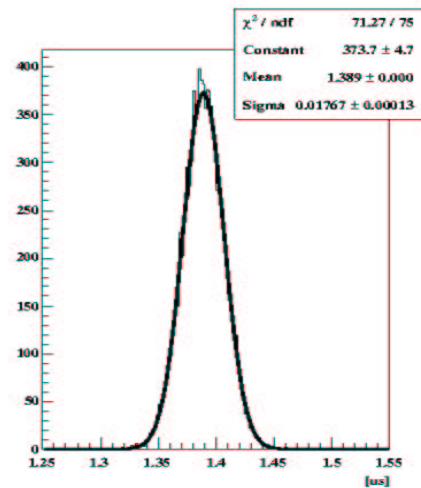


図 4.6: 再構成の時間の分布

また、時定数及び利得は実際の出力波形において設定通りの値であるとは限らないため実際の出力波形から求めた値を使用する。ここで時定数に間違った値を用いて再構成を行なったときにどのような影響が出るのかを調べることにする。これには TSpice で作成した時定数 0.3、利得 17 倍のデータを使用した。

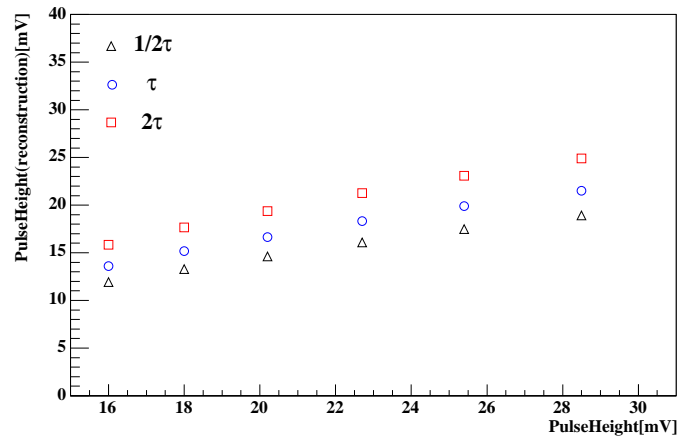


図 4.7: 再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力波高を変化させたときの波高の再構成への影響

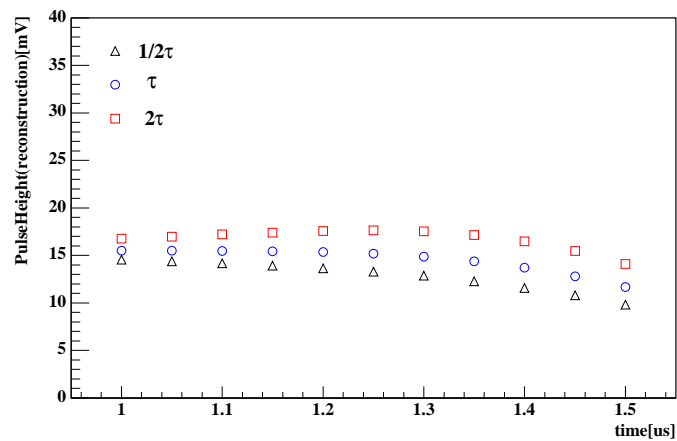


図 4.8: 再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力時間を変化させたときの波高の再構成への影響

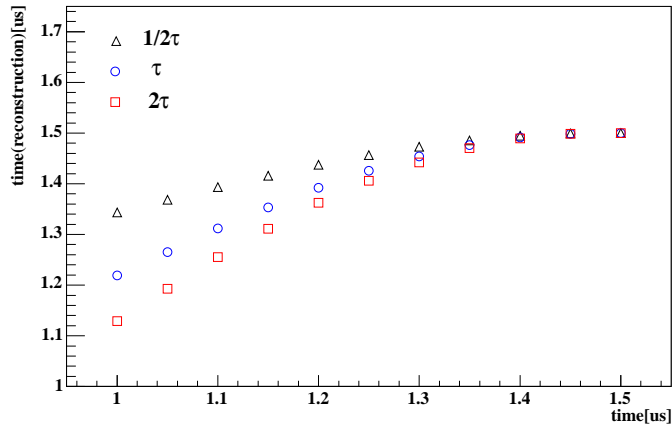


図 4.9: 再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力時間を変化させたときの時間の再構成への影響

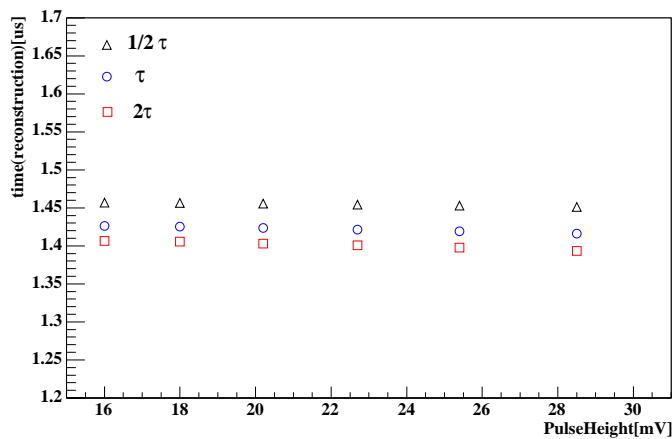


図 4.10: 再構成において実際と異なる時定数を用いたことによる入力波高を変化させたときの時間の再構成への影響

この結果から、再構成に使用する時定数に実際の時定数より小さな値を使用すると波高の再構成においてはより小さな値となり、時間の再構成ではより大きな値となる。また、時間の再構成において再構成される値の範囲が明らかに狭くなっていることにも注目すべきである。実際の時定数より大きな時定数を使用したときはこの逆となる。

4.2.1 波高の再構成

時定数及び利得を変化させたときに波高の再構成がどのように変化するかを調べ、TSpiceによるシミュレーションとの比較も行なう。評価試験は時定数 $0.3\mu s$ 、利得 10 倍、時定数 $0.3\mu s$ 、利得 17 倍、時定数 $0.8\mu s$ 、利得 17 倍の設定条件について行なった。ただし、実際の再構成においては回路で時定数 $0.3\mu s$ 、利得 10 倍に設定したときに時定数 $0.5\mu s$ 、利得 9 倍を用い、時定数 $0.3\mu s$ 、利得 17 倍のときに時定数 $0.5\mu s$ 、利得 17 倍、時定数 $0.8\mu s$ 、利得 17 倍のときに時定数 $1.3\mu s$ 、利得 17 倍を用いている。以下の時定数、利得の表記は再構成において使用した値である。TSpiceによるシミュレーションも再構成において使用した値で行なっている。

また、再構成した範囲は 16mV から 28.5mV であり、図 2.8 において 72KeV から 128KeV に相当する領域である。

まず、波高の再構成における利得変化の影響を調べることにする。図 4.11 は入力時間 $1.25\mu s$ において入力波高を変化させたとき、時定数 $0.5\mu s$ において利得を 9 倍、17 倍として波高を再構成したものである。利得を 17 倍としたときに線形性が失われていることがわかる。これは回路のダイナミックレンジによる影響であると考えられる。なお、この条件において入力波高が 32mV のときは影響が顕著であった。図 4.12 は入力波高を 18.0mV で一定とし、図 4.11 と同じ条件下で入力時間を変化させたときの波高の再構成である。理想的には入力時間に依存せず一定値になるのが望ましい。しかし、実際には図に見られるような依存性を持つ。とくに信号の入力が後半部になると変化が大きくなっていることがわかる。この依存性に関してはシミュレーションにおいても同様に見られる。このことは、図 4.11 のグラフを校正曲線として用いる場合、入力時間ごとに校正する必要があることを意味している。

次に利得を一定の 17 倍として時定数を $0.5\mu s$ 、 $1.3\mu s$ と変化させて波高の再構成を行なう。図 4.13 は入力時間 $1.25\mu s$ において入力波高を変化させたときの波高の再構成である。また、図 4.14 は入力波高を 18.0mV で一定とし入力時間を変えたときの再構成である。これらの図において波高に違いが見られるが同利得で取り扱っているため、再構成において設定利得と実際の利得が違うことによるものではない。したがって、その要因のひとつとして再構成において使用した時定数と実際の時定数との違いがや、減衰時定数などによる理想的な $1 - e^{-x}$ 型の波形からのずれなどが考えられる。

