

KEK E162 における  
高計数率、低物質トリガーカウンタの開発

武内勇司 (高エネルギー研究室)

1996 年 2 月 1 日

## Abstract

本論文は、高エネルギー物理学研究所 (KEK) の E162 実験 ( $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  の分岐比測定実験) のために開発した最上流トリガーカウンタについて述べたものである。これまで E162 実験では、トリガー系は解析電磁石の下流にしかなかった。そのため既存のトリガー系では、上流の物質とビーム中の  $K_L^0$  以外の中性粒子 (中性子、 $\gamma$ ) との反応によって生成される副次的な粒子によってかかるトリガーを除去できず、トリガーレートはデータ収集系の能力を 40 倍近く上回っていた。トリガーレートを落とすためには、最上流にトリガーカウンタを導入することが有効である。しかし、このカウンタは最上流、しかもビーム中心にカウンタを配置しなければならず低物質質量、高計数率という仕様を満たすように作らなければならない。これが本カウンタを特徴付けている点である。

カウンタ本体は、プラスチックシンチレータと光電子増倍管の組み合わせによるホドスコープで作られた。特筆すべきは、シンチレータには、900mm という長さに対して厚さは、わずか 1.5mm というサイズのものを用い、光電子増倍管には 4MHz という高計数率対策のためにトランジスタライズドベースを使用した点である。今回、このトランジスタライズドベースの評価のためにハイレートにおける光電子増倍管のゲインの校正法を確立し、その結果高計数率下において十分機能しうることがわかった。本論文において、そのハイレート耐性の結果を示すと共に本カウンタのビーム中における基本性能について測定結果を示す。

# 目次

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>3</b>
1.1	KEK E162 の物理	3
1.2	E162 実験におけるトリガーと問題点	4
1.3	最上流カウンタの目的と仕様	6
<b>2</b>	<b>1 光子計数法による光電子増倍管のハイレート耐性評価法</b>	<b>9</b>
2.1	光電子増倍管のハイレート特性	9
2.2	1 光子計数法	10
2.2.1	測定原理	10
2.3	setup	12
2.3.1	光源	12
2.3.2	光子計数用光電子増倍管の選択	13
2.4	他方法との比較	15
2.4.1	cathode current	15
2.4.2	光電子増倍管出力の ADC 値との比較	16
2.5	1 光子計数法に対する考察	17
<b>3</b>	<b>最上流カウンタ TC0 の製作</b>	<b>18</b>
3.1	設計のために必要な情報	18
3.1.1	シンチレータの光量、及び減衰曲線	18
3.1.2	シンチレータ中の光子伝播時間	19
3.1.3	ビーム環境	19
3.1.4	性能要求のまとめ	20
3.2	光電子増倍管のハイレート対策	21
3.3	1 光子計数法によるベーステスト	21
3.4	プリアンプ	22
3.5	カウンタの製作、実装	23
3.5.1	カウンタの構造	23
3.5.2	シンチレータ、光電子増倍管の全数チェック	24
3.6	読み出し系のエレクトロニクス	24
3.7	キャリブレーション	25
3.7.1	レファレンスカウンタ	25

3.7.2	光電子増倍管ゲイン調整	25
4	データによる基本性能の評価	27
4.1	TC0 の E162 実験へのインストール	27
4.2	計数率	27
4.3	検出効率の測定	28
4.4	不感時間の測定	29
4.5	E162 でのトリガーに対する効果	30
5	結論	32

# Chapter 1

## Introduction

### 1.1 KEK E162 の物理

高エネルギー物理学研究所 (以下、KEK) における E162 実験は、12GeV 陽子シンクロトロン加速器の K0 ラインを用いて行う、希崩壊過程  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  の分岐比の測定による direct CP violation に関する実験である。

直接に CP を破る項は、標準理論において予言されているが、現在に至るまで実験による確認はなされていない。 $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  は、

1. 中間状態に二つの  $\gamma$  を経て終状態に至る CP を保存した過程
2.  $K^0 - \bar{K}^0$  の混合に起因する間接的に CP を破る過程
3. 一つの  $\gamma$  あるいは、 $Z^0$  の交換を経て起こる直接 CP を破る過程

の3つからの寄与がある。モデルに依存するところも大きい理論によると直接 CP を破る項からの寄与は、他の2つより一桁程度大きいことが予想されており<sup>[1]</sup>、このモードへの分岐比の測定による direct CP violation の観測の可能性を示唆している。なお、このモードの分岐比の予測は、 $10^{-11}$  程度とされており、現在までの実験による上限値は、 $4.3 \times 10^{-9}$  (CL=90%, FNAL-E799) である<sup>[2]</sup>。我々の実験は、本論文に述べられている最上流トリガーカウンタの導入後の完全なセットアップ (図 1.1) において、この上限値を  $1.4 \times 10^{-9}$  まで下げることができる見込みである。

E162 実験では、KEK-PS 主リングより引き出された 12GeV の陽子を金属標的 (Cu 60mm 長) に 2 度の角度で衝突させ、そこで発生した二次粒子を利用する。二次粒子には、 $K_L^0$  以外にも多数の粒子が含まれるが電荷を持つものについては、電磁石によって掃き出されるが、ニュートラル成分 ( $K_L^0$ , 中性子,  $\gamma$  など) は、そのまま残ることになる。このビームは、コリメーターによって水平方向に 4mrad 垂直方向に 20mrad に制限され、図 1.1 中 Decay volume 内左より入射し、Decay Volume (DV) で崩壊した  $K_L^0$  を検出器で捉えるようにセットアップが組まれている。

なお、KEK から提供されるビームの情報に SEC がある。これは K0 ビームライン中に入られている、ビーム強度測定用検出器からの数値で、本論文においては、E162 実験において使用する標準的なビーム強度を 300SEC としている。

検出器には、次のものがある。

**電磁カロリメーター** 電磁成分 ( $e^+, e^-, \gamma$ ) のエネルギー、及び入射位置を測定する。カロリメーターには、pure CsI を用いており、紫外領域に時定数 10ns の速い出力を得ることができ、第一段階のトリガー (後述) にも使用されている。

**ドリフトチェンバー** 解析電磁石の上流と下流にそれぞれ 2 台ずつのドリフトチェンバーがある。それぞれに鉛直方向にワイヤーが張ってある X 面、及び左右に 30 度の角度をもってワイヤーが張ってある U, V 面があり、荷電粒子のトラッキングを行う。電磁石と合わせて荷電粒子の運動量解析を行う。また、ドリフト時間の読み出しには multi-hit に対応したパイプライン TDC が使われている。

**ガスチェレンコフカウンタ** 電子とパイ中間子の識別を目的としている。光電子増倍管によるチェレンコフ光の読み出しであるため、高速で第一段階のトリガー (後述) にも使用されている。

**トリガーカウンタ** 電磁石の上流に一つ (今回導入された TC0)、下流に三つ (TC1X, 2XY, 3X) のカウンタが存在する。TC2X は、E162 実験においてイベントのタイミングも決めている。TC2Y を除き縦に細長いプラスチックシンチレータを並べたホドスコープ型である。TC2Y は、横に細長いシンチレータを並べ、垂直軸方向に位置分解能を持つ。また、TC0 以外は、ビーム中にシンチレータは、配置されていない。

## 1.2 E162 実験におけるトリガーと問題点

実験において  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  の崩壊を観測するという事は、崩壊後の粒子の同定を行い、その粒子のエネルギー、及び運動量を求め、それから親粒子を構成することである。したがって、実験を行うためには、粒子の同定を行い、これらの物理量を測定するための検出器が必要である。しかし必要な検出器はそれらだけではなく、崩壊がいつ起こったのか、いつ測定器から情報を読み出せばよいのかを知らせる合図、すなわちトリガーが崩壊実験には欠かせない。

希崩壊実験におけるトリガーについて述べるとき、目的とする崩壊事象に対するトリガーのアクセプタンスと効率が重要な役割を果たす。

トリガーアクセプタンスとは、目的とする崩壊事象の全てに対してトリガー系が捉えることのできる割合をいい、この値とビーム量から実験における分岐比測定の到達感度が決定する。トリガーアクセプタンスは、トリガーを作るために用いる検出器の幾何学的配置、各々の検出器の検出効率などに依存し、検出器を設計する上で重要な要素となる。

トリガー効率は、トリガーがかかった事象に対して目的とする崩壊事象が含まれている割合をいい、バックグラウンド事象の排除能力と言い換えることもできる。トリガーレートはデータ収集系の能力でリミットされ、このような場合、実験の到達感度はこのトリガー効率からも決定される。

E162 実験においてトリガーは、トリガーカウンタ (TC0, TC1X, TC2X, TC2Y, TC3)、カロリメーター、ガスチェレンコフカウンタ (GC) から作られている。 $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  において終状態の  $\pi^0$  は、直ちに  $2\gamma$  に崩壊する。したがってトリガーは、電子、陽電子の特徴 (ガスチェレンコ

フカウンタにヒットがある)を示す荷電粒子トラックが2本カウンター系に存在し、カロリメーターに $\gamma\gamma e^+e^-$ の作るエネルギークラスタが存在することを条件に組まれている。

我々の実験のように大量の $K_L^0$ の崩壊を必要とする実験では、トリガーにかかる判断時間は、測定器系の不感時間となり、トリガー段階では高速な判断が要求される。しかしトリガーにおいて十分なバックグラウンド排除能力を有するためには、必要に応じて複雑な判断を行わなければならない。

このため E162 におけるトリガーは、次に示すように3段階で行われる。

**第1段階** 高速なNIMロジックによる判断で、100ns 以内の時間で行われる。

**第2段階** プロセッサを用いたより高度な判断で、10 $\mu$ s 以内の時間で行われる。

**第3段階** CPUを用いたオンラインフィルターで、100 $\mu$ s 以内の時間で行われる。但し現段階では未実装。

トリガーレートは、この2段階までのトリガー論理を経て最終的にデータ収集能力の範囲内に収まらなければならない。現在のところ、最終的にデータ転送の限界は、spill(KEK-PSでは、4秒周期のうち2秒間メインリングからビームが引き出される。spillは、この1周期を単位にしたもの)当たり1K event という値である。これが目標とすべきトリガーレートである。

本論文で説明されるトリガーカウンタ(TC0)は、第一段階のトリガーに用いられるカウンタである。第一段階に用いられる情報としては、他にトリガーカウンタ(TC1X,TC2XY,TC3X)、カロリメーター、ガスチェレンコフカウンタがある。

E162のトリガーにおける問題点とされていたのは、TC0の導入以前にはトリガーカウンタ(TC1X,TC2XY,TC3X)は、解析電磁石の下流にしかなかったことである。E162実験で使用するビームは、 $K_L^0$ 以外に大量の中性子や $\gamma$ などのニュートラル成分が存在している。中性子は、検出器などの物質と核反応を起こしハドロンシャワーを生じ、 $\gamma$ 線は、コンバージョンにより $e^+e^-$ のペアを作る。TC0導入以前のトリガー系では、トリガーカウンタの上流にある物質で生成されるこれらの荷電粒子トラックがバックグラウンドとなっていた。そのためトリガーレートがデータ収集系の能力の限界を40倍近く上回り、分岐比の測定精度を目標値まで出すことができない状況であった。

このトリガーカウンタ上流の物質の問題を解決するためには、Decay volumeのすぐ下流におけるトリガー情報が有効である。そこで最上流にトリガーカウンタ(TC0)を導入することが決定された。トリガーレートを下げる試みは他にもなされており、まとめると、

- 第1段階トリガー

TC0 最上流でのトリガー情報

ガスチェレンコフ threshold の最適化によるバックグラウンドレート減

- 第2段階トリガー

2次元 cluster finder (CFP) カロリメーターの energy cluster counting によるトリガー情報

となっている。

### 1.3 最上流カウンタの目的と仕様

前述のようにこの最上流トリガーカウンタ (TC0) の目的は、E162 実験において第一段階のトリガー効率を上げることによりトリガーレートをデータ収集の可能な領域まで下げることである。

トリガーの立場から見たこのカウンタの仕事は、既存の検出器系の最上流での荷電粒子トラック数を第一段階のトリガーに使用できる形で提供することである。また、第二段階のトリガーや、off-line 解析の段階で、ヒット (トラック) の位置や時間情報も得られるようにすることも本カウンタの目的の一つである。特に off-line 解析の段階では、トラックにおける高い分解能の時間情報をドリフトチェンバーの情報に加えることにより解析電磁石より上流でのトラッキングの精度を上げるうえにも役立つ。

以下に TC0 に要求される仕様をまとめた。

**アクセプタンス** TC0 は、既存のカウンタ系が作るアクセプタンスを削り込むことが無いように設計しなければ実験の測定精度を出すうえで不利になる。そこで、TC0 単体のアクセプタンスは、 $K_L^0$  が崩壊した  $e^+e^-$  のうち CsI カロリメーターに入射するものを TC0 が検出可能かどうかを基準に決定した。すなわちカロリメーターに入射し、エネルギーが測定できる荷電粒子については、全て検出可能な広さを持つカウンタを考えた。また、解析電磁石の下流のカウンタでは、磁場によって荷電粒子はビーム軸から外向きに蹴られるのでビーム中心域にアクセプタンスを持つ必要がないが、TC0 は解析電磁石の上流であることからビーム中心域にもアクセプタンスを持たなければならない。

**低物質質量** 我々の実験で用いられるビームは、非常に大量の中性子、 $\gamma$  を含んでいる。ビーム中、しかも最上流に設置されるためカウンタ自身の物質質量が大きいと、ビーム中に含まれる大量の中性子、 $\gamma$  といった中性粒子のバックグラウンドとの反応により下流に大量の副次的粒子をまき散らす結果になる。また、カウンタの物質により、荷電粒子が多重散乱して下流のドリフトチェンバーでのトラッキングによる decay vertex の分解能が下がってしまう。つまり、カウンタの物質質量はできるだけ小さく抑えなければ、結果的に導入しても意味のないカウンタになりかねない。

**位置分解能**  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  において我々の要求する荷電粒子トラックは、2本である。トリガーにおいて TC0 に荷電粒子数 1 個以上を要求するより 2 個以上を要求できる方がトリガー効率は上がり、トリガーレートを低く抑えることができる。したがって TC0 には、荷電粒子数 2 個以上のヒットを要求する。しかし 2 個以上を要求するためには、 $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  において  $K_L^0$  が崩壊した  $e^+e^-$  を分離するだけの位置分解能が必要である。モンテカルロ計算の結果によると  $e^+e^-$  を分離できるアクセプタンスを 95% 以上にするには、25mm 以下の位置分解能が必要であることが分かっている。

**時間分解能** カウンタの計数率と比較して時間分解能が悪いと、カウンタ全体でアクシデンタルに 2 個以上のヒットをカウントしてしまう場合が出てくることになり、トリガー効率を落とす。すなわちカウンタがハイレートであればそれだけ時間分解能が必要となる。

**カウンタサイズ** Decay Volume と Drift Chamber との間の 300mm 程度の隙間に組み込めることが必要とされる。



我々は、この要求を満たすものとしてまずワイヤーチェンバーを考えた。このワイヤーチェンバー全面でのヒットレートは、性質の似ているドリフトチェンバー(すぐ下流のDC1)から推測すると少なくとも10MHzのオーダーになる。ここで10MHzのレートに対して要求する時間分解能を10nsとすると、ワイヤーチェンバーを用いてトリガーカウンタを作る場合、ガス中での電子のドリフト速度を考慮すると1ミリ間隔で1メートル長のワイヤーを張らなければならないということを意味している。したがってここで本トリガーカウンタをワイヤーチェンバーを用いて製作することは現実的ではなくなる。そこでカウンタには、プラスチックシンチレータ、及びそのシンチレーション光の読み出しのために光電子増倍管を用いることを考えた。

必要とされるシンチレータの長さ、時間分解能の良さを考えるとファイバーシンチレータを選択する方向もあった。しかし、ファイバーシンチレータと板シンチレータでシンチレーション光の光量を比較した場合、読み出しの限界まで物質量を減したいという立場からは、板シンチレータを用いたほうが物質量を最低でも2倍は低くできる。そこで我々は、カウンタの構成要素として板シンチレータと光電子増倍管の組み合わせを用いた。

それから、中性粒子(中性子や $\gamma$ など)との反応によるレートを下げるためにシンチレータを上下流の2層用意し、上流のシンチレータとそれに対応する下流のシンチレータとのコインシデンスを取った。シンチレータと荷電粒子との反応、すなわち Minimum Ionizing Particle は、上下流でコインシデンスが取れる。 $\gamma$  や中性子との反応では必ずしもコインシデンスしない。したがって、そのようなイベントを除くことが期待できレートを下げることができる。

TC0に要求されるアクセプタンスは、モンテカルロ計算から  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  において下流の検出器系で捉えられる  $e^\pm$  のTC0での入射位置の分布図(図1.2)により、幅は1200mm以上と決定された。高さは、decay volume とほぼ同じ900mmである。また、前にも述べたが、ビーム中心にもアクセプタンスを要求される。

したがって、この広さを実現するため縦に長いシンチレータを並べたホドスコープ型のものを考えた。図1.3に、TC0におけるシンチレータの水平面での断面図を示す。シンチレータ上流層(TC0F)と下流層(TC0R)との間隔は、91mm(nominal 値)である。上流と下流でシンチレータは、スタガーされており、上下流のコインシデンスは、上流の一本に対する下流の二本との間で行われる(このことは、3章に詳しい)。図中の番号は、本論文で用いるシンチレータの呼び名で、例えば上流のビーム中心軸に位置するシンチレータはTC0F0、これに対するコインシデンスの相手はTC0R-1, TC0R1ということになる。位置分解能からの要求によりシンチレータの幅は、ビーム中心付近において25mmである。但し、外側では25mmの位置分解能を必要とせず50mmでも十分で、25mm幅と50mm幅のシンチレータの切替位置は、ビーム中心から100mm以上であれば、アクセプタンスに影響しないという結果がモンテカルロ計算から得られている。本カウンタは、その結果に基づいてシンチレータを配置している。

低物質量の要請からシンチレータの厚さは、1.5mmにした。これ以上薄いシンチレータを選択することは、得られる光量の点からありえない。本カウンタは、このシンチレータの層が2つあるので合計の物質量はプラスチックシンチレータ3mm分である。プラスチックシンチレータの密度を  $1.0g/cm^3$  とすると物質量は、 $0.30g/cm^2$  である。これは、プラスチックシンチレータにおける Nuclear interaction length  $82g/cm^2$  と比べて十分小さい。

ここで今回TC0を開発するうえで最も留意しなければならない点を次に述べる。本カウンタTC0は、ビーム中心にもシンチレータを配置し、その部分は、まさにビーム中に晒される。テストカウンタから得られたデータにより中心付近のシンチレータでは、核反応によるとおも

われる巨大パルスを含む最大 4MHz のシグナルレートになることが判明していた。すなわち TC0 におけるシンチレーション光の読み出し系は、このようなハイレート下で動作する必要がある。

本論文では、2 章において、このハイレート耐性の評価法について述べ、3 章に実際の TC0 のデザイン、及び製作について述べる。4 章では、TC0 を実際のビームラインにおいて、トリガーカウンタとしての基本性能の測定を行いその結果をまとめた。最後に、5 章に結論を述べる。

## Chapter 2

# 1 光子計数法による光電子増倍管のハイレート耐性評価法

## 2.1 光電子増倍管のハイレート特性

前述のようにシンチレーション光を読み出すために光電子増倍管を使用する。そして中心付近のシンチレータは、ビームに直に晒されることになり、極めてハイレート(4MHz)で発光することも述べた。ここで十分に気を付けなければならない問題が生じてくる。経験上光電子増倍管はハイレートで使用するとゲインが変動するということがわかっている。ゲインが変動すると安定な検出効率が得らず、カウンタのアクセプタンスを下げってしまう結果になりかねない。

予めゲインの変動を見越して光電子増倍管ゲインを高めに設定すると、荷電粒子の通過による Minimum Ionizing Particle シグナル以外によるバックグランドシグナルのレートの増加を招く。シグナル自身が検出器の不感時間にもなるので、それが無視できない領域では Minimum Ionizing Particle において十分検出効率が確保できる限り、ゲインをなるべく低く抑え、個々の光電子増倍管でレートを下げた方が有利になる。

ところで、ハイレートにおいて光電子増倍管のゲインが変動する理由は、大きく分けて次のものがある。

1. Dynode 電圧の変動
2. 空間電荷による効果
3. Dynode の charge up

Dynode 電圧の変動によるものがハイレート下での光電子増倍管のゲイン変動に最も大きく影響を及ぼしている。Dynode 電圧は、ベースのみの問題であり、次のようにして起こる。光電子増倍管の各 dynode に高電圧を供給する際、一般的には抵抗分割によるベースを用いる。実際光電子増倍管の計数率が低いうちはこの抵抗分割によるベース(以下、抵抗ベース)を用いても何ら問題はない。しかしこれがハイレートになってくると anode-dynode 間に流れる電流は無視できなくなり、ダイノード間の電圧の分割比が変わってくる。dynode の最終段と anode 間に最も電流が流れるので、まず dynode 最終段の電圧が減少することになる。

一方、空間電荷、Dynode charge up は光電子増倍管の dynode の材質や形状など構造自体に起因するところがあり、この点の改良には光電子増倍管自体の改造も必要となる。これらの効果は、dynode 電圧の変動に比べてゲインに与える影響も少ない。そこで我々は、これらの改良は期間的に困難であり意義も少ないとしてこの2点に関しては改良を行わず、dynode 電圧の変動、つまりベースの改良に焦点を絞ることにした。実際、トリガーカウンタに用いる光電子増倍管であるから、本来アナログ情報は不要であり、10%程度 of ゲイン変動は許容できる。

さて、この dynode 電圧変化に起因するゲイン変動に対する処置として、我々は、抵抗分割による電圧供給でなくトランジスタを用いた能動的な電圧供給をおこなうベースを使用することにした。このベースについては、3章に詳しく説明するが、ここで問題となってくるのは、ハイレート耐性の評価の方法である。光電子増倍管のハイレート耐性の評価は確立した方法が知られていない。そこで次節において、光電子増倍管のハイレート耐性の評価を目的としたハイレート点灯光源の光量をモニターする方法の確立を目指した。

## 2.2 1 光子計数法

我々は、光電子増倍管のゲイン変動をみるのにあたって、安定した光量で点灯する光源、あるいは、別の安定したゲインをもつ受光素子によって光量がモニターされた光源を用いるという方法がとれる。光源の点灯レートの低いうちはそれは可能である。だがハイレートでは、事情が異なる。ハイレートにおいて安定した光量で点灯可能な光源は存在しない。そこで、光電子増倍管のゲイン変動の測定は、光電子増倍管の出力の測定と同時に光源の光量のモニターを行う必要が出てくる。

受光素子の出力で光量のハイレート特性の測定を行うには、我々は受光素子のレート依存性を正確に知っていなければならない。では、その受光素子のレート依存性をハイレートにおいてどうやって測定するのか、という問題が生じてくる。これには結局ハイレート特性を知った光源を用いて受光素子の出力を測定しなければならないということになり、話は堂々巡りになる。つまり、我々の抱える原理的問題は、

- 受光素子にレート依存性があるが光源の光量のレート依存性が測れない。
- 光源の光量にレート依存性があるが受光素子のレート依存性を測れない。

というところにある。

上述のような状況において受光素子のレート特性に依存しない光量測定法の確立は非常に魅力的である。我々は、原理的には受光素子のレートに依存することなく、ハイレートで点灯する光源の光量の平均値変動をモニターする方法を実現させた。最終的には、数 10kHz から 8MHz 程度まで同一のシステムでの連続的な測定を可能にした。

### 2.2.1 測定原理

図 2.1 は、この 1 光子計数法の原理の概念図である。図のように光源からくる光を光ファイバーなどを用いて極一部だけサンプリングしモニター用の受光素子に入射させる。この受光

素子は、1光子を検出できるものでなければならない。今光源から発生した任意の1光子が受光素子によって検出される確率を  $P_{sample}$  とする。

ここで、 $P_{sample}$  はセットアップの幾何学的配置に依存する。これは、調節可能なパラメータであり、測定の間不変な量と仮定できる。 $P_{sample}$  には、受光素子の光子検出の効率も含まれる。例えば、受光素子が光電子増倍管のとき光電面の量子効率がこれにあたる。）

