修士論文

K２K長基線ニュートリノ振動実験

シンチレータトラッカーにおける読み出し用エレクトロニクスの開発

京都大学大学院理学研究科 物理学・宇宙物理学専攻
物理学第二教室 高エネルギー物理学研究室

山本 真平

2003 年 1 月 30 日

Abstract

本論文は、K2K 長基線ニュートリノ振動実験において我々があらたな前置検出器として導入するシンチレータトラッカーのための読み出し用エレクトロニクスの開発に関するものである。

K2K は、ニュートリノが質量を持つときにおこるフレーバー間の混合現象であるニュートリノ振動の検証を目的とした実験である。高エネルギー加速器研究機構 (KEK)12GeV 陽子シンクロトロンを用いて純粋な ν_μ ビームを生成し、KEK 内に設置された前置検出器、また KEK から 250km 離れた Super-Kamiokande(SK) にてニュートリノエネルギースペクトルの測定を行う。ニュートリノ振動がある場合、

$$P(\nu_\mu \to \nu_\mu) = 1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \left(1.27\Delta m^2[\mathrm{eV}^2]\frac{L[\mathrm{km}]}{E[\mathrm{GeV}]}\right)$$

にて記述される振動確率によって前置検出器での観測に比べて SK で観測されるエネルギースペクトルに歪みが見えることが期待され、この検証のためには前置検出器での精密なスペクトル測定が求められる。現在の K2K の振動パラメータに対する解析結果は $\Delta m^2 = 1.5 \sim 3.9 \times 10^{-3}[\mathrm{eV}^2],\ sin^2 2\theta = 1.0$ 、また 99%C.L. でニュートリノ振動を示唆している。われわれの目標はニュートリノ振動の確立、また振動パラメータの精密測定であり、そのためには上記の振動パラメータから期待される、振動に対して感度の高い 0.6GeV 付近の低エネルギーニュートリノの精密測定が必要である。さらにニュートリノエネルギー再構成には荷電カレント準弾性散乱反応 $n + \nu_\mu \to p + \mu^-$ を用いるが、その事象観測のバックグラウンドとなる π 生成反応等の詳細な研究が必要である。

我々はこのような動機のもと、新たな前置検出器としてシンチレータトラッカーを開発した。検出器は低エネルギー粒子の検出効率を上げるためにファインセグメント化され、かつ不感領域がない。このシグナル読み出しには波長変換ファイバー、また光検出器としては 64ch マルチアノード光電子増倍管を用いる。

わたしはこのシンチレータトラッカーにおける読み出し用エレクトロニクスを開発した。まず 64ch マルチアノード光電子増倍管の性能評価を行い、我々の検出器における粒子識別のために必要とされるパルスリニアリティの要請から 5×10^5 という幾分低いゲインでの動作が必要なことが分かった。その信号読み出しのための増幅回路、また 15,000 という膨大なチャンネル数を有するのでデータのシリアル読み出しが課題である。これに対し、VA/TA というアナログマルチプレクス機能をもった ASIC を用いたマルチアノード読み出し用フロントエンドボード、また VA/TA の読み出しシーケンス制御およびその信号読み出しのための VME モジュールを開発した。検出器性能を得るための読み出し系に課せられる要求は 1 photoelectron(p.e.) $\sim \mathcal{O}(100)$ までのシグナル検出能力であるが、この読み出し系の評価に対して 300p.e. 相当の入力に対し 5%のノンリニアリティ、また 0.3p.e. 相当のノイズレベル (7p.e. の MIP シグナルに対して S/N 比は 23) という結果を得た。またシンチレータトラッカーの検出器構成上セルフトリガーでの動作が必要であり、読み出し系に対しては高いトリガー検出効率が求められるが、これに対しては 0.4p.e. 相当の入力シグナルからトリガー検出可能という結果である。

本研究にて開発したエレクトロニクスは新検出器の読み出しのためみならず、マルチアノード光電子増倍管の新たな読み出し手法を確立したといえる。

Contents

1 ニュートリノとその振動 **7**
- 1.1 ニュートリノの発見とその歴史 . . . 7
- 1.2 ニュートリノ振動とその物理的背景 . . . 8
- 1.3 ニュートリノ振動の実験的検証 . . . 10
  - 1.3.1 Super-Kamiokande における大気ニュートリノ観測 . . . 10
  - 1.3.2 その他の振動検証実験 . . . 13

2 K2K 長基線ニュートリノ振動実験 **15**
- 2.1 実験概要および測定原理 . . . 15
  - 2.1.1 ニュートリノ反応カテゴリ . . . 15
  - 2.1.2 振動パラメータの測定原理 . . . 17
- 2.2 ニュートリノビームライン . . . 18
  - 2.2.1 電磁ホーンシステム . . . 18
  - 2.2.2 PIMON – π 中間子モニター – . . . 18
  - 2.2.3 MUMON – ミューオンモニター – . . . 19
- 2.3 前置検出器 . . . 21
  - 2.3.1 1kt 水チェレンコフ検出器 . . . 21
  - 2.3.2 SciFi – シンチレーションファイバー検出器 – . . . 21
  - 2.3.3 LG – 鉛ガラスカロリメータ – . . . 22
  - 2.3.4 MRD – ミューオンレンジ検出器 – . . . 22
- 2.4 後置検出器 – Super-Kamiokande– . . . 22
- 2.5 解析結果 . . . 23

3 全感知型シンチレータ飛跡検出器の導入 **29**
- 3.1 動機 . . . 29
- 3.2 検出器の概要 . . . 30
- 3.3 本検出器での研究 . . . 32
- 3.4 実験スケジュール . . . 32

4 シンチレータトラッカーの読み出し系 **33**
- 4.1 シンチレータトラッカーにおけるシグナルの読み出し . . . 33
- 4.2 本論文での研究 . . . 34

5 8×8 マルチアノード光電子増倍管 **37**
- 5.1 H7546 . . . 37
- 5.2 光検出器に課せられる要求 . . . 38

5.3 テストセットアップの構成 . . . 39
5.4 ゲイン曲線およびダークカレント . . . 41
5.5 パルスリニアリティ . . . 41
5.6 クロストーク率 . . . 45
5.6.1 ファイバー径の仕様の決定 . . . 46
5.7 チャンネルユニフォーミティ . . . 49
5.8 時間分解能 . . . 51
5.9 考察およびまとめ . . . 51

6 VA/TA フロントエンドエレクトロニクスの開発 55
6.1 VA32_HDR11+TA32CG . . . 55
6.2 VA/TA の入出力信号およびバイアスパラメータ . . . 57
6.2.1 入出力信号リスト . . . 57
6.2.2 バイアスパラメータのリスト . . . 57
6.3 VA/TA の読み出し原理 . . . 59
6.4 VA32_HDR11+TA32CG の性能評価 . . . 63
6.4.1 VA/TA プロトタイプフロントエンドボード . . . 63
6.4.2 VA/TA フロントエンドエレクトロニクスに課せられる要求 . . . 63
6.4.3 VA のチャンネル間クロストーク . . . 65
6.4.4 MAPMT と VA の結合形態に関する考察 . . . 65
6.4.5 TA の時間分解能 . . . 67
6.4.6 トリガー検出についての考察 . . . 67
6.5 VA/TA プロトタイプフロントエンドボードを用いたビームテストでの動作評価 70
6.5.1 テストセットアップ、トリガーロジック . . . 70
6.5.2 VA による読み出しと charge sensitive ADC によるものとの比較 . . . 71
6.5.3 ノイズについての評価 . . . 72
6.6 結論 . . . 76

7 VA/TA フロントエンド読み出し用 DAQ module の開発 79
7.1 本章の概要 . . . 79
7.2 DAQ module の概要、構成 . . . 80
7.3 DAQ module によるシーケンス制御 . . . 82
7.3.1 normal-mode の動作 . . . 82
7.3.2 test-mode . . . 83
7.4 読み出し系の性能評価 . . . 85
7.4.1 パルスリニアリティ . . . 85
7.4.2 チャンネルゲインユニフォーミティ . . . 86
7.4.3 ノイズレベルの評価 . . . 86
7.4.4 トリガー検出効率 . . . 90
7.4.5 読み出し系のクロストーク . . . 93
7.4.6 パルスリニアリティについての考察 . . . 96
7.5 結論 . . . 101

8 結論 103

Bibliography 103

謝辞 **107**

List of Figures **107**

List of Tables **111**

Chapter 1

ニュートリノとその振動

近年、大気ニュートリノおよび太陽ニュートリノの観測結果からニュートリノ振動を示唆する強い証拠が示されている。このことはニュートリノが有限の質量を持つこと、すなわち標準理論を越えたあたらしい素粒子物理学を意味し、現在唯一の実験的手掛かりであるニュートリノ振動の研究はそのアプローチと成りうる。また物質と殆ど相互作用しないという特徴が宇宙の物質進化に本質的な役割を果たし、振動パラメータおよびそのフレーバー混合の物理の研究は宇宙の形成に関わる問題に対する重要な制限を与え、宇宙論の立場からも非常に興味が持たれるところである。本章ではニュートリノ振動の物理的背景を述べ、これまで行われている実験的検証の現状を要約する。

1.1 ニュートリノの発見とその歴史

ニュートリノの歴史は 1930 年代見かけ上エネルギーが保存しないようにみえる β 崩壊の現象を説明するために Wollfgang Pauli がその存在を唱え、Enrico Fermi がその理論的体系をつくったことに始まる。現代の理解によるとニュートリノは弱い相互作用しかしないため存在の実証までその後 20 年待たなければならなかったが、現在まで Lerderman,Schwartz,Steinberger による逆 β 過程を用いた実験・LEP 実験における Z ボソンの崩壊幅測定などによりその基本的性質がわかっている。

- 弱い相互作用 (および重力相互作用) しかしない中性レプトン
- 種類は各荷電レプトンに結合する ν_e, ν_μ, ν_τ の 3 種 ($\sim$50GeV において)
- 質量がゼロもしくは殆どゼロに近い値である

素粒子の世界の現象を理解するとき、我々は素粒子標準理論を用いる。標準理論ではニュートリノは質量を持たないものとして扱い、これまで数多く行われてきた素粒子実験の結果を精度良く記述してきた。しかし質量ゼロとして扱う理論的根拠はなく小さな質量をもつとしてもその相互作用の強さはヒッグスを介して質量に比例するため実験結果に矛盾を与えない。またニュートリノ質量の測定を目的とした実験も行われてきたが、その上限値を与えるにとどまっている。

ニュートリノの種類	質量
m_{ν_e}	<2.5 eV [1]
m_{ν_μ}	<170 keV [2]
m_{ν_τ}	<18.2 MeV [3]

Table 1.1: ニュートリノ質量

1.2 ニュートリノ振動とその物理的背景

ニュートリノには3つのフレーバー固有状態 $|\nu_\alpha\rangle(l = e, \mu, \tau)$ がある。ニュートリノが質量を持つ場合、質量固有状態 $|\nu_i\rangle(i = 1, 2, 3)$ とこのフレーバー固有状態は一致せず、その重ね合わせで表される。

$$|\nu_l\rangle = \sum_i U_{li}|\nu_i\rangle \tag{1.1}$$

ここで U は、クォークセクターにおける CKM(Cabibbo-Kobayashi-Maskawa) 行列に対応するユニタリー混合行列で MNS(Maki-Nakagawa-Sakata) 行列と呼ばれている。この U は $c_{ij} = \cos\theta ij$, $s_{ij} = \sin\theta ij$, また CP 非保存の位相 δ を用いて以下のように表される。

$$U = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_{23} & s_{23} \\ 0 & -s_{23} & c_{23} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{13} & 0 & s_{13}e^{-i\delta} \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_{13}e^{i\delta} & 0 & c_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{12} & s_{12} & 0 \\ -s_{12} & c_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{1.2}$$

$$= \begin{bmatrix} c_{12}c_{13} & s_{12}c_{13} & s_{13}e^{-i\delta} \\ -s_{12}c_{23} - c_{12}s_{23}s_{13}e^{i\delta} & c_{12}c_{23} - s_{12}s_{23}s_{13}e^{i\delta} & s_{23}c_{13} \\ s_{12}s_{23} - c_{12}c_{23}s_{13}e^{i\delta} & -c_{12}s_{23} - s_{12}c_{23}s_{13}e^{i\delta} & c_{23}c_{13} \end{bmatrix} \tag{1.3}$$

我々の観測できるフレーバー固有状態のニュートリノが質量固有状態の重ね合わせであり、また質量の違いが異なる時間発展を起こさせるという量子力学的見解から、真空中をニュートリノが飛行するときにあるフレーバーから異なるフレーバーへ変化するという事実が導かれる。この、ニュートリノが質量を持つときに起こるフレーバー間の混合現象を “ニュートリノ振動” と呼ぶ。以下にこの振動確率の算出を行う。

あるフレーバー固有状態 l にあるニュートリノが距離 L の飛行のあとに l' に変化するとき、その確率振幅 $\mathcal{A}(\nu_l \to \nu_{l'})$ は各質量固有状態 m について (始状態 ν_m の振幅) $\times$ (ν_m の時間発展) $\times$ (終状態が $\nu_{l'}$ になる振幅) を足しあわせたものであるので、

$$\mathcal{A}(\nu_l \to \nu_{l'}) = \sum_i \mathcal{A}(\nu_l = \nu_i)\mathcal{A}(\nu_i(0) \to \nu_i(t))\mathcal{A}(\nu_i = \nu_{l'}) \tag{1.4}$$

$$\mathcal{A}(\nu_l = \nu_m) = U_{lm} \tag{1.5}$$

$$\mathcal{A}(\nu_i(0)) \to \nu_i(t)) = \exp(-iE_i t) \tag{1.6}$$

$$\mathcal{A}(\nu_i = \nu_{l'}) = U^*_{l'i} \tag{1.7}$$

と書ける。これによりその振動確率は

$$P(\nu_l \to \nu_{l'}) = |\,\mathcal{A}(\nu_l \to \nu_{l'})\,|^2 \tag{1.8}$$

$$= \Big|\sum_i \mathcal{A}(\nu_l = \nu_i)\mathcal{A}(\nu_i(0) \to \nu_i(t))\mathcal{A}(\nu_i = \nu_{l'})\Big|^2 \tag{1.9}$$

$$= \quad Re\sum_{jk} U_{lj}U^*_{l'j}U^*_{lk}U_{l'k}\exp\left(-i(E_j-E_k)t\right) \tag{1.10}$$

となる。ここに $E_i=\sqrt{p^2+m_i^2}\simeq p+m_i/2p$, ユニタリー条件より $\sum_i U_{lm}U^*_{l'm}=\delta_{ll'}$ であることを用い、また $\Delta m^2_{ij}\equiv m_i^2-m_j^2$ と定義する。

$$P(\nu_l\to\nu_{l'}) = Re\sum_{jk} U_{lj}U^*_{l'j}U^*_{lk}U_{l'k}\exp\left(\frac{-i\Delta m^2_{jk}L}{2p}\right) \tag{1.11}$$

$$= \delta_{ll'}-Re\sum_{jk} U_{lj}U^*_{l'j}U^*_{lk}U_{l'k}\left(1-\exp\left(\frac{-i\Delta m^2_{jk}L}{2p}\right)\right) \tag{1.12}$$

$$= \delta_{ll'}-4\sum_{j<k} U_{lj}U^*_{l'j}U^*_{lk}U_{l'k}\sin^2\left(\frac{\Delta m^2_{jk}L}{4p}\right) \tag{1.13}$$

$|p|\simeq E$, $c=\hbar=1$ とした自然単位系での計算を行ったことを考慮すると、最終的に以下の振動確率の式を得る。

$$P(\nu_l\to\nu_{l'})=\delta_{ll'}-4\sum_{j<k} U_{lj}U^*_{l'j}U^*_{lk}U_{l'k}\sin^2\left(1.27\Delta m^2_{jk}[\mathrm{eV}^2]\frac{E[GeV]}{L[\mathrm{km}]}\right) \tag{1.14}$$

このようにニュートリノ振動の確率は質量 2 乗差および混合角をパラメータとしてニュートリノの飛行距離 L とエネルギー E によって振動する。

ここで 2 フレーバー間の振動を考える。このとき混合行列は

$$U=\begin{bmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix} \tag{1.15}$$

となり、式 (1.14) からニュートリノのフレーバーが保存する、またはしない確率は、

$$P(\nu_l\to\nu_l) = 1-\sin^2 2\theta\sin^2\left(1.27\Delta m^2[\mathrm{eV}^2]\frac{L[\mathrm{km}]}{E[\mathrm{GeV}]}\right) \tag{1.16}$$

$$P(\nu_l\to\nu_{l\neq l'}) = \sin^2 2\theta\sin^2\left(1.27\Delta m^2[\mathrm{eV}^2]\frac{L[\mathrm{km}]}{E[\mathrm{GeV}]}\right) \tag{1.17}$$

となる。なお式 (1.17) から

$$\Delta m^2[\mathrm{eV}^2]\frac{L[\mathrm{km}]}{E[\mathrm{GeV}]}\geq 1 \tag{1.18}$$

でないとニュートリノ振動に対して感度がないことが分かる。これより

$$\Delta m^2[\mathrm{eV}^2]\geq\frac{E[\mathrm{GeV}]}{L[\mathrm{km}]} \tag{1.19}$$

という関係が得られるが、これが実験において振動パラメータの探索領域の目安となる。

1.3 ニュートリノ振動の実験的検証

1.3.1 Super-Kamiokande における大気ニュートリノ観測

ニュートリノ振動の存在を示唆するものに大気ニュートリノ[*1] 異常の観測事実がある。そもそもこの大気ニュートリノ異常は 1980 年代に世界各地でおこなわれた核子崩壊の探索を目的とした地下実験でのバックグラウンドの研究として大気ニュートリノを観測したことに源を発する。大気ニュートリノの生成過程を示すと、

$$\begin{array}{lcll}
\pi^{\pm} & \rightarrow & \mu^{\pm} + \nu_{\mu}\bar{\nu}_{\mu} & (99.98770\%) \\
\mu^{\pm} & \rightarrow & e^{\pm} + \nu_e(\bar{\nu}_e) + \nu_{mu}(\bar{\nu}_{\mu}) & (\simeq 100\%) \\
K^{\pm} & \rightarrow & \mu^{\pm} + \nu_{\mu}(\bar{\nu}_{\mu}) & (63.43\%) \\
 & \rightarrow & \pi^{\pm} + \pi^0 & (21.13\%) \\
 & \rightarrow & \pi^{\pm} + \pi^{+} + \pi^{-} & (5.576\%) \\
K_S^0 & \rightarrow & \pi^{+} + \pi^{-} & (68.60\%) \\
K_L^0 & \rightarrow & \pi^{+} + \pi^{-} + \pi^0 & (12.58\%) \\
 & \rightarrow & \pi^{\pm} + \mu^{\mp} + \nu_{mu}(\bar{\nu}_{\mu}) & (27.18\%) \\
 & \rightarrow & \pi^{\pm} + e^{\mp} + \nu_e(\bar{\nu}_e & (38.79\%))
\end{array}$$