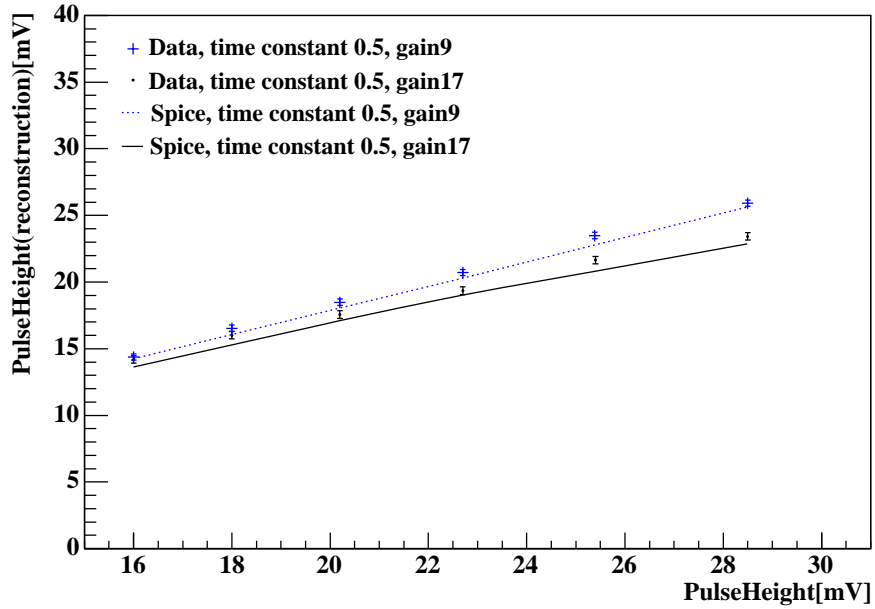


図 4.11: 入力波高を変化させたときの波高の再構成

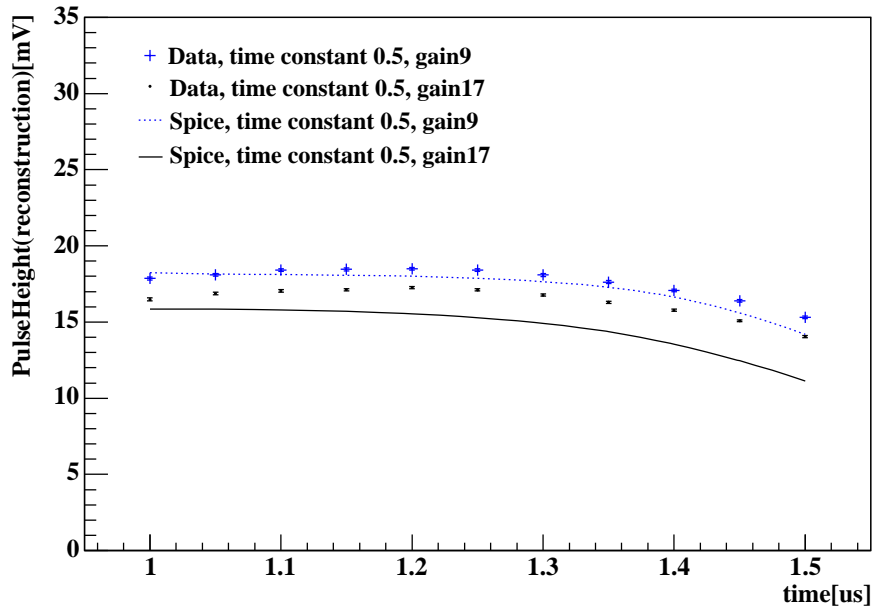


図 4.12: 入力時間を変化させたときの波高の再構成

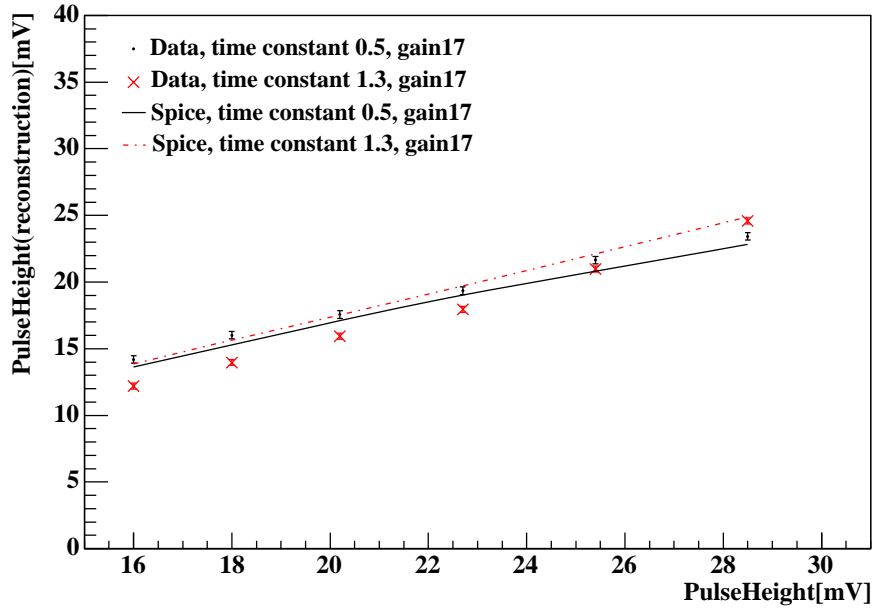


図 4.13: 入力波高を変化させたときの波高の再構成

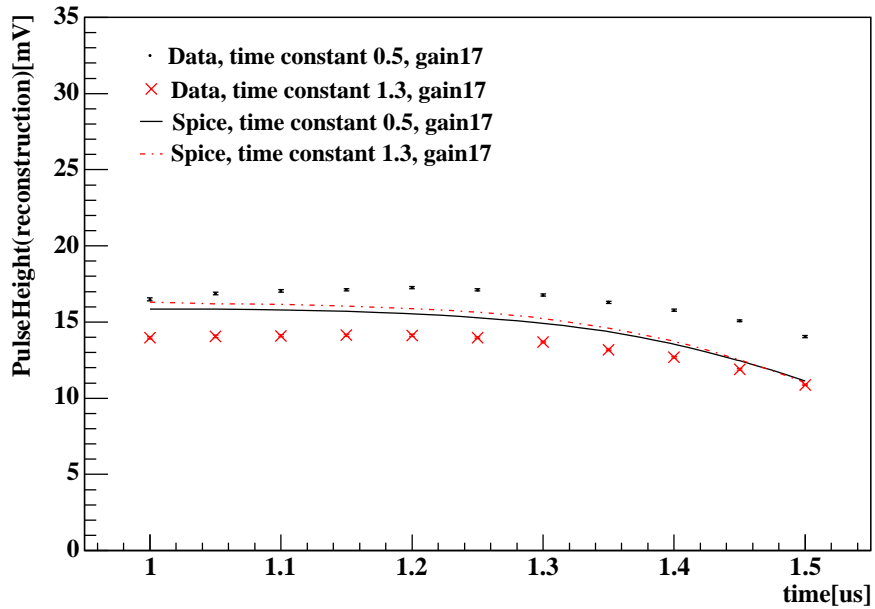


図 4.14: 入力時間を変化させたときの波高の再構成

4.2.2 時間の再構成

波高の再構成と同様に時定数及び利得を変化させたときに時間の再構成がどのように変化するかを調べた。再構成した範囲は入力を想定している第2サンプルと第3サンプルの間の全時間範囲である。

利得を9倍、17倍と変化させて、その影響を見ることにする。図4.15は入力時間を変化させたときの時間の再構成である。この図においてシミュレーションでは利得によって時間の再構成に変化が生じている。一方、データを使った再構成において両者の変化はほとんど見られない。また、利得を17倍に設定したときのシミュレーションに対するデータでの再構成の結果は一定間隔のずれを生じているが、これが分解能に与える影響はほとんど無いと考えられる。

図4.16は入力時間 $1.25\mu\text{s}$ において入力波高を変化させたときの時間の再構成である。この結果は再構成される時間は再構成可能な範囲から考えるとほぼ一定値と考えられる。しかし、必要とされる時間分解能が約 20ns であるためこの変化が重要になる可能性がある。そこで 16mV から 28.5mV までの再構成された時間の値の差を調べた。その結果、データにおいて利得が17倍のときは 18ns 程度の差があり、利得が9倍のときは 2ns 程度であった。シミュレーションでは両者とも約 5ns である。この結果において利得が17倍のときの 18ns 程度の差は無視できないと考えて入力波高ごとに再構成された時間の補正を行なうことにした。また、その他の設定条件のときも同様の扱いとしている。

次に時定数を $0.5\mu\text{s}$ 、 $1.3\mu\text{s}$ と変化させて時間の再構成を行なった。図4.17及び図4.18がその結果である。図4.17は図4.15と同様にシミュレーションとデータでの再構成の結果は一定間隔の違いが生じている。また、4.2.1の波高の再構成において使用した時定数と実際の時定数との違いについて述べたがシミュレーションとの比較によって考える限り、使用した時定数と実際の時定数との間に大きな違いがあるとは考えにくい。図4.18において、データにおいて時定数を $1.3\mu\text{s}$ 、利得を17倍にしたときの 16mV から 28.5mV までの再構成された時間の値の差は約 3.5ns 。シミュレーションでは 4ns 程度であった。