受光素子が1パルスあたりにカウントする光子数は、光源からくる光子数の平均値を  $N_{tot}$  とすると、 $N_{tot} \times P_{sample}$  に平均値が等しい。今、この値を1よりずっと小さいと仮定する。そうすると受光素子が数える光子数は、poisson分布で近似でき、受光素子が  $n$  光子数をカウントする確率  $P_n$  は、

$$P_n = \frac{\mu^n e^{-\mu}}{n!} \quad (2.1)$$

$$\text{但し、} \mu = N_{tot} \times P_{sample} \quad (2.2)$$

と求まる。

したがって、受光素子が1光子以上をカウントする確率  $P_{detect}$  は、

$$P_{detect} = 1 - e^{-\mu} \simeq \mu - \frac{\mu^2}{2} \quad (2.3)$$

になる。これから  $\mu$  を求める式、

$$\mu \simeq P_{detect} + \frac{P_{detect}^2}{2} \quad (2.4)$$

が得られる。ここでは、 $P_{detect} < 0.1$  を考えているので、2次までの近似で十分である。

以上が測定法の原理である。 $P_{sample}$  は、定数であるから  $\mu$  の変動が我々の求める光量変動に等しい。我々は受光素子によって光源の点灯に対して1光子以上を検出する割合 (=  $P_{detect}$ ) が測定でき  $\mu$  を求めることが可能となる。

この方法の利点は、

- 用いる受光素子の実効的なレートを下げることができ、受光素子のレート依存性を減らすことができる。これは、サンプリングの結果として受光素子の感じる実効的な光は、光量が1光子レベルで、レートは(光源の点灯レート)  $\times P_{detect}$  になるためである。また測定の間1光子に対する受光素子の出力をモニターすることによって受光素子のゲイン変動をみることができ、測定の信頼性を高めることができる。
- 基本的に受光素子は光子の数を数えているのであるから、理想的な1光子分解能を持つ受光素子においては、多少のゲイン変動は効いてこない。すなわちゲインの変動は、0光子と1光子を分けるカット位置の依存性という形で影響してくるのであって、受光素子が0光子と1光子をきれいに分離できればできるほど、このゲイン変動の影響は少ない。もちろん理想的な1光子分解能を持つ受光素子は存在しないが、受光素子で直接光源をみる測定法に比べて、ゲインの変動は直接効いてこないという点で優れた測定法であるといえる。

という点である。

一方、この測定法の原理的問題点としては、

- 測定可能なのは、光量の平均値である。個々のパルスについて光量を測ることができない。
- 点灯レートが低いときは、ハイレートのとくに比べて  $P_{detect}$  の測定において統計量を上げるのに時間がかかる。

が挙げられる。たとえば  $P_{dev}$  が 0.01 程度のとき、統計誤差を 1% 以下に抑えるためには、 $10^6$  回の光源の点灯が必要になり、点灯レートが 10kHz のときは測定に 100 秒を要することになる。つまり、この測定法において測定可能なレートの下限はここで決定される。光量の平均値しか測れないことに関しては、受光素子の gain calibration という目的においてこの測定法を用いる場合には、あまり問題にならない。

## 2.3 setup

図 2.2 は、我々が実際に行った 1 光子計数法のセットアップである。

光子計数に使う受光素子 (以下、光子計数素子と呼ぶことにする。) には光電子増倍管を用いた。理由は、

- 1 光子分解能がよい。
- 他の受光素子に比べて高速、比較的ハイレート動作可能。
- 他の受光素子に比べて noise が圧倒的に少ない。

等である。また、光源は、高速なパルス点灯が可能である LED を用いた。他にパルス点灯が可能なものとしてレーザーを考えたが取り扱いが簡単であるという理由から LED を選んだ。

図中の coincidence は、光源を点灯させるタイミングで光源のパルス幅程度 (60ns) のゲートを作り、そのゲート内において受光素子の discriminator (以下 discri) 出力を数えるためである。また、1 光子ピークのモニターのために受光素子出力の ADC 分布も同時に取るようにした。

### 2.3.1 光源

前述のように我々は、光源に LED を用いた。図 2.3 に LED をパルス点灯させるために我々が用いた LED driver の回路図を示す。

この回路は、入力から NIM シグナルを入れることにより LED を点灯させることができる。図中 A 点の電圧、または B 点の電圧を変えることによって光量を調整することができる。

我々は、緑色 LED (東芝製 TLG133)、青色 LED (日亜化学製 NLPB520) の 2 種類においてテストした。同じ LED driver を使用しても出力されるパルスの形は、それぞれ異なる。我々の用いた青色 LED は緑色 LED に比べて、光量の個体差が大きく、また図 2.3 中 A 点、B 点の電圧によって光量は、大きく変化する (1V で 1 オーダー光量が変化する)。しかし、個体差に関しては調整可能であり問題ではない。光量が電圧によって大きく変化する問題も、我々は LED

ドライバーの電源電圧を 0.01V 以下の精度で安定させているので光量も数%以下の変化量に留まる。また、緑色 LED によるパルス幅が 50ns 程度であるのに対して、青色 LED は、20ns 以下のパルスが作れる。したがって我々がこの光源を使う目的にとっては、シンチレーション光に波形や波長が近い青色 LED を使うほうが望ましい。これらの LED によるパルス光源を直接光電子増倍管でみたときのパルス波形は 図 2.4 のようになる。この図は、光電子増倍管の出力(終端抵抗 50Ω) をオシロスコープで観測した際に得られたものである。また、このドライバー回路は 1MHz までの設計になっているのでそれ以上の点灯は、光量が減少する。そこで最終的には、ドライバー、LED 共に 7 倍化して順次点灯させることにより 7~8MHz 程度まで点灯可能にした。

### 2.3.2 光子計数用光電子増倍管の選択

1 光子計数法において光子計数素子として用いる光電子増倍管を選択する要素として次の 3 つがある。

- 光電子増倍管の 1 光子分解能
- 光電子増倍管の熱的雑音
- 光電子増倍管のアフターパルス

これらは、実は本システムにおいて光量測定の systematic error を作っている。

#### 1 光子分解能

先にも述べたとおり、これがあまり良くないと光子計数素子のゲインが変化によってカット位置による依存性が生じてくる。光電子増倍管には、カンタコンなどの 1 光子分解能に優れたものもある。しかし、この 1 光子分解能は、熱的雑音や after-pulse ほど systematic error に影響しない。このシステムの光子計数素子としての光電子増倍管を選ぶときは、基準を熱的雑音や after-pulse に置くべきである。

我々は最終的に浜松ホトニクス社製 R3234-01、ベースに同社製 E2979-04 を使用した。この光電子増倍管における 1 光電子のピークを 図 2.5 に示す。この図は、実際の光量測定において得られた光子計数素子の ADC 分布である。横軸は、ADC のチャンネルで取っている。すなわち、我々の用いた受光素子における 1 光子分解能は、この程度である。1 光子分解能はカンタコンほどではないが、一般的な光電子増倍管としてはよいほうである。このとき用いた受光素子において 1 光電子に対応した出力は -200mV であり、図 2.5 中の discriminator の threshold は、-50mV にしてある。

#### 熱的雑音

我々は、光電面より生じた熱電子は、光源からきた光子による光電子と区別する方法を持たない。このため、式 2.4 の  $P_{detect}$  において 1 光子をカウントすることになり、systematic error となる。この熱的雑音は、光源の点灯とは全く無相関の現象と考えられるので式 2.4 の  $P_{detect}$  に与える影響は、

$R_{therm}$ : threshold にかかる熱的雑音のレート

$W_{gate}$ : 光源の点灯のタイミングでかけるゲートの幅  
とすると、おおよそ

$$P_{thermal} = R_{therm} \times W_{gate} \quad (2.5)$$

に等しい。つまり、光源の点灯レートには無関係だが  $P_{detect}$  の値が  $P_{thermal}$  に比べて大きくないと、熱的雑音の影響が大きいことになる。熱的雑音による systematic error は  $P_{thermal}/P_{detect}$  のオーダーになる。このシステムで測定可能な光量の dynamic range は、ここで決定される。 $P_{detect}$  を 0.01 程度、 $W_{gate}$  を 60ns に選んだとき、その光量の測定精度を数%に抑えたいとすると、 $R_{therm}$  は 3kHz 程度のものを必要とする。我々の用いた R3234 では、この  $R_{therm}$  は 15°C において約 400Hz であった。

### after-pulse

光電子増倍管には、少なからず after-pulse が存在するがこれも thermal noise 同様、光源からの光子により生じた光電子と区別がつかない。この after-pulse も systematic error の大きな要因となる。

after-pulse の場合は、thermal noise と違い光源の点灯レートと相関がある。光子計数素子が 1 光電子に対して平均  $N_{a.p.}$  個の after-pulse を生じるとすると単位時間当たりの after-pulse の総数は、

$$N_{a.p.} \times (\text{光源の点灯レート} \times P_{detect})$$

となる。これらが時間的に均等にばらまかれると仮定すると、ゲート  $W_{gate}$  内に入ってくる確率は、

$$P_{a.p.} = W_{gate} \times N_{a.p.} \times (\text{光源の点灯レート} \times P_{detect}) \quad (2.6)$$

となる。これが systematic error として  $P_{detect}$  に加わる。

この error の特徴は、熱的雑音の場合と異なり光源の光量に同期して増減するので  $P_{detect}$  に対する比  $P_{a.p.}/P_{detect}$  の値は、光量の変化によらない。しかし、前述のように光源の点灯レートに比例して増大するという特徴をもつ。

$R_{a.p.}/P_{detect}$  は、上限値が  $N_{a.p.}$  である。つまり、この  $N_{a.p.}$  の低い受光素子を選ぶことが重要である。我々は、図 2.6 に示すセットアップを組み  $N_{a.p.}$  を測定し、この値が一番低かったものを最終的に光子計数素子として採用した。我々の目標は、受光素子のハイレート特性を測定するための光源のモニターであり、必要なのは光量はほぼ一定で点灯レートが幅広く変化するような場合の測定であった。こういう理由により、thermal noise に関しては上記の値でほぼ十分と判断し、after-pulse の問題を中心に考えた。

このセットアップは、次のことを行うためのものである。

1. 1 光電子レベルの十分低いレートの光源を被測定的光電子増倍管にあてる



2. 光電子増倍管にパルスがあったとき、ある幅のゲートをこのパルスの 200ns 後ろに作る
3. そのゲート内で、1 光電子以上のパルスを数え上げる
4. ゲートの幅を変えた上記のセットをくり返し、ゲート内のパルスの数が飽和した時点で終了

ここで実際にいくつかの光電子増倍管についてこの測定法で、after-pulse を測定してみた。図 2.8 は、特に after-pulse 数が大きかった光電子増倍管についての測定例である。横軸にゲートの幅、縦軸にそのゲート内に存在したパルスの数を示したものである。この光電子増倍管において光量測定を行うと、式 2.6 にあるようにみかけ上の光量は、レートと共に線形に増加してしまう現象が見られた。図 2.9 は、その様子を示したものである。図は、横軸に光源のレート、縦軸に測定した光量 (レートの低いところの値で normalize している。) を示している。比較のため同時に別の光電子増倍管の出力の ADC の値によって同時に光源の光量をモニターしたデータも載せてある。この光電子増倍管、及びベースは、E162 実験で CsI カロリメーターに使用されているのと同じもので 1MHz までは、1%以下の精度で光量をモニターできることがわかっている[4]。このように after-pulse がつくる systematic error は深刻である。

我々が 1 光子計数法の光子計数素子として最終的に用いた R3234 では、この  $N_{a.p.}$  は 0.002 以下であった (図 2.10)。したがって after-pulse による systematic error は、この R3234 を用いる限り無視できるといえる。

注) 図 2.8, 図 2.9, 図 2.10 は、緑色 LED を使用して測定されたものである。

## 2.4 他方法との比較

1 光子計数法を測定法としての正しさを調べるためには、他の独立な測定法で光量測定を行い、2つの測定結果を比較する必要がある。しかしハイレート光源において光量測定を確立している方法が今のところ知られない。そこで、我々はクロスチェックとして次の測定をおこなった。

### 2.4.1 cathode current

1. 光電子数にして  $10^4$  オーダーの光源を 700kHz ~ 5 MHz で点灯
2. カソードのみに -300V をかけた光電子増倍管 (R329) でこれをみる
3. カソードに流れる電流値を測定
4. 電流値と光源の点灯レートから光量変化を求める
5. 同時に 1 光子計数法で測定した光量変化と比較

この光電子増倍管のカソード電流を用いた光量測定は、極めて信用できる。というのは、光電面の光電効果だけで決まっていて、増幅機構を持たないのでゲイン変動は少ないからである。但しこの方法の欠点は、

- 増幅機構を持たないので強い光が必要
- 25 万 photo-electron、1MHz でカソード電流は、ようやく $\sim 30\text{nA}$  程度である。我々は、この電流値を測定しなければならない
- 光源の光量、及び点灯レートに幅を持たせることが困難
  - 点灯レートが 10 倍変わるだけで電流値も 10 倍変わり、電流計の dynamic range が必要になる

である。このため、受光素子のレート特性を測定するために、低いレートから高いレートまで幅広いレンジで点灯させなければならないような光源のモニターには適さない。

図 2.11 にカソードカレントから求めた光量と 1 光子計数法との比較の結果を示す。図 2.11 左は、横軸に光源のレート、縦軸にカソードカレントから求めた光量、1 光子計数法から求めた光量をそれぞれプロットしたものである。図 2.11 右は、横軸に 1 光子計数法で得られた光量 ( $\mu$ :式 2.4 で得られるもの)、縦軸にカソードカレントから得られた光量 (光電子数) をプロットしたものである。図中、LED ドライバの特性のためレートが 1MHz 以上になると光量が落ちてくる。このときカソードカレント

$$\text{点灯レート} \times \text{光源の光電子数}$$

は都合よくほぼ一定になり、このような場合に限り dynamic range を必要とせずにカソードカレントの測定が可能となる。

我々は、カソードカレントとの比較によって、1 光子計数法について次のことがいえた。

- 700kHz  $\sim$  5MHz のレート、ダイナミックレンジ 6 倍の光に対して 1 光子計数法とカソードカレント法の両者の食い違いは、最大 8%

## 2.4.2 光電子増倍管出力の ADC 値との比較

レートが低いところでは、光電子増倍管の出力を比較的信用してもよいだろうと考え、次の測定を行った。

1 光子計数法とは別に 光電子増倍管を用意し、光源からの光を光電面が直接覗くように配置した。そして、その 光電子増倍管出力を ADC で読み取り 1 光子計数法と比較した。ADC 用に用意した 光電子増倍管は、浜松ホトニクス社製 R1398、ベースは新しく開発したトランジスタライズドベースを用いて測定を行った。測定結果を図 2.12 に示す。モニターした光量は 10% 近く変動があるにもかかわらず、1 光子計数法と ADC による測定が 1MHz まで極めて精度良く一致している。独立した測定法による光量が一致したところから見て各々の測定法は、信用できると判断してよいだろう。

我々は、1 光子計数法に対して

- 1MHz までのほぼ一定の光量の光に対して、その測定精度は 3% 以内である。

という結果を得た。

## 2.5 1光子計数法に対する考察

我々は、実際に1光子計数法を用いて他方法との比較により5MHzまでのハイレートの光量測定を行い、10%以内の精度で確認がなされている。

この光量測定法は、現在 study が始まったばかりで改良すべき点も多い。特に光子計数素子に使うものによって、この測定の精度は大きく変動しうるので、光子計数素子の選定しだいでは、さらに測定精度の向上が望める。また、1光子計数法の over-all なクロスチェックの手段が無いことについても改善の余地がある。

以上のようにこの1光子計数法を用いてTC0に使用する光電子増倍管及びベースのハイレート特性について5MHzまで10%の精度で測定が可能であると結論できる。

# Chapter 3

## 最上流カウンタ TC0 の製作

### 3.1 設計のために必要な情報

#### 3.1.1 シンチレータの光量、及び減衰曲線

ホドスコープに使用するシンチレータの長さ、幅は、第1章に述べた。ここでは、シンチレータの厚さを決める。結論からいうと最終的にカウンタ製作に使用したプラスチックシンチレータは、

サイズ	25mm 幅カウンタ	930mm × 24.7mm × 1.5mm
	50mm 幅カウンタ	930mm × 49.7mm × 1.5mm
材質	クラレ製 SCSN-38	

である。但し、シンチレータの長さに関して 30mm は、シンチレーション光の読み出し系のための接着シロとして使用するためシンチレータの有効長は、900mm となる。このシンチレータにおける Minimum Ionizing Particle に対する光量、及び減衰曲線を<sup>106</sup>Ru のベータ線を用いて測定した結果を図 3.1 に示す。図の横軸は、カウンタ中心を 0mm にとった座標系を用いている。この図は、左からシンチレーション光を読み出したときの値である。この測定は、実際に TC0 に使用するライトガイド、光電子増倍管とほぼ同じものを用いて行った。50mm 幅シンチレータの方は光量が少なくなっているがこの原因は、ライトガイドの形状(後述)に起因したものである。例えば 25mm 幅シンチレータに関しては、シンチレーション光の読み出し側から最も遠い方の発光に於いて得られる光量は、平均値でわずか 15 光電子数(以下 p.e.)程度である。十分な検出効率を確保するためには、数 p.e. 程度に閾値を持ってこななければならない。光量の点から 1.5mm 厚という値は、TC0 に用いるシンチレータとしては、ほぼ限界であるといえる。我々は、前に述べたようにシンチレータは、できるだけ薄くしなければならない。そこで、シンチレータにはこの 1.5mm 厚が決定された。

また、読み出し系に要求されるゲインもこれより決定する。増幅後のパルスは、discriminator により最終的に終端抵抗 50Ω で 20mV の閾値で弁別される。そこで、このパルスを立ち上がり 10ns、立ち下がり 20ns、合計 30ns の底辺を持つ三角波を仮定すると、閾値を越えるための電荷の最低量は、

$$\frac{1}{2} \times \frac{20mV}{50\Omega} \times (10ns + 20ns) = 6pC$$

シンチレーション光で 3p.e. 以上をシグナルとして捉えたいとするならゲインは、

$$\frac{6pC}{3 \times 1.6 \times 10^{-19}C} = 1.25 \times 10^7$$

が必要である。実際には、 $\sim 1.6 \times 10^7$  程度のゲインが必要であった。

なお、本論文において光量の単位として光電子数を使っているが、これは光電子増倍管の光電面が入射してくる光子を電子に変換する確率(量子効率)を光子数に乗じたものに等しい。量子効率は、光電面の材質、光子の波長に依存した値であるので光電子増倍管にとっての実効的な光量という意味では、本論文においてはこの単位を使用している。

### 3.1.2 シンチレータ中の光子伝播時間

TC0 に用いるシンチレータは、有効域 900mm の長さを持っている。このため、シンチレータ中における光子の伝播時間が問題になる。 $^{106}Ru$  を用いた測定では、900mm の長さを光子が伝播する時間は、 $(8 \pm 2)ns$  であった。つまり、シンチレータの片側のみから読み出した場合、荷電粒子がシンチレータを通過する位置によって、最大 10ns の時間の不定性が生じてくる。これは、シンチレータの両側から読み出し、両側で得たシグナルのタイミングの中間値を取ることによって更に時間分解能を上げることが可能である。したがって TC0 は、シンチレータの両側から光電子増倍管でシンチレーション光を読み出し、タイミングの中間値を取る mean timer というモジュールを使用することにした。

### 3.1.3 ビーム環境

次にシンチレーション光の読み出しのハイレート耐性を調べる必要があるがそのためのパラメータを実際のビームにおいて得なければならない。そのため図 3.2 に示すテストカウンタを 1 組み作成し、実際のビームを用いたテストを行うことにした。このテストカウンタは、TC0 に使用した 25mm 幅のシンチレータ、ライトガイド、光電子増倍管、ベースとほぼ同じものを持ちいて組み立てている。実際の TC0 では、シンチレータは縦方向に置かれるのだが、このテストカウンタは、ビームラインに設置するときの都合で横方向におかれた。設置場所は、図 3.2 にあるように、Decay Volume の枠に固定されている。横におかれたことによる効果は、ビームサイズの縦と横の長さの比で 5 倍違うことによるカウンタの感じるビーム強度が約 5 分の 1 になることである。そのため、このテストで得たデータを 5 倍して考えることにより、ベンチテストのためのパラメータとした。

このテストは、1995 年 6 月のビームタイムで行われた。以下のデータは、その時採取されたものである。ビーム強度も E162 実験でデータ収集に用いられるものと同じである。

まずテストカウンタによって光電子増倍管より出力されるアノード電流の大きさを測定し、光電子増倍管のゲイン $\sim 1.6 \times 10^7$ 、ビームは E162 実験で用いる強度において  $150\mu A$  という値を得た。実際の TC0 では、縦置きのため 5 倍になる、アンプを使用するため(後で述べるが、実際の TC0 では光電子増倍管の後ろにプリアンプを使用した。)ゲインを約 40 分の 1 にする ( $gain \sim 4 \times 10^5$ ) 等を考慮するとこの値は、 $18.8\mu A$  になる。

また discriminator で 5p.e. 相当に閾値を持ってきたときの計数率は、0.75MHz であった。やはり縦置きにする場合を考えると 5 倍して 3.85MHz になる。

ところで、ビーム中では核反応やその結果生じるハドロンシャワーなどによって容易に Minimum Ionizing Particle の何倍もある large pulse が発生する。光電子増倍管に使用するアンプは、Minimum Ionizing Particle シグナルに相当する入力電荷付近にレンジをあわせるわけであるから、この large pulse は、アンプにとって非常にオーバーレンジな入力になる。このため、large pulse が発生すると使用しているアンプが飽和し、もとの状態に戻るまでは、検出器の不感時間となってしまふ。このように large pulse のレートを把握しておく必要がある。そこで、ビーム中においたテストカウンタで発生するある閾値を越えるパルスのレートを求めた。結果を図 3.3 に示す。横軸は、読み出しの光電子増倍管に捉えられた光電子数に換算してある。この図 3.3 は、

- ビーム中におけるテストカウンタの光電子増倍管の出力の ADC 分布
- 5p.e. 以上のレートの値
- 光電子増倍管のゲインの測定値

の測定結果から計算された。

この図 3.3 によると例えば、300p.e.(ビームがシンチレータの中央を通過したときの Minimum Ionizing Particle の 10 倍に相当する) 以上のパルスは、70kHz に達する。縦置きにすると 5 倍になることを考慮すると、この値は、350kHz ということになる。アンプが飽和するような巨大パルスがビーム中に多数存在し、アンプの飽和による不感時間は無視できなくなる可能性がある。

また、実際のビームには、様々な光電子数のパルスが含まれることが分かったが、テストベンチにおいてこのように光量にバリエーションを持った光源を用意するのは、困難である。我々の選択は、Minimum Ionizing Particle シグナルが最大 100p.e. として、この 100p.e. の周期的なパルスでベーステストを行うことにした。この 100p.e. のパルスでは、3MHz のレートで上述の電流値を再現できる。

### 3.1.4 性能要求のまとめ

以上のテストにより決定されたことをまとめると、

- シンチレータの厚みは、1.5mm
- シンチレーション光は、シンチレータ両側読み出しにして mean timer を使用する。
- 読み出し系は、合計で  $1 \sim 2 \times 10^7$  のゲインが必要。
- シンチレーション光の読み出しに用いる光電子増倍管は、最大 4MHz(ゲイン  $4 \times 10^5$  のとき、anode current で、 $18.8 \mu A$ ) に耐えること。
- 光電子増倍管の後ろにプリアンプを用いる場合、巨大パルスによる飽和に十分気をつけなければならない。

ということである。

## 3.2 光電子増倍管のハイレート対策

光電子増倍管のハイレート耐性として前に述べたようにベースにトランジスタライズドベースを用いることにした。図 3.4 に実際に TC0 に用いたトランジスタライズドベースの回路図を示す。これは、Kern 型として知られているベースを改良したものである<sup>5)</sup>。