となる。大気ニュートリノ問題を論ずるとき、一般にミューオンニュートリノと電子ニュートリノのフラックス比 $(\nu_{\mu} + \bar{\nu_{\mu}})/(\nu_e + \bar{\nu_e})$ が用いられる。これはニュートリノフラックスの絶対量の予測にはおよそ 20%の不定性があるのに対し、ミューオンタイプと電子タイプの比はずっと小さな 5%という理論不定性に抑えられるためである。またこの比は上記の生成過程に示したようにほぼ $2:1$ となる。Kamiokande, IMB-3, Soudan 2, Fréjus, NUSEX の観測結果を Table1.2 にまとめる。表中の R はニュートリノフラックス比の観測値と期待値との比であり

$$R = \frac{(\mu/e)_{measured}}{(\mu/e)_{expected}} = \frac{\left(\frac{\nu_{\mu}+\bar{\nu}_{\mu}}{\nu_e+\bar{\nu}_e}\right)_{measured}}{\left(\frac{\nu_{\mu}+\bar{\nu}_{\mu}}{\nu_e+\bar{\nu}_e}\right)_{expected}}$$

で表される。多くの実験結果は理論値の 6 割前後のフラックス比 ν_{μ}/ν_e を示す。これは観測された ν_{μ} フラックスが理論値よりも小さい、もしくは ν_e フラックスが理論値よりも大きいことを表す。この事実が大気ニュートリノ異常と呼ばれている。

現在この大気ニュートリノ異常は $\nu_{\mu} \rightarrow \nu_{\tau}$ のニュートリノ振動に起因するものと理解されている。以下に Super-Kamiokande における大気ニュートリノ観測の結果の詳細を記す。

Figure 1.1 は sub-Gev および multi-GeV 領域での ν_e, ν_{μ} の zenith angle distribution である。検出器上空 $(\cos\theta = 1)$ で生成されたニュートリノの飛行距離は 20km であるのに対し、地球の反対側 $(\cos\theta = -1)$ から来るニュートリノは 13,000km である。ニュートリノ振動がないときの分布は上下対称であることが期待されるが、oscillation baseline が zenith angle によって変化するために振動が存在するときのニュートリノフラックスには上下非対称性が現れる。また

[*1] 地球上空において陽子や核子等の一次宇宙線と大気中の原子核の相互作用によって π 中間子や K 中間子が生成される。この中間子は空中で崩壊し、その過程でミューオンニュートリノや電子ニュートリノを放出する。このように生じたニュートリノを大気ニュートリノと呼ぶ。

Experiment	R
Kamiokande[4]	$0.60^{+0.06}_{-0.05}(stat.) \pm 0.05(sys.)$
IMB-3[5]	$0.54 \pm 0.05(stat.) \pm 0.12(sys.)$
Soudan 2[6]	$0.68 \pm 0.11(stat.) \pm 0.06(sys.)$
Fréjus[7]	$1.00 \pm 0.15(stat.) \pm 0.08(sys.)$
NUSEX[8]	$0.96^{+0.32}_{-0.28}(stat.)$

Table 1.2: 大気ニュートリノの観測結果

Figure 1.2 には上向き突き抜けミューオンおよび上向きストップミューオンの分布を示した。地球内部を伝搬して上向き入射する宇宙線ミューオンはほぼ存在しないのでこれらの μ の起源は地球裏側からやってくる大気ニュートリノが検出器外部の岩盤との反応して生じたものであり、この突き抜け μ、ストップ μ の親ニュートリノはそれぞれ $\sim$10GeV,$\sim$100GeV の高エネルギーであるためミューオン入射方向がニュートリノの方向を表す。

分布は μ 事象に対しては非対称性があらわれており、一方 e 事象についてはモンテカルロシミュレーションとほぼ一致している。これより大気ニュートリノ異常の原因は $\nu_\mu \to \nu_\tau$ 振動であると考えられ、この 2 フレーバー間の振動を仮定したときの解析結果は 90% confidence level において

$$\Delta m^2 = 1.6 \sim 3.9 \times 10^{-3}[eV], \qquad \sin^2 2\theta > 0.92$$

という結果が得られている (Figure 1.3)。さらに 3 フレーバー振動解析においては $\nu_\mu \to \nu_e$ 振動がないことを示唆し、θ_{13} への制限は CHOOZ 実験 [9] と一致することが示されている。

またその他の大気ニュートリノ異常の原因の候補としてあげられる $\nu_\mu \to \nu_s$(sterile neutrino) 振動、neutrino decay シナリオに対しては否定的な結果が出ている。

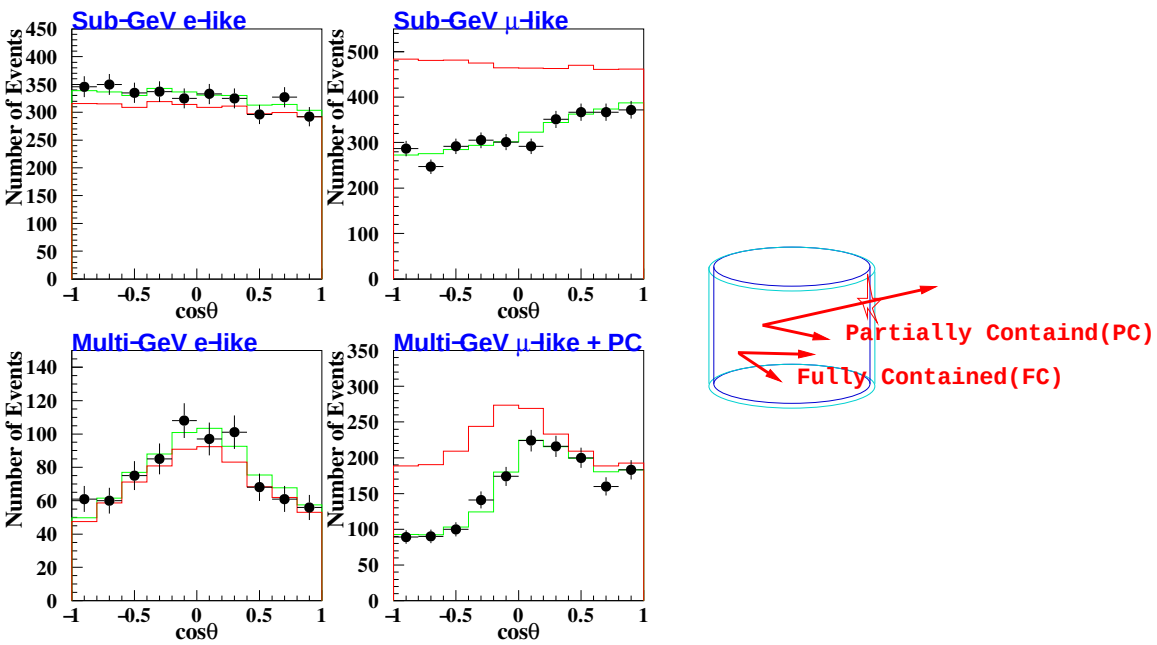

Figure 1.1: sub-GeV, multi-GeV 領域における e および μ-like の 1-ring 事象サンプルの zenith angle distribution。データは 1489 日分の fully contained(FC) イベント、multi-GeV μ-like 事象には partially contained(PC) も含まれる。緑のヒストグラムはベストフィットパラメータの時の分布で値は $\Delta m^2 = 2.5 \times 10^{-3}, \sin^2 2\theta = 1.0$ である。

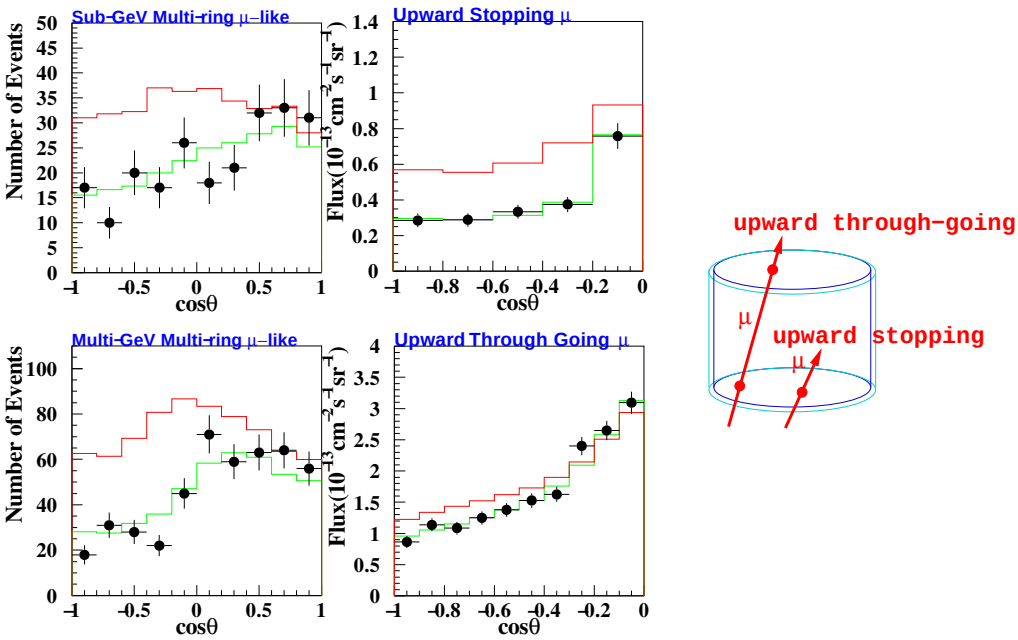

Figure 1.2: 上向き μ 事象の zenith angle distribution。実データとベストフィット値 $\Delta m^2 = 2.5 \times 10^{-3}, \sin^2 2\theta = 1.0$ の時の分布。

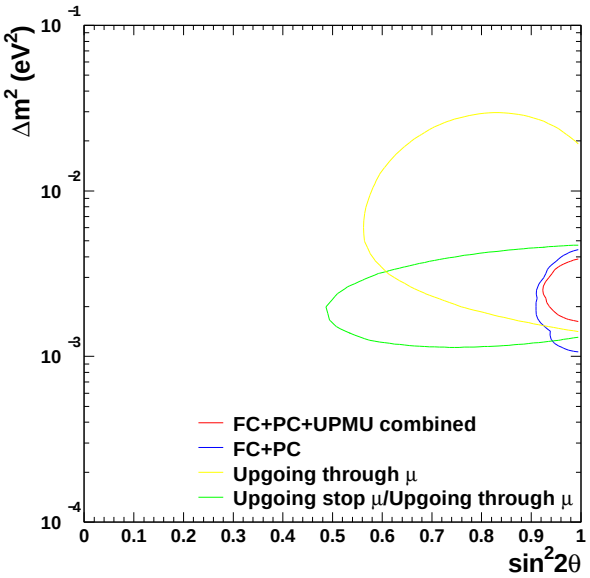

Figure 1.3: 90%C.L. における振動パラメータの許容領域

1.3.2 その他の振動検証実験

ニュートリノ振動検証を目的とした実験は、

- 原子炉ニュートリノを用いた実験
- 加速器を用いた短基線実験
- 加速器を用いた長基線実験

に分類される。

原子炉ニュートリノを用いた実験は、原子炉で生成される数 MeV の反電子ニュートリノ $\overline{\nu}_e$ を観測するため、式 (1.19) より短い距離でも小さい Δm^2 に感度をもつ。これまで行われた CHOOZ, Palo Verde, Bugey, Krasnoyarsk などの実験からは振動を示すような観測結果を得られてなかったが、昨年に KamLAND 実験 [10] がニュートリノ振動を示す観測結果を示した。KamLAND 実験は検出器と原子炉の距離が平均 180km という利点を生かし、$\Delta m^2 \sim 10^{-5}[\mathrm{eV}^2]$ という領域まで探索できる。

短基線振動実験はニュートリノ飛行距離が ∼1km までの実験で、L/E が小さいため大きな Δm^2 の領域しか探索できない。主な実験に CHORUS, NOMAD, LSND, KARMEN 等がある。

一方長基線実験はニュートリノ飛行距離が数 100km にもなる実験で、準備中のものに MINOS, OPERA, JHF-ν 実験等がある。

次章ではわれわれが行っている、長基線振動実験の一つである K2K 実験について詳しく述べる。

Chapter 2

K2K 長基線ニュートリノ振動実験

K2K 実験は 1999 年 6 月に開始された世界初の長基線ニュートリノ振動実験である。茨城県つくば市高エネルギー加速器研究機構にて生成されたニュートリノを 250km 離れた岐阜県神岡町の Super-Kamiokande で観測することによりニュートリノ振動現象の確立を目指している。以下に K2K 実験の測定原理、検出器および 2003 年 1 月現在における最新結果についてまとめる。

2.1 実験概要および測定原理

K2K 実験は地球規模の基線、加速器から生成されるニュートリノビームを用いた世界初の長基線ニュートリノ振動実験であり、Super-Kamiokande の大気ニュートリノ観測結果により示唆された $\nu_\mu \rightarrow \nu_\tau$ 振動の検証をおこなう (Figure 2.1)。

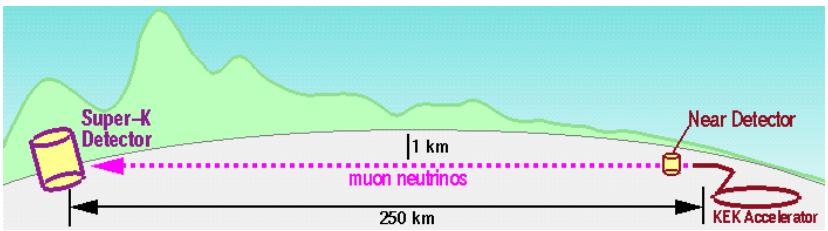

Figure 2.1: K2K 実験

ニュートリノビームは高エネルギー加速器研究機構 (KEK) の 12GeV 陽子シンクロトロンから取り出される陽子ビームを Al 標的に当て、生成される π 中間子の崩壊 $\pi^+ \rightarrow \mu^+\nu_\mu$ によって得られる。なおこのビームはほぼ純粋なミューオンニュートリノであり、平均エネルギー 1.3GeV の広がった分布をもつ。KEK 所内にはビームモニターおよび前置検出器が設置されており生成直後のニュートリノエネルギースペクトル・フラックス・角度分布を測定し、その測定結果から 250km 離れた Super-Kamiokande でのスペクトルを予測する。この予測と Super-Kamiokande での観測結果の比較からニュートリノ振動の検証、また振動パラメータ $\Delta m^2, sin^2 2\theta$ の測定を行う。K2K 実験において探索可能なニュートリノ振動パラメータ領域を Figure 2.2 に示す。

2.1.1 ニュートリノ反応カテゴリ

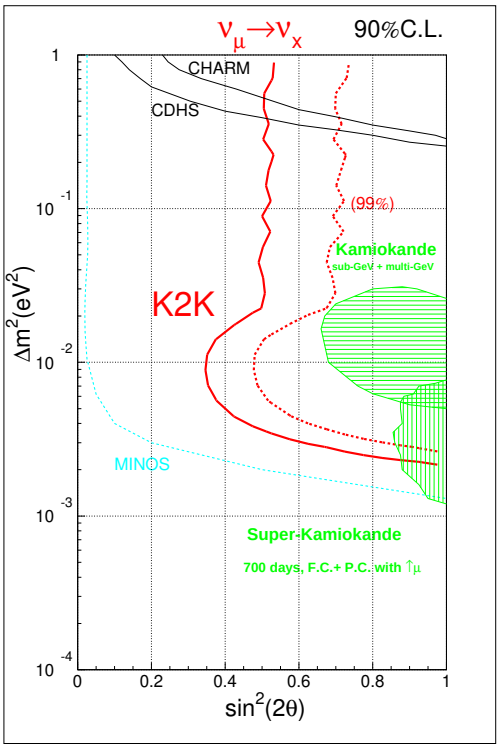

Figure 2.2: K2K 実験の $\nu_\mu \to \nu_X$ 振動に対する感度。90%C.L. で探索可能な領域を示した。

ν_μ のエネルギースペクトル測定には荷電カレント準弾性散乱 (Charged Current Quasi-elastic Scattering, 以後 CCQE と略す) イベント $\nu_\mu + n \to \mu^- + p$ を選び出す必要がある。この CCQE 反応は運動学的に 2 体散乱にとして扱えるのでニュートリノエネルギー E_ν はミューオンのエネルギー p_μ および散乱角 θ_μ から (Figure 2.3) 以下の式によって求められる。

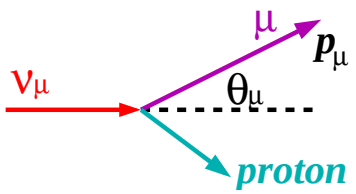

Figure 2.3: ニュートリノエネルギー再構成

$$E_\nu = \frac{m_N E_\mu - m_\mu^2/2}{m_N - E_\mu + p_\mu \cos\theta_\mu} \tag{2.1}$$

ニュートリノ反応にはこの CCQE の他に非弾性散乱 (non-QE) の荷電カレント反応および中性カレント (Neutral Current,NC) 反応でメソンを生成するものがある。また NC の弾性散乱反応は観測にかからない。K2K 実験における 1GeV あたりのエネルギー領域でのニュートリノ反応の割合を Table2.1 に記す。

観測において CCQE 反応を同定するには生成されるミューオンおよび陽子を検出する必要がある。K2K のニュートリノビームで生成される p は多くが 1GeV/c 以下のものである。このような低エネルギー陽子は dE/dx が大きく、飛程は短い (数 10cm$\sim <$ 1m)。また non-QE 反応によって生成される π を p と誤認識する可能性もある。以上のような事象がニュートリノエネルギー再構成時のバックグラウンドとなる。

CCQE($\nu N \to lN'$)	$\sim 30\%$
CC 1-meson($\nu N \to lN' + m$)	$\sim 29\%$
NC 1-meson($\nu N \to \nu N' + m$)	$\sim 10\%$
CC multi-pion($\nu N \to lN' + \pi + \pi \cdots$)	$\sim 13\%$
NC elastic scattering($\nu N \to \nu N$)	$\sim 13\%$

Table 2.1: Neutrino Interaction

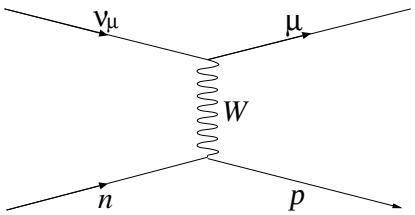

Figure 2.4: CCQE 反応

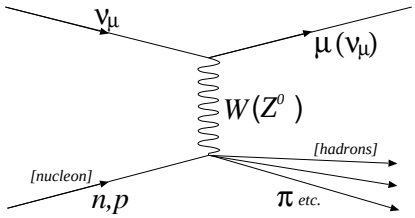

Figure 2.5: non-QE 反応

2.1.2 振動パラメータの測定原理

K2K 実験は $\nu_\mu \to \nu_\tau$ 振動の検証を目的としている。しかし先ほども述べたように本実験のニュートリノビームはおよそ 1.3GeV であり τ 粒子生成のしきい値 3.45GeV を越えないため振動によって出現する ν_τ を検出できない。そのため振動がある場合には Super-Kamiokande でのミューオンニュートリノ観測事象が予測値より減少する disappearance 型の実験となる (対して振動により変化した先のニュートリノを検出する実験を appearance 実験と呼ぶ)。disappearance 実験は技術的には難しいが、振動した先のニュートリノのフレーバーに依らずニュートリノの数の減少を観測することによりニュートリノ振動の有無を一般的に検証できる。