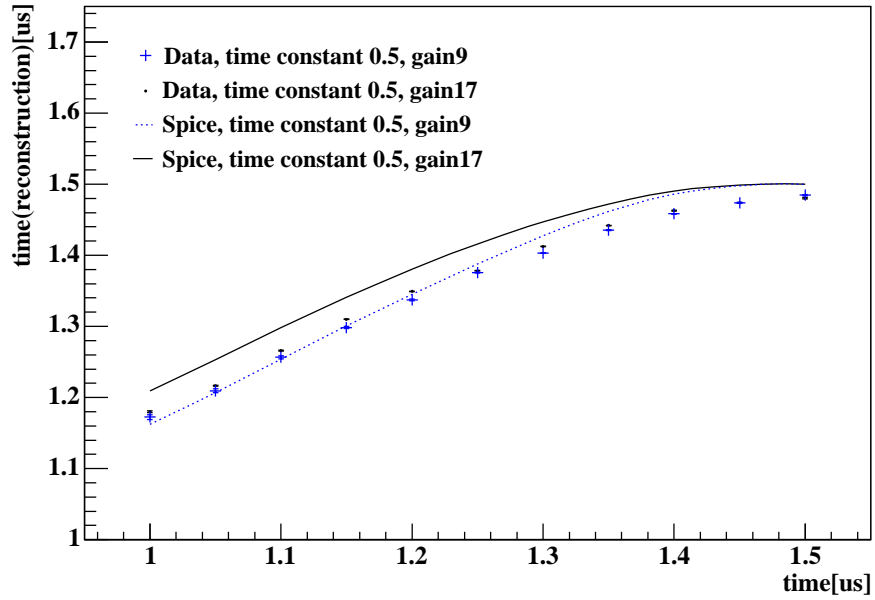


図 4.15: 入力時間を変化させたときの時間の再構成

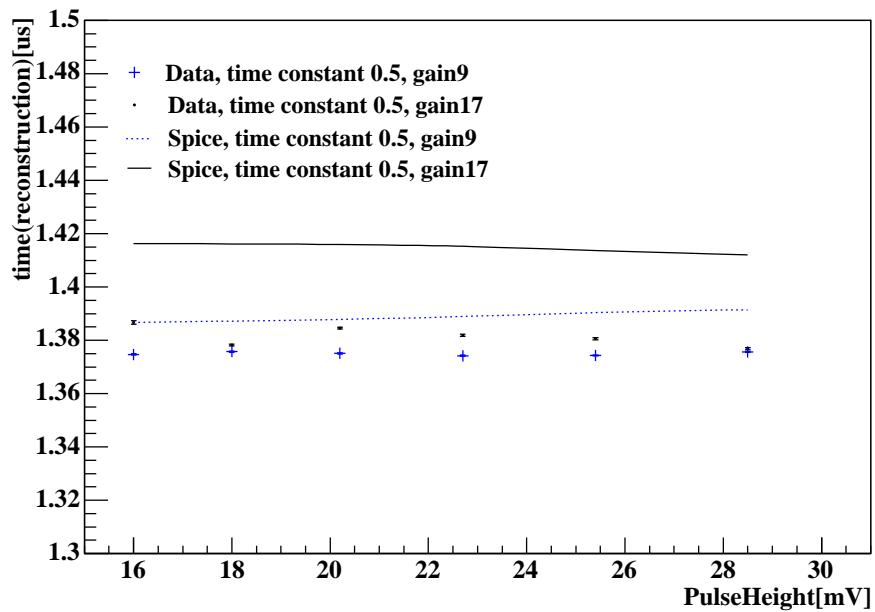


図 4.16: 入力波高を変化させたときの時間の再構成

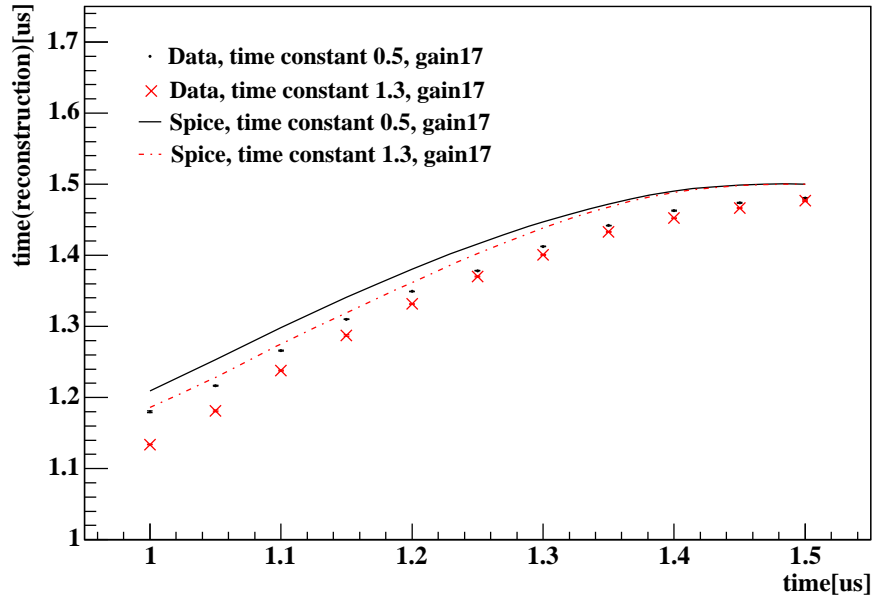


図 4.17: 入力時間を変化させたときの時間の再構成

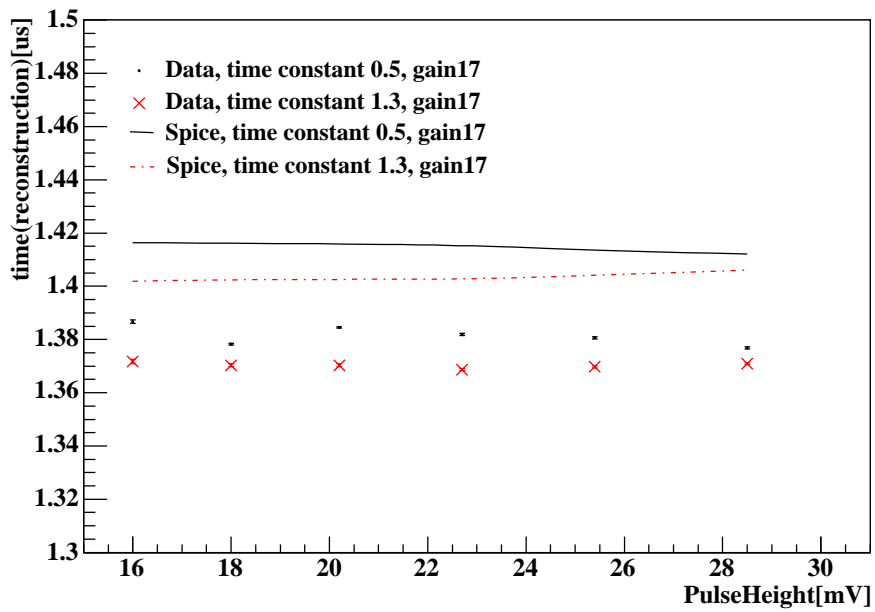


図 4.18: 入力波高を変化させたときの時間の再構成

4.3 分解能

4.3.1 波高の分解能

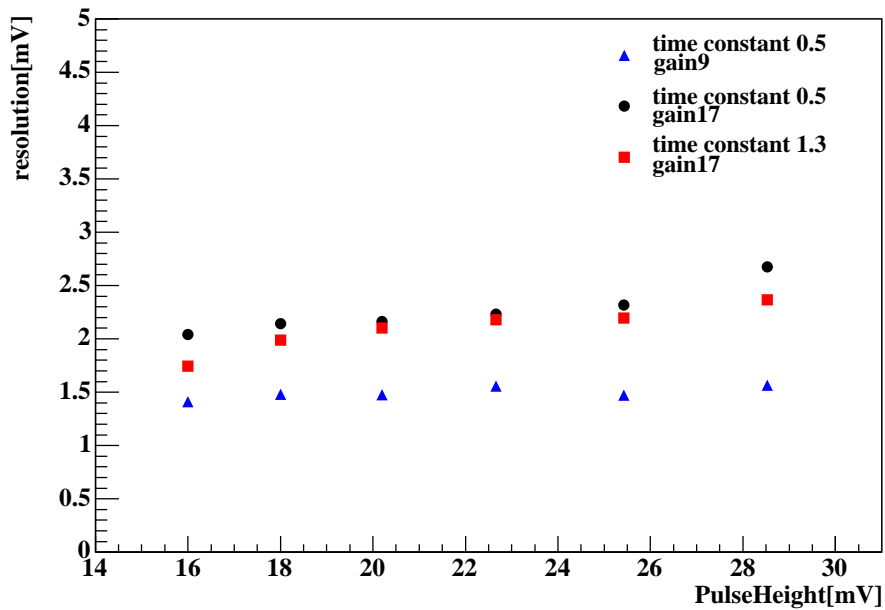


図 4.19: 波高の分解能

入力波高を変化させたときの波高の再構成のグラフを校正曲線として用いて、ある入力波高における各イベントごとの再構成した波高を補正した。これによって再構成した波高より実際に入力したと考えられる波高を求めることができる。この値と実際に入力した値の差の分布の RMS によってその時間における分解能を求めることができる。ただし、今回は再構成可能な全時間範囲での結果について重ね合わせたものを分解能としている。

$$\langle \text{分解能} \rangle^2 = \frac{\sum_t \sum_n ((\text{補正した再構成の波高の値}) - (\text{入力値}))^2}{\sum_t \sum_n} \quad (4.1)$$

図 2.11 から理想的には波高の分解能は入力した波高に関わらず一定値となることが期待される。しかし、測定結果においては図のように一定の値にはならず、時定数及び利得による影響を受けている。この結果においては時定数 0.5μ 、利得 9 倍のときに最もよい分解能が得られている。このと

きの平均分解能は約 1.49mV であり、これは約 6.7KeV の分解能に相当する。今回の目的を考えたとき、この図において重要なのは 72KeV に相当する 16mV における分解能であり、それぞれ時定数 0.5 μ , 利得 9 倍、時定数 0.5 μ , 利得 17 倍、時定数 1.3 μ , 利得 17 倍にしたとき約 6.3KeV、9.2KeV、7.9KeV の分解能が得られる。これらの値はすべて問題のない値である。

4.3.2 時間の分解能

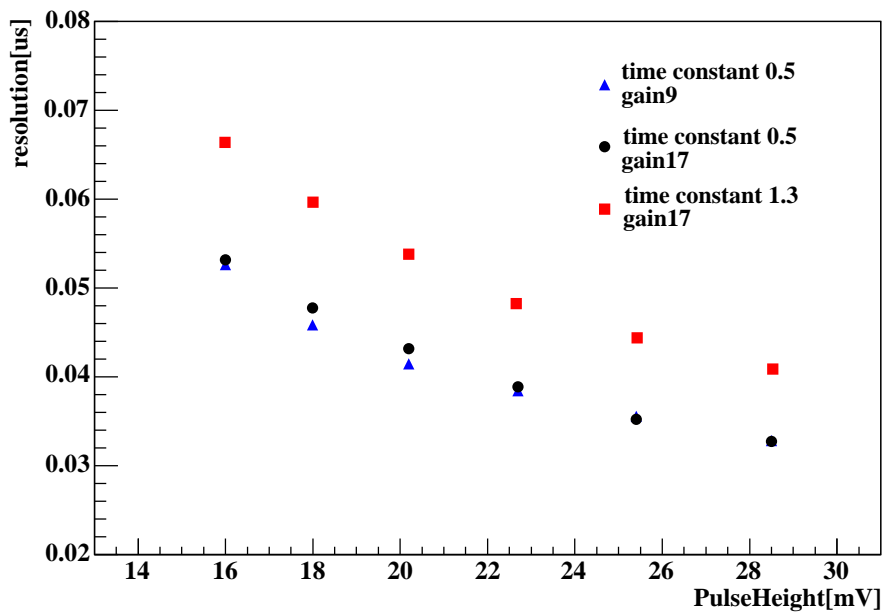


図 4.20: 時間の分解能

波高の分解能と同様に入力時間を変化させたときの時間の再構成のグラフを校正曲線として用いて、各入力時間における各イベントごとの再構成した時間を補正し、再構成可能な全時間範囲において補正值と実際に入力した値の差の分布の RMS を分解能としている。

$$\langle \text{分解能} \rangle^2 = \frac{\sum_t \sum_n ((\text{補正した再構成の時間の値}) - (\text{入力値}))^2}{\sum_t \sum_n} \quad (4.2)$$