さらにハイレート耐性を高めるために光電子増倍管にかける高電圧を低めに設定してゲインを下げ、その分のゲインをプリアンプで補うことにした。こうすることで dynode 間に流れる電流を減らすことができ、ハイレート耐性の向上が期待できる。しかしアンプを入れたことにより、AC 接続のためにベースラインの変動という問題が生じる。ハイレートになってくると AC 接続のコンデンサの放電の重畳のため、シグナルのベースラインがプラス側 (シグナルはマイナス側のパルスであるので、ベースラインシフトは、プラス側へ起こる) へ移動し、そのため discriminator における閾値が実効的に上がることになり、検出効率が下がる恐れが出てくる。これには、ベースラインリストアラー (以下、BLR) によって対処する。後で詳しく述べるが、BLR は AC 接続のためにシフトしたベースラインを引き戻す働きをする。

## 3.3 1 光子計数法によるベーステスト

ハイレートに対応するように上述の手段を用いたが、実際にハイレート耐性を評価せねばならない。この節では、トランジスタライズドベースのハイレート耐性を評価する。図 3.5 にベーステストのためのセットアップを示す。このセットアップにおいて光源 (青色 LED7 個を順次点灯) のレートを変えながらゲイン変動を測定した。光源の光量は、前章の 1 光子計数法でモニターしている。

テストに使用したベースは、抵抗分割によって各ダイノードに高電圧を供給するベース (以下、抵抗ベース)、及び回路図 3.6 に示すトランジスタライズドベースの 2 種類である。回路図 3.6 のベースは、今回 TC0 に用いたトランジスタライズドベースの試作機で、異なる点は、プリアンプ抵抗に流れる電流値のみである。それぞれのベースにおいてゲインが  $\sim 4 \times 10^5$  になるように高電圧をかけた。このゲインの値は、プリアンプ (ゲイン 40 倍) を用いることを想定して読み出し系全体に必要なゲイン  $\sim 1.6 \times 10^7$  から求めたものである。

光源のレートを 80kHz から 8MHz まで変化させたときのそれぞれのベースにおいて測定されたゲイン (ADC の値を 1 光子計数法で求めた光量で割ったもの) を図 3.7 に示す。図は、最も低いレートのときのゲインで規格化している。

抵抗ベースの方は、レートが上がるにつれて若干ゲインが上がりぎみであるが、トランジスタライズドベースと比べてそれ程差はないように見える。この時点で anode 電流は既に設定された上限値の  $18.8\mu\text{A}$  の 2 倍以上の環境に達しているが、実際のビームにおける環境とは、次の点で異なる。

- 実際のビームでは、光量に (巨大なものも含めて) 分布がある。
- 実際のビームでは、周期的パルスではない。2 つのパルスがもっと短い間隔でくることが考えられる。

実際のビームでは、1000p.e. 以上の巨大パルスもかなりのレートできているが、テスト環境ではこれを再現してはいない。そこで更に苛酷な環境においてテストすることで評価の信頼性を高めることにした。

具体的には、両者のゲインを 10 倍つまり  $\sim 4 \times 10^6$  にセットして同じくゲインのレート特性を調べた (図 3.8)。

抵抗ベースの方は、dynode 最終段と anode の間に大量の電流が流れ、電圧配分が変わってしまったためにゲインがレートにつれて上昇している。トランジスタライズドベースの方は、5MHz までは極めて安定したゲインを保っているが、5MHz を越えたところでやはり抵抗ベースと同じくゲインを増加させた。

しかしこのテストで、

- トランジスタライズドベースの方が抵抗ベースよりもハイレート耐性に、明らかに優れている。
- このテストで使用したトランジスタライズドベースは、anode 電流で比較すると我々の必要としている性能よりも 10 倍以上のハイレート耐性を持つ。

という結論を得た。

トランジスタライズドベースの 5MHz でのゲイン増加の原因は、アノードからの電流の流れ込みにより、トランジスタ側のパスに流れる電流値がブリーダー抵抗側に流れる電流値を越えてしまったことにより、トランジスタによる Dynode 電圧の維持ができなくなってしまったためである。ブリーダー抵抗に流れる電流値を増やせば、更にハイレートまで安定したゲインが得られることが分かっており、実際にブリーダー電流を約 2 倍にした、ほぼ同じ構造のトランジスタライズドベースによるハイレート試験では、同じく 10 倍ゲイン ( $\sim 4 \times 10^6$ ) において 8MHz まで安定したゲイン特性を示した (図 3.9)。

この事をふまえ、TC0 に使用したベースは、ここでテストした回路図 3.6 のトランジスタライズドベースに比べて、ブリーダーの抵抗値を約 70% に小さくしブリーダー電流を大きくしたものをを用いた。

### 3.4 プリアンプ

前に述べたように、TC0 は、ハイレート耐性のために光電子増倍管ゲインを低く抑えて代わりにプリアンプを使用する。図 3.10 に実際に TC0 に使用したアンプの回路図を示す。本プリアンプは、今回作成されたトランジスタライズドベースの箱の中に内蔵される。

シンチレーション光による光電子増倍管の出力のパルス幅が  $\sim 20\text{ns}$  であるからアンプは、少なくともこれよりは、速いことが必要である。また、テストカウンタによってビーム中では、光電子増倍管より巨大なパルスがかなりのレートで出力されることが分かっている。そこで、アンプの飽和による不感時間を防ぐ工夫が必要である。このアンプには、リミター回路を内蔵してある。これは、アンプが飽和してもすばやくアンプが機能を回復できるようにするためのものである。以下にアンプの性能を測定した結果を述べる。



但し、以下のテストはプリアンプの試作機で測定されたものである。しかし試作機と実際に使用されたものは、ゲインが異なるだけで以下の測定結果には、影響しない。ゲインの変更を考慮して入力電荷は、実際に TC0 に用いているプリアンプのものに換算してある。

さて、アンプのインパルスレスポンスを図 3.11 に示す。これは、階段関数のパルスコンデンサーに入力したときのインパルス出力をこのプリアンプに入力したときのレスポンスをみたものである。10ns 程度のレスポンスが得られており、十分高速である。また入力電荷に対する出力のパルス高を図 3.12 に示す。但し図の縦軸は、光電子増倍管のゲイン ( $4 \times 10^5$ ) をかけるとアンプの入力電荷になる光電子数でとっている。30p.e. 相当以上の入力でアンプが飽和してことがわかる。但し、最も線形性の欲しい threshold(20mV) 付近では、この要件を十分満たしている。

ところで、測定の結果アンプが飽和するような大きな入力のすぐ後は、次の出力がされない領域 (recover time) が存在することが分かった (図 3.13)。図は、アンプに大きな main pulse を入れてアンプを飽和させ、すぐ後に十数 p.e. 相当の next pulse を入れる測定を行ったものである。main pulse と next pulse の間隔を変えながらオシロスコープの画面を写真に写した。この測定により、recover time について次の値を得た。210p.e. 相当から recover time が存在しはじめ、300 ~ 500 p.e. で 60ns 程になる。1330p.e. まで測定したが recover time は、60ns より増えていない。

## 3.5 カウンタの製作、実装

### 3.5.1 カウンタの構造

ここでは、実際の TC0 のカウンタの構造を述べる。K0 ラインに設置されるカウンタ本体の正面図を図 3.14 に載せる。

シンチレータと光電子増倍管の光電面との光学的接続は、円筒形のライトガイド、及び板状のものを曲げた構造を持つライトガイドの接着によって行った (図 3.15)。両側読み出しのためシンチレータの反対側も同じ構造である。この 25mm 幅、50mm 幅のカウンタをそれぞれ 17 本、42 本用いて前出のカウンタ配置図 (図 1.3) のように並べている。板状のライトガイドが曲がっている理由は、光電子増倍管が、シンチレータより幅が広いためである。そのため、光電子増倍管を前後して配置させるためにこのような形状のものをを用いている。25mm 幅、50mm 幅のシンチレータの読み出しは、共に同じ光電子増倍管 (R1398) を用いている。50mm 幅の方は、ライトガイドの幅より、シンチレータの幅が大きいのでそこで光子数を損なっている。特殊な形状のライトガイドを用いればこの光量の損失を防ぐことが可能であるが、外側に位置する 50mm 幅カウンタは、比較的レートも低くゲインを高めに設定してもレートにはまだ余裕があり、この光量で十分な検出効率を確保できると考えた。実際 50mm 幅カウンタは、レートの低い外側に位置するカウンタなので光電子増倍管のゲインを高めに設定でき、検出効率も十分確保できている。

シンチレータ、ライトガイド、及び光電子増倍管の光電面の接着は、グレースジャパン社製 STYCAST 1266 を使用している。シンチレータの幅が、25mm、50mm より 0.3mm ずつ短くなっているが、これはシンチレータ間のシンチレーション光のクロストークを防ぐため、アルミナイズドマイラーをシンチレータ部分に巻くためである。使用したアルミナイズドマイラー

は、25  $\mu\text{m}$  厚のものを1重ないしは、2重巻きであり、その物質は無視できる。また、シンチレータの幅を短くしたためにできる隙間は、中心部の25mm幅カウンタ付近では、カウンタの有効面積が1.2%減少する。上下流共に隙間が存在するのでこの効果は、合計2.4%になる。

### 3.5.2 シンチレータ、光電子増倍管の全数チェック

TC0に使用したシンチレータは、

25mm幅 上流9本、下流8本、合計17本

50mm幅 上流10×2、下流11×2本、合計42本

である。光電子増倍管は、シンチレータ両側読み出しのため倍の118本必要である。

TC0に使用したシンチレータは、 $^{106}\text{Ru}$ を用いて Minimum Ionizing Particle に対するシンチレーション光の光量の全数チェックを行い、多いものをカウンタの中心付近に配置した。チェックの方法については、シンチレータのほぼ中央(読みだし位置より500mm)における発光によって得られる光電子数、及びシンチレータの読みだし側に近い位置(100mm)での発光によって得られる光電子数を測定することにより行った。これらの測定によって得られた結果を図3.16に示す。図は、25mm、50mm幅カウンタについてそれぞれ読み出し位置から100mm、500mmでの光量に対するADCのカウントを横軸、縦軸にとったものである。100mm、500mmでの光量の比によって得られた光量の減衰長はほぼ同じ程度であったので、我々は、シンチレータの発光量を基準にシンチレータを配置を決定した。

同じくTC0に使用した光電子増倍管は、全てゲイン測定を行い、100p.e.で4MHzのハイレート耐性の試験を行った。使用した光電子増倍管は、極めてゲインがそろっており、 $4 \times 10^5$ のゲインを得るために必要な電圧は、1010Vから1070Vの範囲に全数140本が収まった(図3.16b)。ハイレート耐性でゲインの変動が少なかったものをカウンタの中心に配置した。

## 3.6 読み出し系のエレクトロニクス

次にTC0において荷電粒子を数えるための最小単位の組みについて説明する。図3.17に、この最小単位をひとつ取り出してきたときの読みだし回路系を示す。トリガー情報としては、この図におけるmean timer(MT)出力をmultiplicity moduleで数えたものが得られる。以下に読み出し系の各要素について述べる。

**BLR** 図にTC0で実際に用いられているBLRの回路図を示す。アンプ出力のAC接続のためにハイレートでは、シグナルのベースラインがシフトしてしまい、後ろのdiscriminatorの実効的な閾値が変化してしまう。ベースラインリストアラーム(BLR)は、この変動したベースラインを引き戻す働きをする。実際のビームにおけるBLRの効果を図3.19に示す。図は、プリアンプ出力、BLR出力をそれぞれ100Hzのクロック(ビームとの相関はない)をトリガーとして80nsでADCで積分したときの分布から得られたものである。この分布がベースラインのシフトの様子をあらわしていると思ってよい。BLR出力の方では、プリアンプの直の出力にたいしてここまで改善している。尚、上のデータは、ビームはE162実験で標準的に用いられる強度におけるものである。

**discr.** 入力シグナルがある閾値 (threshold) を越えたときに出力にシグナルを出す。threshold は、20mV にしてある。

**MT** シンチレータ中の光子の伝播速度は、10cm/ns 程度であり、900mm 長のシンチレータでは、粒子通過位置によって 10ns 程度 timing jitter が生じる。しかし上下両読みにして上下の timing の平均をとれば原理的には、いつも同じ timing が得られる。Mean Timer(MT) は、この働きをする。但し、この Mean Timer の動作原理は、内部に持つ delay line の両側から平均を取るパルスを入れ、双方が衝突するタイミングを取るものである。このためハイレートになると、本来平均を取るべき組み合わせではないパルスについても平均をとり、出力してしまうという弱点を持つ。そこで、mean timer を以下に述べるコインシデンスの後に取るということをしている。

**coincidence TC0** はシンチレータが上下流の二層あり、上下流のコインシデンスを取ることによって荷電粒子以外のバックグラウンドシグナルを落としている。シンチレータは、配置図 1.3 をみると分かるように上下流でスタガーされているので、上流のシンチレータ 1 本について、下流の 2 本が対応する。したがってまず、下流の隣り合った 2 本のシンチレータでシグナルの和をとり、次に上下流でコインシデンスをとる。コインシデンスの取り方は、常に上流がタイミングを決めるようになっている。コインシデンスを Mean timer よりも先にとることのメリットは、レートを下げて mean timer の入力に入れることができることである。

## 3.7 キャリブレーション

### 3.7.1 レファレンスカウンタ

TC0 本体が実際に組みあがって、読み出し系のエレクトロニクスが実装された後に、カウンタの Minimum Ionizing Particle シグナルの確認、シグナル間のタイミング調整が必要となる。そのために、TC0 本体には、レファレンスカウンタを取り付けた。これは、7.5mm 厚プラスチックシンチレータ、光電子増倍管を用いて作られ、水平方向におかれた長いカウンタである。また上流と下流のシンチレータの層の間を鉛直方向に移動できるようになっている。常時は、ビームのないところまで移動できるので新たな物質量とはならない。

### 3.7.2 光電子増倍管ゲイン調整

TC0 が実際に組みあがってビームラインにインストールされた後、 $^{106}\text{Ru}$  を用いてゲインを調整した。調整方法は、

- Minimum Ionizing Particle シグナルに対してベースラインリストアラー出力の ADC 分布をとる。
- 同時に discriminator 出力の情報を得る。

を測定し Minimum Ionizing Particle シグナルに対する peak 位置、及び efficiency を基準にした。シンチレータ内で光量の減衰があることを考慮して図 3.1 で 380mm(読み出し側にとって far end にあたる位置) の位置の Minimum Ionizing Particle を測定している。

ゲインを調整した後の Minimum Ionizing Particle に対する ADC 分布の測定結果を一部サンプルして図 3.20 に示す。図の横軸は、ADC の channel である。ヒストグラム中、影のついた部分は discriminator 出力がなかったことを示す。図において 80 カウント以上を Minimum Ionizing Particle によるものだとして 80 カウント以上のシグナルに対する discriminator 出力を efficiency と定義している。ピーク位置が 100 カウントを越えて、かつその時の efficiency が 95% を越えていればゲインは十分であると判断した。

25mm 幅カウンタの光電子増倍管については、全数この方法でゲインを調整した。50mm 幅カウンタについては、

- レートのかなり余裕があり、ゲインを高めにしてもハイレート耐性にも問題ない。
- 使用している光電子増倍管は、極めてゲインが揃っている。

ということから一律に高めの高電圧をかけることにした。

## Chapter 4

# データによる基本性能の評価

この章では、TC0 の E162 実験への組込み、及びビームを使って得られたデータから基本性能を評価した結果について述べる。

### 4.1 TC0 の E162 実験へのインストール

本カウンタ TC0 は、1995 年 11 月に完成し K0 ビームラインにインストールされた (図 4.1)。光電子増倍管への高電圧供給、ベース内蔵のプリアンプへの電力供給、BLR より後ろの読み出し系は、K0 エリア (E162 実験の検出器群が置かれ、コンクリートブロックでシールドされた部屋) の外にある計測室に置かれている。プリアンプ出力は、長さ 25m の同軸ケーブル (RG174) を通して計測室にある BLR の入力に入るようになっている。mean timer より後の回路を図 4.2 に示す。図中 PLTDC は、E162 実験においてドリフトチェンバーにも用いられている multi-hit に対応した TDC である。

以下に示す測定結果は、これらの回路においてビームを用いて得られたデータをもとに解析した結果である。ビーム強度は、特にことわりのないものは、E162 実験に標準的に用いられる値のものである。なお、データは 95 年 12 月から 96 年 1 月にかけてのビームタイムで得られたものである。

以下の話において使用する、TC0 を構成するシンチレータ等の呼び名を定義する。TC0 の上流層全体を TC0F、下流層全体を TC0R と呼び、上流の特定の本のカウンタ (シンチレータ) を指すときに TC0F0 などと呼ぶ。番号は、図 1.3 中の数字に従う。また、TC0F0U、TC0F0D の光電子増倍管といったときには、それぞれ TC0F0 のシンチレータの上から、あるいは、下から読み出すための光電子増倍管のことを指す。これらの呼び名を含め、TC0 のビーム中心付近の拡大図を図 4.3 に示す。

### 4.2 計数率

実際のビームによる各カウンタレートを図 4.4 に示す。シングルレートは、下流がやや上流より高めに出現している。これは、上流のシンチレータとビーム中の中性子等の反応により、生成したバックグラウンドのためだと考えられる。コインシデンスは、上流のシングルのレートの

半分であり、中性子等のバックグラウンドをそれだけ落とすことができたことを示している。シングルのレートは、最大でも 1.7MHz であり、テストカウンタにより予想された 4MHz よりも低い値になった。次節に述べるが検出効率は充分確保できているので、テストカウンタでの予想が正しいものではなかったといわざるを得ない。テストカウンタでの評価は、

- TC0 では、シンチレータは縦置きであるが、テストカウンタでは横置きでのレートを測定し、ビームサイズから縦置きにしたときのレートを推測した。
- テストカウンタは、アルミニウムの架台に載っており、それがビーム中に完全に入っていた。このためアルミの架台と中性子や $\gamma$ との反応で生じた粒子がレートを増やして可能性もある。
- テストカウンタでデータを採ったときは、Decay Volume 内が空気で満たされていた。現在 (レート測定時) では、これはヘリウムに置換されている。

等の実際とは異なる条件で、測定されたことが原因ではないかと推測される。

しかし、実際のビームでは、レートの的には我々の設計よりもかなり余裕があることが分かった。

### 4.3 検出効率の測定

カウンタの検出効率は、実験全体のアクセプタンスに影響してくる。その意味で、実際のビームにおける荷電粒子の通過に対する検出効率の把握は、トリガーカウンタの性能を評価する上で重要である。

検出効率の測定は、解析電磁石を off にして下流のドリフトチェンバー 4 台によって得た荷電粒子トラックを用いて行った。但し、限られた時間で TC0 全てのカウンタについてこれを行うのは、現在行っている以下に述べられた方法では難しい。そこで、まず検出効率の測定を最もレートの高いビーム中心のカウンタについて行った。

データ収集のトリガーは、

- 荷電粒子トラックを予め設定しておいてその軌跡上のカウンタのコインシデンスをトリガーに要求している。
- TC0 に関しては、荷電粒子トラックに対するトリガー効率を上げるため、検出効率の測定対象が下流の時は上流を、上流の時は下流をトリガーに要求している。
- シンチレータの光量の減衰曲線を考えるとシンチレータの長さ方向に関して中央が最も検出効率が高くなり、端に向かうにつれて検出効率は低くなると思われる。つまり検出効率は、この端の方で確保されていることが必要条件となる。その点を考慮して、TC2Y (鉛直方向に位置分解能を持つホドスコープ) によりカロリメーターの最も上の段のセルもしくは、最も下の段のセルに荷電粒子トラックが入射することを要求している。

である。

まず、TC0F0U 及び TC0F0D の mean timer をトリガーに要求し、TC0F0 のコインシデンスの相手となっている TC0R-1, TC0R1 に関する検出効率を求めた。トリガーの条件に設定したトラックを図 4.5 中ライン (イ) に示す。

このときドリフトチェンバーによって得たトラックが TC0F0 にたった一本通ることを要求している。トラックを外挿して R-1,R1 を粒子が通過した位置によって R-1,R1 の上下の光電子増倍管 (R-1U,R-1D,R1U,R1D) がどう反応したかによってイベントを分類した。分類方法は、**efficient** 通過したカウンタの上下共にヒットがあった (上下の discriminator に出力があった)。

隣がヒット 通過したカウンタには、上下にヒットがないが隣 (R-1 なら、R1, R1 なら R-1) のカウンタの上下には、共にヒットがある。

全くならない 通過したカウンタ、隣のカウンタの上下共にヒットがない。

その他 上記以外。

である。この分類結果を図 4.6 に示す。R-1,R1 は、それぞれ 10 分割しており、光電子増倍管の高電圧はそれぞれ E162 実験でデータ収集に用いるときの通常値である。図をみると「隣がヒット」、「全くならない」は、R-1,R1 の境界に集中している。この事から、「隣がヒット」イベントは荷電粒子は、本来隣のカウンタを通過したのだがトラッキングで間違えて引かれた、「全くならない」イベントは R-1,R1 のシンチレータの隙間を荷電粒子が通過したものと考えられる。この事から、R-1 と R1 のシンチレータの隙間は、約 3% の inefficiency を作る事が判明した。

Minimum Ionizing Particle に対する efficiency を求める場合には、隙間と miss track による事象は取り除いて考えるべきである。図 4.6 をみるとこのような隙間、miss track のイベントはほとんどがシンチレータの境界から 2.5mm 以内の距離に入っている。そこでこの領域 (境界から 2.5mm 以内) にあるイベントは、検出効率の計算には使用しない。

上述のように求めた efficiency カーブを、E162 実験で標準的に用いられるビーム標的 (60mm 長の銅) を用いたとき、及び 15mm 長の銅の標的を用いたときについて図 4.7、図 4.8 に示す。15mm ターゲットを使用したときは、60mm ターゲットと比較して TC0 では、レートが約 3 分の 1 になる。TC0 のうち最もレートの高い TC0R1 の光電子増倍管でその 3 分の 1 のレートと比較しても検出効率は、ほとんど変化していない。したがって TC0 の光電子増倍管は、実際のビーム中のハイレートな環境においても安定したゲインを保っていると結論できる。

同様な手法で R3,R4 (TC0F3、及び図 4.5 中ライン (ロ) のトリガー) 及び R7,R8 (TC0F7、図 4.5 中ライン (ハ) のトリガー) についても同様にイベントの分布図と efficiency カーブを求めた。図 4.9、図 4.10 にその結果を示す。また、efficiency 計算に用いられたイベントの一例を図 4.11 に示す。但しこのときのターゲット長は、15mm である (レートは約 3 分の 1)。これらのカウンタは、元々レートのそれ程高くないところなので 60mm のターゲットでもほぼ同じ結果が得られると思われる。やはり、同様に十分な efficiency を得られていることが示された。また、シンチレータ間の隙間は、それぞれ 0.8%, 0.2% と求まった。この値は、nominal な値か、それよりも少ない。シンチレータ間の隙間による inefficiency は、平均的には nominal な値 (25mm 幅シンチレータで 1.2%、50mm 幅シンチレータで 0.6%) 程度であろうと考えられる。またこの事は、チェックソースによるゲイン調整がうまくいっていることを示すものである。すなわち、同様な方法でゲインを確保した TC0 の他のカウンタも同じように efficiency が確保されているものと判断する。

## 4.4 不感時間の測定

検出器の不感時間は、検出効率と共に実験全体のアクセプタンスに影響してくる。この不感時間の評価も検出器の基本性能について述べる上で重要な項目になる。

TC0において不感時間の要因として考えられるのは、

1. 光電子増倍管+プリアンプ系の作るパルスの幅自身
2. プリアンプが飽和した後に作る recover time

である。

Minimum Ionizing Particle に対する光電子増倍管、プリアンプ系の出力波形が discriminator の閾値を越えてから再び閾値よりも下がるまで 20nS 程ある。この間は、次の粒子が通過が起ったとしてもカウンタが計数できないという意味において不感時間となる。もっともレートの高いカウンタで最大 1.7MHz 程であり、そのカウンタにおいてはシグナルパルスが占める割合は、3.4% である。但し、シグナル自身を作る不感時間は、そのままトリガーの不感時間とはならない。いえることは、最もレートの高い TC0R1 では、最大 3.4% の不感時間を被る可能性がある、ということだけである。中心部以外は、レートも低く全体的にみればシグナル自身による不感時間は、もっと小さいものになることが予想される。