また振動パラメータの導出の流れは以下の通りである。

【1】前置検出器における各ニュートリノ反応イベントカテゴリについての p_μ, θ_μ 分布の測定

【2】前置検出器でのニュートリノエネルギースペクトルの導出

【3】前置検出器の測定結果の外挿による Super-Kamiokande での振動なしの時のニュートリノエネルギースペクトルの分布予想

【4】Super-Kamiokande における観測結果

- ニュートリノ観測数
- (再構成された) ニュートリノエネルギースペクトル

【5】Super-Kamiokande でのニュートリノ観測数、スペクトルを用いた $sin^2 2\theta, \Delta m^2$ をパラメータとしたフィッティング

以上のような実験、解析を可能にするために K2K 実験ではそれぞれ異なる役割を担った数多くの装置、検出器構成が存在する。これについて以下に順を追って触れていく。

2.2 ニュートリノビームライン

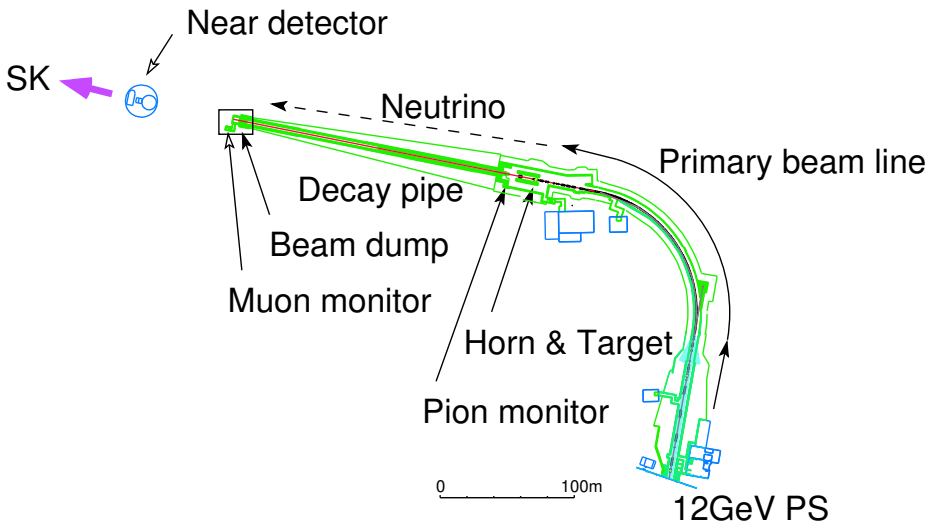

Figure 2.6: ニュートリノビームライン

KEK-PS で 12GeV に加速された陽子は fast extraction によって取り出され、そのビームは神岡方向に曲げられる。そのビームを Al 標的に照射して生成される π 中間子の崩壊によりニュートリノを生成する (ニュートリノビームライン: Figure 2.6)。ビームの取り出しは 2.2 秒ごとに行われ、120ns 間隔で 9 バンチ並んだスピル構造をしている (なおこのスピル幅は $1.1\mu s$)。ニュートリノ生成後 300m 下流の前置検出器と 250km 離れた Super-Kamiokande ではそのフラックスが違う。ニュートリノビームラインでは 2 次粒子をモニターすることによりそのフラックス比を求め、またビーム方向の安定性もモニターする。

2.2.1 電磁ホーンシステム

ニュートリノビームを作るには Al 標的で生成される π^+ を収束させる必要がある。このために K2K では円柱状のアルミニウム製電磁ホーンを 2 つもちいる (Figure 2.7)。第 1 ホーンは陽子ビームのターゲットでもあり、高い収束効率を実現している (Figure 2.8)。各ホーンには 250kA の電流を流し、生じる 33kGauss のトロイダル磁場で正電荷をもつ粒子を収束させて 200m の Decay Pipe へ導く。Decay Volume で $\pi^+ \to \mu^+ + \nu_\mu$ の過程によりニュートリノビームが生成される。このホーンに流す 250kA の電流により 0.5GeV 以上のニュートリノが効率よく得られ、またそのフラックスは 0A の時のおよそ 20 倍になる。

2.2.2 PIMON – π 中間子モニター –

π^+ 崩壊の $\mu^+\nu_\mu$ への分岐比はほぼ 100%、しかも 2 体崩壊過程であるため π^+ の運動量 p_π が分かれば生成されるニュートリノのエネルギーが求められる。

$$E_\nu = \frac{m_\pi^2 - m_\mu^2}{2(E_\pi - p_\pi)(1+\gamma^2\theta^2)} \tag{2.2}$$

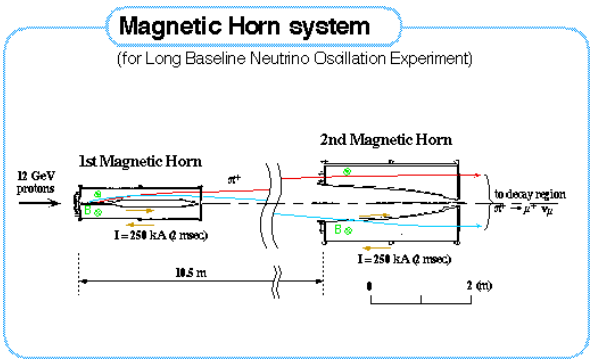

Figure 2.7: 2 つの電磁ホーン。Al 標的でもある第 1 ホーンの直径は 30mm、長さは 660mm。

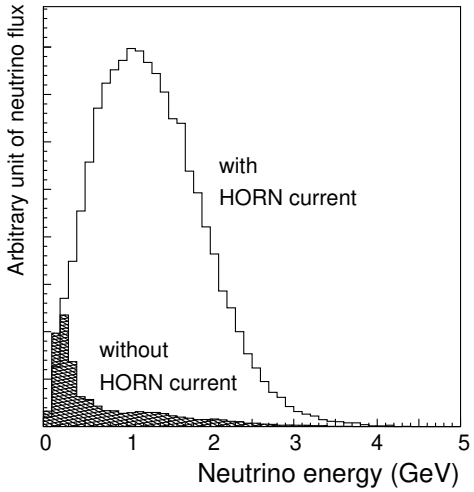

Figure 2.8: SK において期待されるニュートリノフラックス (Monte Calro simulation)。網掛ありはホーン電流 0A の場合。

PIMON の役割は生成直後 π^+ の運動量、角度分布を測定することにより、前置検出器と Super-Kamiokande でのニュートリノフラックスの比を求めることである。250km 離れた Super-Kamiokande ではニュートリノ生成地点である Decay Volume を点源として扱えるが、数 100m 下流の前置検出器ではこの有限の大きさを無視できない。

PIMON はリングイメージ型ガスチェレンコフ検出器であり、異なるガス屈折率における π^+ が出すチェレンコフ光の方向、角度の測定から運動量とその分布を求める (Figure 2.9)。なお 12GeV 陽子ビームがチェレンコフしきい値をこえる領域では測定不能なため 1GeV 以下のニュートリノに関しては感度がない。PIMON での測定結果を Figure 2.10 に載せる [11][12]。

2.2.3 MUMON – ミューオンモニター –

decay pipe の後には 3.5m の鉄、2m のコンクリートから成るビームダンプが設置されており、1 次陽子や pipe 内で崩壊しなかった π^+ が吸収される。このビームダンプ直後に MUMON と呼ばれるビームモニターが設置されている。この MUMON はビームダンプを突き抜けてきた π^+ 崩壊による高エネルギーの μ^+ を検出する。μ^+ のプロファイル、強度をスピルごとにモニターすることによりニュートリノビーム方向の安定性を保証する (Figure 2.11)。

MUMON の構成は 2m×2m の He ガスイオンチェンバーとシリコンパッドアレイであり、チェンバーがビームプロファイル、シリコンパッドがビーム強度測定の役割を担う。この下流 70m に前置検出器が位置し、MUMON から前置検出器までの地中通過時に μ^+ 等も止められてほぼ純粋なミューオンニュートリノビームが得られる。

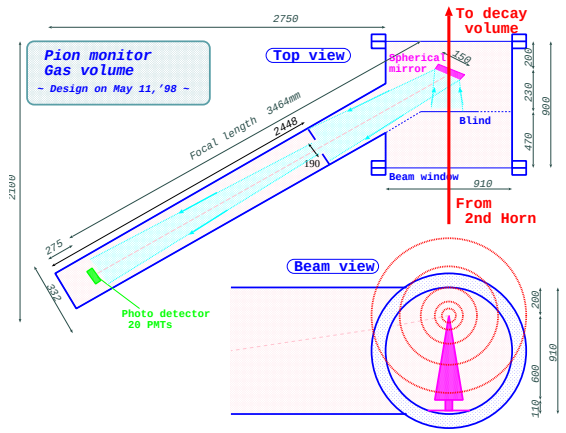

Figure 2.9: π 中間子モニターの概要。チェレンコフ光は球面鏡によって反射され、focal plane 上の PMT array によって検出される。ビーム軸方向にでたチェレンコフ光は focal plane 中央に収束させられるのでリングの中心からのずれで π^+ の角度分布、またリング径から運動量がわかる。

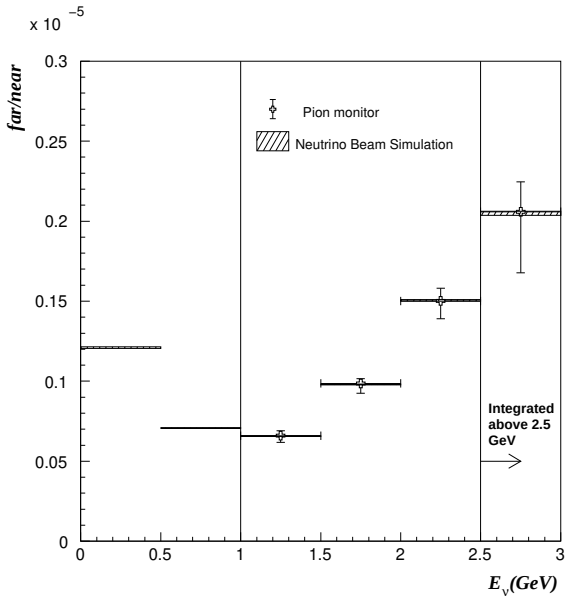

Figure 2.10: Super-Kamiokande と前置検出器でのニュートリノフラックス比

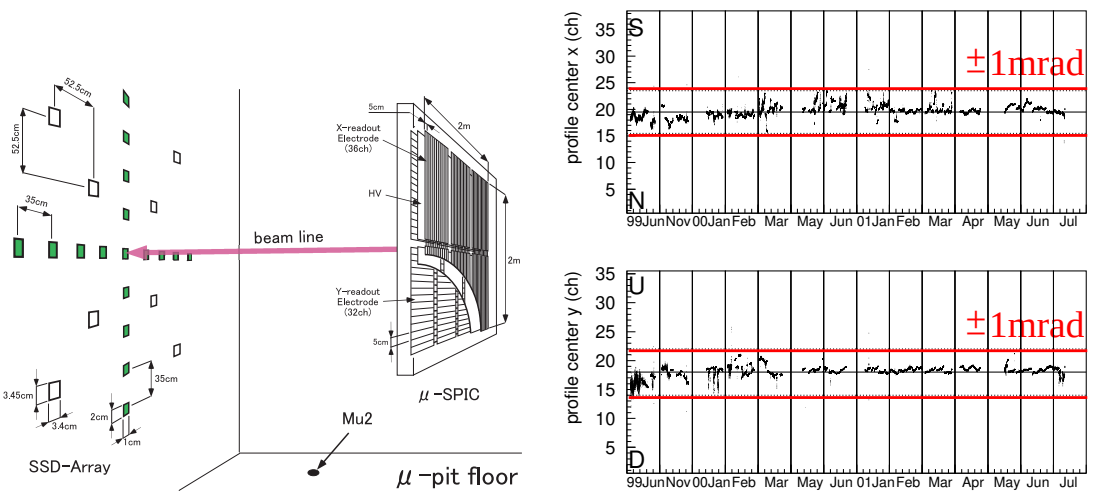

Figure 2.11: ミューオンモニター (左) とビーム安定性 (右図)。右図はチェンバーにより測定された X 方向および Y 方向のビームプロファイル中心がプロットされている。横軸は日付で 1999 年 6 月から 2001 年 7 月まで示されているが、SK へ向かうニュートリノビームは $\pm$1mrad の精度で安定である。

2.3 前置検出器

K2K 実験における前置検出器は水チェレンコフ検出器と 3 つの Fine Grain 検出器から成る。前置検出器ではニュートリノビーム生成直後のエネルギースペクトル、フラックス、ν_e 混入率を測定する。またニュートリノ反応を用いたビームプロファイルのモニターも行う。Al ターゲット 300m 下流のニュートリノホールに設置されたこれらの検出器を順に説明していく。

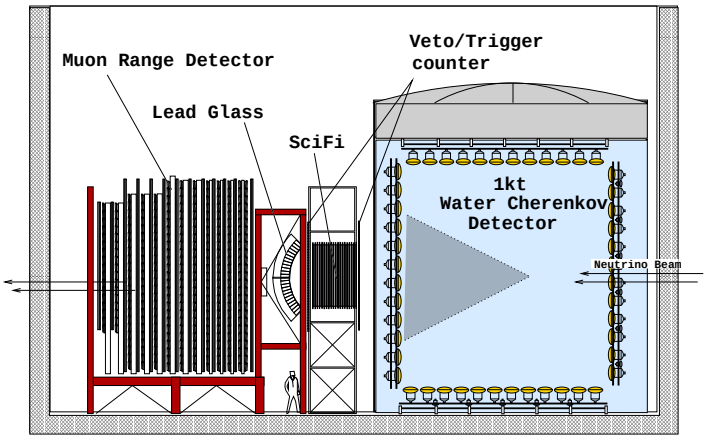

Figure 2.12: K2K 前置検出器。上流 (右) から 1kt, SciFi, LG, MRD。

2.3.1 1kt 水チェレンコフ検出器

1kt 検出器はその名が示すように直径 10.8m、高さ 10.8m の円柱型の水槽に 1000t 超純水が満たされており、荷電粒子が通過することによって生じるチェレンコフ光を検出する。検出器内部は内水槽、外水槽に分かれており、各々680 本、68 本の光電子増倍管が備え付けられている。内水槽には Super-Kamiokande と同じ 20 インチ光電子増倍管が使われており、光電面の面積は内水槽の 40%を覆う。これは Super-Kamiokande と同じ値である。

1kt はこのように SK と同じ検出器構成をしているので、ニュートリノイベント数の振動解析においてこの検出器をもちいてフラックスの normalization を行うことで多くの系統誤差をキャンセルした Super-Kamiokande での期待されるイベント数を求めることができる。

またニュートリノ反応で生じる反跳陽子はチェレンコフしきい値を越えないため CCQE 反応をもちいたニュートリノエネルギー再構成時には 1-ring μ-like イベント[*1]を用いる。このとき non-QE のバックグラウンドが 20 さらにエネルギー再構成のためにはミューオンは検出器内で止まらなければならないので 1GeV 以上のニュートリノに対しては検出効率が悪くなる。K2K 実験においては低エネルギー領域において感度のよい検出器といえる。

2.3.2 SciFi – シンチレーションファイバー検出器 –

1kt の下流に位置するのがシンチレーションファイバー検出器であり、240cm×240cm×6cm の水標的タンクと X および Y 方向にシンチレーションファイバーを積んだシートを交互に並べたサンドウィッチ構造になっている。水標的で反応した荷電粒子の飛跡を fine grain なファイバーでとらえる。全 20 層のシンチレーションファイバーシートの読み出しにおいてはファイバーをバンドル状にして Image Intensifier Tube と CCD を用いる。そのため SciFi 自身の時間分解能は非常に悪く ($\sim 100\mu s$)、上流および下流にトリガーカウンタとしてプラスチックシンチレータを設置している。上流のカウンタは SciFi 外からくる粒子によるイベントに veto を施し、また下流カウンタのヒットポジション、タイミングと SciFi 内事象を選び出す。なおこの

[*1] 後置検出器の説明で述べるが、一つのチェレンコフリングが検出され、かつ μ 粒子の飛行によるリングパターンに近い事象。

トリガーカウンタに関しては 2002 年 12 月にアップグレードがなされ、トップ、サイドにもシンチレータが設置されている。

2.3.3 LG – 鉛ガラスカロリメータ –

$133mm \times 122mm \times 340mm$ の鉛ガラスブロックを 12×5 に積み上げたものを 1 モジュールとしてそれを 2×5 に積まれた検出器、ν_e 事象検出する。計 600 の鉛ガラスブロックは各々光電子増倍管で読まれる。この検出器の ν_e 混入率測定から Super-Kamiokande での ν_e appearance に対する結果は 2 イベントの観測数にたいして振動なしの時の期待値 2.9 ± 0.9 となっている。

2.3.4 MRD – ミューオンレンジ検出器 –

MRD はニュートリノ反応によって生じるミューオンを測定することにより、直接的にニュートリノビームのプロファイルを測定し、その安定性をモニターする。検出器は鉄板とドリフトチェンバーが交互に並んだ構造をしている。鉄は上流に 10cm 厚のものが 4 層、下流に 20cm のものが 8 層の計 12 層で総重量 864t にもなるのでニュートリノ反応数が多い。反応で生じるミューオンの飛程からエネルギーを測定する。また SciFi で起こったニュートリノ事象からくるミューオンのエネルギー測定という役割も担う。

2.4 後置検出器 – Super-Kamiokande–

K2K 実験にて後置検出器となる Super-Kamiokande を Figure 2.13 に示す。この検出器は 41.4m、直径 39.3m のタンクに超純水が満たされたリングイメージ型水チェレンコフ検出器である。岐阜県神岡町の山頂下 1,000m(2,700m 水相当) に建設されており、宇宙線バックグラウンドは地表の 10^{-5} まで抑えられる。タンク内部は内水槽と外水槽に光学的に仕切られており、内水槽には 20 インチ光電子増倍管が 11,146 本[*2] 、外水槽には 8 インチ光電子増倍管が 1,885 本取り付けられている。内水槽においては光電面が 40%の面積を覆い、また外水槽では波長変換剤入りプラスチックを増倍管に取り付けることによって検出効率を上げている。

ニュートリノ反応から出てくるミューオンおよび電子等の粒子識別には、チェレンコフ光の角度、リングの形を用いて行う。電子の飛行により観測されるチェレンコフリングは、電子がシャワー反応を起こすためそのリングがぼやけたものになり、一方ミューオンによるものはきれいなリングが検出される。なお CCQE 反応事象は陽子がチェレンコフ光を出さないため、ミューオンによるリングだけが見える 1-ring μ-like 事象となる。

また、K2K 実験におけるニュートリノビームと同じエネルギー領域には大気ニュートリノがあり、K2K ニュートリノ観測の際のバックグラウンドとなりうる。Super-Kamiokande での大気ニュートリノのイベントレートは ~8 events/day である。しかし GPS(Global Positioning System) システムを用いて (時間精度 100ns) ビームスピルに同期した $1.5\mu s$ のゲートを設けることにより大気ニュートリノとの accidental coincidence は $\sim \mathcal{O}(10^{-5})$ まで小さくなる。