時間分解能の結果は図 4.15 のようになった。この結果において時定数を 0.5 μ s としたときに分解能が良くなっていることがわかる。また、利得によ

る分解能への影響はほとんど見られない。また、回路における時定数 $0.2\mu s$ 以下の設定では RC 回路からの出力波形が崩れていたため測定に使用していない。時定数を $0.5\mu s$ 設定したときの平均時間分解能は約 $41ns$ であり、図 2.8 の $90KeV$ にあるピーク付近の時間分解能は約 $41.5ns$ である。

また、2.3.3 における結果から分解能は入力波高に反比例すると考えるのが妥当である。そこで $1/\text{波高}$ に対して分解能をプロットすると時定数及び利得に関わらず実際の測定においてもこの式にしたがっていることがわかる。

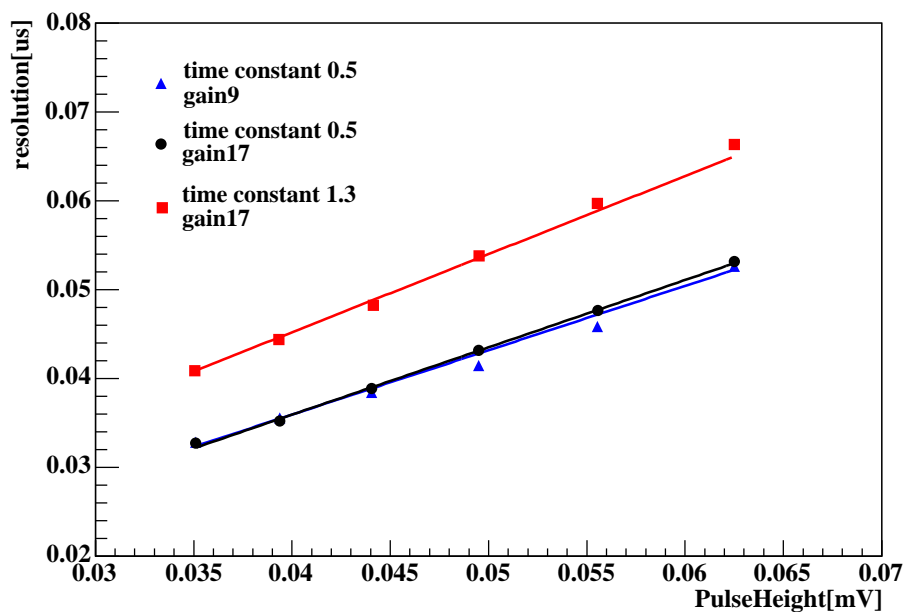


図 4.21: $1/\text{波高}$ に対する時間の分解能

この結果は今回の目標である約 $20ns$ の時間分解能を満たしていないが、外部からの干渉雑音や試験基板上での信号の干渉に対する対策や回路の改良によって達成することは十分可能と考えられる。

4.4 耐放射線試験

4.4.1 耐放射線試験の目的

Pair Monitor は多量の e^{\pm} にさらされる。そのため、その読み出し回路においても高い放射線耐性が要求される。リニアコライダーにおける 1 年間の吸収線量はその実働時間を $1.00 \times 10^7 s$ とすると約 2Mrad となる。そこで、本実験においては東北大学工学部 ^{60}Co 照射施設において回路に γ 線を照射し時間・及び波高の再構成に影響がないかを調べる。

4.4.2 トータルドーズ効果

半導体デバイスに対するは放射線のトータルドーズ効果は以下のようになる [6]。

- 放射線の電離作用により半導体デバイスの酸化膜中に電子及び正孔が生成されるが電子は酸化膜中でも大きな移動速度を持っているため、正孔と再結合するわずかなものを除くと電極に引き寄せられてピコ秒程度の時間で速やかに酸化膜外まで移動する。
- 再結合できなかつた正孔は生成されたところからほとんど動かずにゲートの閾値を変化させる。その後、正孔が酸化膜とシリコンの界面にむかってホッピングとよばれる現象によって移動を開始するとこの閾値の変化は短期間で回復する。ここまでの過程は酸化膜の厚さや温度などにもよるが室温において照射後 1 秒以下のオーダーである。
- 移動している正孔が酸化膜とシリコンの界面付近の酸化膜中にある一種の欠陥によって捕獲されると、N 型 MOS トランジスタの場合ではこれによってゲート直下にキャリアが誘起されてしまうため電圧を印加したときと同じ状態になり、これは電源電流や入力電流の増加を引き起こす原因となる。これは長期間にわたって影響を与え続けるが、シリコン基板側からのトンネル効果による電子の流入により時間とともにその効果は減少していく。これはアニール効果とよばれる。
- 放射線の影響によって酸化膜とシリコンの界面に生じた欠陥によってシリコンのバンドギャップに今までにないエネルギー準位がつくられる。これによって電圧に依存した閾値の変化などがおこる。

4.4.3 照射線量

照射線量 X は、 γ 線の空気を電離する能力に基づいて表す物理量である。その定義は、質量 dm の空気中に光子によって作られた全ての電子が、空気中で完全に停止するまでに作られるイオンの正又は負のどちらか一方の全電荷 dQ (符号は常に正で表す) を dm で割った商、 $X = dQ/dm$ である。現在の単位はクーロン/キログラム [C/kg] であり、空気 1kg あたり 1C の電荷を生じさせる照射線量を 1C/kg とする。従来の単位はレントゲン [R] であった。 $1R = 2.58 \times 10^{-4} C/Kg$ である。また、照射線量の減衰率は放射線強度と同様に $e^{-\lambda t}$ で計算される。ただし、 $\lambda = \log 2/T_{1/2}$ であり、 $T_{1/2}$ は半減期で ^{60}Co における半減期は 5.27 年である。

4.4.4 吸収線量

吸収線量 D は、質量 dm の物質に放射線によって付与された平均エネルギーを dE としたとき $D = dE/dm$ で定義される。すなわち、吸収線量は、ある任意の物質中の単位質量あたりに放射線により付与されたエネルギーの平均値である。吸収線量の SI 単位は J/kg で、これにグレイ [Gy] という特別な名称が付けられている。従来から使用されている rad との関係式は $1rad = 10^{-2}Gy$ である。任意の物質の吸収線量 D_m は

$$D_m = 2.58 \times 10^{-4} \frac{(\mu_{en}/\rho)_m}{(\mu_{en}/\rho)_{air}} (W_{air}/e) X \quad (4.3)$$

$(\mu_{en}/\rho)_m$: 任意の物質の吸収係数

(W_{air}/e) : 空気中にイオン対をつくり出すのに必要なエネルギー

と表すことができる。

4.4.5 吸収線量の評価

図 4.22 のように線源は ^{60}Co であり、これは長さ 10cm、直径 1cm 程度の円柱状のものが 36 本円環状に並べてある。これが半径 9 cm のステンレス筒の内側に固定されるようになっており、この周辺に試料を配置して γ 線を照射するようになっている。

このような環境において照射を行なうが、読み出し回路はパッケージに覆われているためパッケージに覆われた回路の吸収線量を知る必要がある。そこで以下のように計算を行なった。

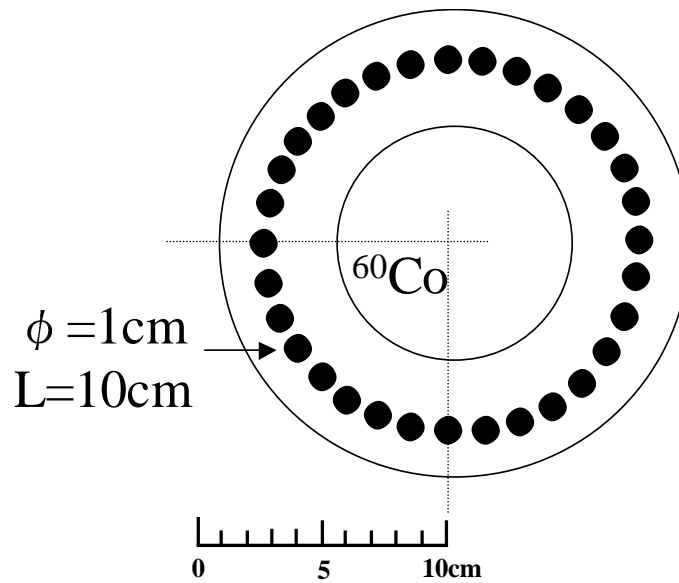


図 4.22: ^{60}Co 線源

化合物の質量エネルギー吸収係数 $(\mu_{en}/\rho)_c$ は

$$(\mu_{en}/\rho)_c = \sum w_i \cdot (\mu_{en}/\rho)_i \quad (4.4)$$

w_i : 化合物中の元素 i の重量比

$(\mu_{en}/\rho)_i$: 元素 i の質量エネルギー吸収係数

という式で表されるので、これより Si_3N_4 の質量エネルギー吸収係数は

$$(\mu_{en}/\rho)_{\text{Si}_3\text{N}_4} = w_{\text{Si}} \cdot (\mu_{en}/\rho)_{\text{Si}} + w_{\text{N}} \cdot (\mu_{en}/\rho)_{\text{N}} = 2.57 \times 10^{-3} [\text{m}^2/\text{Kg}] \quad (4.5)$$

$$(\mu_{en}/\rho)_{\text{Si}} = 2.50 \times 10^{-3} [\text{m}^2/\text{Kg}], (\mu_{en}/\rho)_{\text{air}} = 2.66 \times 10^{-3} [\text{m}^2/\text{Kg}]$$

$$w_{\text{Al}} = 0.529, w_{\text{O}} = 0.471, w_{\text{Si}} = 0.600, w_{\text{N}} = 0.400$$