次に、前に述べたようにプリアンプには recover time が存在している。これは、シグナル自身が出なくなるのでトリガーにとっても不感時間となる。ベンチによる測定では、シンチレーション光が 210p.e. 以上のパルスに対しては、recover time が 60nS 程度ある。この 210p.e. 以上の large pulse がビームでどれだけのレート含まれているか調べた (図 4.7)。

図 4.12 は、光電子増倍管の HV を下げてゲインを減らすことにより large pulse のレートを測定している。

アンプの recover timer が存在しはじめるのは、210p.e. 以上である。recover time は、210p.e. 以上は、一律 60nS として計算した。このときの測定値は、E162 実験で標準的に用いられる一次ビーム標的 (60mm 長の銅) ではなく 15mm 長の銅の標的を用いた。このときレートは、TC0 においては約 3 分の 1 になることが分かっており、不感時間の評価には、測定で得たレートを 3 倍して考える。グラフの値から (180p.e. のところのデータを使用する。) recover time が全体に占める率は、

$$21kHz \times 3 \times 60nS = 3.8 \times 10^{-3}$$

であることがわかる。アンプの recover time による不感時間は、ほとんど無視できる値である。このデータは、TC0F0U の光電子増倍管によるデータであるのだが、最もレートの高い TC0R1D においてもほとんど無視できるという事情は、変わらないと考えられる。

## 4.5 E162 でのトリガーに対する効果

E162 実験の  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  に対するトリガーレートに関していうと、既存のトリガーカウンタに TC0 の 2hit 情報を加えると、第一段階のトリガーのレートの reduction factor は、5.1 であった。この値は、トリガーレートを下げるという点では、充分所期の目的を果たしている。

TC0 を導入したことによるトリガー系全体のアクセプタンスの減少は、



- TC0 に 2 ヒットを要求するときに TC0 の位置分解能
- シンチレータ間の隙間
- 不感時間
- 光電子増倍管の gain 不足のための inefficiency

といった要因が考えられるが、これらの要因のうち定量的に分かっているものは、

- 位置分解能のためアクセプタンスが 5% 減る。
- 光電子増倍管のゲインは、十分足りている。これによる inefficiency は、無視できる。
- シンチレータ間の隙間によるアクセプタンスの減少分は、高々 2% オーダーである (nominal value 2.4%)。

ということである。不感時間によるアクセプタンスの減少分の評価は、トラックに対する efficiency の overall な測定が必要となり、これはこれからの課題となる。

しかし、上に述べた要因を考えても TC0 を導入したことによって E162 実験におけるトリガー効率を 5 (トリガーレートの reduction factor) のオーダーで上げているということは、結論できる。

# Chapter 5

## 結論

本カウンタは、E162 実験において全ての検出器のビーム最上流でトリガー情報を得ることに  
より、トリガーレートを下げるといった目的において reduction factor 5 という値を達成できた。  
ビームを用いた基本性能の評価では、

- 検出効率
- シンチレータ間のデッドスペースの測定
- 巨大パルスによる不感時間の測定

を行い、これらの点に関しては、十分な性能が確保できていることを確認し、低物質、高計  
数率という特徴を持つ本カウンタがトリガーカウンタとして十分に機能していることを確かめ  
ることができた。

また、実際のビームにおいてトランジスタライズドベースを用いた光電子増倍管のゲイン  
が高計数率下においても変化しないことを確かめることができた。このことは、本論文におい  
て述べた光電子増倍管のハイレート耐性の評価法の有効性を示すものであるということができ  
る。特に、このハイレート耐性の評価法に用いた 1 光子計数法は、高エネルギー実験において  
光子計数の技術をハイレート点灯光源の光量モニターに応用した例として、今後の発展が期待  
できる。

E162 実験に対する TC0 の有用性をみるためには、TC0 の inefficiency が目的の物理事象に  
対するトリガー系のアクセプタンスをどの程度削ってしまっているのか、ということのを正しく  
評価する必要があるが、現段階では、著しくアクセプタンスを削っているような要因は見られ  
ない。したがって、E162 実験においてトリガーの reduction factor のオーダーでトリガー効率  
を上げているということが出来る。

また、TC0 は、E162 実験に対して解析電磁石上流にトラックに対して極めて高い時間分解  
能の時間情報を与えることが可能になった。定量的なことはこれからの解析を待たねばなら  
ないが、解析段階でこの時間情報を用いることにより磁場上流でのトラッキング効率を上げるこ  
とが可能となる。

## Reference

- [1] B. Winstein et. al. , Review of Modern Physics, Vol.65, No.4 (1993)
- [2] D.A. Harris et. al. , Phys. Rev. Lett. 71,3918(1993)
- [3] Particle Data Group, Phys. Rev. D 50,1241(1994)
- [4] 藤田賢二, 修士論文 (1990)
- [5] C.R.Kerns, IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-24, no.1(1977)

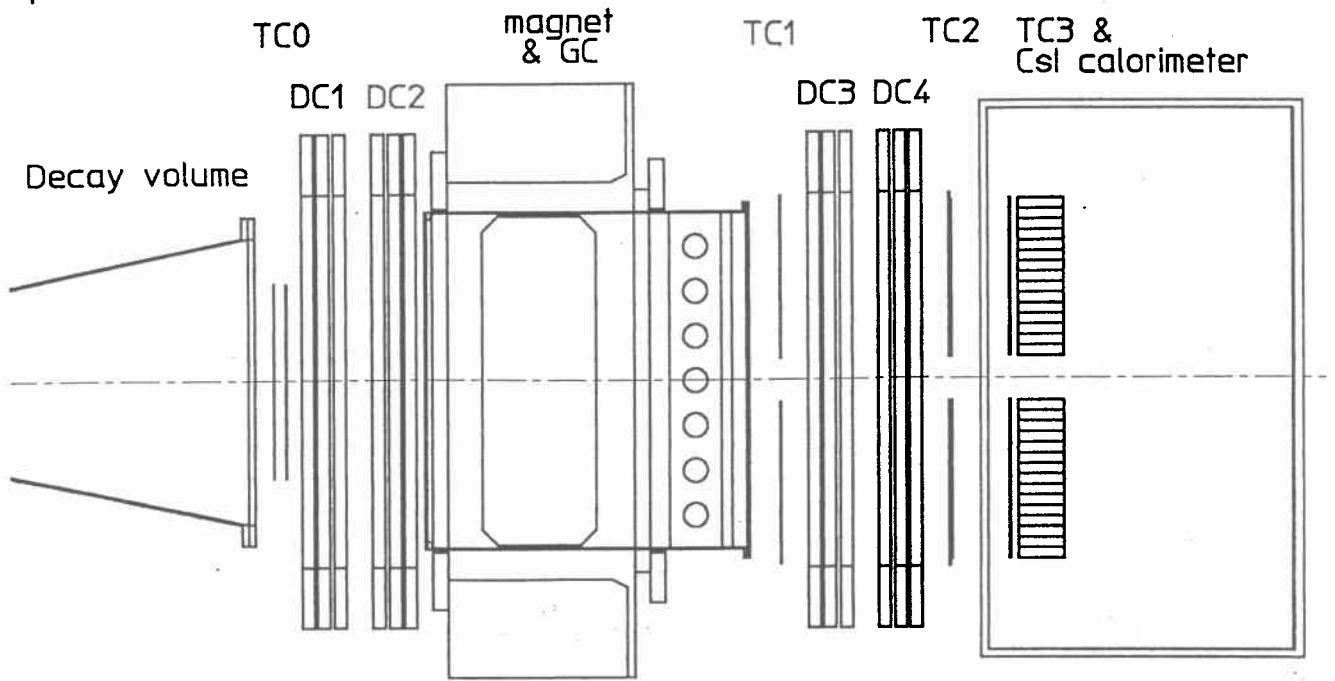
## 謝辞

笹尾登先生、坂本宏先生、蔵重久弥先生をはじめ、京都大学理学部物理学第2教室高エネルギー研究室の皆様、福島靖孝先生、谷口敬先生、池上陽一先生をはじめ、高エネルギー物理学研究所旧泡箱実験棟の皆様には、この研究に対し、多方面からのご指導を頂き、また、ご協力していただきました。

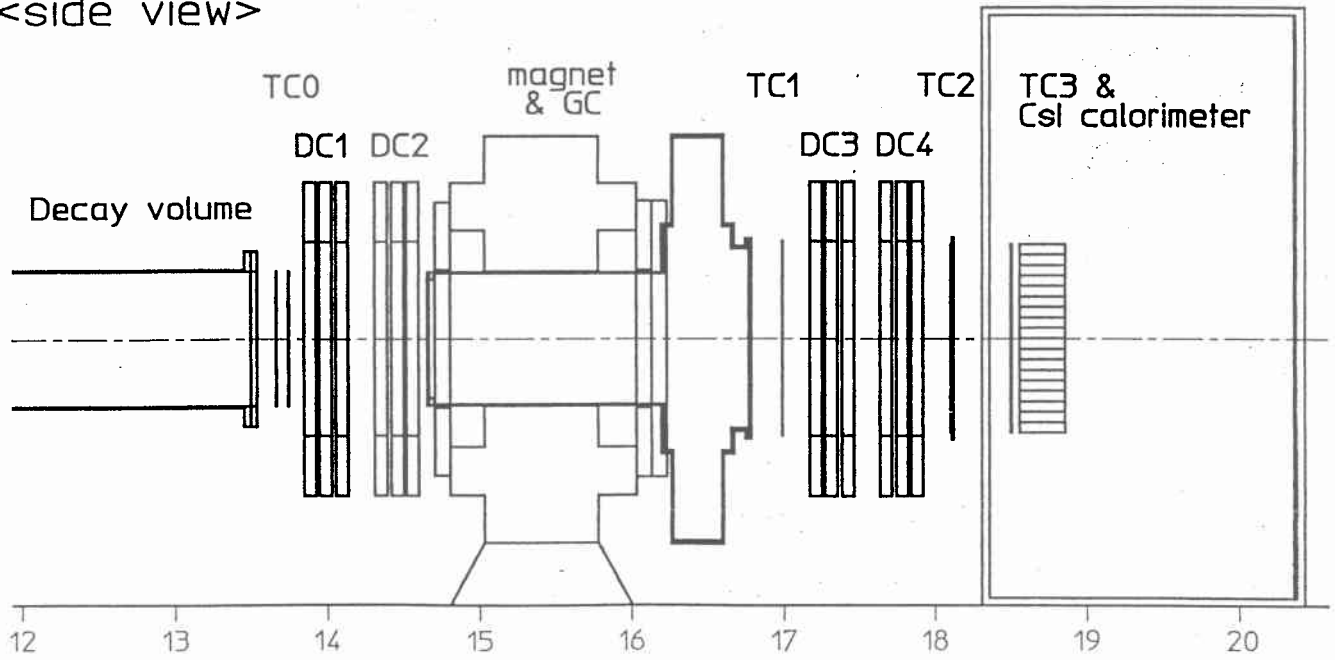
1 光子計数法のアイデアは、笹尾先生にいただきました。トランジスタライズドベース、プリアンプは、谷口先生に開発していただきました。ベースラインリストアラーは野村夫人に開発していただきました。TC0 本体の架台、及びレファレンスカウンタは、高エネルギー物理学研究所工作センターの小池重明氏に設計していただきました。

ここに深く感謝致します。

<plan view>



<side view>



☒ 1.1 : E162 set up

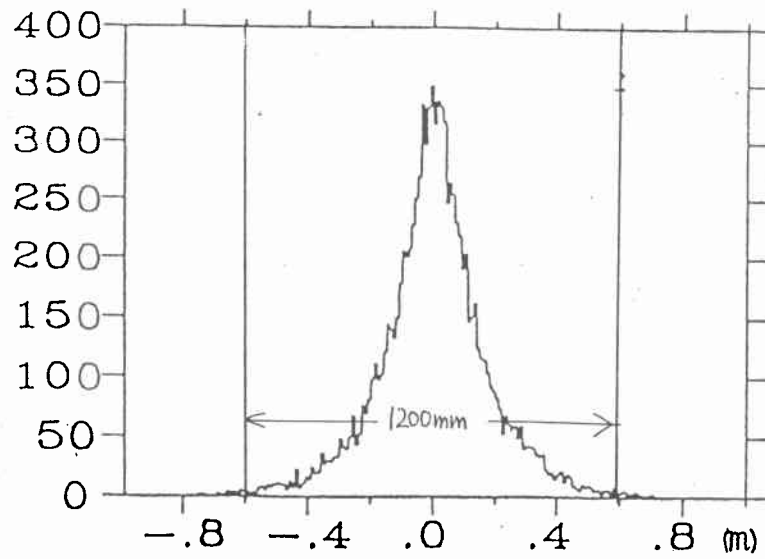
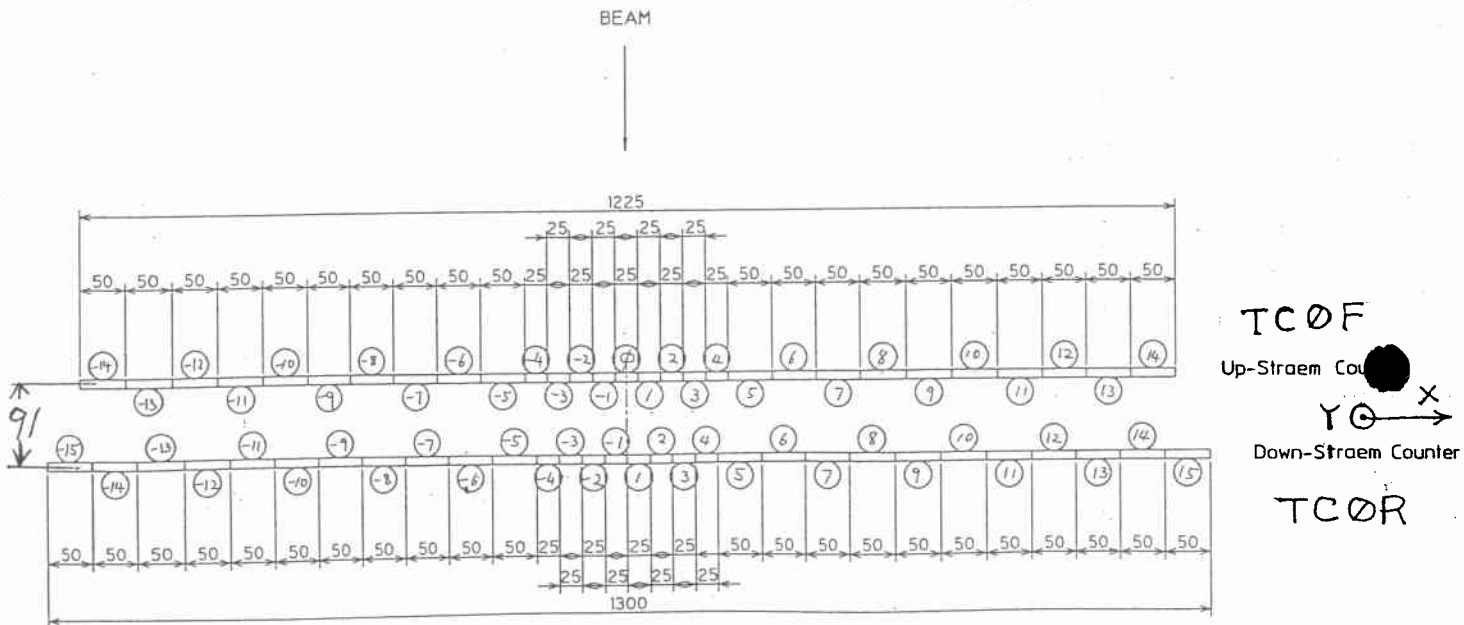


図 1.2 :  $K_L^0 \rightarrow \pi^0 e^+ e^-$  における  $e^+ e^-$  の TC0 位置での分布



Note: TOP VIEW

Up-stream:  $10 \times 50\text{mm} + 9 \times 25\text{mm} + 10 \times 50\text{mm}$   
 Down-stream:  $11 \times 50\text{mm} + 8 \times 25\text{mm} + 11 \times 50\text{mm}$   
 pmt total:  $(29 + 30) \times 2 = 118$

図 1.3 : TC0 シンチレータ配置図

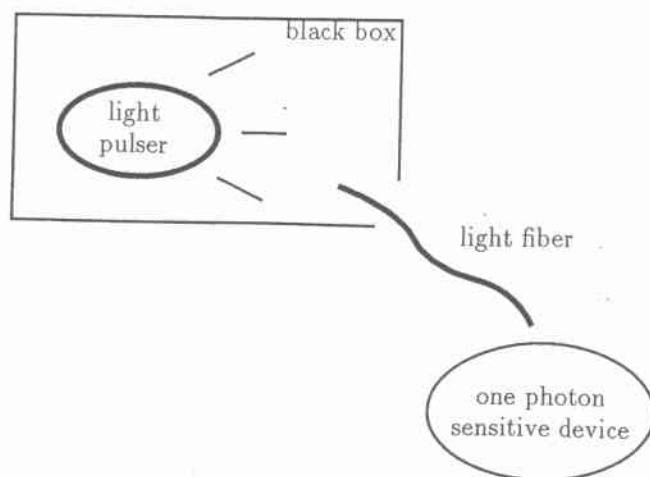


図 2.1 : 1 光子計数法概念図

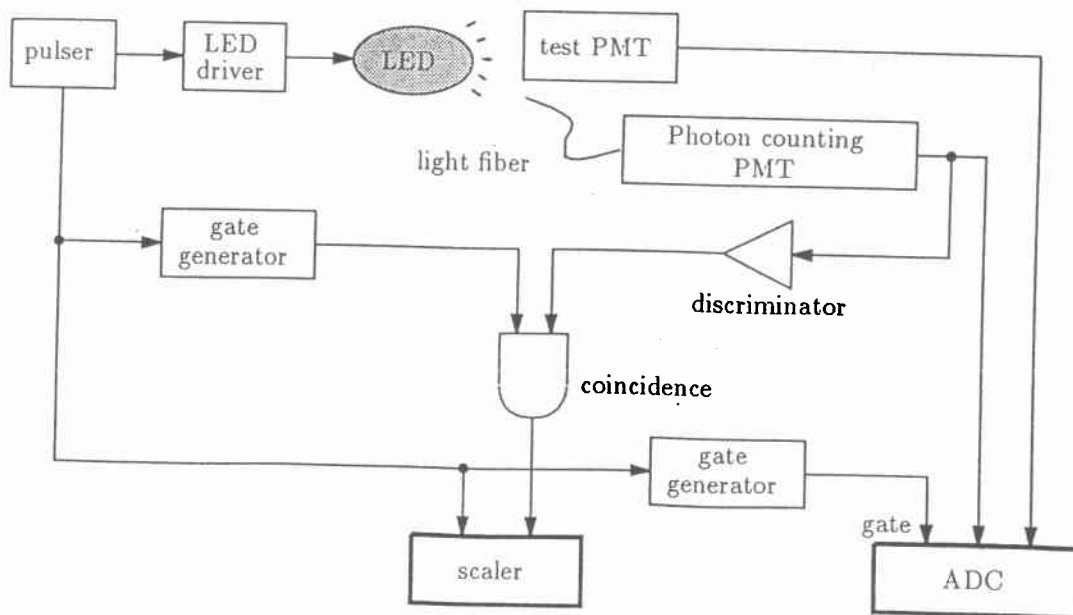


図 2.2 : 1 光子計数法 set up

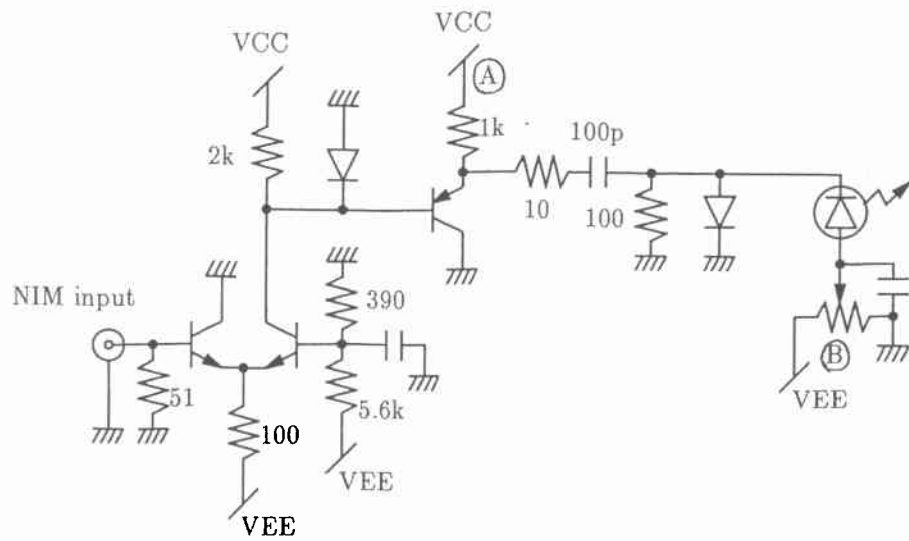
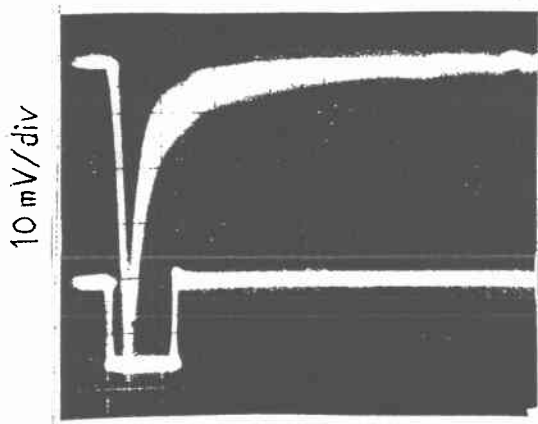
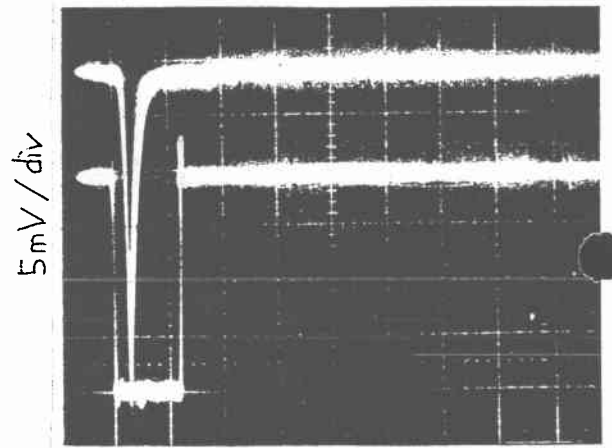