[*2] 2001 年 11 月に PMT 破損事故があり昨年に再建作業がなされた。現在では建設当初の 47%の光電子増倍管数にて稼働中である。

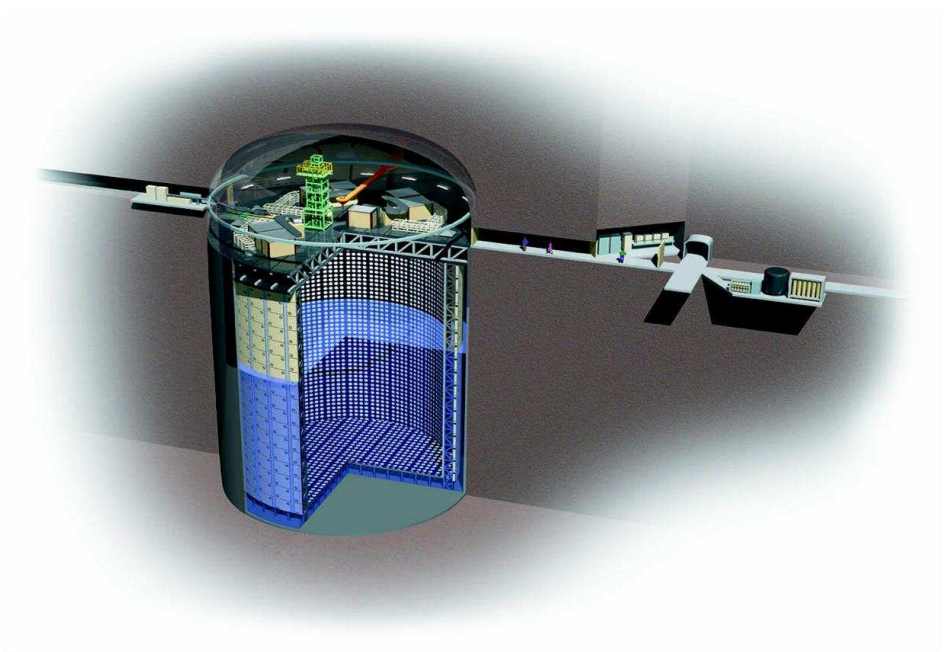

Figure 2.13: Super-Kamiokande 概略図

2.5 解析結果

1999 年 6 月から 2001 年 7 月までの 4.8×10^{19}POT(Protons On Target) 相当のデータに基づくニュートリノ振動解析結果 [13] を以下にまとめる。

Super-Kamiokande で観測された fiducial volume 内の事象数は 56 イベント、また null oscillation の時に期待される事象数は $80.1^{+5.4}_{-6.2}$ である (Table2.2)。観測された 56 事象のうち 1-ring μ-like イベント 29 サンプルをスペクトル解析にて用いる。

	観測数	期待値 (null oscillation)
Total (FC, 22.5kt fidutial)	56	$80.6^{+7.2}_{-8.0}$
1-ring	32	48.4 ± 6.7
(μ-like)	30^{*3}	44.0 ± 6.8
(e-like)	2	4.4 ± 1.7
multi-ring	24	32.2 ± 5.3

Table 2.2: Super-Kamiokande におけるニュートリノ事象数と振動がないときの期待値。イベント選択は大気ニュートリノと同じ手順である。加え、ビームスピルタイミングと同期した FC(fully contained) イベントの内、ニュートリノ反応点が 22.5kt の基準体積内にあるもの記した [14]。

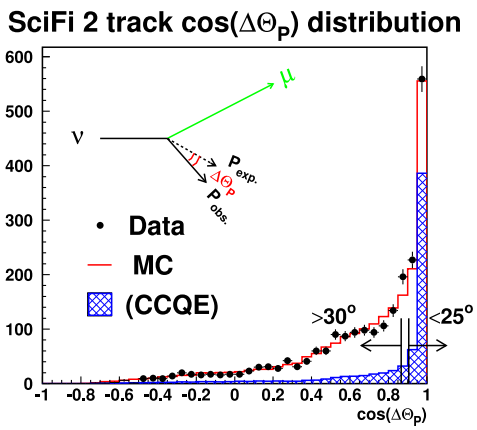

Figure 2.14: SciFi 2 トラックイベント。QE 反応を仮定したとき μ トラックから求められる p の方向と観測されたセカンドトラックのずれ $\Delta\theta_p$ とする。$\Delta\theta_p < 25°$ であるものは QE 反応を enhance したサンプル、$\Delta\theta_p > 30°$ のものは non-QE enhanced サンプルとなる。

スペクトル測定

前置検出器でのニュートリノフラックスの導出は 1kt, SciFI を用い、4 つに分類されたイベントサンプルの (p_μ, θ_μ) 分布からなされる。1kt の 1-ring μ-like イベント、SciFi 1 トラック、2 トラック QE enhanced イベント、2 トラック non-QE enhanced イベント (Figure 2.14) を用いた χ^2 フィッティングによりニュートリノフラックス Φ_{ND}, および non-QE/QE 比が得られる。(Figure 2.15, 2.16, 2.17)。

これらの結果に PIMON の測定による Far/Near のフラックス比を用いて、Super-Kamiokande でのニュートリノ観測数およびイベント再構成された (式 2.1) ニュートリノエネルギースペクトル E_ν^{rec} が予想される (Figure 2.18)。

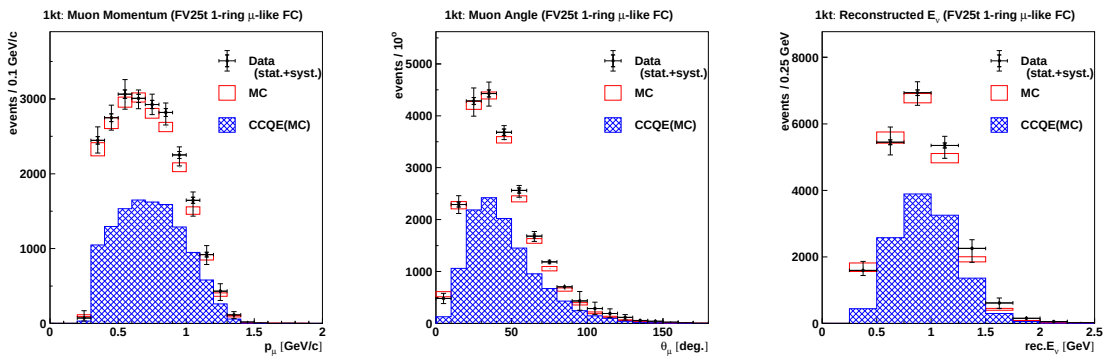

Figure 2.15: 1kt 検出器で測定された p_μ, θ_μ, E_ν^{rec} 分布

[*3] 1-ring μ-like サンプル 30 イベントのうち 1999 年 6 月に観測された 1 イベントはビームコンディションが違う (horn current 200kA)。スペクトル解析には 1999 年 11 月以降に観測された 29 イベントを用いている。

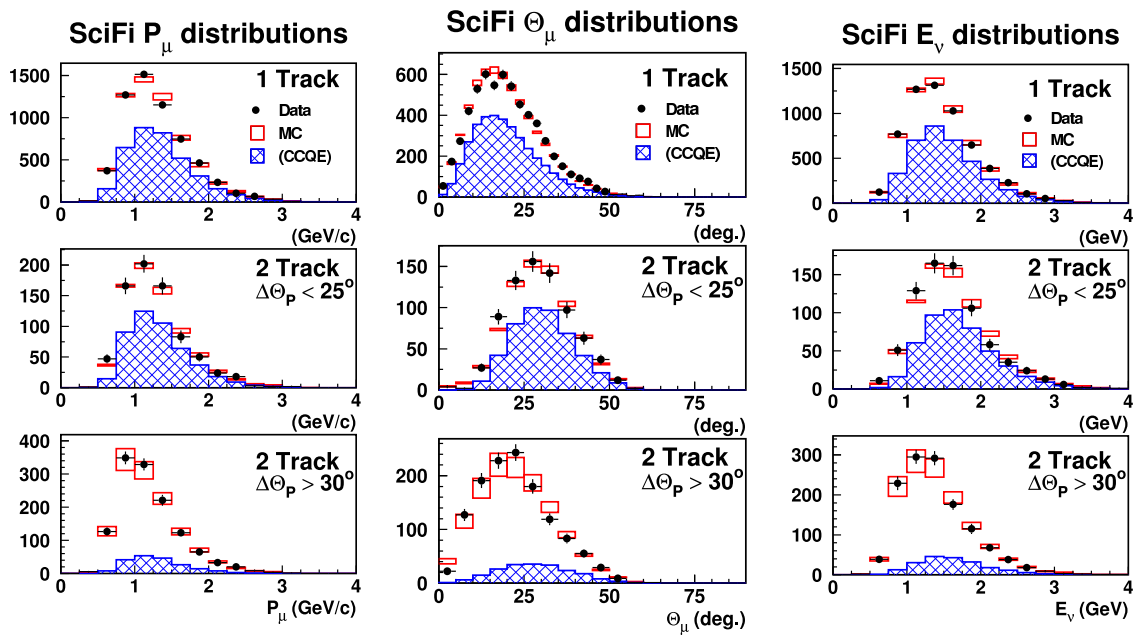

Figure 2.16: SciFi 検出器で測定された p_μ, θ_μ, E_ν^{rec} 分布

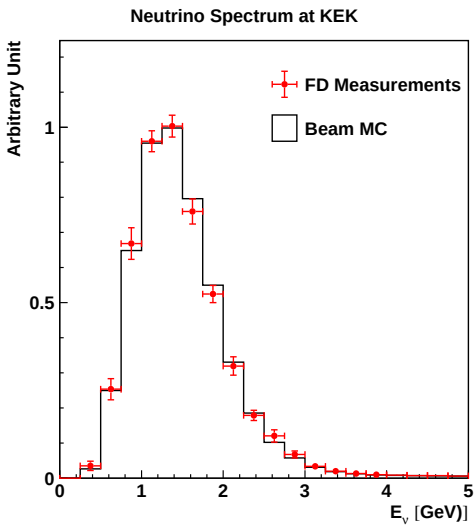

Figure 2.17: 前置検出器でのニュートリノフラックス。χ^2 フィッティングにより求められたもの。

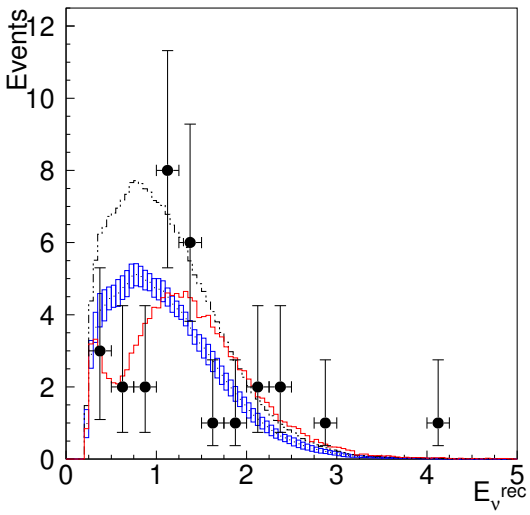

Figure 2.18: Super-Kamiokande における reconstructed E_ν 分布。エラーバー付きポイントはデータ、ボックスヒストグラムは振動なしの時に期待されるスペクトル、実線のヒストグラムはベストフィット値の振動パラメータの時のスペクトル。ヒストグラムは観測されたイベント数で規格化してある。なお破線は振動なし、期待される観測数で規格化したもの。

振動パラメータ

2 フレーバー間のニュートリノ振動解析はイベント数およびスペクトル形による likelihood を定義して maximum-likelihood 法を用いて行う。

$$\mathcal{L} = \mathcal{L}_{norm}(\Delta m^2, sin^2 2\theta, f) \cdot \mathcal{L}_{shape}(\Delta m^2, sin^2 2\theta, f) \tag{2.3}$$

$\mathcal{L}_{norm}$ は前置検出器からのイベント期待数を用いたときの Super-Kamiokande での 56 の FC イベントを観測する Poisson 分布確率である。$\mathcal{L}_{shape}$ は

$$\mathcal{L}_{shape} = \prod_{i=1}^{N_{1R\mu}=29} P\left(E_i; \Delta m^2, sin^2 2\theta, f\right) \tag{2.4}$$

で表される、1-ring μ-like イベント各々に対して $E_\nu^{rec} = E_i$ となる確率を 29 イベント掛け合わせたものであり、なおパラメータ f は系統誤差からくる constraint term である。

この likelihood による振動パラメータのベストフィット値は

$$\Delta m^2 = 2.8 \times 10^{-3}[\mathrm{eV}^2], \qquad \sin^2 2\theta = 1$$

であり、99%の確率でニュートリノ振動を示唆する。また Figure 2.19 に振動パラメータの許容領域を示した。そのパラメータ値は 90% C.L. にて

$$\Delta m^2 = 1.5 \sim 3.9 \times 10^{-3}[\mathrm{eV}], \qquad \sin^2 2\theta = 1.0$$

となっている。図中には Super-Kamiokande の大気ニュートリノ観測結果も示されているが、K2K 実験の結果はこれと非常に良い一致を見せている。

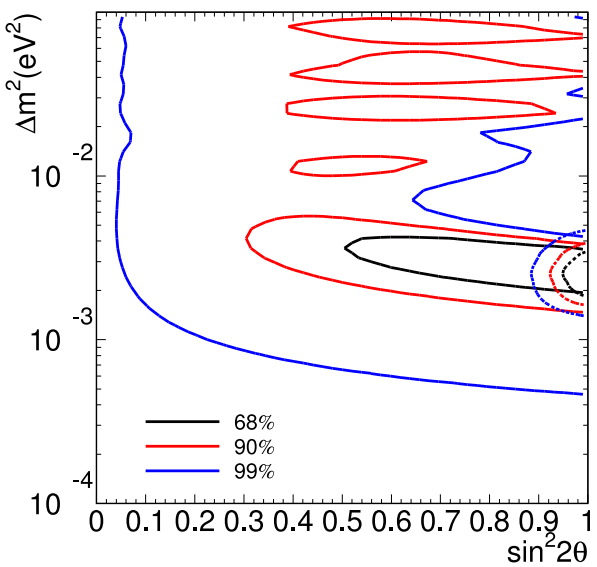

Figure 2.19: K2K 実験による振動パラメータ許容領域。68%, 90% 99% C.L の領域を示した。なお破線は Super-Kamiokande による大気ニュートリノ観測による結果。

Chapter 3

全感知型シンチレータ飛跡検出器の導入

われわれはK2K実験の前置検出器のアップグレード計画として鉛ガラス検出器と入れ替えて導入するシンチレータトラッカーを現在開発中であり、2003年度夏に実機をニュートリノホールに導入してニュートリノデータ取得を開始する。この章ではシンチレータトラッカー開発の動機、検出器詳細とその基本性能を述べる。

3.1 動機

前章でまとめたようにK2Kのニュートリノ振動解析結果は99%でニュートリノ振動の示唆を与え、振動パラメータの許容領域はSuper-Kamiokandeの大気ニュートリノの観測結果と非常によい一致を見せる。K2K実験の最終目的はニュートリノ振動の確立すなわちnull oscillationの99.9%レベルの棄却、またニュートリノ振動パラメータの精密測定であり、このためには実験誤差(統計誤差、系統誤差)を抑えることが重要である。

統計誤差: Super-Kamiokandeでのニュートリノフラックスは前置検出器の$\sim 10^{-3}$倍で、実際に観測されたニュートリノビームイベントは56イベントと少ない。特にエネルギースペクトルの歪みの解析においてはそのうちの1-ring μ-likeの29イベントしか用いてない。これは1-rign μ-like事象のおよそ50%がCCQE反応事象であり、Super-Kamiokandeにおけるイベント分類でイベント再構成時のニュートリノエネルギースペクトルに混入するnon-QEバックグラウンドが最も少ないためである。しかし統計面での改善のためには1-ring μ-like以外のmulti-ringを生成する事象を用いることが必要である。このmulti-ringイベントは主にπ中間子生成反応などのnon-QEイベントであり、上記のような解析にはこのπ中間子生成反応などのニュートリノ反応の詳細な研究を行わなくてはならない。

系統誤差: 式1.16および2.5節で示した結果からK2K実験においては1GeV以下の低エネルギー領域でoscillation maximumになることが示唆される(Figure 2.18, 3.1)。そのため振動パラメータの精密測定のためには低エネルギー領域のニュートリノ反応事象にたいする高い検出効率およびこの領域での精密なフラックス測定が必要とされる。現在の前置検出器1kt、SciFiについて述べておくと、1ktは低エネルギー領域においては非常に感度が良いが、CCQE反応の陽子を検出できないためバックグラウンドとなるnon-QEイベントとの区別ができない。SciFiにおいてはニュートリノ反応ターゲットである6cmの水タンクという不感領域、またこのタンクを2層以上突き抜けないとトラックとして認識されないため、そもそも低エネルギー領域での検出効率は低い。

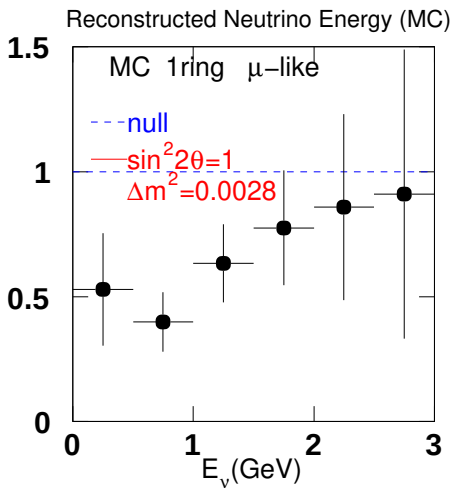

Figure 3.1: 振動なしのときに対する振動ありのときのニュートリノ観測数の比 (モンテカルロシミュレーション)。$\Delta m^2 = 3 \times 10^{-3}$ あたりの振動パラメータでは 1GeV 以下に大きな歪みができる。

以上現存する問題の解決を目的とし、K2K 実験におけるニュートリノ振動探索感度の向上を目的として我々は前置検出器の弱点を補うあらたな検出器を導入する。またその際、検出器に要求する性能は以下のようになる。

— 低エネルギーニュートリノ事象の観測：
ファインセグメント化されていることが必要。かつ不感領域を無くすために検出器自体がニュートリノビームのターゲットでなくてはならない。

— ニュートリノフラックスの精密測定：
CCQE 反応イベントに対する高い検出能力が求められる。このため S/N 比 (QE/non-QE) の良いシグナル検出、すなわち p/π に対する高い粒子識別能力が必要となる。

このような要請に対してわれわれが開発したのは全感知型シンチレータ飛跡検出器 (シンチレータトラッカー) である。このシンチレータトラッカーの概要を次節で説明する。