となる。ただし、1.17MeV 及び 1.33MeV 付近における吸収係数が元素によってほとんど変わらないことから N は air の質量エネルギー吸収係数を用いて計算を行なった。この結果から Si_3N_4 のパッケージによる影響はほとんどないと考えられる。したがって、Si に関して吸収線量を計算すると $(\mu_{en}/\rho)_{\text{Si}} = 2.50 \times 10^{-3} [\text{m}^2/\text{Kg}]$ 、 $(\mu_{en}/\rho)_{\text{air}} = 2.66 \times 10^{-3} [\text{m}^2/\text{Kg}]$ 、 $(W_{\text{air}}/e) = 33.85 (\text{J}/\text{Kg})$ より、 $D_{\text{Si}} = 8.21 \times 10^{-3} X (\text{Gy}) = 0.821 \cdot X (\text{rad})$ となる。なお、照射線量については東北大学工学部 ^{60}Co 照射施設において測定がなされており、これを用いて吸収線量を計算した。

4.4.6 耐放射線試験及び評価

照射は3回に分けて行ない、それぞれの推定される吸収線量は約0.50Mrad、0.75Mrad、0.75Mradである。また、線量率はそれぞれ6.98krad/h、6.98krad/h、4.27krad/hである。このようにして照射した後、測定を行ない放射線による影響を調べた。測定は照射の数時間後、30時間後、60時間後を目安に行なっている。

測定時にオシロスコープを用いて出力波形の観測も行なった。その結果オフセットに著しい変化が見られた。その結果、照射前では出力信号を確認するためにオフセット調整信号であるADJを1.35Vに設定していたが、照射の数時間後では0.35V、約30時間後では0.9V、約60時間後では1.15Vに設定する必要がある。また、通常では再構成の際にステップごとのオフセットを取り除いているが、全体のオフセットが常に揺らいでいたことや放射線がステップごとのオフセットへ影響を与えることも考えられるので、これを含んだ再構成を行なうことにした。そこで、ステップごとのオフセットが再構成に与える影響を調べた。図4.23～図4.28中のno-offsetがステップごとのオフセットを取り除いていたもの、offsetがこれを含んだものとなっている。この結果から、ステップごとのオフセットを含む再構成では波高がより大きく、時間がより小さな値となることがわかった。また、波高を18mVとしたときの分解能を比較したがほとんど差はないと思われる。これらのことは照射による影響を見ることにおいて問題とならないと考え、ステップごとのオフセットを含む再構成を行なうことにした。

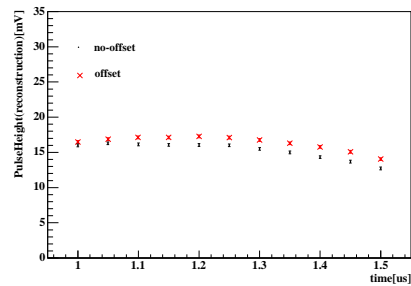
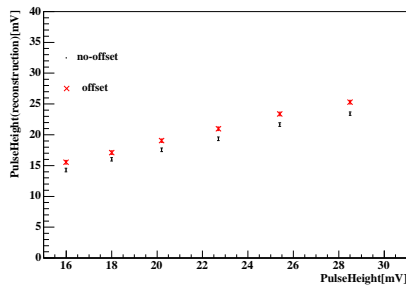


図 4.23: オフセットによる入力波高を
図 4.24: オフセットによる入力時間
を変化させたときの波高の再構成への影響
を変化させたときの波高の再構成への影響

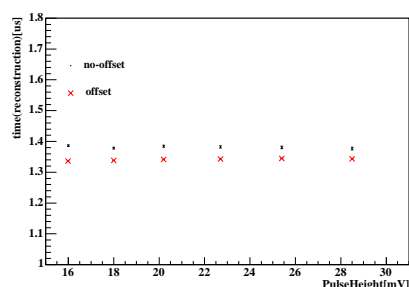
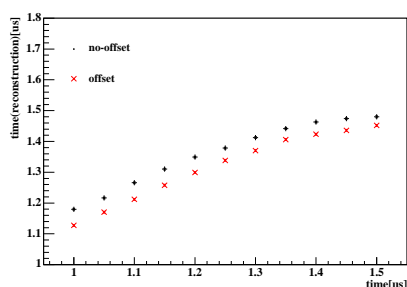


図 4.25: オフセットによる入力時間を変化させたときの時間の再構成への影響

図 4.26: オフセットによる入力波高を変化させたときの時間の再構成への影響

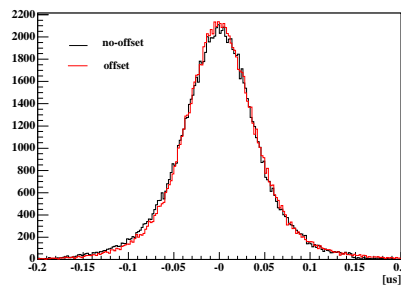
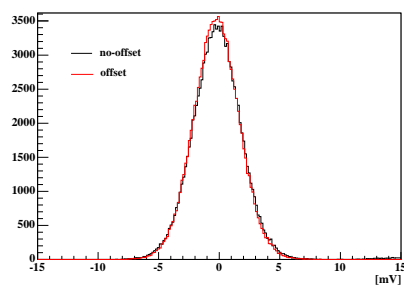


図 4.27: オフセットによる 18mV における波高の分解能への影響

図 4.28: オフセットによる 18mV における時間の分解能への影響

それぞれの再構成の結果は図 4.29 ~ 図 4.36 のようになっている。これらは 4.2、4.3 同様に回路において時定数 $0.3\mu\text{s}$ 、利得 17 倍に設定し、再構成は時定数 $0.5\mu\text{s}$ 、利得 17 倍として行なった。また、入力時間を変化させたものは入力波高が 22.7mV で一定であり、入力波高を変化させたものは入力時間が $1.25\mu\text{s}$ で一定となっている。照射数時間後に行なった測定を比べて、約 60 時間に行なった測定では照射前に近い値を示しており、照射の影響が小さくなっていることが伺える。これはアニール効果のためであることが考えられる。したがって照射後に十分な時間が経過すれば照射前とほぼ変わらない状態に回復すると思われる。また、トータルで 1.25Mrad 、 2.00Mrad 照射したものは約 60 時間に行なった測定においても 0.50Mrad 照射したもののほど回復が見られないことがわかる。照射直後のような再構成の値の変化はその使用において分解能の大きな悪化をもたらす。

トータルドーズ効果は線量率に依存しないが、実際には照射に有限の時間がかかるため線量率に依存することになる。今回の線量率が 6.98krad/h 、

4.27krad/h であるのに対し、リニアコライダーでの線量率は 0.72krad/h である。0.5Mrad の照射による影響が 60 時間で回復したと考えると照射の時間も含めて 133 時間程であり、一方リニアコライダーにおいて 0.5Mrad を受けるのには約 694 時間かかる。このことから少なくとも 0.5Mrad の照射において問題は起きないと予想することが可能である。しかし、考慮されていない要素もあるため実際にはリニアコライダーでの線量率に近い状態での試験が必要であると考えられる。