図 2.3 : LED driver 回路図



50 ns/div  
緑色 LED



50 ns/div  
青色 LED

図 2.4 : 緑色 LED、青色 LED によるパルス波形



R3234における 1p.e. のピーク

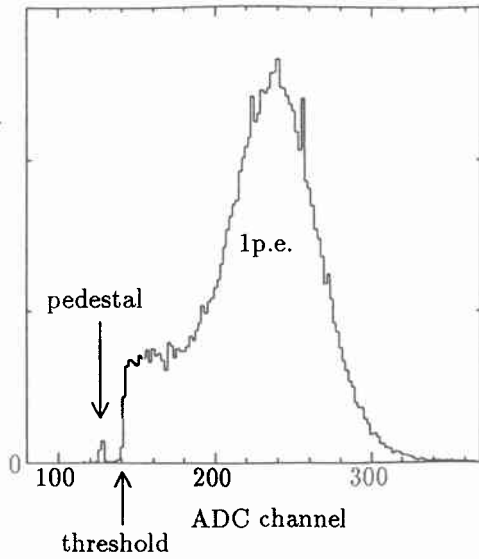


図 2.5 : R3234 における 1 光電子のピーク

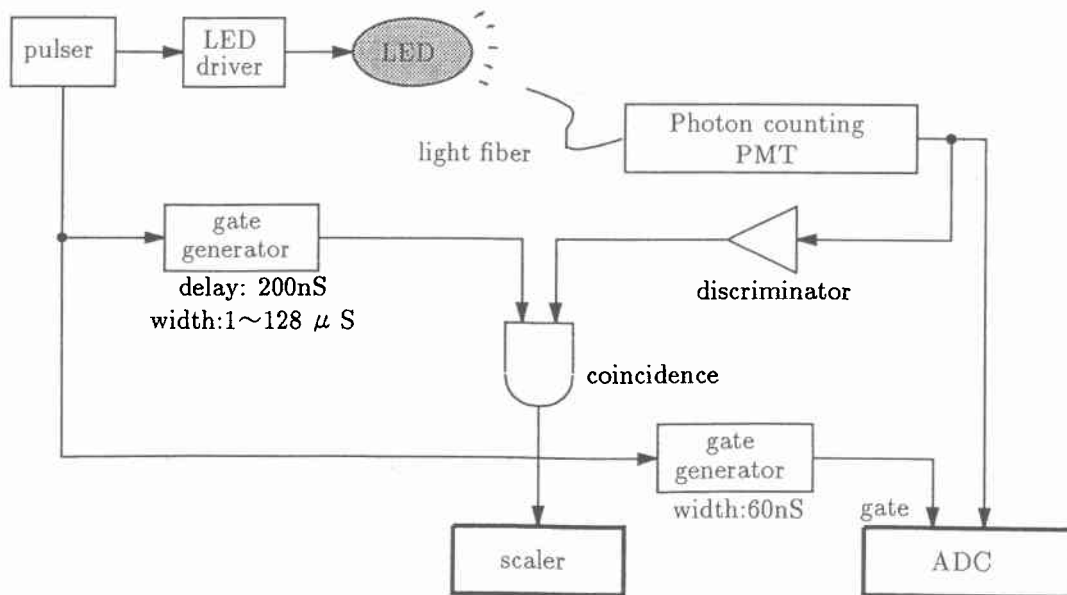


図 2.6 : after-pulse 測定の set up

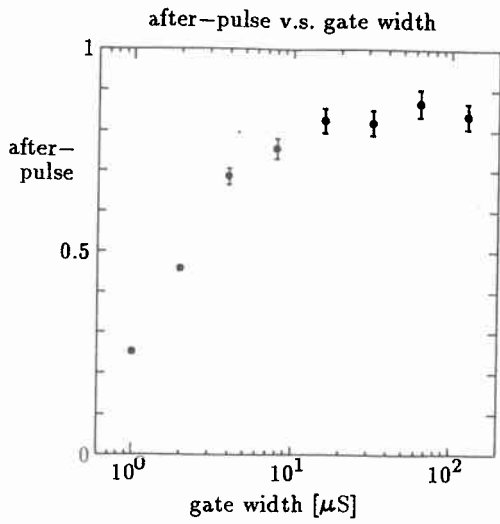


図 2.8 : after-pulse の測定例

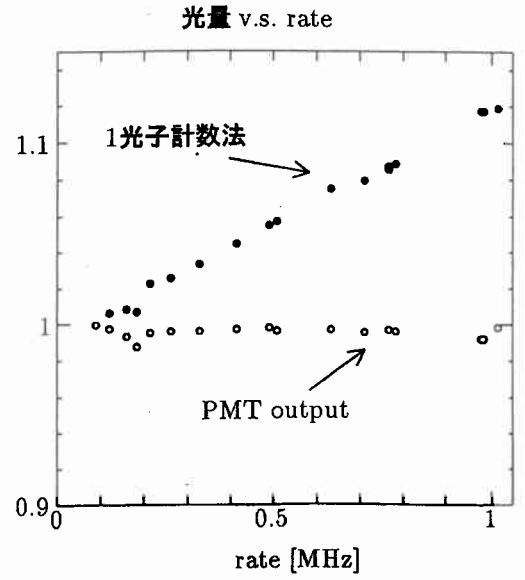


図 2.9 : after-pulse の多い  
光電子増倍管による  
光量測定例

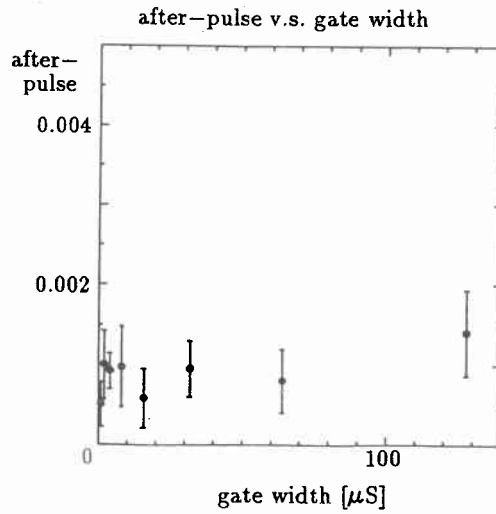
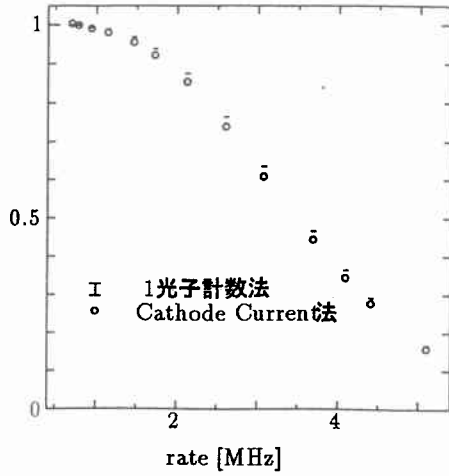


図 2.10 : R3234 における after-pulse の測定結果

catode current, 1光子計数法でみた光量



Cathode current法 v.s. 1光子計数法

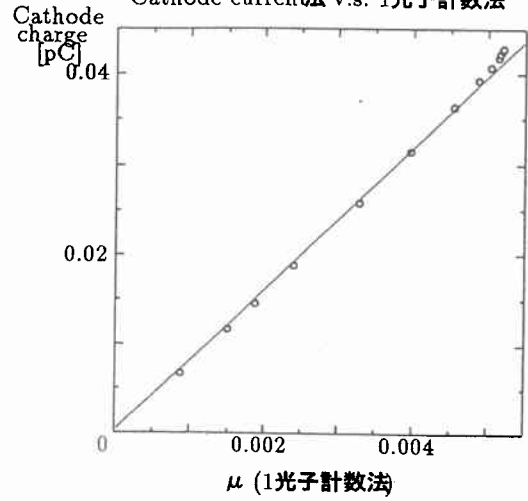
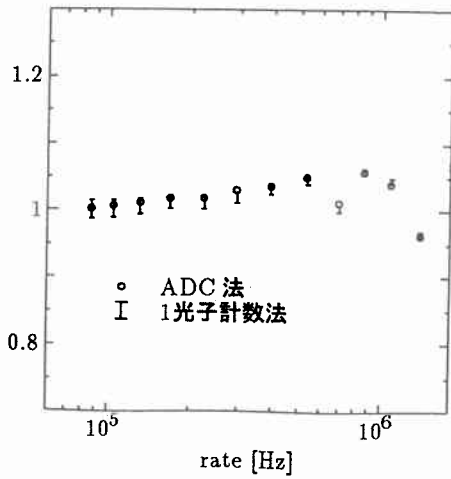


図 2.11 : cathode current 法と 1 光子計数法との比較

ADC、1光子計数法でみた光量



ADC法 / 1光子計数法 v.s. rate

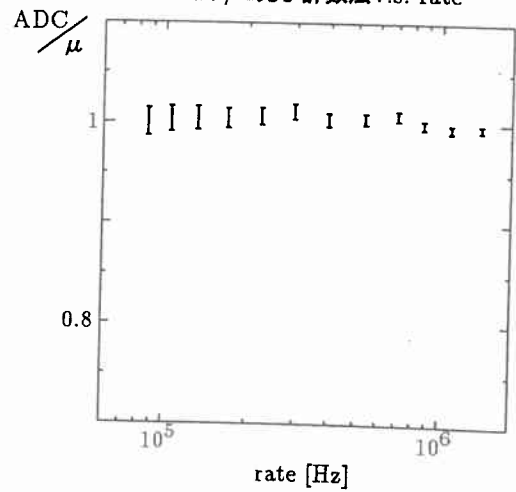


図 2.12 : 1MHz 以下での 1 光子計数法と ADC による測定的一致

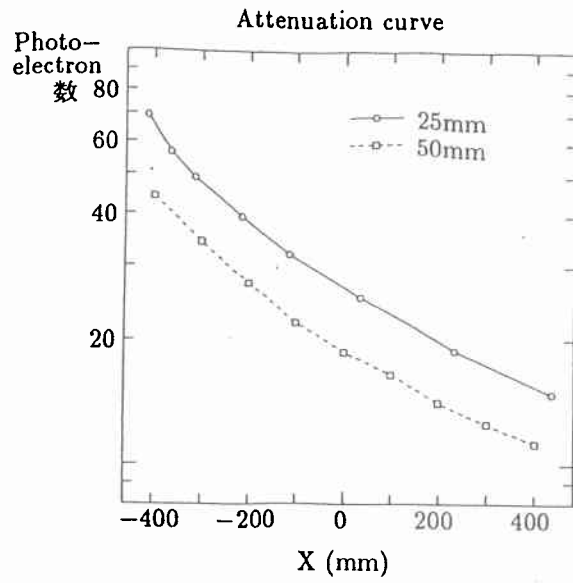
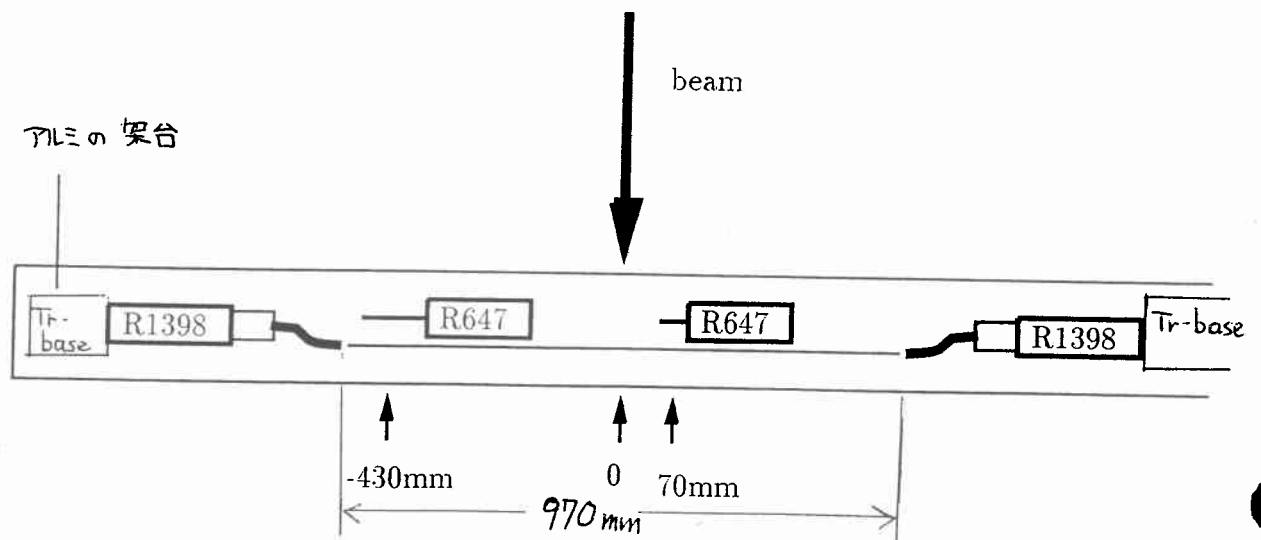


図 3.1 : 25mm 幅、及び 50mm 幅シンチレータの光量の減衰曲線



テストカウンタ取り付け図

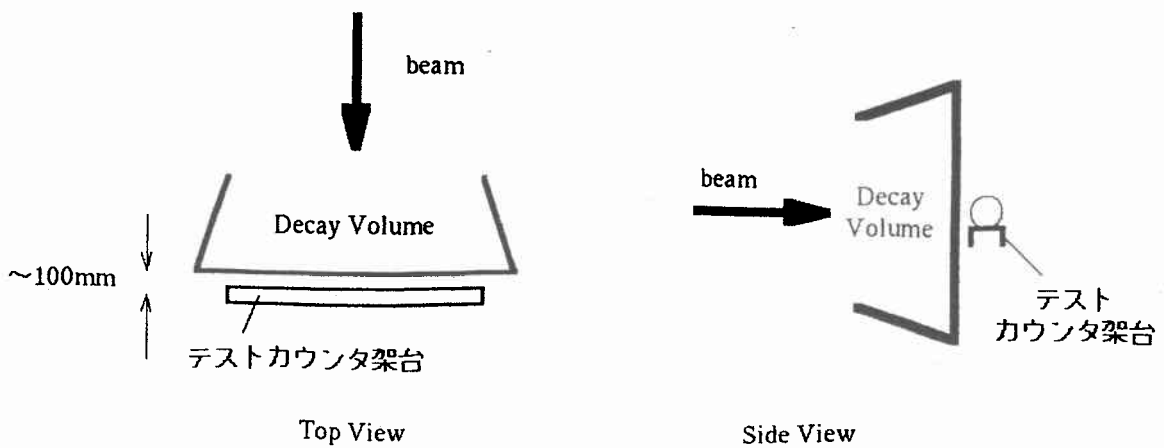


図 3.2 : テストカウンタ、及びテストカウンタの設置図

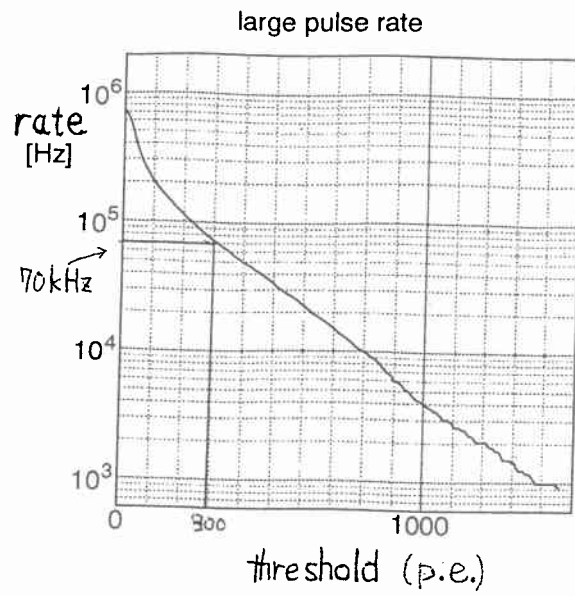


図 3.3 : テストカウンタにより測定された、  
ある threshold を越える シグナルのレート



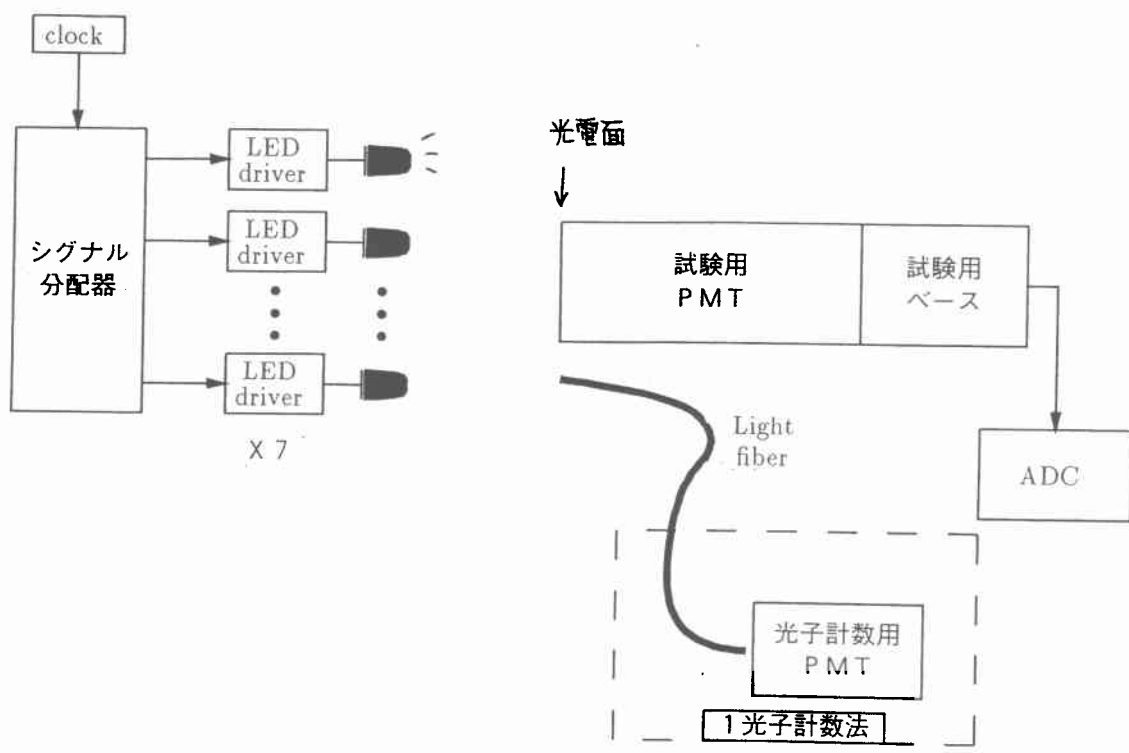


図 3.5 : ベース評価法の set up 図

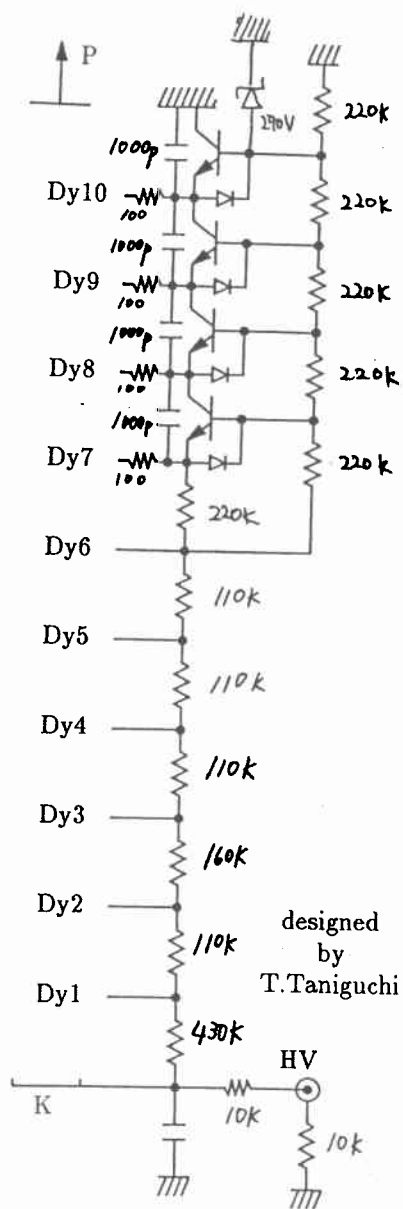


図 3.6 : ベース評価に使用したトランジスタライズドベースの回路図



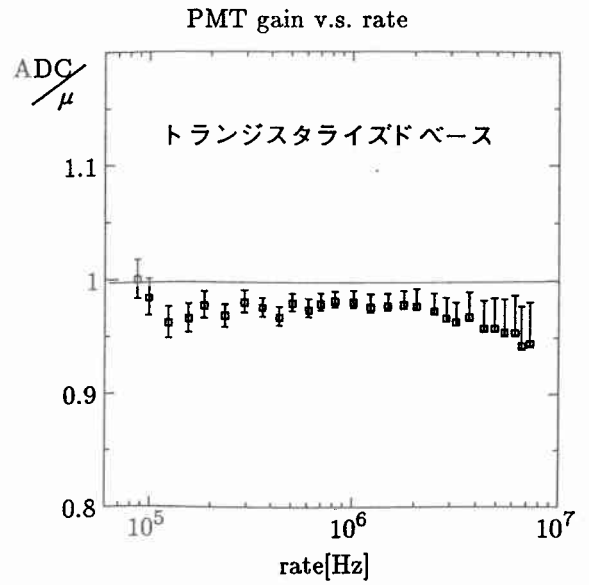
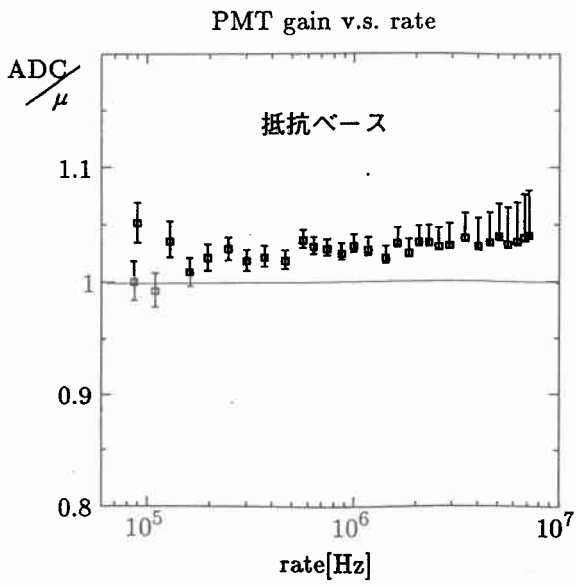


図 3.7 : ゲイン  $\sim 4 \times 10^5$  におけるハイレート特性

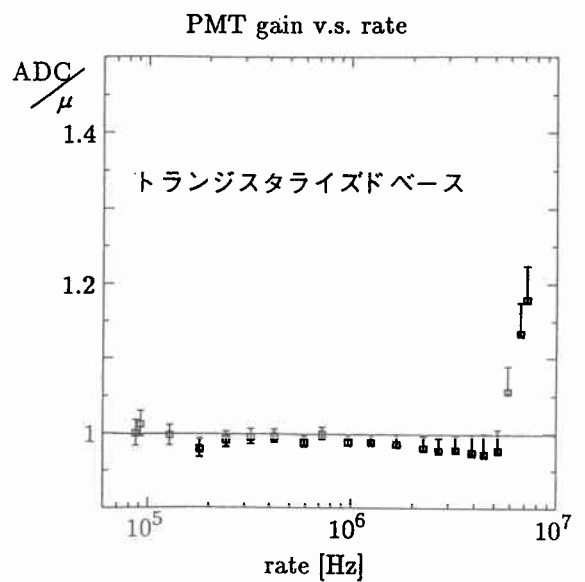
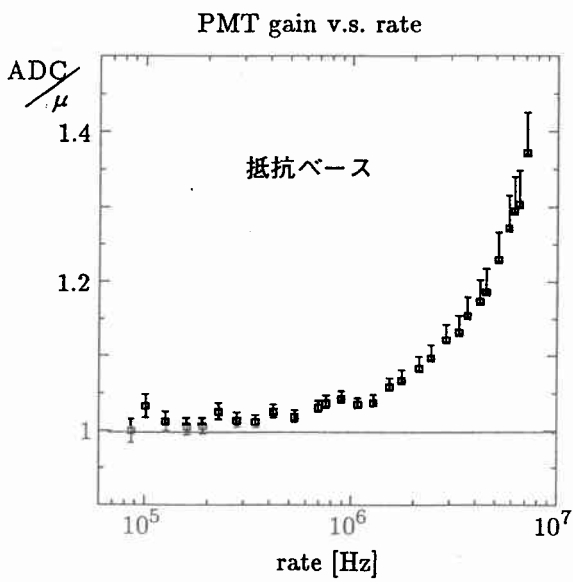