3.2 検出器の概要

われわれの導入するシンチレータトラッカーの概要を Figure 3.2 に示す。検出器は短冊状のプラスチックシンチレータ、波長変換ファイバー、マルチアノード光電子増倍管から構成される。検出器は 64 層のレイヤー構造をしており、各レイヤーは X 方向 (縦) に 116 本、Y(横) に 118 本シンチレータを重ね並べたものからなる (信号が読み出されるのは X,Y それぞれ 112 本である)。シンチレータ 1 本当たりサイズは $13 \times 25 \times 3000mm^3$、またこのシンチレータは押し出し型シンチレータと呼ばれ、製造時にファイバーを通すための $\phi 1.8mm$ の穴、またその周りには反射材がコーティングされて製作される。シンチレータおよび各レイヤーは隙間なく並べ、また各シンチレータは反射材によって光学的に分割されるので全感知型かつファインセグメント化された検出器を実現する。

この検出器を通過する粒子によるシンチレーション光は各シンチレータに挿入された波長変換ファイバーの光の吸収・再発光の過程 [15] を通じて読み出される。このファイバー読み出しのための光検出器にはマルチアノード光電子増倍管を用いる。またこの検出器の読み出しのために新たなエレクトロニクスも開発した。この読み出しエレクトロニクスについては次章の Chapter 4 にて説明する。

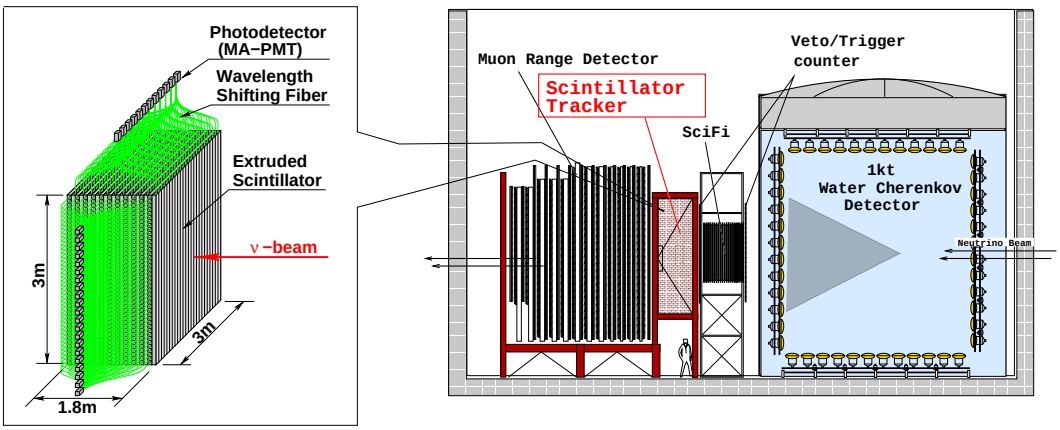

Figure 3.2: シンチレータトラッカーの概要とインストール箇所。鉛ガラス検出器のあった、SciFi 検出器とミューオンレンジ検出器の間にインストールする。

検出器サイズ	$3 \times 3 \times 1.8m^3$
重量	15 ton
総チャンネル数	14,336
総ニュートリノイベント数	$40,000 \sim 50,000$ $(3 \times 10^{19}\mathrm{POT})$
位置精度	25mm × 25mm × 13mm
シンチレータの発光波長のピーク	420 nm
波長変換ファイバーの最も吸収率の高い波長	430 nm
波長変換ファイバーの発光波長のピーク	476 nm
波長変換ファイバーの減衰長	∼350cm
陽子検出に対する感度	0.4GeV/c からの検出、 10%精度の運動量再構成能力 $(0.5 \sim 1\mathrm{GeV/c})$

Table 3.1: 検出器の基本特性および性能

3.3 本検出器での研究

新検出器であるシンチレータトラッカーはセグメント化され、$25 \times 25 \times 13mm^3$ 単位からの位置検出が可能であるとともに不感領域がない。そのためエネルギー損失の高精度測定 · 粒子の飛程の測定による高い粒子識別能力、またその飛跡から求められるニュートリノ反応点の位置分解能は $\sim$4mm 程度と期待され、これまで不定性の多かったニュートリノ反応の素性に迫る。我々はニュートリノフラックス、またバックグラウンドの研究として以下のようなニュートリノ相互作用の解析を行う。

- $\underline{\nu_\mu + n \to p + \mu \quad (\text{CCQE 反応})}$
- $\underline{\nu_\mu + n \to p + \mu + \pi \quad (\text{CC-1}\pi \text{ 生成反応})}$
- $\underline{\nu_\mu + n \to p + \mu + m\pi \ [m \geq 2] \quad (\text{CC-multi } \pi \text{ 生成反応})}$
- $\underline{\nu_\mu + p \to \nu_\mu + p \quad (\text{NC 反応})}$
- $\underline{\nu_\mu + p \to \nu_\mu + n + \pi^0 \quad (\text{NC 反応})}$
- $\underline{\nu_e + n \to p + e \quad (\nu_e \text{ の混入率})}$

なお ν_e の検出能力を上げるために我々は γ コンバータとして Pb 層を混ぜたレイヤーを検出器最下流に設置する。

3.4 実験スケジュール

2003 年夏に検出器のフルインストールを行う予定であり、その秋からニュートリノデータ取得を開始する。$1 \sim 2$ 年のニュートリノビームランで統計を貯め、順次解析を行っていく予定である。また先立って 2002 年冬に 4 レイヤーの部分的インストールを行い、ニュートリノビームを用いて検出器のテストを行う。なおシンチレータ、波長変換ファイバー、マルチアノード光電子増倍管、読み出し用エレクトロニクス等の各コンポーネントの準備も逐次進行中である。

Chapter 4

シンチレータトラッカーの読み出し系

本論文で行った研究はシンチレータトラッカーの読み出し系の開発である。シンチレータトラッカーの読み出し系を構成する 3 つの要素、「8×8 マルチアノード光電子増倍管」、「VA/TA フロントエンドエレクトロニクス」、「VA/TA 読み出し用 DAQ module」についてそれぞれ性能評価、また開発を行った。本章では検出器の読み出し系全体を説明し、次章から述べるこれら 3 つの読み出し系の構成要素についての導入を行う。

4.1 シンチレータトラッカーにおけるシグナルの読み出し

われわれはこれまで、セグメント化されたシンチレータと波長変換ファイバーを用いた検出器の基本性能および実機導入箇所でのバックグラウンド測定等を行い [15][16]、このような読み出し手法でわれわれの目的とするニュートリノフラックスの精密測定、ニュートリノ相互作用の研究が行えるだけの検出器性能が得られることがわかった。しかしこの検出器を実機として導入するためには次のような課題が残る。

- 検出器導入場所に空間的制限がある一方で、多くのニュートリノ反応事象を検出し、また飛跡検出能力を上げるためにシンチレータトラッカーのサイズ自体は極力大きくしなくてはならない。そのためにはファイバーからのシグナルを読み出す光検出器はコンパクトなものである必要がある。

- 検出器チャンネル数が 14,336 にもなり、フロントエンド部での読み出しチャンネルのシリアル化が必須。またそのシリアル化を行うエレクトロニクス自体もコンパクトでなくてはならない。

そこでわれわれは、波長変換ファイバーの光検出には”64ch マルチアノード光電子増倍管”、そのマルチアノード信号のフロントエンド部でのシリアル化には “VA/TA” と呼ばれる専用 IC チップを用い、また、VA/TA フロントエンドの読み出しのために”DAQ module” と呼ぶ読み出し回路を開発した。これらでシンチレータトラッカーのコンパクトかつシリアル化した読み出しをおこなう。

なお、その読み出し系の構成要素を以下に説明する。

64ch マルチアノード光電子増倍管

64ch マルチアノード光電子増倍管とは 64 チャンネルのアノードを持った光電子増倍管であり、$2 \times 2\mathrm{mm}^2$ のピクセルが 8×8 に並んだ非常にコンパクトな光検出器である。1 ピクセルに一本

のファイバーがコンタクトし、この光検出器一つで波長変換ファイバー 64 本の信号検出が行える。

VA/TA フロントエンドボード

マルチアノードの 64 の出力をシリアル化して 1 チャンネルにするためのフロントエンド回路である。VA とはアナログマルチプレクスの機能を持った IC で、これを用いてマルチアノードの出力をシリアル化する。なお、TA とはトリガー出力を作り出す IC である。

VA/TA フロントエンド読み出し用 DAQ module

シリアル化したマルチアノードの出力を読み出す VME モジュールである。また、VA および TA の動作の制御もおこなう。

なお、シンチレータトラッカーのシグナル読み出しの構成図を Figure 4.1 に載せる。

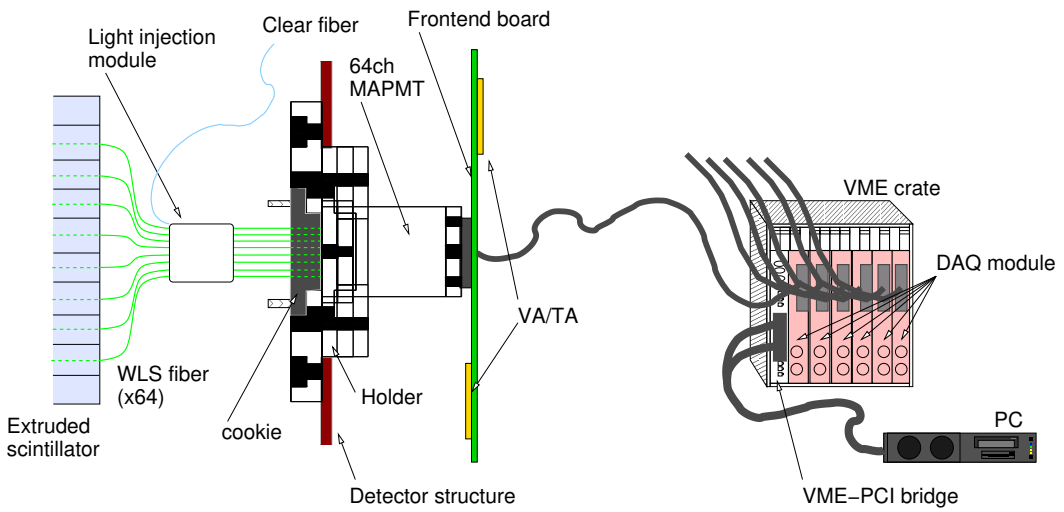

Figure 4.1: シンチレータトラッカーにおけるシグナル読み出し部の構成

4.2 本論文での研究

本論文にてシンチレータトラッカーの読み出しに関して行った研究は以下の通りである。

- 64 チャンネルマルチアノードの性能評価 (Chapter 5)
- VA/TA フロントエンドエレクトロニクスの開発 (Chapter 6)
- VA/TA フロントエンド読み出し用 DAQ module の開発 (Chapter 7)

マルチアノードに関してはその性能評価とともにわれわれの検出器性能を最大限に引き出すための考察を行った。マルチアノード読み出しのためのフロントエンドボード、DAQ module

に関しては、開発時に行った研究をまとめるとともに読み出し系エレクトロニクスの性能評価もおこなっている。

これらの報告を以降 3 章にて行う。

Chapter 5

8×8マルチアノード光電子増倍管

われわれの導入するトラッカーはおよそ 15,000 という膨大な読み出しチャンネルを有し、またアップグレード計画として鉛ガラス検出器の設置されていた箇所にインストールされる検出器であるため空間的制限も厳しい。われわれの検出器にとっては、マルチアノード光電子増倍管のようなコンパクトな光検出器を用いることで検出器の有効体積を最大限まで大きくする事が可能であり、またチャンネルあたりのコストパフォーマンスが良いため非常に魅力的である。浜松ホトニクス製マルチアノード光電子増倍管 H7546 は 8×8 に並んだ 64 チャンネルのアノード出力をもつ。本章では本検出器での使用に際してこの H7546 の基礎研究を行い、我々の光検出に課せられる要求を満たすことを研究結果とともに示す。

5.1 H7546

議論に入る前に浜松ホトニクス製マルチアノード光電子増倍管 H7546 についてまとめる。

H7546 は 1 辺 2mm のピクセルが 0.3mm 間隔で 8×8 に並んだ構造をしている。ピクセルサイズが非常に小さいため光電陰極、第 1 ダイノード間で起こるチャンネル間クロストークの大きさが使用に際しては問題となってくる。ダイノード構成は 12 段、High Voltage の分割パラメータは初段側に重みをかけるようになっており、光電面から放出される光電子の収束能力を高めている。また光電面の材質はバイアルカリ、$300 \sim 650$nm の波長帯域に感度を持つ。(Table 5.1, Figure 5.1)。

Parameter	**Description/Value**
光電面の材質	Bialkali
感度をもつ波長帯域	300-650nm
量子効率	20 % (390nm)
ダイノード構造	Metal Channel Dynode
ダイノードステージ数	12
アノードサイズ (1 チャンネル当たり)	$2 \times 2mm^2$
チャンネル当たりのパルスリニアリティ	0.6mA ($\pm$5% deviation)

Table 5.1: H7546 の特性リスト

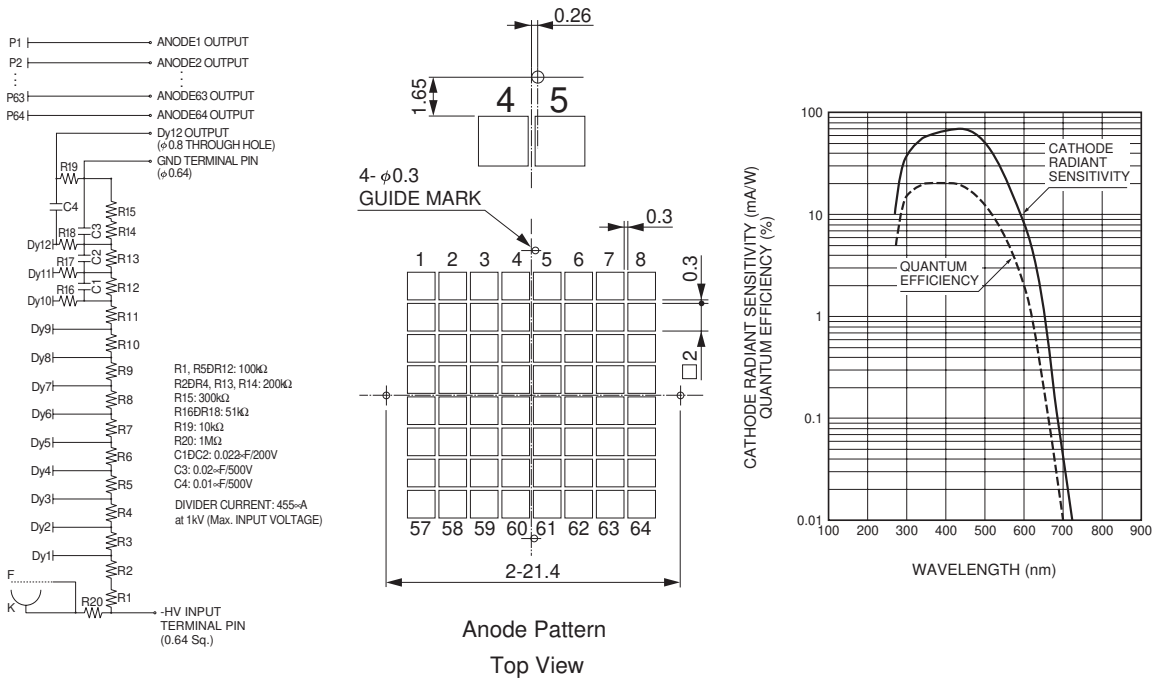

Figure 5.1: H7546 の特性。ブリーダ抵抗等のダイノード構成、アノードパターン、入射光波長に対する量子効率を示した。

5.2 光検出器に課せられる要求

押し出し型シンチレータ+波長変換ファイバーの読み出しにはマルチアノード光電子増倍管は非常に魅力的であるが、われわれの検出器での使用には以下のような性能が必要である。

光電子数 $\sim \mathcal{O}(100)$ までのリニアリティ　2.1.2 節でも述べたようにニュートリノエネルギー再構成は CCQE 反応のイベントサンプルから行う。CCQE 反応を選び出すには陽子の出現を識別することが必要であり、このためには陽子/π 中間子の識別能力が問われる。この p/π 識別方法として dE/dx の違いを用いる。低エネルギー陽子による 1 セル当たりのシンチレータの発光量は $\mathcal{O}(100)$photoelectrons(p.e.) になるので、この低エネルギー陽子の検出時にもサチュレーションがないことが要求される。サチュレーションの定義をノンリニアリティ (線形性からの出力のずれ) 対して 10%と定める。

低レベルシグナルに対する検出能力　われわれの用いるシンチレータおよび波長変換ファイバーにおいて、荷電粒子がビーム軸方向 13mm 厚のシンチレータを通過した際の Minimum Ionizing Particle(MIP) シグナルはファイバーでの減衰によりマルチアノードに一番近い箇所で 20p.e. 相当、最も離れた 3.5m の検出地点での光量は 7p.e. 程度になる。またセルをかすめて 1 シンチレータ内での粒子の飛行距離が短いときのシグナルも数 p.e. まで小さくなることが予想される。読み出し系においてはこれらの低レベルシグナルを判別できるだけ良い S/N 比 (MIP シグナル/ノイズ比)、またセルフトリガーでの動作が必要であるのでその検出能力をあげるためにもゲインは出来得る限り高い方が望ましい。

低いチャンネル間クロストーク率　マルチアノードは集積化した構造上クロストークという問題が存在する。マルチアノードのクロストークとはあるピクセルに入射光があったときに隣接する光の入射のないピクセルにも信号出力が現れる現象である。この原因は光電子の収集効率に起因するもの、すなわちあるピクセルに光が入射して生成された光電子が隣接するチャンネルの第 1 ダイノードを叩いてしまうことによるもの、さらにはダイノードでの増幅時における隣接するダイノードへの leak charge などが考えられる。クロストークの存在は荷電粒子の飛跡を検出する際に MIP シグナルと誤認してしまうとともに、そのエネルギー情報の損失を意味する。検出器の性能を落とさないためにも十分低いクロストーク率を要求する必要があり、我々は 3%を要求した。

高い時間分解能　シンチレータトラッカーでは、TMC にてそのヒットタイミング情報を記録する。その目的はニュートリノ反応事象と宇宙線等によるバックグラウンドとのイベントの分離であり、ニュートリノビームの 1 バンチ幅 50ns を識別できるための時間分解能 (∼10ns) が必要である。シンチレータおよび波長変換ファイバーの decay constant はそれぞれ 2ns, 10ns 程度であり、このシンチレータ+波長変換ファイバー読み出しの時間分解能も同程度になる。マルチアノードの時間分解能は少なくとも 10ns 以下でなくてはならない。

われわれの検出器における要求に応える以上の基本特性を満たすものかどうか、またどのような使用条件で満たされるかを追って評価していく。

なおマルチアノードに対して行った評価項目は以下の通りである。

- ゲイン曲線
- ダークカレント
- パルスリニアリティ
- チャンネル間クロストーク率
- チャンネルユニフォーミティ
- 時間分解能

5.3 テストセットアップの構成

まず、本測定における基本的なテストセットアップを以下に示した (Figure 5.2)。その構成を順に説明していく。

Blue LED & 波長変換ファイバー Y-11 200MS： 光源には blue LED を用い、入射パルスはシンチレーション光と同程度の発光時間にするために 20ns 幅とした。PMT の量子効率は波長に依存するため LED 光を波長変換ファイバーに照射し、ファイバーの emission 光を用いることで実機での読み出しと同じ条件を課す。波長変換ファイバーには Kuraray 製 Y11-200MS (マルチラッドタイプ [15]、ϕ0.7) を用いた。これは実機で用いるものと同タイプのものである。またファイバー長は 2m、照射位置は端から 1m の中央のポイントである。