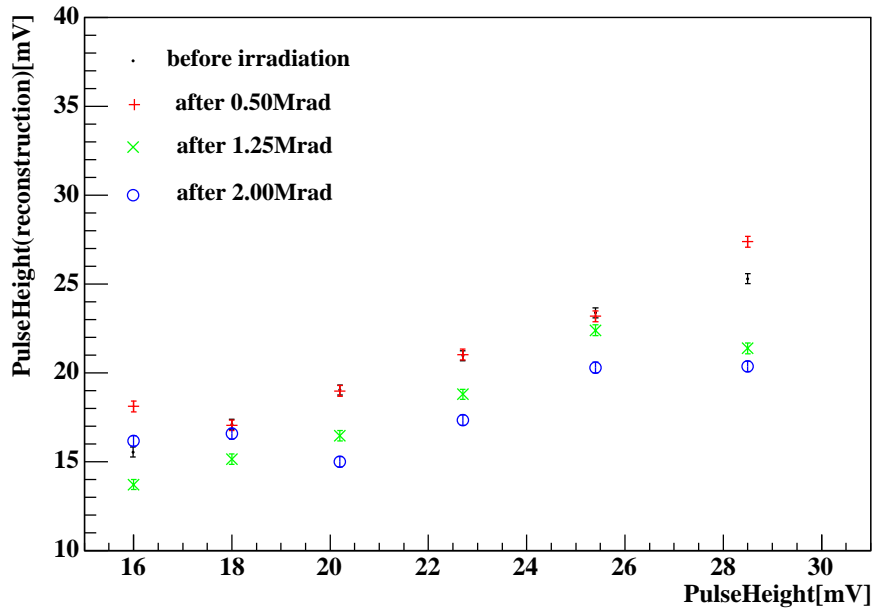


図 4.29: 照射数時間後の入力波高を変化させたときの波高の再構成

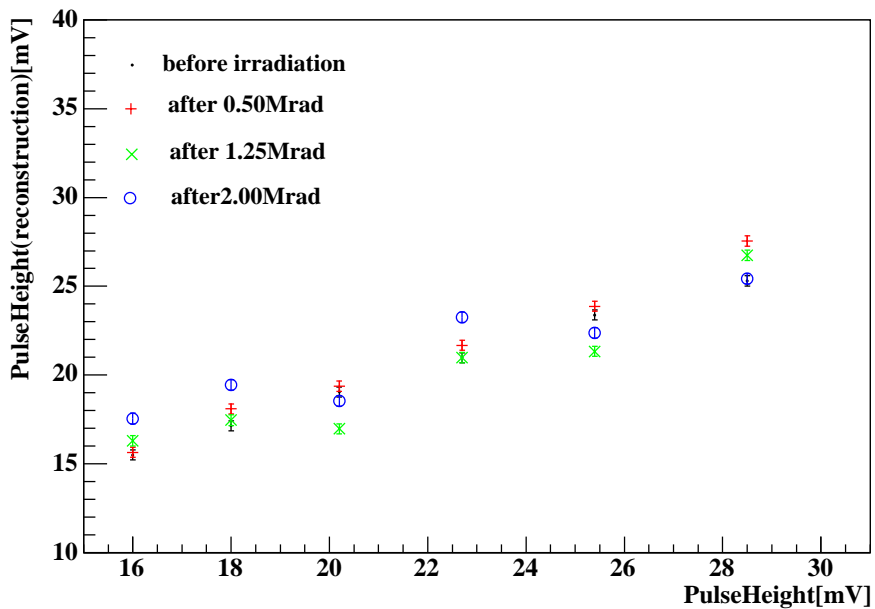


図 4.30: 照射 60 時間後の入力波高を変化させたときの波高の再構成

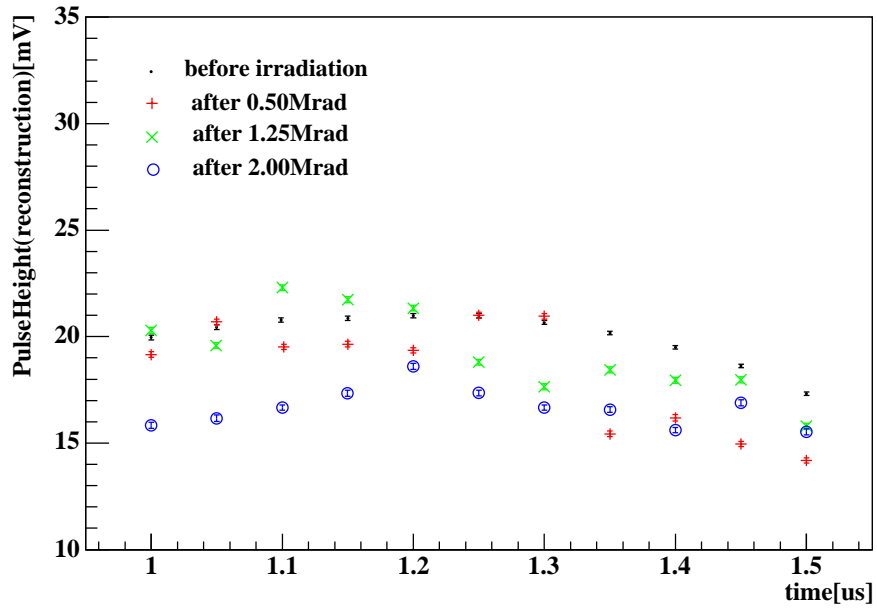


図 4.31: 照射数時間後の入力時間を変化させたときの波高の再構成

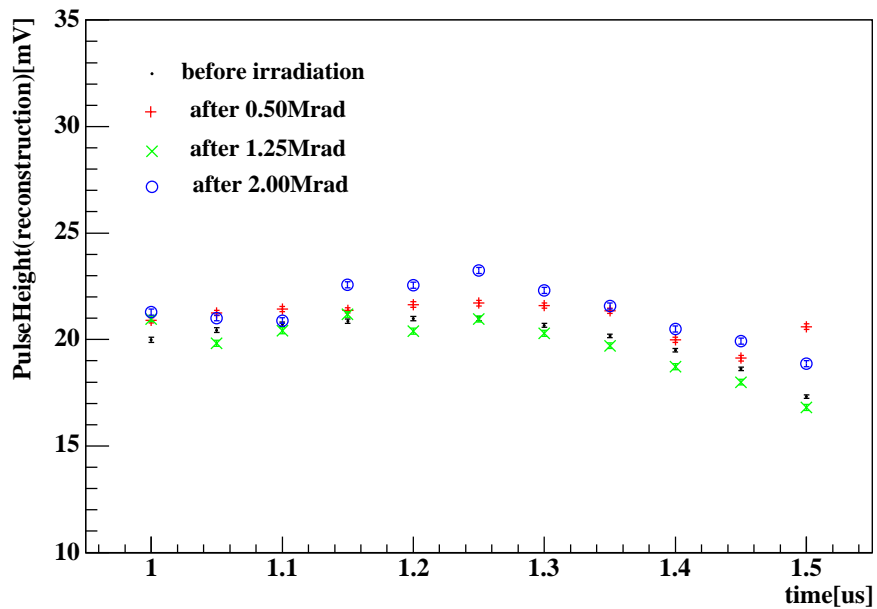


図 4.32: 照射 60 時間後の入力時間を変化させたときの波高の再構成

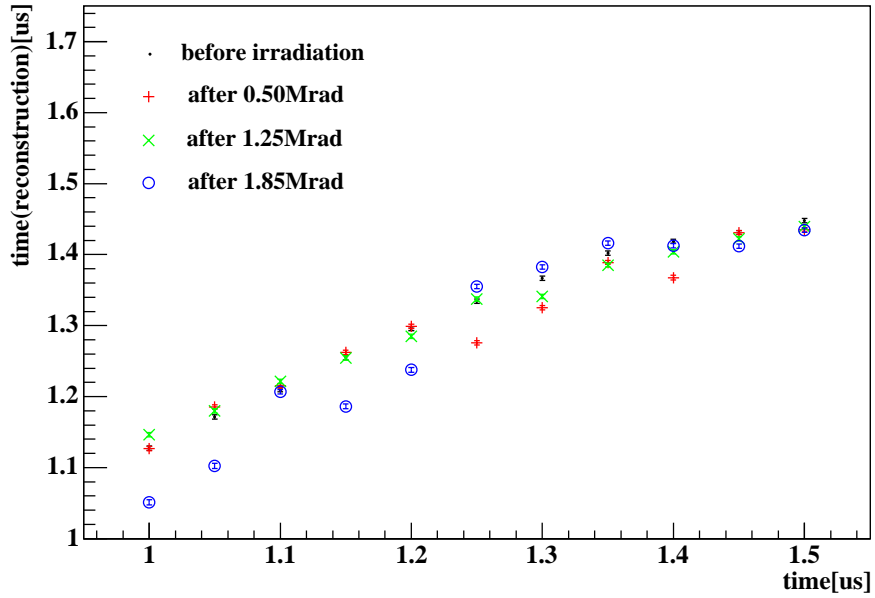


図 4.33: 照射数時間後の入力時間を変化させたときの時間の再構成

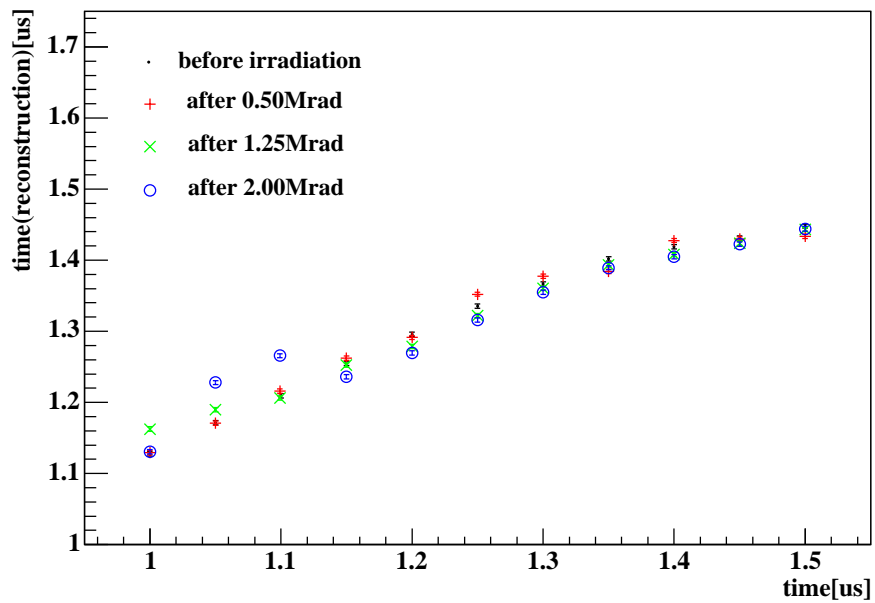


図 4.34: 照射 60 時間後の入力時間を変化させたときの時間の再構成

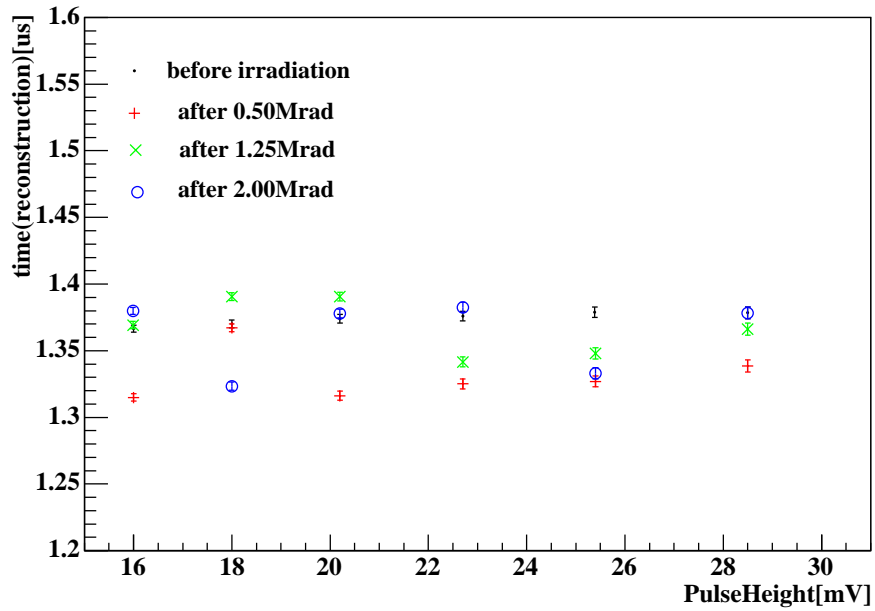


図 4.35: 照射数時間後の入力波高を変化させたときの時間の再構成

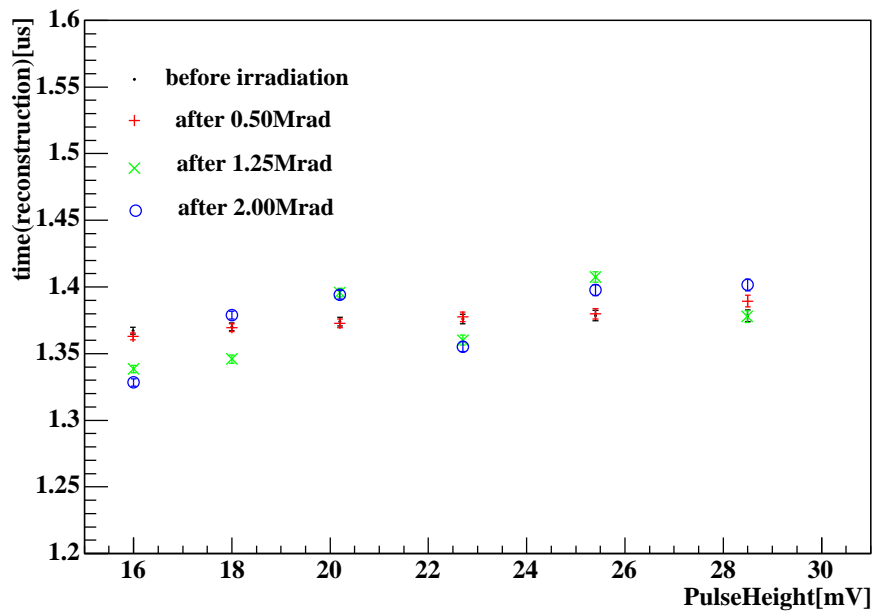


図 4.36: 照射 60 時間後の入力波高を変化させたときの時間の再構成

第5章 まとめ

5.1 再構成

異なった時定数、利得において入力波高及び入力時間を変えたときの再構成を行なった。再構成において使用する時定数や利得を実際の時定数や利得と完全に一致させることは難しいが、これらの結果は入力波高及び入力時間の変化に対する振舞においてシミュレーションによる結果と良く一致していると思われる。一方で再構成における時定数や利得の不一致のみでは説明できない部分もあり、理想波形からの歪みなどが影響していると考えられる。

5.2 分解能

再構成の結果をもとに波高、時間の分解能を評価を行なった。

この回路における波高の分解能はその主要な目的であるバックグラウンドの除去を行なうことが十分可能である。とくに時定数を $0.3\mu\text{s}$ 、利得を 10 倍にした場合は平均で 6.7KeV 相当の分解能を得ることができた。

一方、時間分解能は最大で約 30ns、平均で 40ns を達成することができたが目標としている約 20ns には届かなかった。しかし、外部からの干渉雑音や試験基板上での信号の干渉に対する対策が十分になされていないことを考えると今後の回路の改善も含めて 20ns の達成は十分可能であると思われる。

5.3 放射線耐性

東北大学工学部 ^{60}Co 照射施設において ^{60}Co によって γ 線を照射した後、測定を行なった。2Mrad を照射した後も回路は測定可能な範囲において動作していた。一方、照射数時間後ではオフセットの変化や再構成される時間や波高の値の変化がみられたがこれらは時間とともに回復した。

5.4 今後について

今回の測定結果をもとに新しい回路設計でのシミュレーションを行なった。入力波高や入力時間に対する再構成の応答特性が改善した結果として分解能の向上が期待される。その結果の詳細については付録に記載してある。また、評価に関しては雑音対策を十分にしたうえでの測定やリニアコライダーでの線量率に近い 0.72krad/h での試験が必要であると考えられる。

付録A

本回路におけるプレアンプは一定の減衰時定数をもつ積分器であり、その伝達関数は3章において見た通りである。したがってこの影響がその後の回路にも伝わることは避けられない。ここではその影響について調べることにする。入力に電荷を想定してプレアンプの帰還抵抗を R_f 、帰還容量を C_f とおくと

$$\frac{R_f C_f}{1 + s R_f C_f} \frac{1}{1 + s \tau} \quad (\text{A.1})$$

のように変更を受けるが、 $R_f C_f \rightarrow \infty$ の極限では $1 - e^{-t/\tau}$ のラプラス変換である。

$$\frac{1/\tau}{s(s + 1/\tau)} \quad (\text{A.2})$$

に漸近する。実時間における波形は逆ラプラス変換を行なうことによって

$$\frac{R_f C_f}{R_f C_f - \tau} \exp\left(-\frac{t}{R_f C_f}\right) \left(1 - \exp\left\{-\left(\frac{1}{\tau} - \frac{1}{R_f C_f}\right)t\right\}\right) \quad (\text{A.3})$$

となる。、 $R_f C_f \gg \tau$ の近似で

$$\exp\left(-\frac{t}{R_f C_f}\right) \left\{1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right)\right\} \quad (\text{A.4})$$

のように振舞う。これを (2.15) 式と同様に z 変換を行なうと

$$F(z) = \frac{1}{1 - z^{-1} \exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right)} \frac{R_f C_f}{R_f C_f - \tau} + \frac{1}{1 - z^{-1} \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)} \frac{R_f C_f}{\tau - R_f C_f} \quad (\text{A.5})$$