図 3.8 : ゲイン  $\sim 4 \times 10^6$  におけるハイレート特性

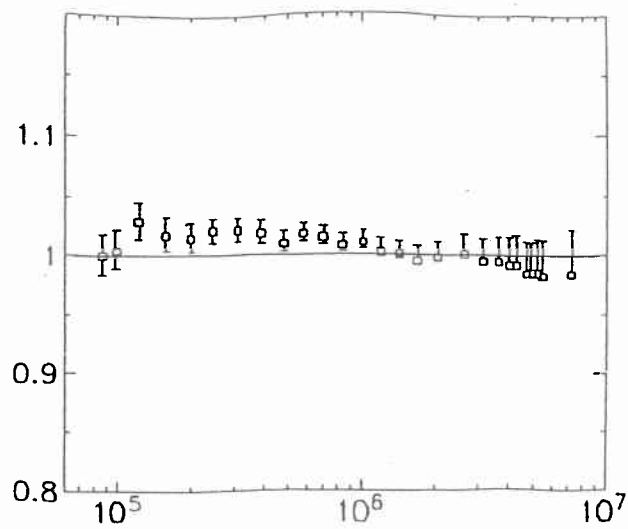


図 3.9 : 2 倍のブリーダー電流を持つトランジスタライズドベースのゲイン  $\sim 4 \times 10^6$  におけるハイレート特性

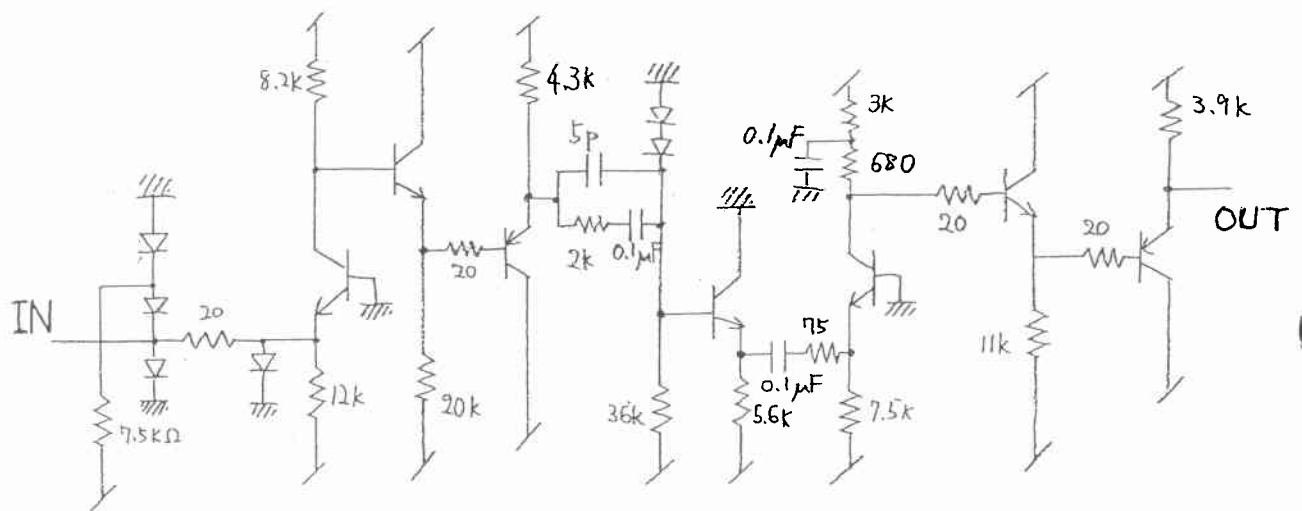


図 3.10 : TC0 に使用されている光電子増倍管用プリアンプの回路図

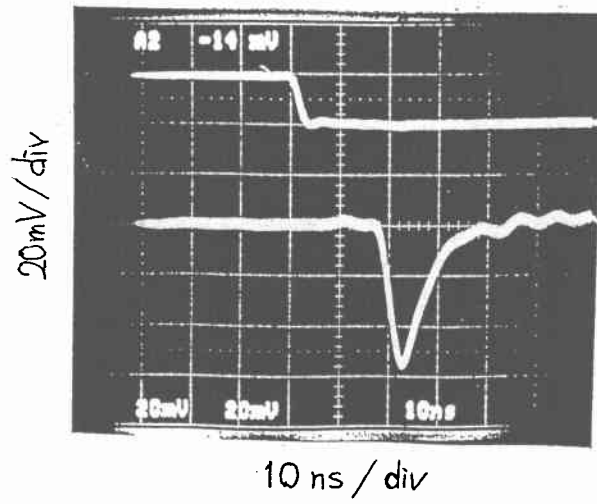


図 3.11 : プリアンプのインパルスレスポンス

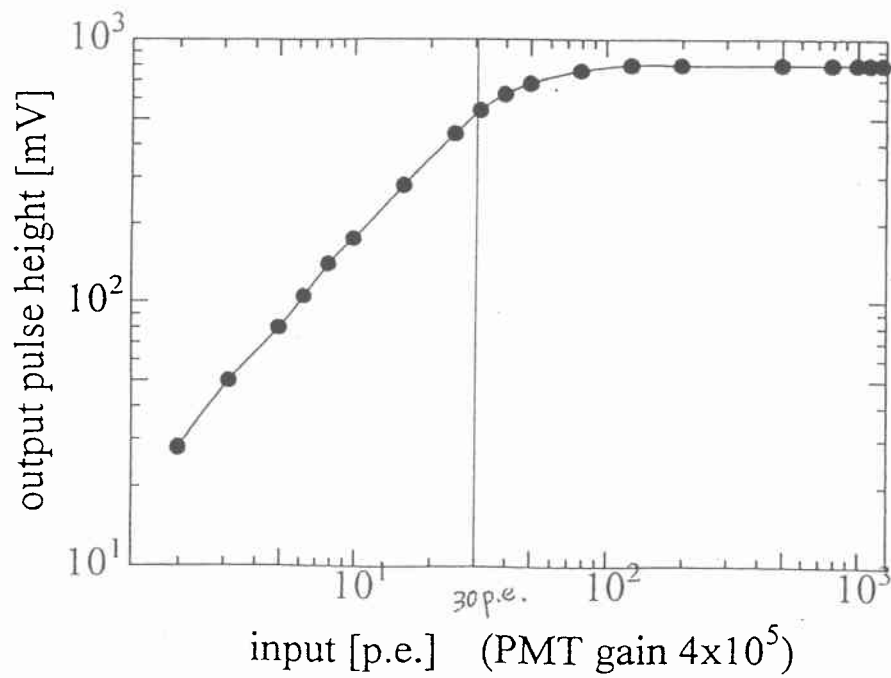


図 3.12 : 入力電荷に対するプリアンプ出力の pulse height

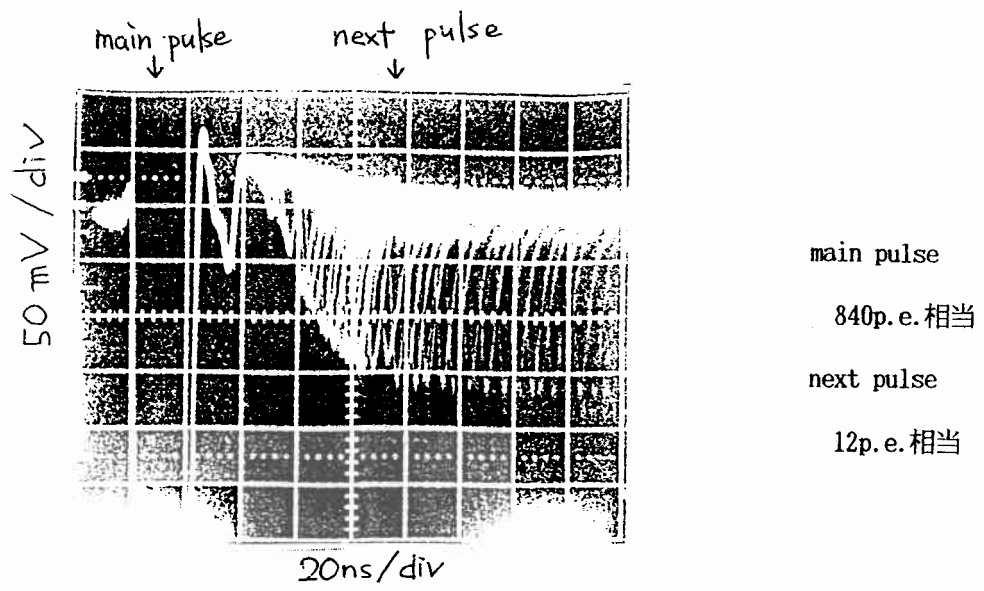


図 3.13 : プリアンプの飽和後の recover time

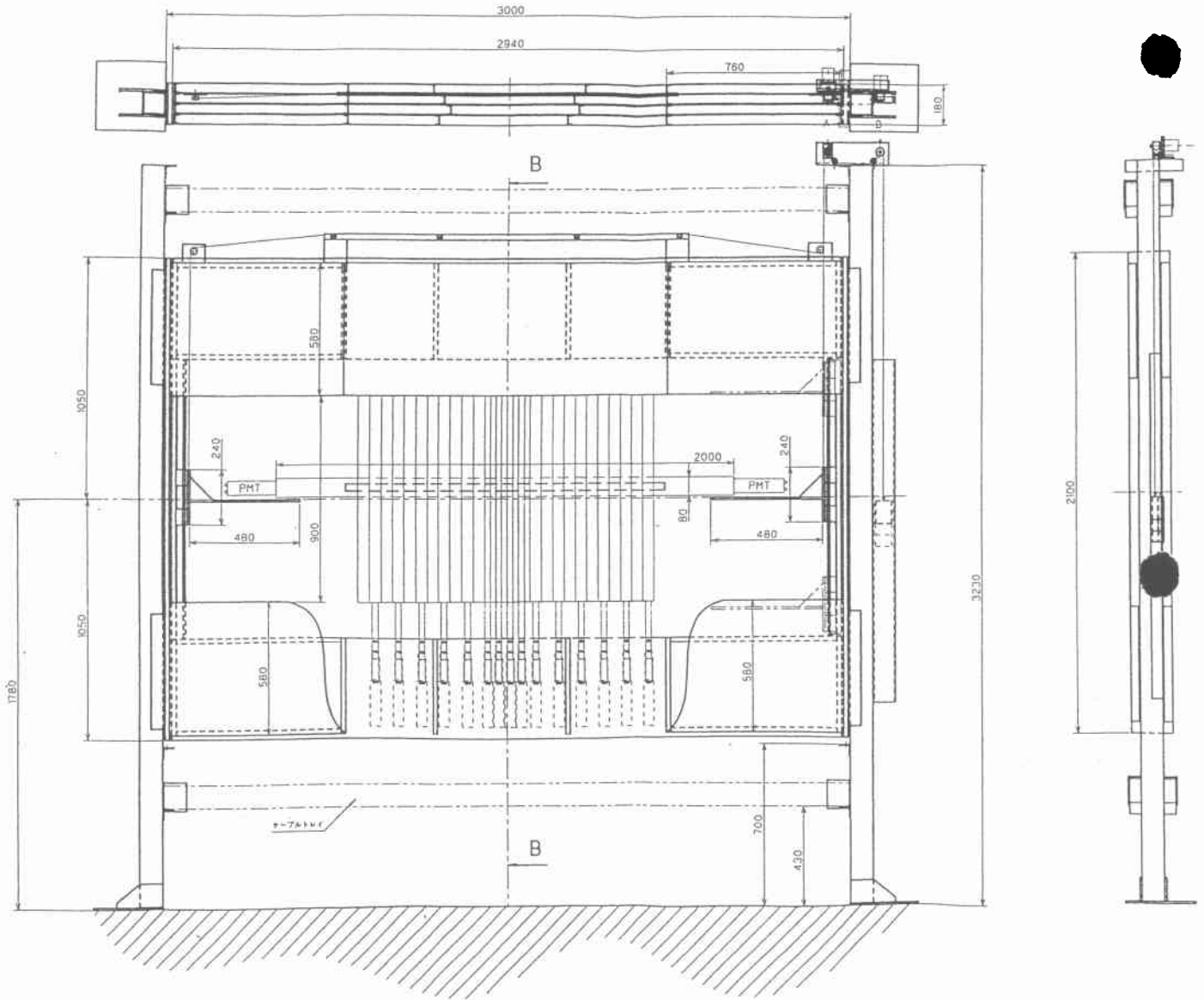


図 3.14 : TC0 正面図

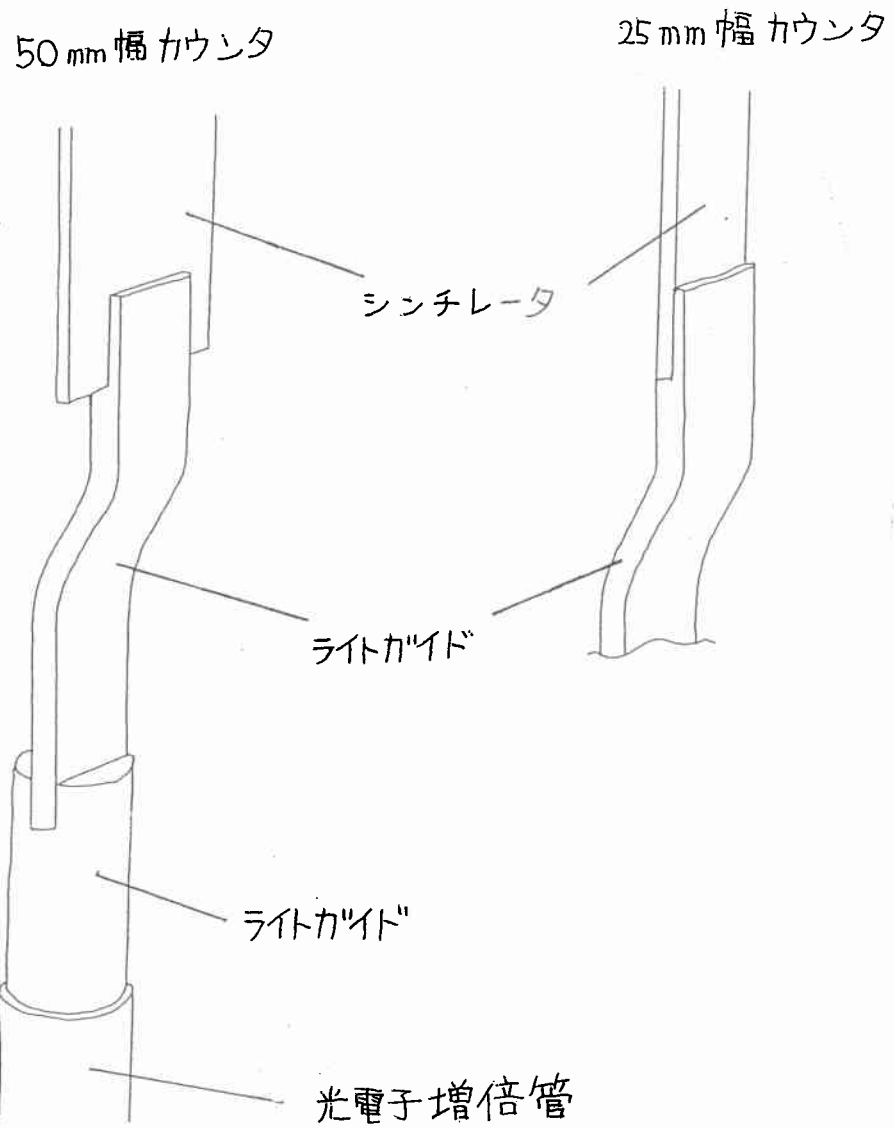


図 3.15 : シンチレータ、ライトガイド、及び光電子増倍管の接着

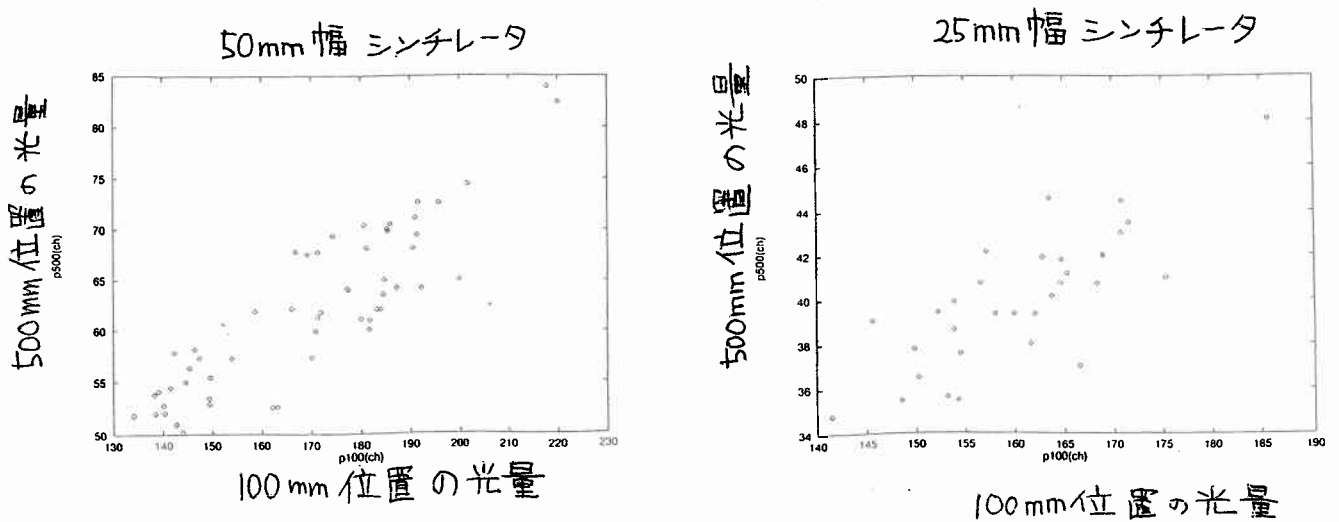


図 3.16 : シンチレータの光量の分布図

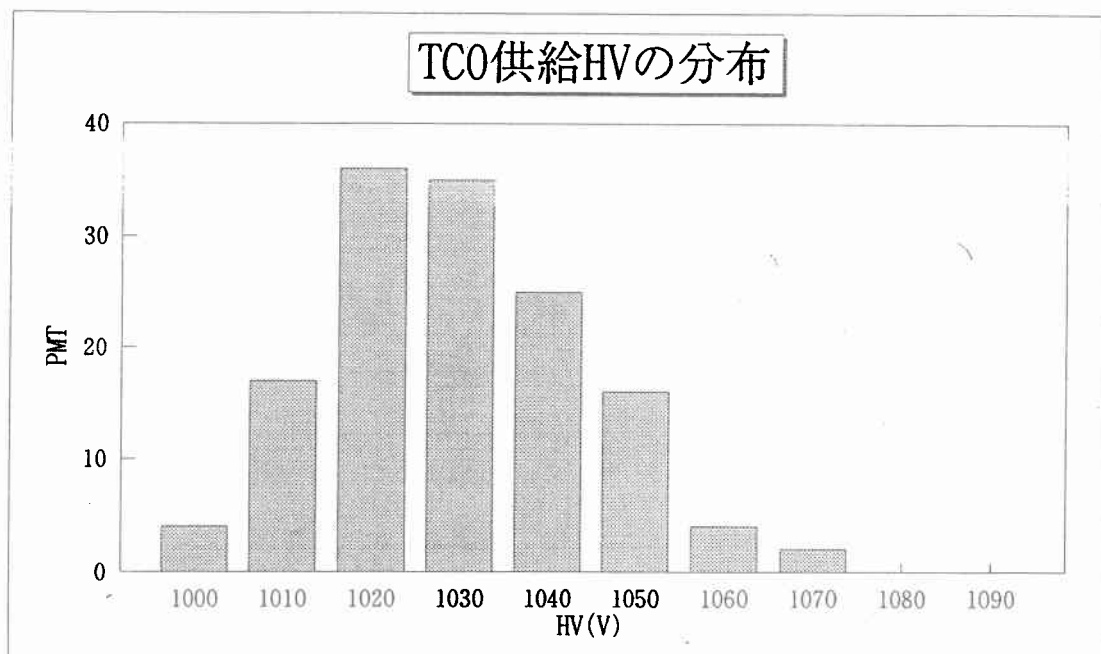


図3. 16b : 光電子増倍管に供給すべき高電圧の分布

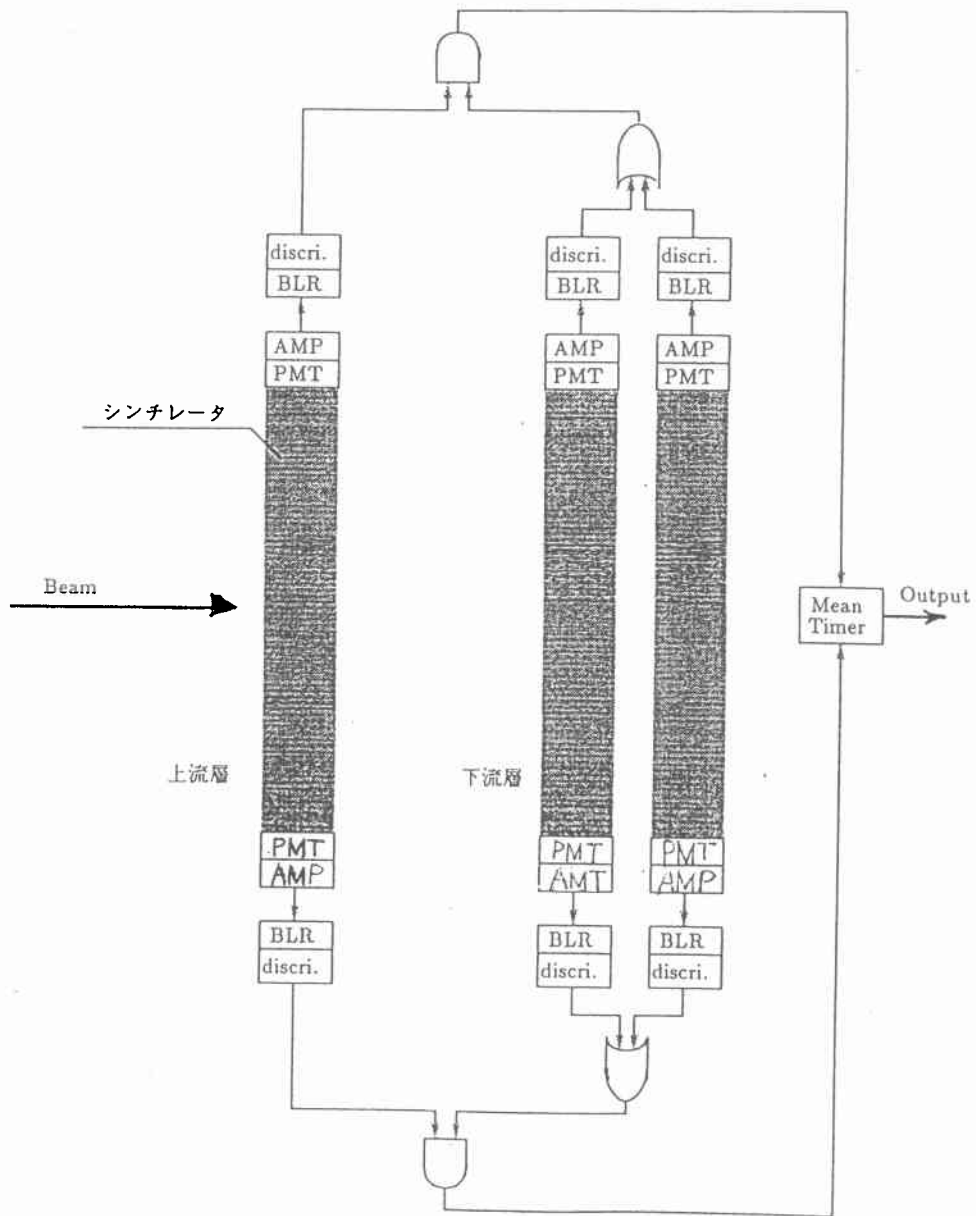


図 3.17 : TC0 の読み出し系の回路

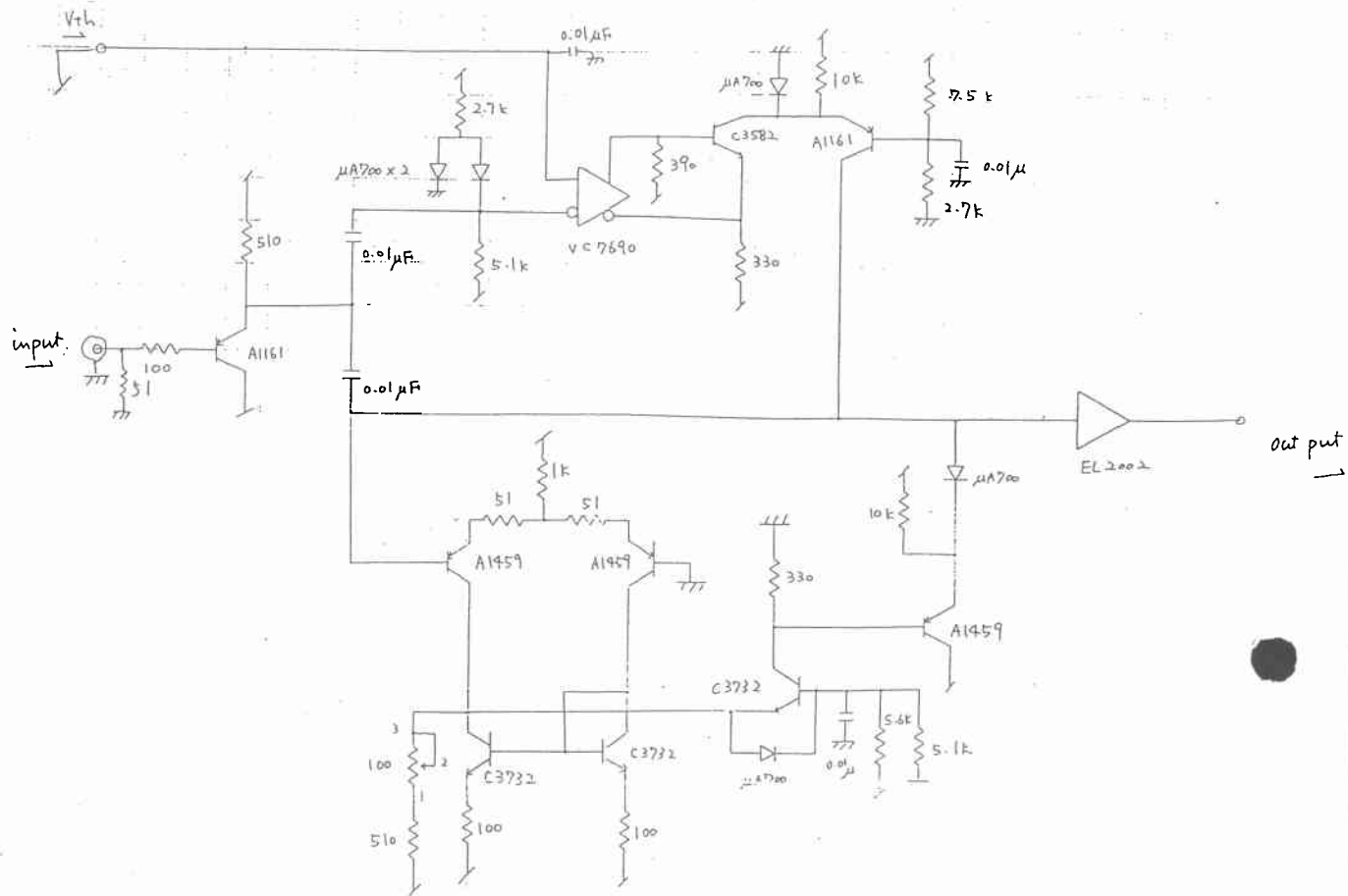