光量モニター (1) Photo Diode S1227-1010BQ, HAMAMATSU： LED の発する光を直接検出して長期測定時の発光量の安定性を保証する。LED の発光量は 1%以内で安定である (Figure 5.3)。

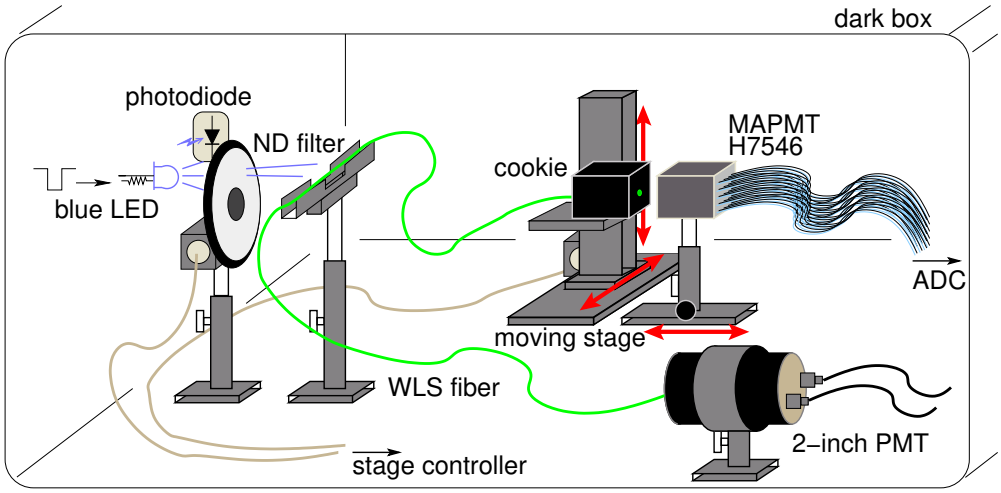

Figure 5.2: テストセットアップの構成。波長変換ファイバーは LED 光入射位置の 5mm 以外は遮光用のチューブの中を通してある。

光量モニター (2) **2-inch PMT R2256-02, HAMAMATSU :** photo diode はそれほどゲインが高くないため低光量のテスト時にはモニターとして不向きである。そのためマルチアノードと反対側のファイバー端に 2-inch PMT を設置した。パルスごとに 2-inch PMT に対するマルチアノードの信号出力の比を求めることにより LED 光のばらつきがキャンセルする。またこの 2-inch PMT は事前にキャリブレーションを行っており、1p.e. 検出に十分なゲイン、今回のテストでの測定領域においてのリニアリティを保証する。H7546 と同じバイアルカリ製、また LED の照射位置は cm のオーダーで制御したのでファイバー内 1m 減衰後の両端での光量は $< 1\%$ で同じである。この PMT 出力を reference として用いて H7546 への入射光量が得られる。

ND filter : リニアリティ等の評価を行う際、光源である LED の発光量を変化させることは望ましくない。LED への入射パルス高を小さくさせていったときに LED 自体の発光効率が変化する可能性がある。そのために減光には ND フィルターを用いた。この ND フィルターはステッピングモータを内蔵しており、ステージコントローラでそのフィルターの回転角を自動制御してファイバーへの入射光量を調節する。

Moving stage : マルチアノードへの入射位置の設定においては、波長変換ファイバーを挿入・接着した黒アクリル製クッキーをの自動ステージ上に固定し、ステージコントローラを用いてファイバー位置を変化させた。

CAMAC 16ch charge sensitive ADC : マルチアノードおよび各光量モニターの信号の読み出しには CAMAC charge sensitive ADC を用いた。conversion factor は 0.25pC/count である。

CAMAC 12bit High Resolution TDC : High Resolution TDC(HR-TDC) は時間分解能測定時のシグナルタイミングの記録に用いた。100ns フルレンジ、25ps/count の conversion factor である。

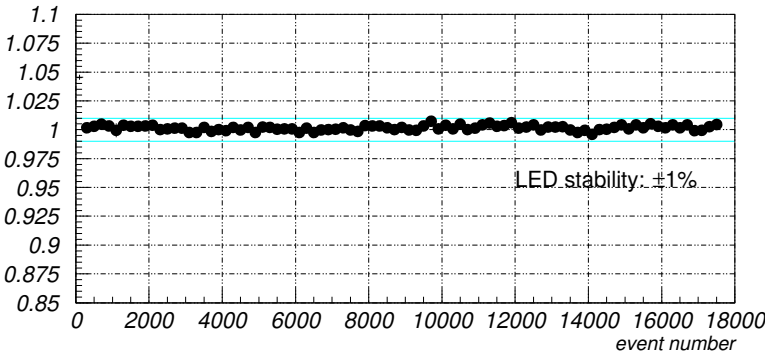

Figure 5.3: LED 発光の安定性。測定中において photo diode でモニターしたが $\pm 1\%$ で安定していた。photo diode の ADC 値の平均に対する 100 イベントごとの分布の平均の割合を、時間変化 (イベント番号) に沿って表した。

5.4 ゲイン曲線およびダークカレント

まず H7546 のゲイン曲線を求めた (Figure 5.4)。高い印加電圧においては gaussian fitting を行った 1p.e. ピークよりゲインを算出し、低ゲインの領域においては浜松ホトニクス製 high speed amplifier C5594 (増幅率 63dB) をもちいてシグナルを増幅して 1p.e. ピークを求めた。

なお、低い電圧設定値では 1p.e. の波高分解能が悪いので精度のよいゲイン値が得られない。そこでマルチアノードのゲインの導出方法として photon 統計による算出も行っている。入射光量を photoelectron 数 N(入射光子数 $\times$ 量子効率)、ゲインを G、出力信号の分布の mean, rms をそれぞれ μ, σ とすると

$$\mu = G \cdot N \qquad \sigma = G\sqrt{N} \tag{5.1}$$

と表されるので以下により PMT ゲインが求められる。

$$G = \frac{\mu}{N} = \frac{\sigma^2}{\mu} \tag{5.2}$$

Figure 5.5 には H7546 のチャンネル当たりのダークカレントの測定結果を載せた。1p.e. シグナルは μA のオーダーでありダークカレントは非常に小さく 1p.e. にたいして $\mathcal{O}(10^{-4})$ 程度である。われわれの使用に際しては問題にならないレベルである。

5.5 パルスリニアリティ

すでに述べたがマルチアノードのサチュレーションは p/π 識別能力に影響する。粒子識別にはエネルギー損失の違いをもちいるので低エネルギー粒子が通過したときのシグナルに対してもリニアな反応が必要とされる。最終的なシンチレータ、ファイバーの組み合わせで期待される低エネルギー陽子によるシグナルは 160p.e. 程度と見込まれており[*1]、3σ の統計的ふらつきを考慮して、

$$160 + 3 \times \sqrt{160} \simeq 200[\text{p.e.}]$$

[*1] 本章にて後述。

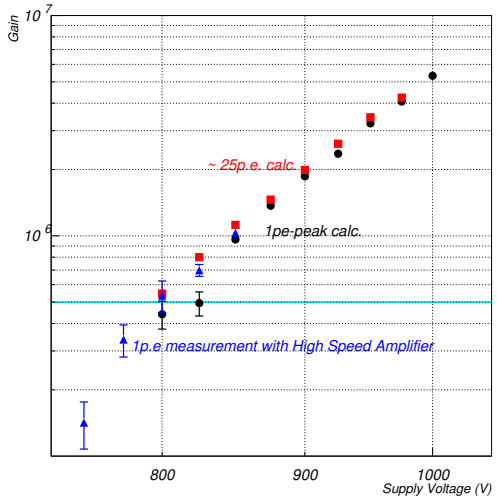

Figure 5.4: H7546 のゲイン曲線。750V から 1000V の領域を 25V 刻みで測定した。● および▲ は 1p.e. ピークからゲインを求めたもの (▲ は high speed amplifier C5594 による増幅を行っている)、また■ は Poisson 統計による計算から算出した。

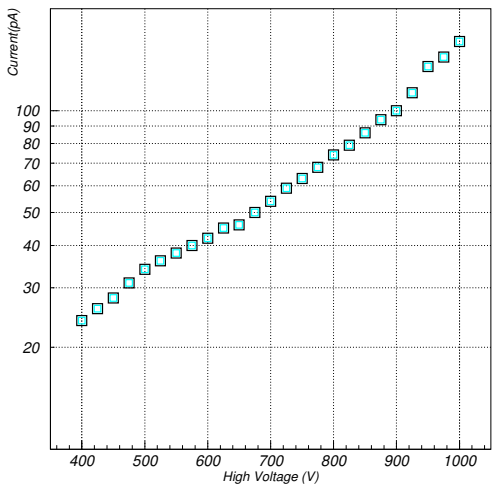

Figure 5.5: H7546 のダークカレント。アノード出力に 50Ω termination を施し pA meter をもちいて測定した。横軸は印加電圧、縦軸はアノード電流値である。

がパルスリニアリティの目標値となる。

パルスリニアリティの測定のためには入射光の絶対光量を知る必要があるが、これには 2-inch PMT を用いている。LED 光源を ND フィルターに通して入射光量を変化させ、2-inch PMT の出力から事前に求めてある光電子変換係数を掛けてマルチアノードへの入射光量を求めた (Figure 5.6)。

測定は印加電圧を 900V, 800V, 750V にして行った。サチュレーション点の導出は、得られたデータから低光量入射領域でリニアフィッティングを行い、リニアラインからのデータ点のずれで示した。

この測定結果は Figure 5.7, Table 5.2 である。100p.e 以上のパルスリニアリティを要求すると 10^5 オーダーのゲイン設定が必要となる。われわれの検出器での設定についての考察はこの章の最後におこなう。

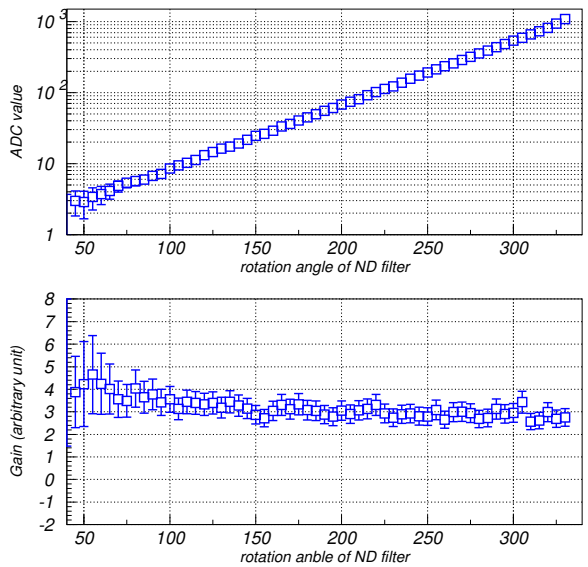

Figure 5.6: 2-inch PMT による入射光量のモニタ。ND フィルタの透過率は回転角にたいして”exponential” で変化するので、回転角に対する ADC 値の”log” プロットは PMT の反応がリニアであれば直線になる (上図)。また下図は式 5.2 から算出したものであるが、この式の適用範囲外の低光量領域を除いてほぼ一定値になっており、モニター PMT のパルスリニアリティを保証する。

High Voltage [V]	Gain	Saturation point [photoelectrons]	
		(5% non-linearity)	(10% non-linearity)
750	1.0×10^5	400	> 600
800	6.2×10^5	140	220
900	2.1×10^6	60	80

Table 5.2: マルチアノードのパルスリニアリティ測定のまとめ。各ゲインにおいてノンリニアリティが 5%および 10%となる入射光量を photoelectron 相当の量で表した。

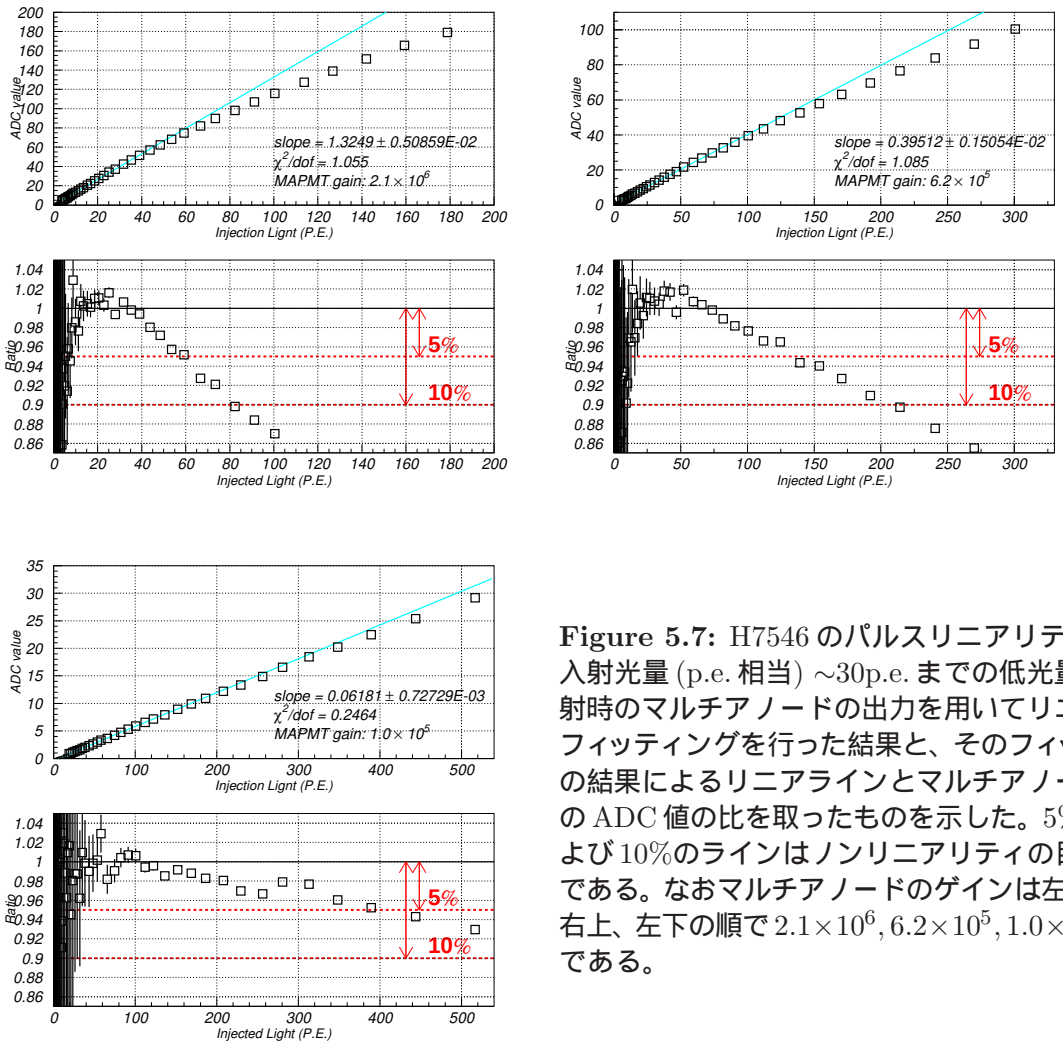

Figure 5.7: H7546 のパルスリニアリティ。入射光量 (p.e. 相当) ∼30p.e. までの低光量入射時のマルチアノードの出力を用いてリニアフィッティングを行った結果と、そのフィットの結果によるリニアラインとマルチアノードの ADC 値の比を取ったものを示した。5%および 10%のラインはノンリニアリティの目安である。なおマルチアノードのゲインは左上、右上、左下の順で $2.1\times10^6, 6.2\times10^5, 1.0\times10^5$ である。

5.6 クロストーク率

ここではクロストークの測定について述べる。まずクロストーク率の定義を以下のように行う。

$$\mathcal{C}_i = \frac{Q_i}{Q_{sum}} \tag{5.3}$$

$$Q_{sum} = Q_{pulsed} + \sum_{neighbor} Q_j + \sum_{diag.} Q_j \tag{5.4}$$

$\mathcal{C}_i$: チャンネル i へのクロストーク率
Q_{pulsed} : LED パルスを入射しているピクセルのアノード出力電荷
$\sum_{neighbor} Q_j$: 入射ピクセルに隣接する 4 つのアノード出力の総電荷量
$\sum_{diag.} Q_j$: 入射ピクセルの最近接対角線上の 4 つのアノード出力の総電荷量

測定にあたりまずファイバーのアライメントを行う必要がある。H7546 のピクセルサイズは $2 \times 2mm^2$ なので、光電子の収集効率できまるクロストークの正確な評価を行うためにはピクセルの中心位置とファイバーの情報を知る必要があるが、ϕ0.7mm の波長変換ファイバーは ϕ0.8 の穴の空いた黒アクリル製クッキーに固定されているので $\pm 50\mu m$ の精度、さらに PMT ケースとピクセルとの相対位置も $300\mu m$ 程度の精度しかない。そこでピクセルおよびその周辺をファイバー入射位置を変えてスキャンし、出力シグナルのマップを作ってピクセルの中心位置を求めた (Figure 5.8)。これ以後示す図の位置座標はこのような補正を行った後のものを用いている。

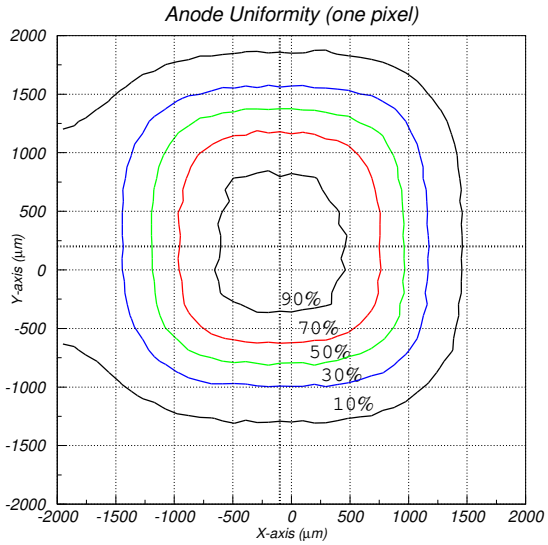

Figure 5.8: H7546 におけるピクセル当たりのアノードユニフォーミティ。1 ピクセルを 100μm 間隔でスキャンし、最大アノード出力のポイントを 100%として contour を描いた。図の座標は測定における機械座標であり、このセットアップでは機械原点とピクセル中心のずれが X 方向に $-100\mu m$、Y 方向に $+200\mu m$ であることをを示している。

クロストークの評価を行うためにピクセル中心を原点とし、moving stage 上に固定した波長変換ファイバーを $100\mu m$ 間隔、X および Y 軸上で移動させてその ADC 出力を測定した (Figure 5.9)。

クロストークの解析のために

- ファイバー径を 0.7mm および 1.0mm にしたとき (Figure 5.10, 5.11)