$$= \frac{R_f C_f}{R_f C_f - \tau} \frac{z^{-1} \left\{ \exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right\}}{\left\{1 - z^{-1} \exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right)\right\} \left\{1 - z^{-1} \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right)\right\}} \quad (\text{A.6})$$

を得る。ここで、逆数をとって $F(s)^{-1}$ を求めると

$$g_{-1} = \frac{R_f C_f - \tau}{R_f C_f \left\{ \exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right\}} \quad (\text{A.7})$$

$$g_0 = \frac{R_f C_f - \tau}{R_f C_f \left\{ \exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right\}} \exp\left(-\left(\frac{T}{R_f C_f}\right) + \exp\left(\frac{T}{\tau}\right)\right) \quad (\text{A.8})$$

$$g_1 = \frac{R_f C_f - \tau}{R_f C_f \left\{ \exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp\left(-\frac{T}{\tau}\right) \right\}} \exp\left(-\left(\frac{1}{R_f C_f} + \frac{1}{\tau}\right)\right) \quad (\text{A.9})$$

となり $g_{-1} + g_0 + g_1 = 0$ の特性が失われてしまっているが、 $R_f C_f \gg \tau$ の近似のもとでは

$$g_{-1} = \frac{1}{\exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp(-x)} \quad (\text{A.10})$$

$$g_0 = -\frac{\exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) + \exp(-x)}{\exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp(-x)} \quad (\text{A.11})$$

$$g_1 = \frac{\exp(-x)}{\exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) - \exp(-x)} \quad (\text{A.12})$$

であるため $g_{-1} + g_0 + g_1 = 0$ が成立し一定の有用性を維持できる。また、今回の回路においては $\tau = 0 \sim 1.5 \mu\text{s}$ 、 $R_f C_f = 40 \mu\text{s}$ 、 $\exp\left(-\frac{T}{R_f C_f}\right) \simeq 0.99$ ある。

付録B

これらの測定結果をもとに新しい回路設計によるシミュレーションを行った。変更点は以下のようにになっている。

- プリアンプにおける帰還抵抗をスイッチ変えることで減衰時定数による不確定性をなくした。これにより出力される波形の理想的な形からのずれを考慮する必要がなくなり、再構成された波高とサンプルクロックとの相対的な入力時間への依存の解消に役立つと考えられる。
- 非反転増幅器において抵抗で利得を得ていたところをコンデンサに変更する。抵抗がコンデンサに変更されることで直流的な影響が避けられるためオフセットの変動が小さくなる。また、ダイナミックレンジが広がることにより出力波形は理想的な形に近付くことが期待される。

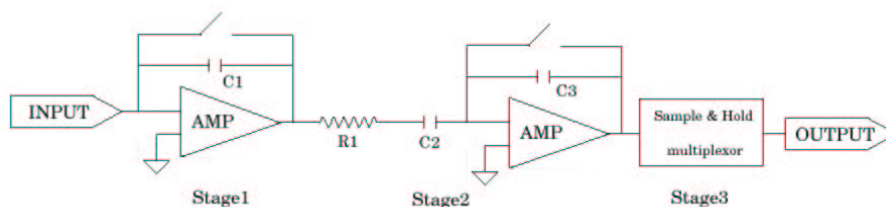


図 B.1:

この回路の模式図は下図のようにになっている。また、Stage1 はプリアンプであり、その伝達関数は

$$X(s) = -\frac{1}{sC1} \quad (\text{B.1})$$

となっている。また、Stage2 は波形に時定数を持たせて増幅する役割を担っており、伝達関数は

$$X(s) = -\frac{1}{sC2R1 + 1} \cdot \frac{C2}{C3} \quad (\text{B.2})$$

となっている。

次にこの回路でのシミュレーションを TSpice によって行なった。その出力波形を使用した再構成の結果は次のようになっている。

図 B.2 は入力する波高を変化させたときの波高の再構成の結果である。この結果については各点を線で結び、近似直線をプロットしてある。データを結んだ線は破線であり、近似直線は実線となっている。この比較より新しい回路ではダイナミックレンジが広がった結果、線形性が改善されていることがわかる。

図 B.3 は入力時間を変化させたときの波高の再構成である。本来はサンプルクロックに対する入力時間に依存せず一定値となることが望ましいがそのようにはなっていない。しかし値の変化は小さくなっており、一定の改善が見られる。

図 B.4 は入力時間を変化させたときの時間の再構成である。ダイナミックレンジの改善により同条件において再構成される時間の範囲が拡大している。これは分解能の向上にもつながると考えられる。

図 B.5 は入力する波高を変化させたときの時間の再構成の結果であり、これも波高に対する依存性がないことが望ましいが実際には依存性がある。

図 B.6 は製造過程におけるトランジスタのばらつきを限界まで考えたときの出力波形のシミュレーション結果である。上側が現在の回路のシミュレーション結果であり、下側が新しい回路のシミュレーション結果である。この結果からオフセットの変動が非常に小さくなることが期待される。