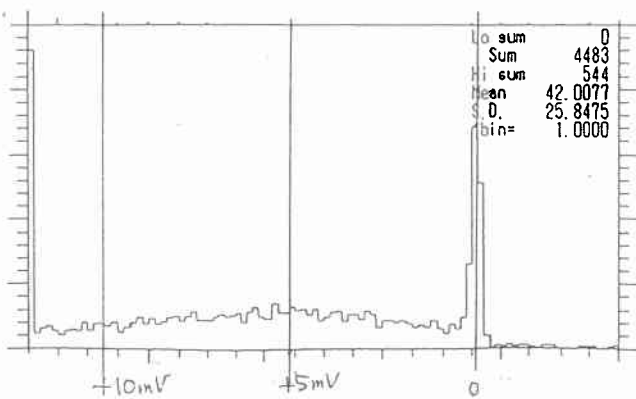


図 3.18 : TC0 に使用したベースラインリストアラー (BLR) の回路図

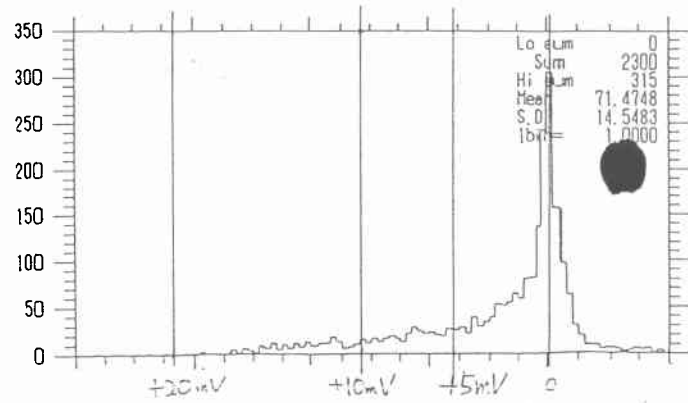
35 15:01:09 no run#



ベースラインシフト

プリアンプ出力

12-DEC-95 14:53:22 no run#



ベースラインシフト

BLR出力

図 3.19 : ビーム中におけるプリアンプ出力と BLR 出力のベースラインの分布



||||| : discriminator 出力の なかったもの

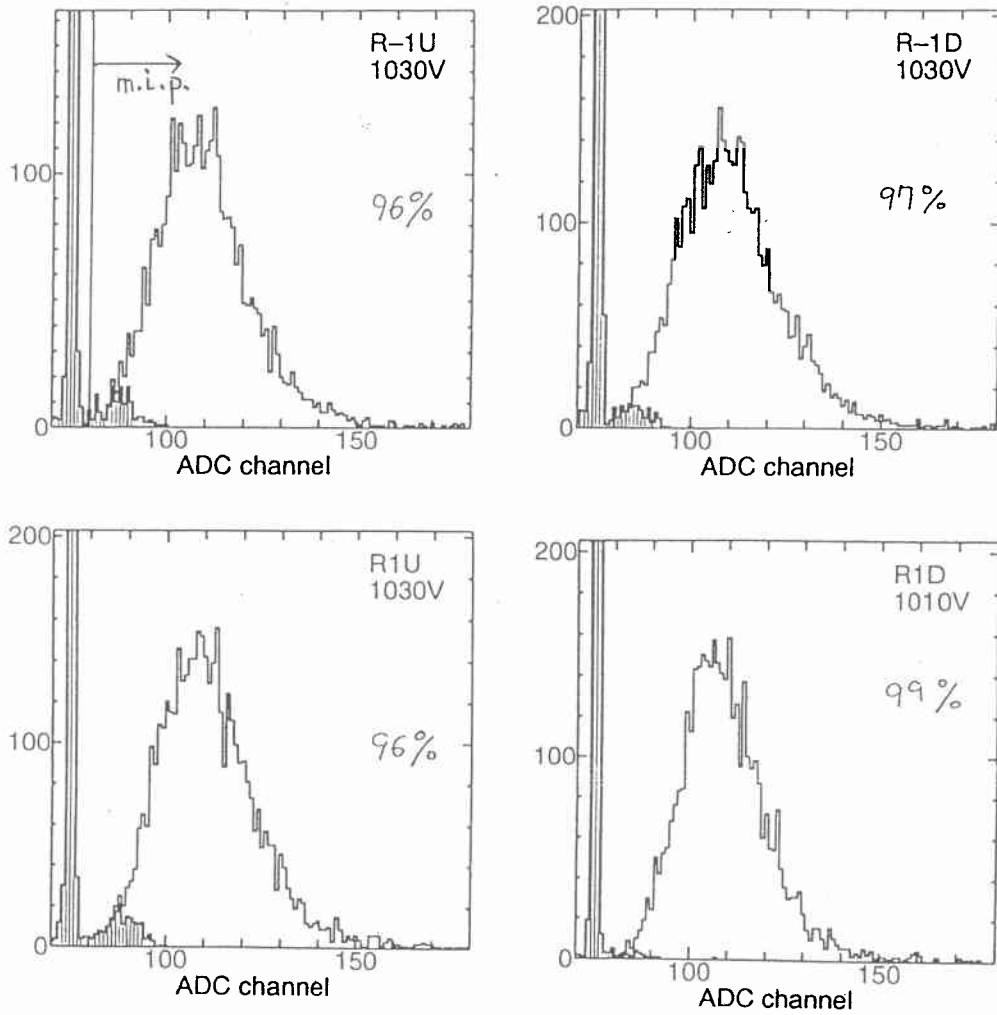


図 3.20 : ゲイン調整後の Minimum Ionizing Particle の分布

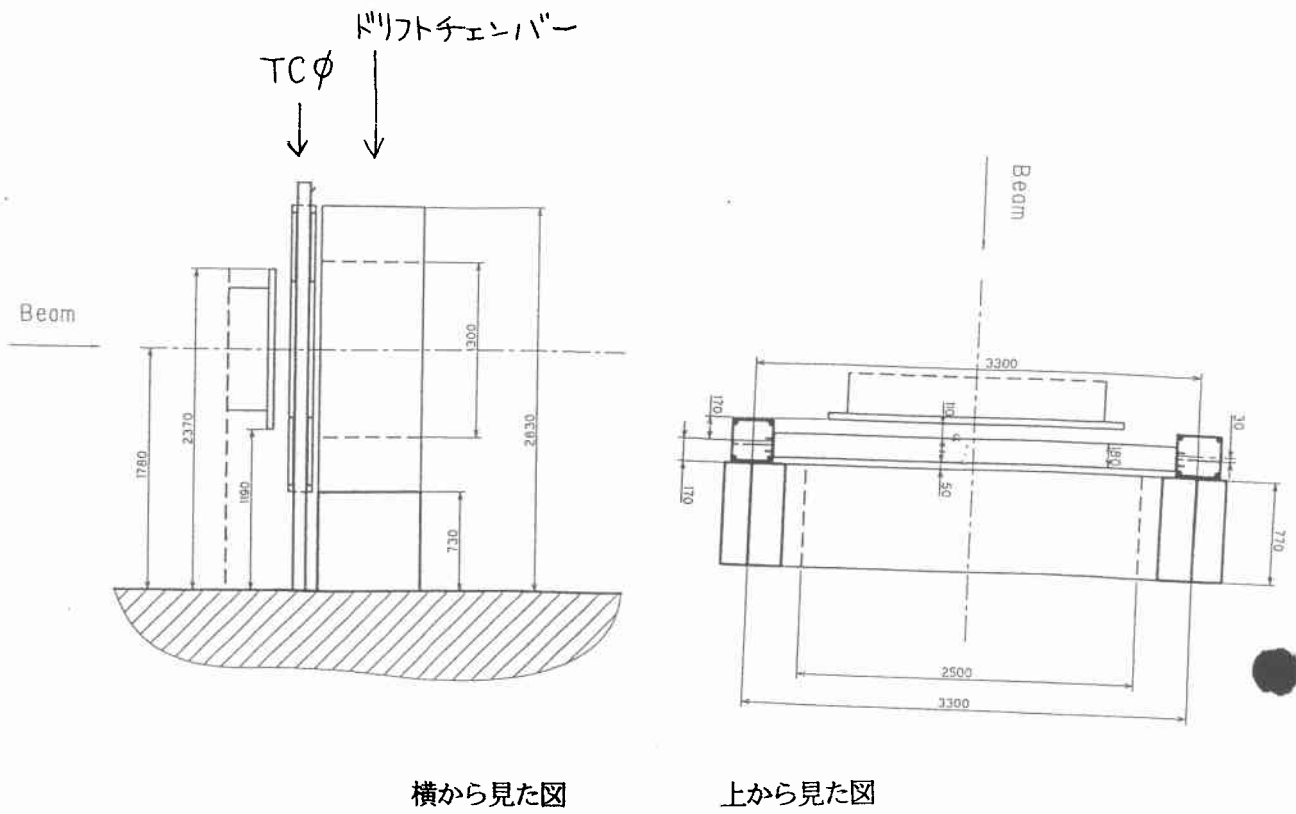


図 4.1 : TC0 の設置図

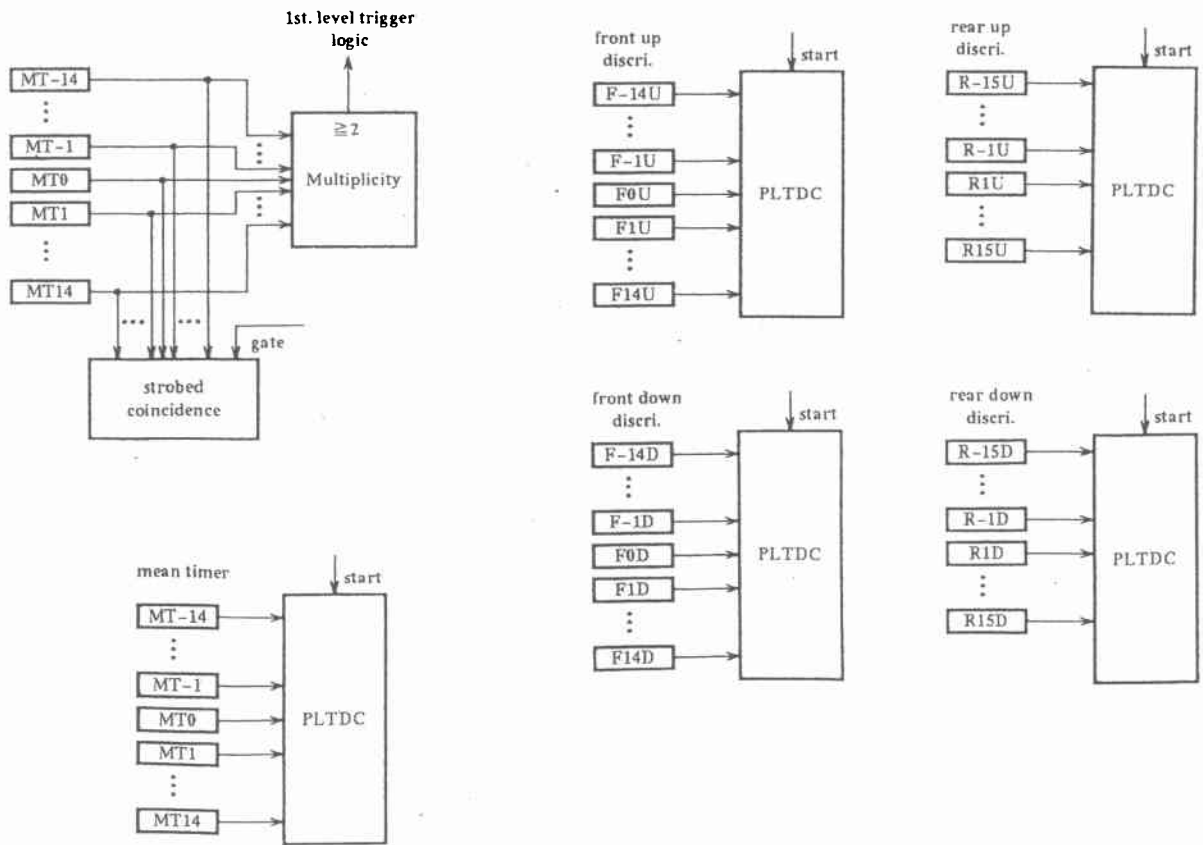


図 4.2 : mean timer より後ろの回路系

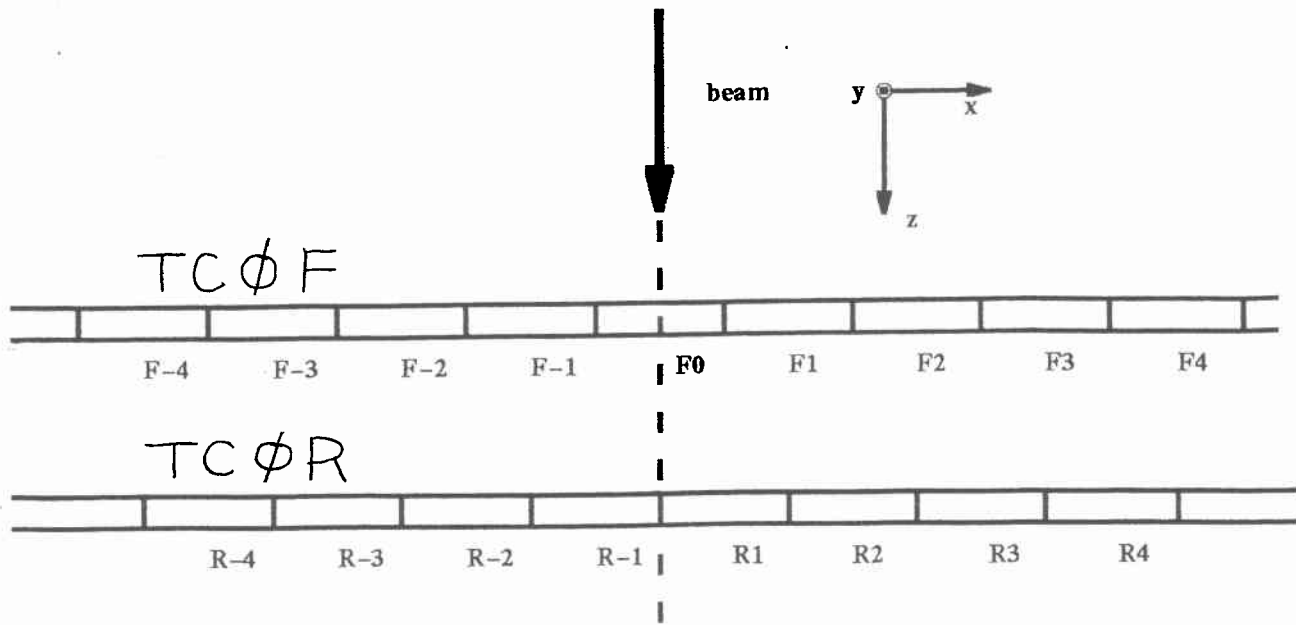
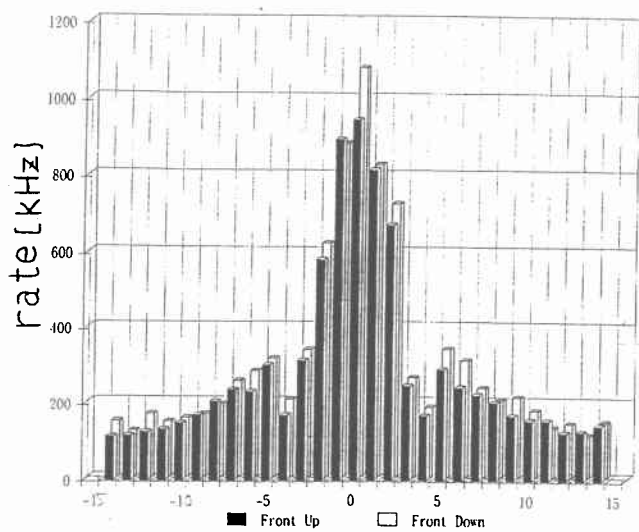
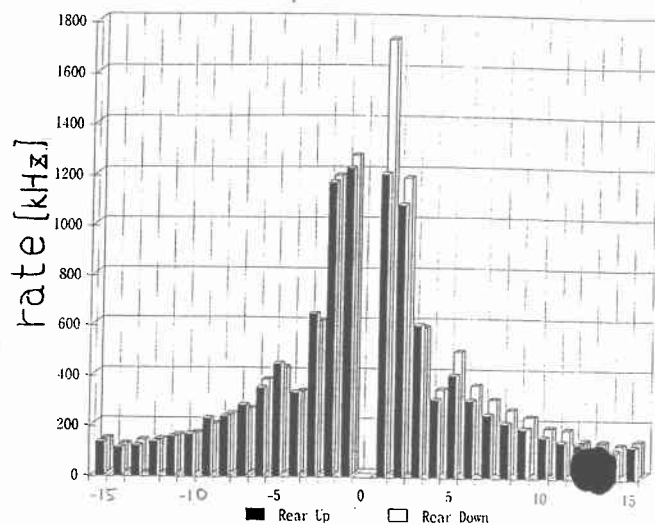


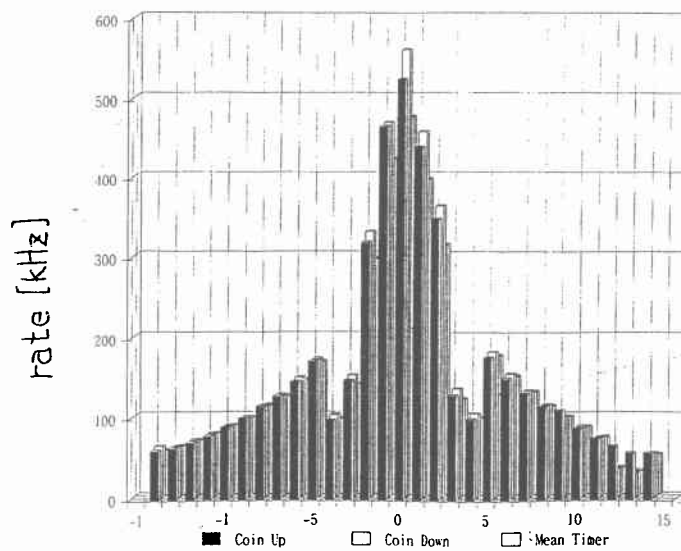
図 4.3 : TC0 カウンタ配置図のビーム中心域拡大図



上流のdiscri. 出力



下流のdiscri. 出力



Mean Timer 及びcoinci.出力

図 4.4 : ビームにおける discriminator 出力、coincidence 出力、mean timer 出力の rate(Cu 60mm target)