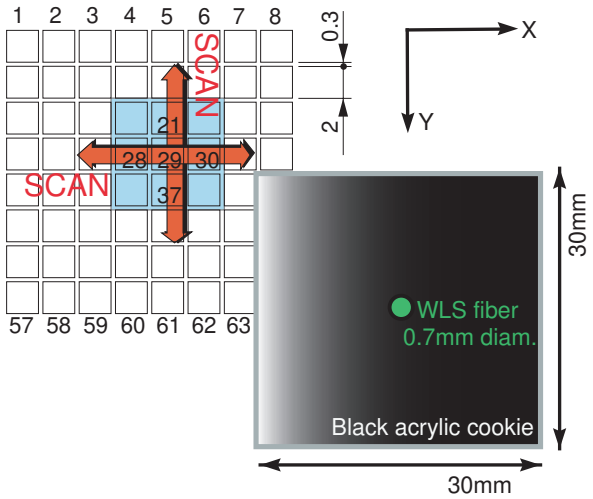

Figure 5.9: クロストーク率測定におけるマルチアノードのピクセルスキャン。波長変換ファイバーを挿入・固定した黒アクリル製クッキーを端面研磨する。このクッキーを moving stage に固定させ、ピクセル中心を原点として X,Y 軸上で光の入射位置を変えた。なおこのときマルチアノードガラス面とファイバークッキーはコンタクトさせた。クッキーのサイズはマルチアノードの表面より大きく作っており、光漏れ等の外部からくる光の光電面への入射はない。

- 印加電圧を変化させたとき

というテスト条件を変えたクロストークの測定を行っている。ファイバー径の違うデータの比較からは入射光が隣接チャンネルへ漏れることによるクロストーク、また印加電圧すなわちゲインの違うデータから dynode leak charge に起因するクロストークの評価が行える。

なお、光の入射位置がピクセル中心からずれたときの周辺 8 チャンネルの ADC 分布を Figure 5.12 に示した。

測定結果

測定結果を Table 5.3, 5.4 にまとめた。まず、ファイバー径に比例して低クロストーク率の領域が減少している。これはすなわち光電面の入射位置に依存する入射光の隣接チャンネルへの漏れが要因である。また入射チャンネルには光電子の収集効率の低下がみられる。また表からクロストークの High Voltage 依存性は見られない。このことより、われわれの使用するゲイン $10^5 \sim 10^6$ の領域おいては、クロストークは入射位置によって光が隣接チャンネルへの漏れてしまうことに起因するものであるといえる。

5.6.1 ファイバー径の仕様の決定

前節のマルチアノードのクロストーク率の測定結果からわれわれの検出器で使用するのに最適な波長変換ファイバーの仕様を考察し決定する。

Figure 5.13 にクロストーク率とファイバー中心位置の許容領域の関係を示した。$\phi 0.7, 1.0$ のファイバーを用いたとき、3%以下のクロストーク率を満たすピクセルの領域はそれぞれ 1161.3μm および 912.5μm、また 5%としたときはそれぞれ 1512.5μm および 1150.0μm なのでファイバー径によるその領域の差はおのおの

$$1161.3(\pm 31.5) - 912.5(\pm 27.2) = 248.8 \pm 41.6\mu\text{m}$$

$$1512.5(\pm 31.2) - 1150(\pm 26.5) = 262.5 \pm 41.0\mu\text{m}$$

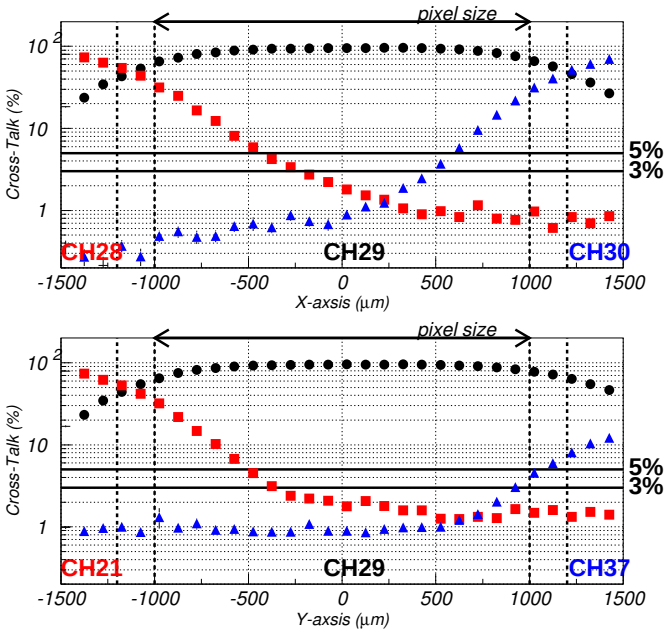

Figure 5.10: H7546 におけるチャンネル間クロストーク (ϕ0.7 WLS fiber 使用時)。チャンネル 28 のピクセルにおいて、X 軸上 (上図) および Y 軸上 (下図) で $\pm$1500μm の範囲をを 100μm 間隔で移動させた。各ファイバー位置 (光の入射位置) における隣接チャンネルのクロストーク率を示した。$\pm$1000μm に示した線は 1 辺 2mm のピクセル端を表す。

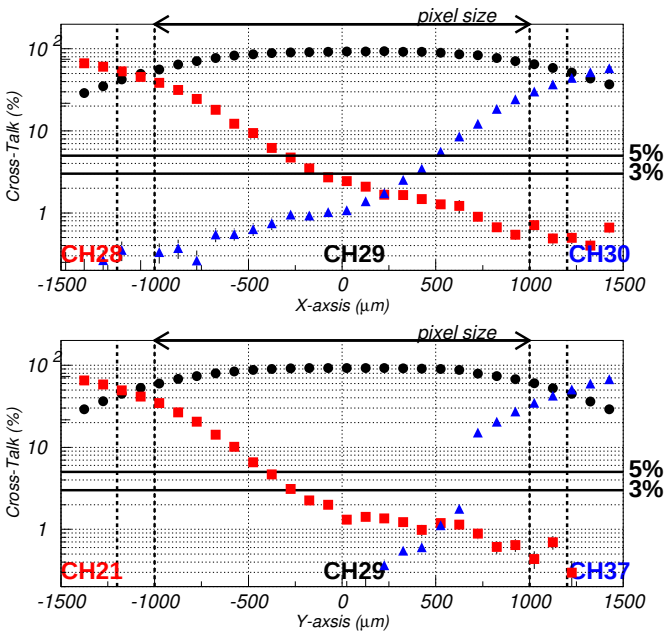

Figure 5.11: H7546 におけるチャンネル間クロストーク。ϕ1.0mm の波長変換ファイバーを用いた測定結果であり、表記は Figure 5.10 と同じである。

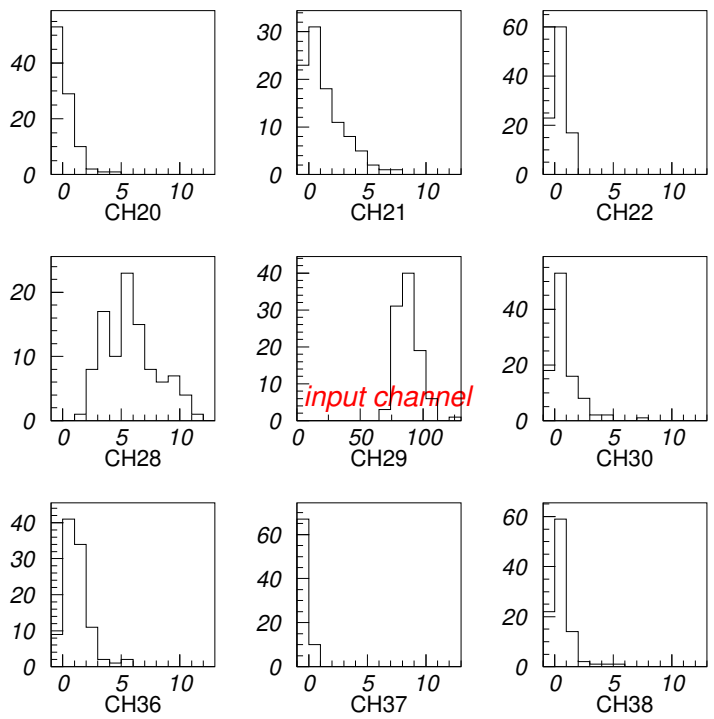

Figure 5.12: パルス入射位置がピクセル中心がらずれた時の周辺チャンネルの ADC 出力。図はチャンネル 29 のピクセル中心からから X 方向 (チャンネル 28 方向) へ 500μm ずれたときのものであり、チャンネル 28 からクロストーク信号が見られる。

		測定 1(ch29)		測定 2(ch43)	
	allowed level	ϕ 0.7	ϕ 1.0	ϕ 0.7	ϕ 1.0
X region	$< 3\%$	$^{+0.4}_{-0.5}$	$^{+0.2}_{-0.5}$	$^{+0.9}_{-0.6}$	$^{+0.7}_{-0.6}$
	$< 5\%$	$^{+0.5}_{-0.6}$	$^{+0.4}_{-0.6}$	$^{+1.0}_{-0.7}$	$^{+0.8}_{-0.7}$
Y region	$< 3\%$	$^{+0.4}_{-0.7}$	$^{+0.4}_{-0.4}$	$^{+0.5}_{-0.5}$	$^{+0.4}_{-0.4}$
	$< 5\%$	$^{+0.6}_{-0.9}$	$^{+0.5}_{-0.5}$	$^{+0.6}_{-0.6}$	$^{+0.5}_{-0.5}$

Table 5.3: H7546 のクロストーク測定の結果。表はクロストーク許容率を 3%および 5%としたとき、その要求を満たすファイバーの設定位置領域 (mm) を表す。例を挙げると、表中の左上の $^{+0.4}_{-0.5}$ という表記は、(ピクセル中心を原点とした座標で) X 軸上を ϕ0.7 のファイバーを用いてスキャンしていったとき、-0.5mm∼+0.4mm の領域では周辺チャンネルのクロストーク率が 3%以下に抑えられることを意味する。なお測定は入射チャンネルを変えて 2 度行った (測定 1,2)。

		測定 1(ch29)		測定 2(ch43)	
	allowed level	800V	900V	800V	900V
X region	$< 3\%$	$^{+0.4}_{-0.5}$	$^{+0.3}_{-0.5}$	$^{+0.9}_{-0.6}$	$^{+0.9}_{-0.6}$
	$< 5\%$	$^{+0.5}_{-0.6}$	$^{+0.5}_{-0.6}$	$^{+1.0}_{-0.7}$	$^{+1.0}_{-0.7}$
Y region	$< 3\%$	$^{+0.4}_{-0.7}$	$^{+0.4}_{-0.8}$	$^{+0.5}_{-0.5}$	$^{+0.5}_{-0.4}$
	$< 5\%$	$^{+0.6}_{-0.9}$	$^{+0.5}_{-1.0}$	$^{+0.6}_{-0.6}$	$^{+0.5}_{-0.6}$

Table 5.4: クロストークの High Voltage 依存性の測定結果。$\phi 0.7$ の波長変換ファイバーを用いて印加電圧を 800V,900V のときのクロストークを測定したものであり、表の表記は Table 5.3 と同じである。ゲインによるクロストーク率の変化は見られない。測定は異なるチャンネルで 2 度行っている。

となっており、ともにファイバー径の差 300μm と同程度だけその領域が狭くなる[*2]。クロストークは入射光がピクセル中心からずれることによる隣接チャンネルへの光の漏れであるので、ファイバー径に応じてその許容領域が狭くなっているのが定量的に理解できる。われわれは、ファイバーが太いほうが得られる光量が大きくなるのでファイバー径は 1.5mm を用いることにした。入射光量が大きくなることにより、Poisson 統計のふらつきに起因するエネルギー分解能の改善が期待される。

次に 1.5mm 径のファイバーを用いるときクロストークを 3%以下に抑えるに求められるマルチアノードピクセルと波長変換ファイバー間のアライメント精度を考察する。Figure 5.13 から ϕ 1mm のファイバーを用いる時にクロストーク率を 3%以下に抑えるためにはピクセル中央の 912.5μm の領域にファイバー入射位置を定めなければならないことが分かる。1.5mm 径のファイバーを用いるときにこの領域は、ファイバー径の違い分 (1.5mm-1.0mm) だけ狭くなると考えられるので

$$912.5\mu\text{m} - (1.5\text{mm} - 1.0\text{mm}) = 412.5\mu\text{m}$$

となる。われわれはピクセル中心から $\pm 200\mu m$ の精度でのファイバーのアライメントを行わなくてはならない。これに対して、ファイバーとマルチアノード接続部のアライメントシステム[*3]を開発した。このシステムを用いてアライメントを行い、ϕ1.5mm のファイバーを使用時のクロストーク率の測定を行ったが、結果は 3%という期待通り数字が得られている。

なお、クロストークの問題のみを考えるとチャンネル当たり ϕ0.7mm のファイバー 2 本を用いることも考えられたが、波長変換ファイバーのシンチレーション光に対する吸収量がそのファイバー径に比例する結果 [16][17] が得られており、一方その吸収量はファイバーの本数に比例しないので 1 チャンネルに付き ϕ1.5mm ファイバー 1 本を用いることにした。

5.7 チャンネルユニフォーミティ

一つのマルチアノードパッケージ内の各ピクセルにパルスを入射したとき、同一の入射光量にも関わらず各チャンネルごとにそのアノード出力のばらつきがある。これは各チャンネルごとにゲインが異なるためであり、数サンプルの測定結果によるこのゲインのばらつきは、ゲイン最大のチャンネルに対する最小のチャンネルの比を用いてあらわすと $40 \sim 60$ %程度であっ

[*2] ガウス分布を仮定し、誤差を算出した。

[*3] このファイバー、ピクセル間のアライメントのために我々はマルチアノードのパッケージを修正した H8804 を用いるが、PMT 及びベース回路に変更はなく H7546 と同じ性能である。

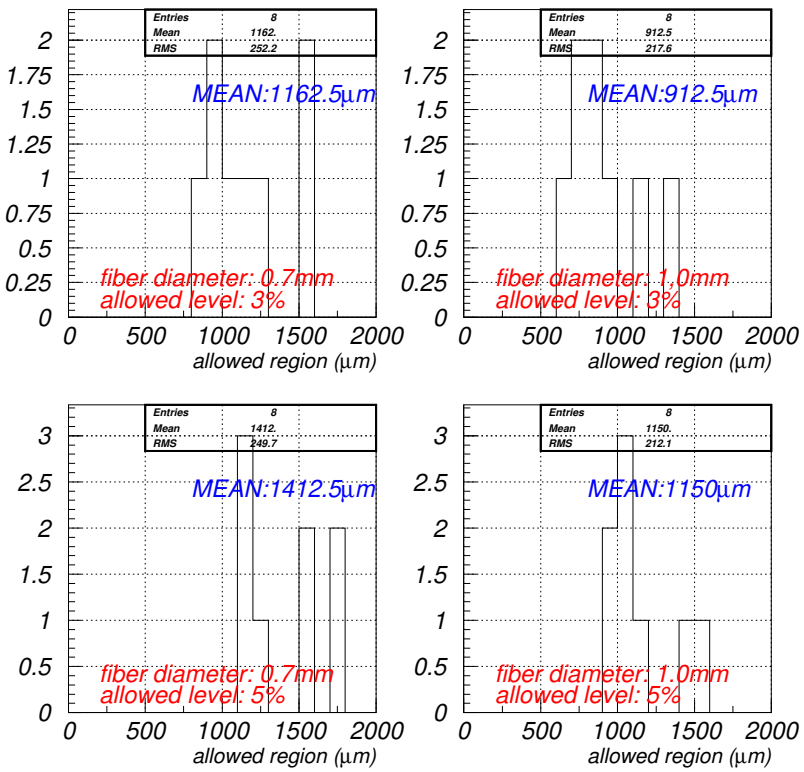

Figure 5.13: クロストーク許容領域の分布。クロストークの測定結果を用いて、許容クロストークレベルを指定したときにその条件を満たすピクセル内の領域の大きさの分布を示した。図は使用したファイバー径、クロストークの許容レベルで場合分けしてある。

た。測定は ϕ0.7mm の波長変換ファイバーを用いて各ピクセルの中心に光を入射、サチュレーションのない 30p.e. 相当の光量に調整してある。Figure 5.14 に一例を示す。なお各チャンネル間の相対的なゲイン比は印加電圧を変えても変化しない。

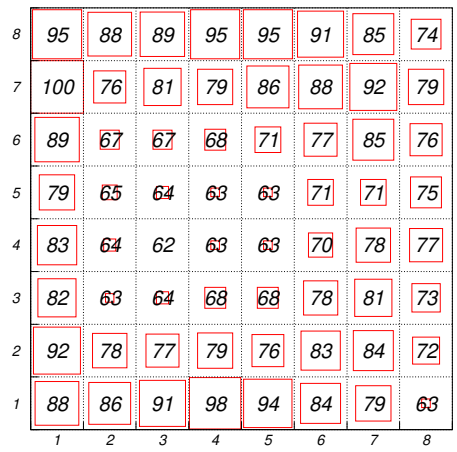

Figure 5.14: H7546 のチャンネルユニフォーミティ。全 64 チャンネルのゲインを、最も高いゲインのチャンネルを 100 と規格化して表した。このマルチアノードのユニフォーミティは 60%程度である。

5.8 時間分解能

マルチアノードの時間分解能に関しては以下のような測定を行った。2m 強の波長変換ファイバーに対して LED 光の当てる位置を変えていき、アノード出力を弁別、TDC で時間分布を測定した。TDC のスタートは LED を光らせるパルスのタイミングである。

Figure 5.15 はこの測定のセットアップの概略図とその各位置での得られたシグナルの時間分解能を示したものである。LED 光の照射位置がマルチアノードから離れてゆくと時間分解能が悪くなっていく。これはファイバー内の伝搬距離が長くなると減衰により光子数が減ってアノード出力のパルス高が低くなり、threshold 付近でのジッターが大きくなるためであろう。

なおマルチアノード自体の時間分解能を評価するには照射位置がマルチアノードから最も近いデータ点を用いればよい。4 チャンネルの測定ですべて 250ps 以下の分解能である。

5.9 考察およびまとめ

シンチレータトラッカーにおける波長変換ファイバーの読み出し用の光検出器として、マルチアノード光電子増倍管 H7546 の基本特性の評価を行った。その測定結果をまとめ、考察をおこなう。