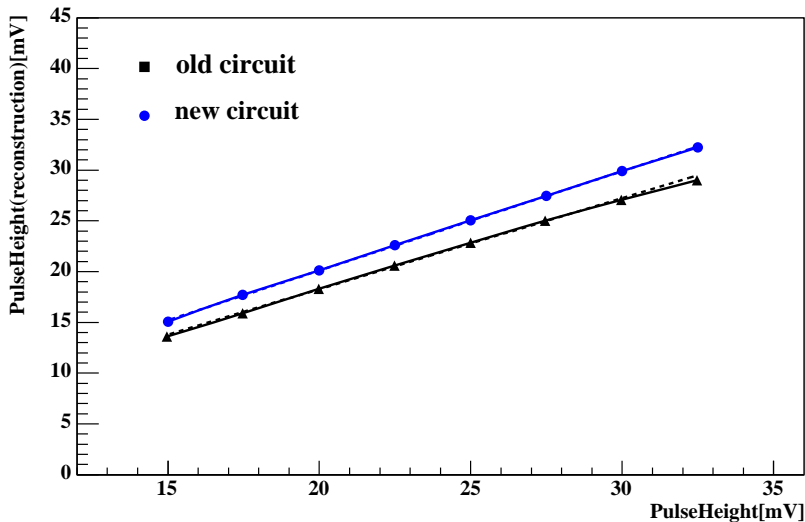
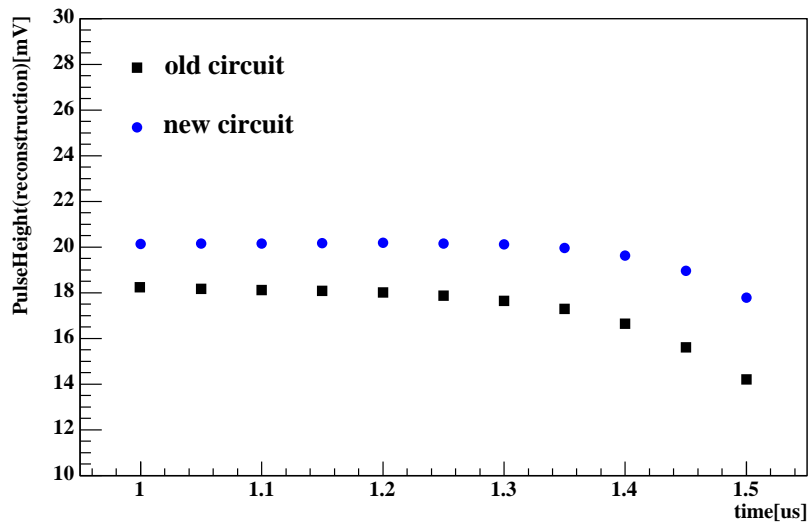
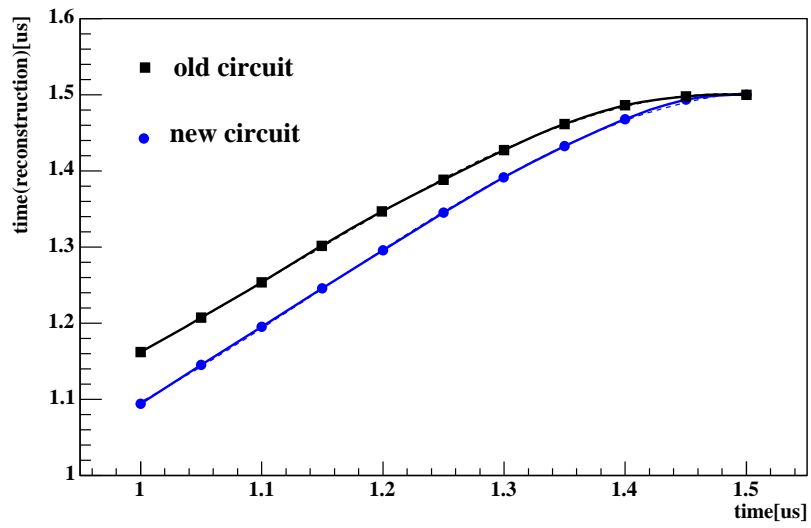


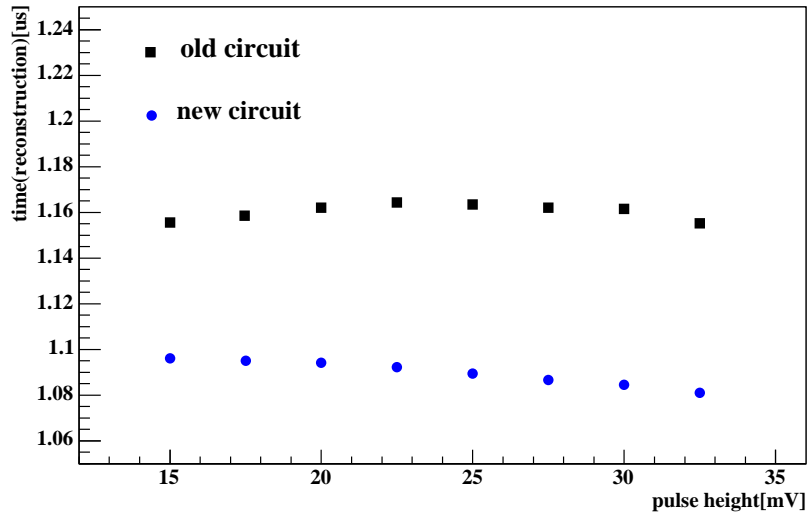
図 B.2:



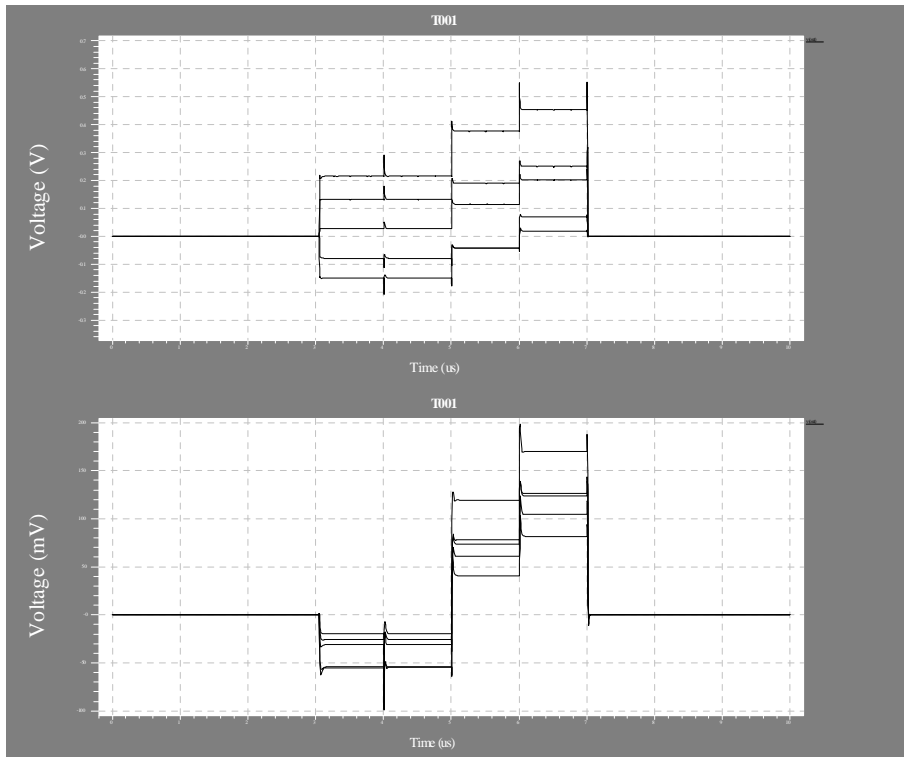
☒ B.3:



☒ B.4:



☒ B.5:



☒ B.6:

参考文献

- [1] GLC Project Report (2003)
- [2] 「リニアコライダーの物理」、平成5年度科研費報告(総合研究A)
- [3] T.Tauchi and K.Yokoya, *Nanometer Beam-Size Measurement during Collisions at Linear Colliders*, KEK-Preprint 94-122(1995)
- [4] T.Tauchi and K.Yokoya, *Pair Creation From Beam-Beam Interaction in Linear Colliders*, Particle Accelerators, 1993, Vol41, pp29-39
- [5] C.Kenny, S.Parker, J.Segal and Chris Stornent, *Silicon Detector with 3-D Electrode Arrays: Fabrication and Initial Test Results*, IEEE Trans.Nucl.Sci.46, No4(1999)
- [6] H.Ikeda, *Electronics for Particle Measurement*, KEK Report2002-8
- [7] T.R.Oldham and F.B.McLean, *Total Ionizing Dose Effects in MOS Oxides and Devices*, IEEE Trans.Nucl.Sci.50(2003)
- [8] G.Chiodini, J.A.Appel, G.Cardoso, *Radiation Tolerance of Prototype BTeV Pixel Detector Readout Chips*, IEEE Trans.Nucl.Sci.49(2002)
- [9] 西郷 学、修士論文「リニアコライダーにおけるナノメートルサイズ測定方法の研究」、東北大学
- [10] 田中 諭志、修士論文「リニアコライダーにおけるビームプロフィールモニター用読み出し回路の開発」、東北大学

謝辞

本論文の執筆にあたり、多くの方々に御指導、御協力をいただきました。この場をお借りしてお礼を申し上げます。

山本均先生、山口晃先生には本研究の機会を与えていただくとともに、研究の内容や方針について様々な助言をいただきました。長嶺忠先生には回路、物理に関することから測定システムの構築に関することまで教えていただきました。また、KEK の池田博一先生には回路に関する知識がほとんど無かった私をここまで導いていただきました。そして、西郷学さんにはデータの処理に関しての多くの助言をいただきました。

同期の荒木君、市村君、宇佐美君、倉田君、津田君、野崎君には多面において支えられました。研究室の先輩方や後輩の皆さん、スタッフの方にも多くの点でサポートしていただきました。

皆様、本当にありがとうございました。

2005年2月 畦田昌嗣