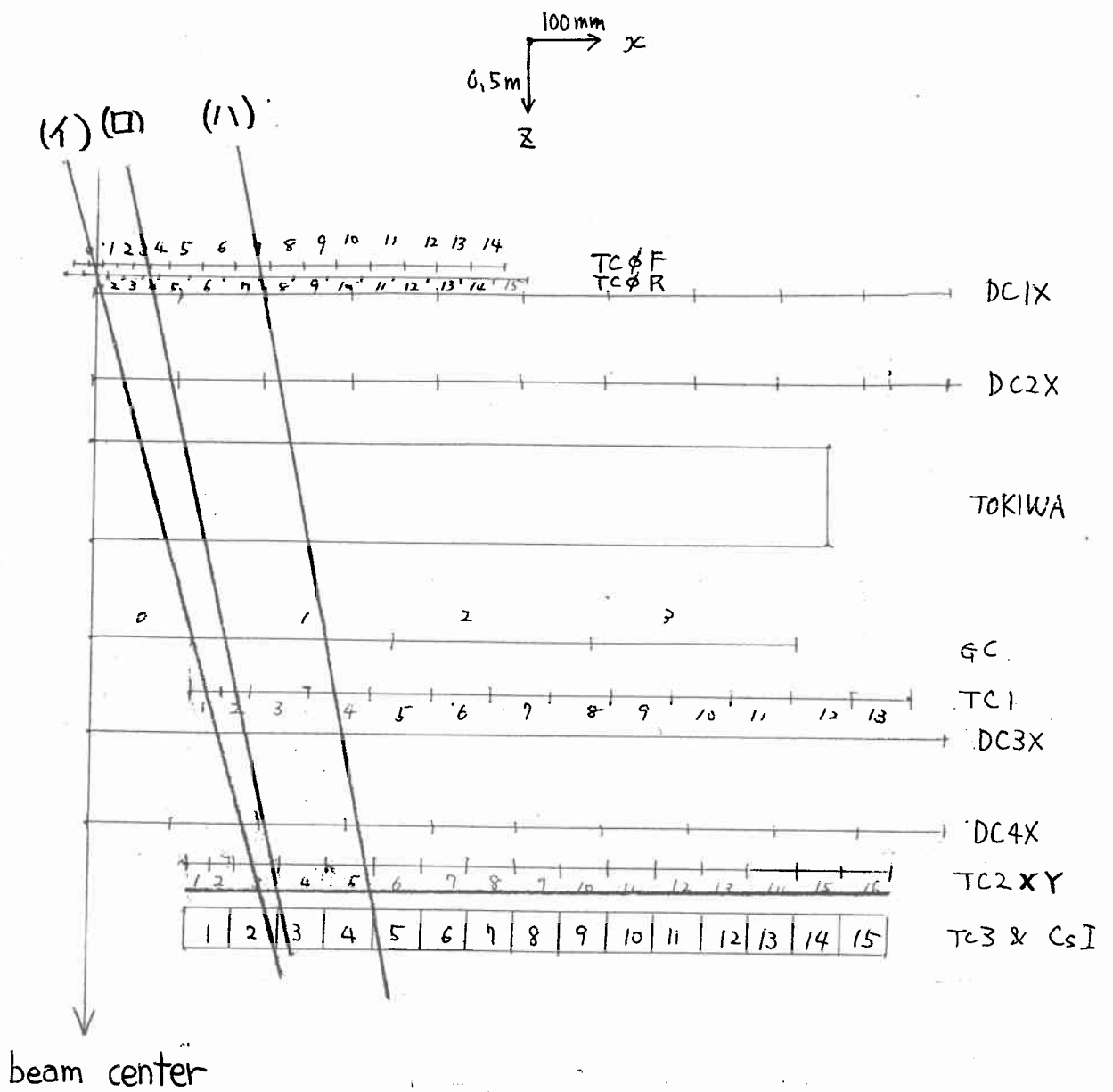


図 4.5 : efficiency 測定のための trigger 条件に想定されたトラック

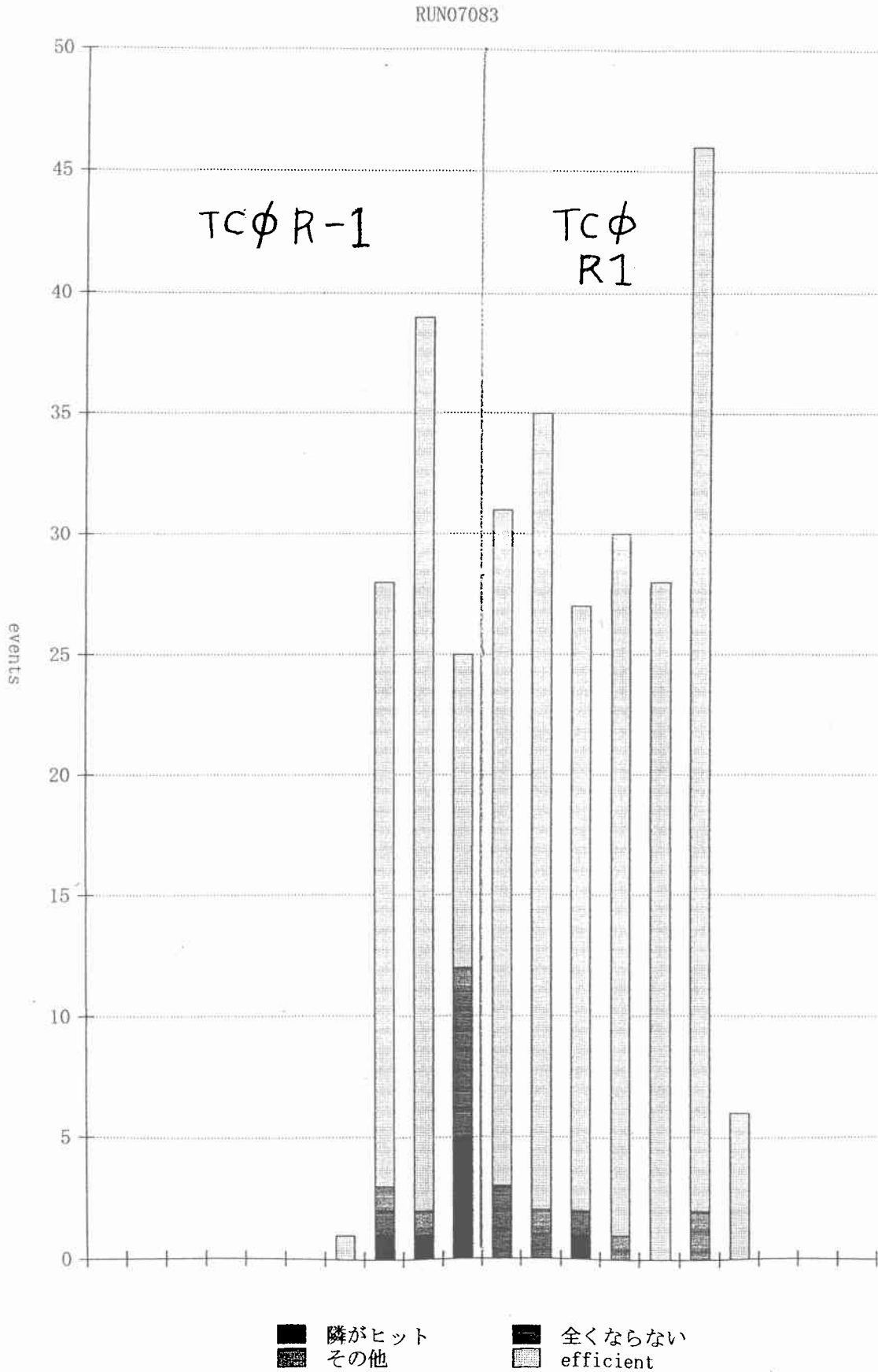


図 4.6: F0(ライン(イ))をトリガーにしたとき、シンチレータ (R-1,R1) 上でのイベントの分布

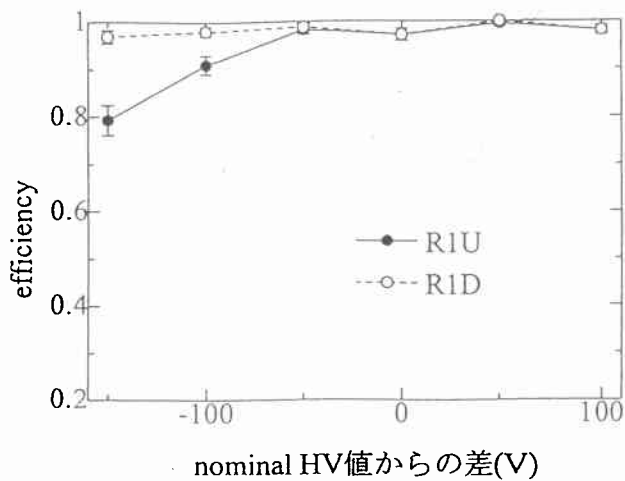
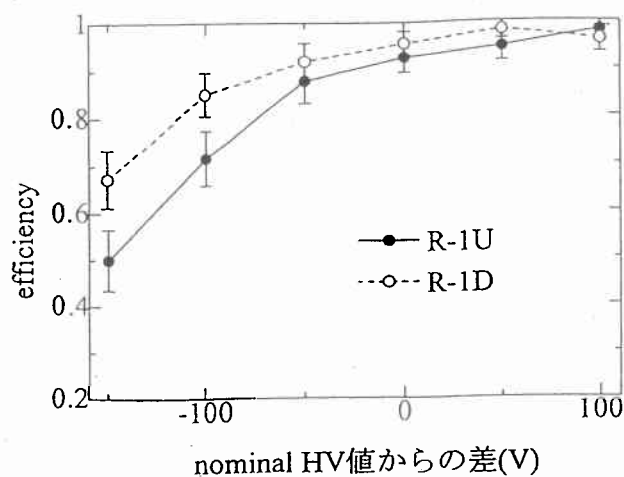


図 4.7 : 標準的なレート (target length: Cu 60mm) での efficiency curve

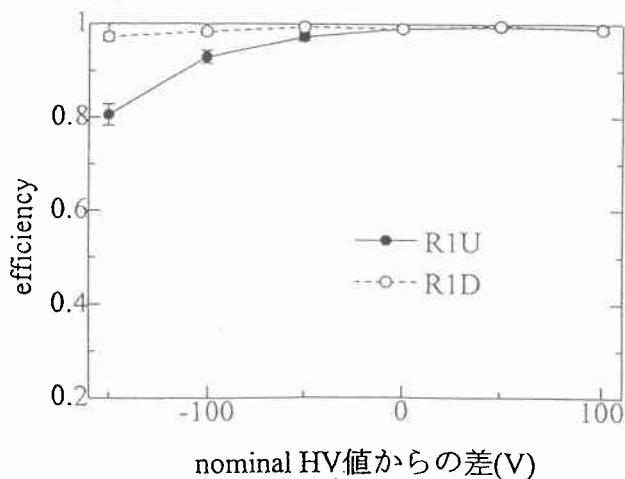
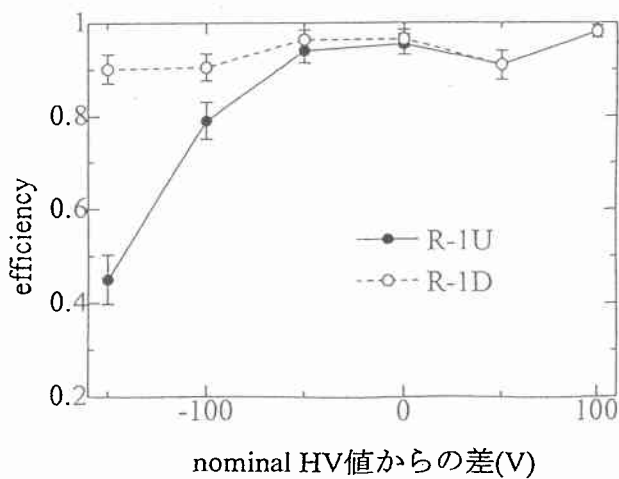


図 4.8 : 約 3 分の 1 のレート (target length: Cu 15mm) での efficiency curve

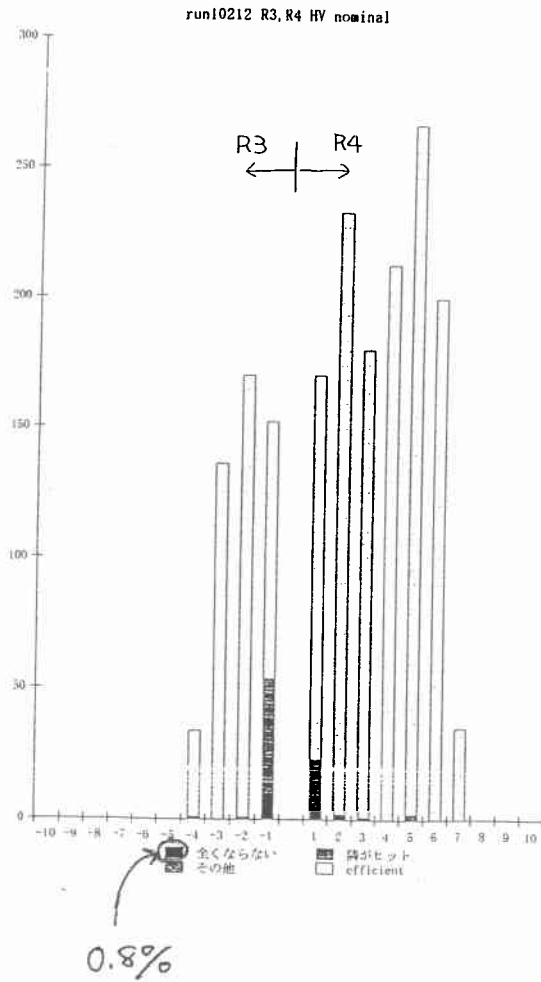
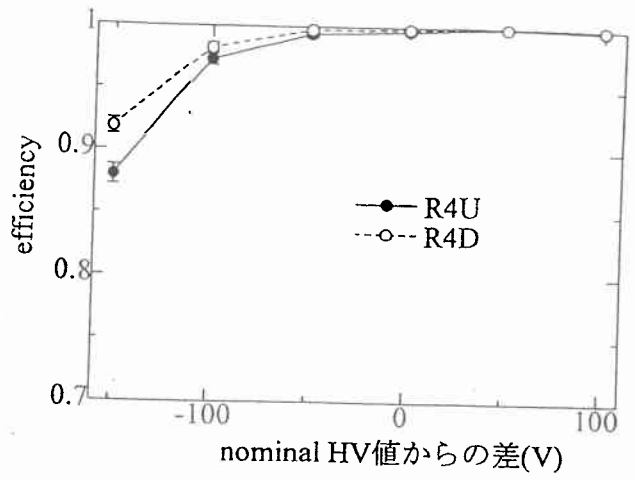
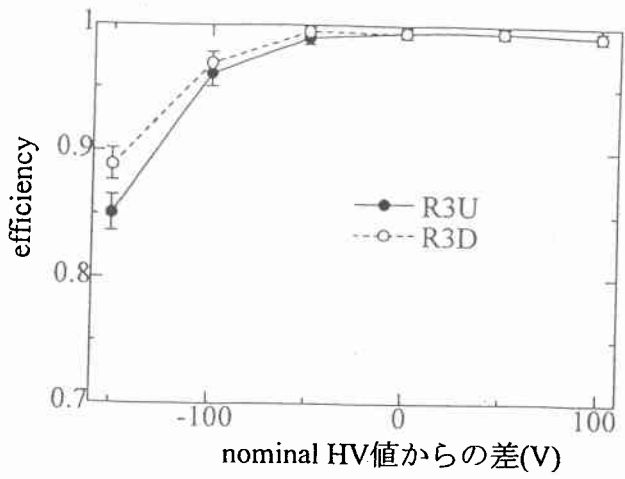


図 4.9 : R3,R4 における efficiency curve とイベント分布図



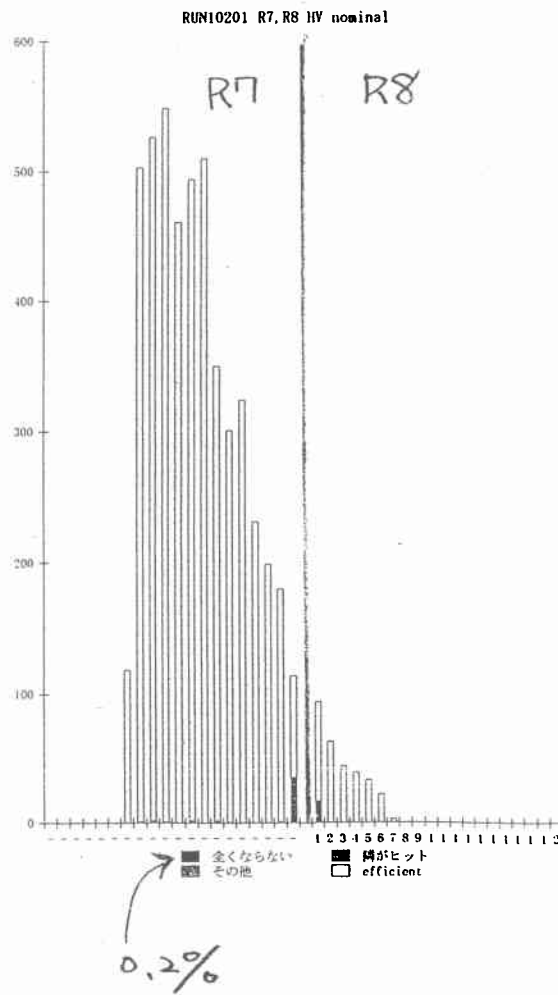
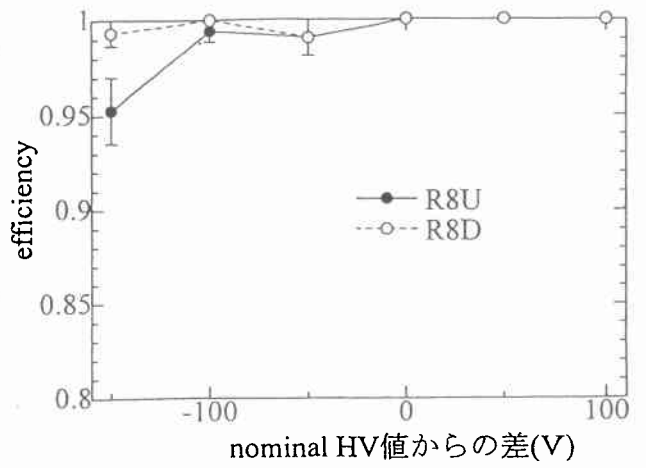
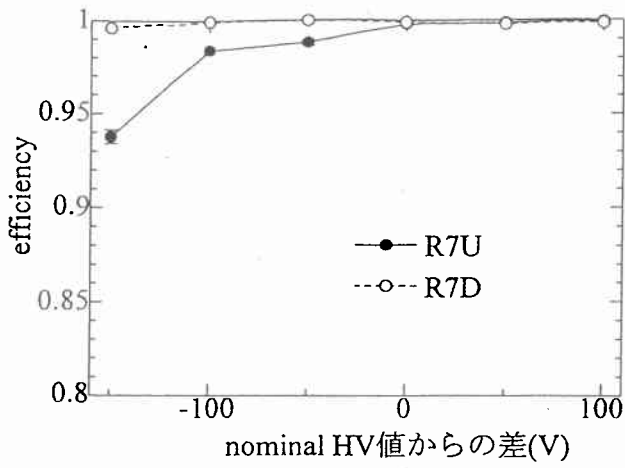
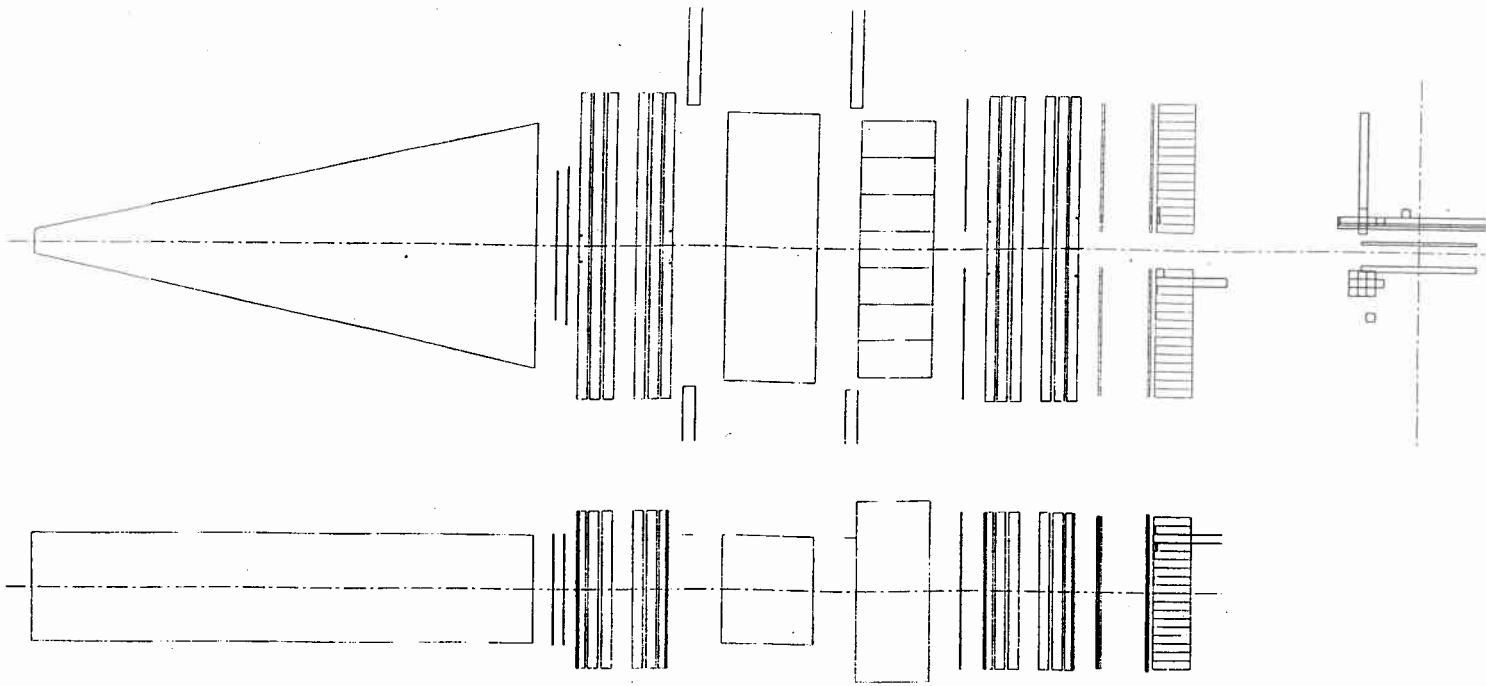


図 4.10 : R7,R8 における efficiency curve とイベント分布図



Run = 10212 : 1995-12-10 22:3:8 : TC0 Eff (+3) HV: +0V Spill = 1 Event = 9 ( Seq = 9 ) [ 2020 ]

CP Event Display ( Version 3.0 ) Jun-1996

図 4.11 : F3(ライン (口)) をトリガーにしたときの event display

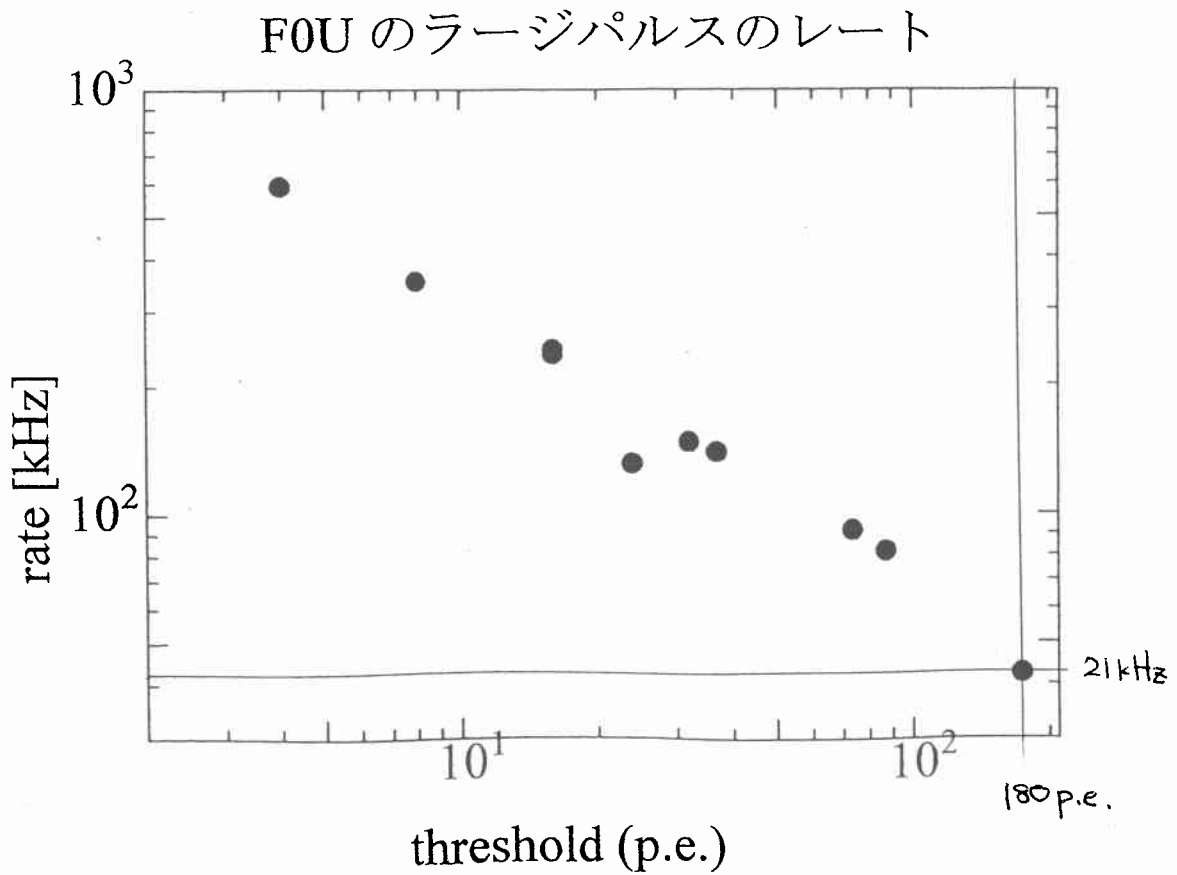


図 4.12 : ビーム中で測定された FOU における、ある threshold を越えるパルスのレート (target length Cu 15mm)