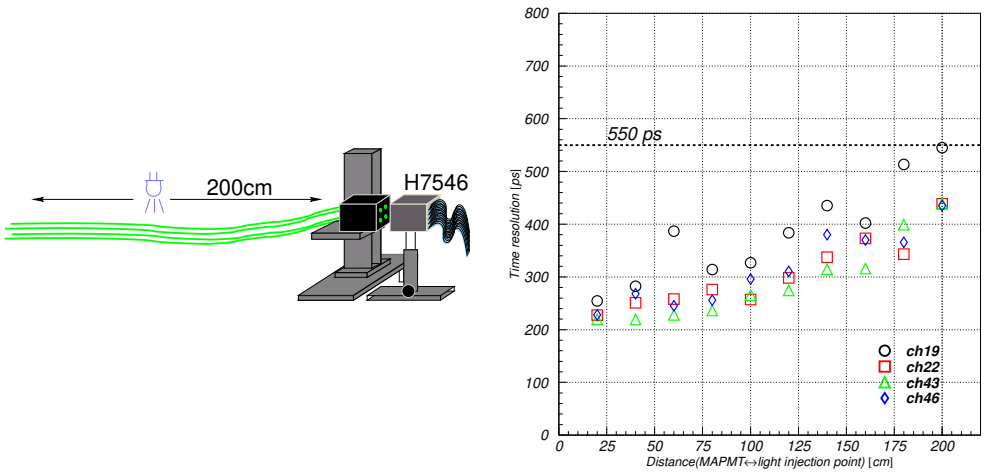

Figure 5.15: H7546 の時間分解能。ファイバーへの LED 光入射位置をマルチアノードから 20cm∼200cm の範囲で変えていった。各位置でのアノード出力の時間分布に対して gaussian フィッティングを行いその結果得られた σ を入射位置ごとに示した。なお、ファイバー 4 本を用いて同時に 4 チャンネルの測定を行っている。

クロストーク率

まずクロストークに関してはそのおもな原因は光の入射位置に依存する隣接チャンネルへの漏れによるものであり、3%の許容レベルを課しても 1.5mm 系の波長変換ファイバーが使用できることがわかった。これにより最終的な検出器構成である 13mm 厚のシンチレータおよび ϕ1.5mm の波長変換ファイバーの基本性能から、われわれの検出器での反応は以下のように見積もられている。

- MIP に対しては $7 \sim 20$p.e. 相当の光量 ($40 \sim 340$cm のファイバーによる減衰)
- 低エネルギー陽子によるシグナルは 160p.e. 相当 (40cm のファイバー減衰時)

このとき低エネルギー陽子のシグナルによるクロストーク信号 ($160 \times 0.03 = 4.8$p.e.) は、MIP シグナル 20p.e. に対して 3σ 以上離れており問題ないレベルである。

パルスリニアリティ、印加電圧

パルスリニアリティに関しての考察を行うと、われわれの検出器では 200p.e. 相当 ($\simeq 160 + 3 \times \sqrt{160}$, 3σ の統計的ふらつきを考慮した) までのシグナル検出能力が光検出器には求められる。今回の測定結果からマルチアノードのゲイン設定値を 5×10^5 とした。このとき、200p.e. 相当の入射光量に対して $\sim 5\%$ のノンリニアリティである。マルチアノードには最大 2 倍のチャンネル間のゲインの違いがあるが、

- 100p.e. 以上の大光量が検出されるのは、ファイバーによる減衰の小さいマルチアノードに近い 1m のシンチレータの領域でしかない

- 低ゲインでの使用は MIP シグナル検出時の S/N 比が悪くなる

以上を考慮してチャンネルあたりのゲインが 5×10^5 以上になるように設定する ($\sim$800V の印加電圧)。これにより最大ゲインのチャンネルは 1×10^6 になるが、そのようなチャンネルでも $\sim$160p.e. までは 10% ノンリニアリティで測定が行える[*4]。

なお今回の測定は 0.7mm 径のファイバーを用いたが、実機で導入する 1.5mm のものを使用するとパルスリニアリティは改善するものと思われる。一般的に光電子増倍管のノンリニアリティをもたらす原因は空間電荷効果であり、蓄積された空間電荷が電子の軌道に影響を与え、電子の収束性を悪くする。しかし、同じ入射光子数でもファイバー径を太くするとその光子密度、さらには電荷密度が低下するのでパルスリニアリティは良くなると期待される。

最後にダークカレントに関しては 0.1μA 以下、また時間分解能は 1ns 以下であり、われわれの使用に関しては問題ない大きさである。

[*4] Table 5.2 からゲイン 2.1×10^6 での 10% ノンリニアリティ点が 80p.e. であり、ゲインが半分になるとサチュレーション点はおよそ 2 倍になると考えられる。

Chapter 6

VA/TA フロントエンドエレクトロニクスの開発

マルチアノード光電子増倍管 H7546 はコンパクトかつ高性能な光検出器ではあるが、物理の要請から我々の検出器においては幾分低いゲインでの動作が強いられる。そのために既存の PMT 読み出しではなく、新たな低レベルシグナル読み出し用エレクトロニクスを開発するとともにコストのかかる膨大な読み出しチャンネルを削減するためのフロントエンド部でのシリアル化を必要とする。またそのフロントエンド部自身もコンパクトなものでなくてはならない。

これらの要請に対して VA/TA チップの基本性能評価をおこない、シンチレータトラッカーのための VA/TA 搭載フロントエンドエレクトロニクスを開発し、またマルチアノードの読み出しエレクトロニクスに対する新たな手法を確立した。

6.1 VA32_HDR11+TA32CG

VA とはそもそも CERN(欧州合同素粒子原子核研究機構) において vertex detector にて用いられるシリコンストリップ検出器などの小信号の読み出しのためのフロントエンド LSI(Large-Scale Integrated circuit) として開発された ASIC(Aplication Specific Integrated Circuit) である。VA は CMOS 回路により構成されており、マルチチャンネルの入力ラインに対して各々 charge sensitive preamplifier, slow shaper, sample&hold の回路を構成する。最後段にアナログマルチプレクサがあり、最終的にマルチチャンネルの入力が 1 チャンネルにシリアル化され、電圧として出力される。この電圧が各チャンネルの電荷量に対応、すなわちエネルギー情報となる。

また TA は fast triggering 機能を備えた ASIC である。VA 同様マルチチャンネルの入力に対し fist shaping を行い、level sensitive discriminator によりトリガーシグナルを作る。この後段に OR 回路があり、最終的には全チャンネルのトリガーシグナルの OR が出力される。

われわれは VA と TA の機能をまとめてひとつのパッケージにした IDEAS 社の "VA32_HDR11+TA32CG(Figure 6.1)" をマルチアノード光電子増倍管の読み出しに応用し、新検出器のフロントエンドエレクトロニクスを開発した。この VA/TA は 32 チャンネル入力であり、1 つのマルチアノード PMT(64 チャンネル) に対して 2 チップ用いる。デイジーチェインで用いることにより 1 つのチップとしてコントロールすることができる。この VA/TA ASIC の基本特性を Table 6.1 に示す。

[*3] Thin Quad Flat Package、IC パッケージの 4 辺からリードピンを引き出した、高密度表面実装用のパッケージ形態。実装面積の制限から、我々は最終的にこのパッケージタイプのものを選択した。

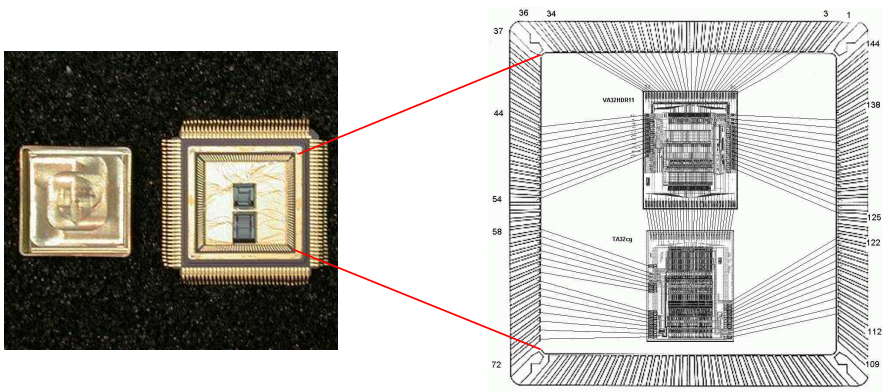

Figure 6.1: TQFP[*3]タイプの VA32_HDR11+TA32CG。中に見える 2 つのコアが VA と TA(上が VA、下が TA)。

	VA
プロセス	0.8μm N-well CMOS, double-poly, double metal
供給電圧	VDD=+2.5V, VSS=-2.5V
slow-shaper の peaking time	0.8 $\sim$ 1.2μs の範囲で可変
入力ダイナミックレンジ	-35pC $\sim$ +25pC
消費電力	73.6mW (チャンネル当たり 2.3mW)
ゲイン	5.8mV/pC
	36μA/pC (マルチプレクスされた出力)
	TA
プロセス	1.2 μm N-well CMOS, double-poly, double metal
fast-shaper の peaking time	75 $\sim$ 150ns の範囲で可変
消費電力	30mW (チャンネル当たりは 0.9mW)

Table 6.1: VA32_HDR11+TA32CG specification

6.2 VA/TA の入出力信号およびバイアスパラメータ

VA/TA には多くの入出力信号およびバイアスパラメータが存在する。Figure 6.2 に VA/TA の構成と主な信号名を示したが、後文でも多く現れるこれらの信号名の簡略な説明を以下に行う。

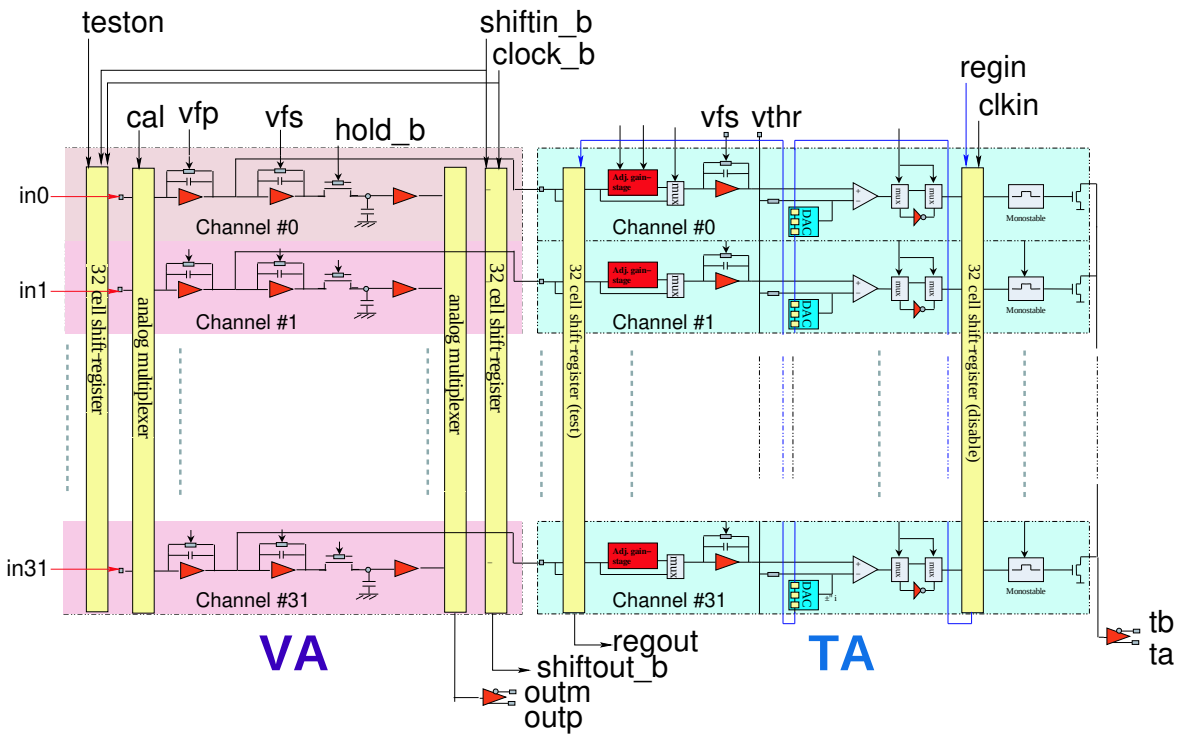

Figure 6.2: VA/TA の基本構成

6.2.1 入出力信号リスト

VA/TA の入出力信号は、32 のアナログ信号の入力ラインとそれらがシリアル化された出力、TA のトリガー出力と VA/TA の読み出し動作をコントロールものからなる。Table 6.2 にその一覧を示す。

6.2.2 バイアスパラメータのリスト

Table 6.3 は VA/TA の特性を決めるバイアス電流、電圧の一覧である。われわれは各バイアスパラメータを使用にあわせて各々最適化し、フロントエンドボード上の抵抗分割で作り出す定電流、定電圧でそのパラメータを固定する。なお、トリガー threshold のみは外部から調節可能にする。

入出力信号名	説明	シグナルタイプ
VA		
in[0-31]	VA へのシグナル入力ライン (32 系統)	charge
hold_b, hold(dummy)	sample & hold 回路のホールド信号	logical
shiftin_b	VA のシフトレジスタを初期化するための信号	logical
clock(dummy), clock_b	VA 読み出しクロック	logical
outp, outm	マルチプレクサのアナログ差動出力	current
dreset, dreset_b(dummy)	VA の内部コントロールの初期化	logical
cal	テスト信号の入力ライン	charge
teston	テスト信号の入力ラインの有効化	logical
TA		
ta,tb	トリガー出力 (差動信号)	current
clkin, clkin_b(dummy)	TA 内部レジスタへ書き込みクロック	logical
regin	TA 内のレジスタへの入力ライン	logical
regout	TA 内部レジスタの出力ライン	logical

Table 6.2: VA/TA の入出力信号一覧。差動信号で dummy と表記したものは VA/TA の内部動作には寄与しない。なお "_b" と記した信号は low active であることを意味する。

バイアス名	説明	タイプ
VA		
pre_bias	pre-amplifier のバイアス電流	current
vfp	pre-amplifiers のフィードバック抵抗のコントロール	voltage
sha_bias	shaper-amplifiers のバイアス電流	current
vfs	shaper-amplifiers のフィードバック抵抗のコントロール	voltage
ibuf	output-buffer のバイアス電流	current
TA		
sbi	shaper-amplifiers のバイアス電流	current
twbi	トリガー出力の信号幅調整	voltage
vfs	shaper-amplifiers のフィードバック抵抗のコントロール	voltage
vthr	discriminator の threshold	voltage
gbi	ゲインステージのバイアス電流	current
refbi	trim-DAC のバイアス電流	current

Table 6.3: VA/TA のバイアスパラメーター覧。

6.3 VA/TA の読み出し原理

まず VA/TA を用いた読み出し原理を Figure 6.3 に沿って説明する。

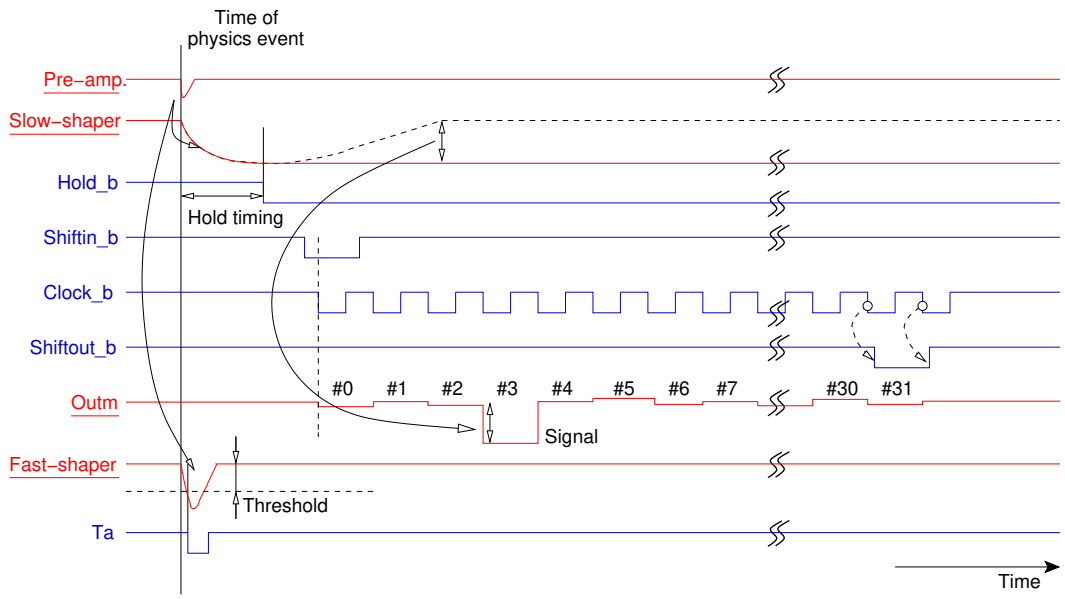

Figure 6.3: VA/TA 読み出しの基本動作。ホールドされた全 32 チャンネルのシグナルが 1 つのシリアル化された出力 “outm(outp)” になる。なお、図中の slow-shaper の波高と outm の波高は、outp が電流出力であるため厳密には同じではないが、その shaper の波高に比例した outm の出力が得られる。また各信号の色分けは赤がアナログ (下線付き)、青がデジタル信号であることを示す。

ある物理イベントによる入力信号はまず pre-amplifier によって増幅される。この増幅信号は 2 系統に分割され、各々VA および TA の shaper への入力となる。VA, TA に関してシグナルの流れは以下の通りである。まず VA については、

【1】slow-shaping
pre-amplifier によって増幅されたシグナルは slow-shaper を通り、charge → voltage 変換がなされる。shaper の peaking time は $1\mu s$ 程度でありゆっくりした立ち下がりの出力信号である (Figure 6.4)。

【2】sample & hold
slow-shaper の後段に sample&hold 回路があり、外部からの”hold_b” シグナルによって全 32 チャンネルの slow-shaper のパルス高が保持される。(“hold_b” が low から high へ戻ると、このシグナルのホールドは解除される。)

【3】mutiplex
保持された各チャンネルの信号はマルチプレクサによってシリアル化される。マルチプレクサの信号切り替えはシフトレジスタで行い、“shiftin_b” が low のときの読み出しクロック (“clock_b”) 立ち下がりエッジでスイッチは初期化されてチャンネル 0 につながる。

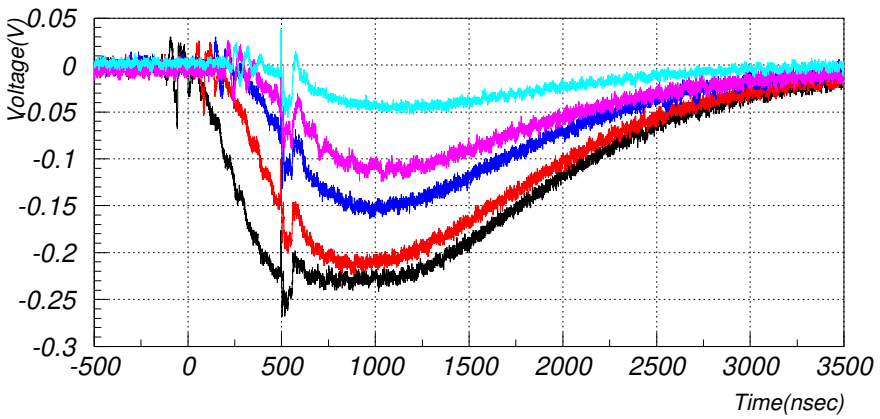

Figure 6.4: VA slow shaper の出力。入力電荷量の違いによる出力波形の違いを示した (オシロスコープの画像)。VA のダイナミックレンジを越えるような大きな入力信号に対しては供給電圧以上の信号ドライブができないのでピーク付近がフラットになる。500ns 付近に見えるスパイクは TA によるクロストーク。

クロックエッジに応じて出力チャンネルが切り替わり、信号がシリアル化される。なおすべてのチャンネルへのスイッチングが終わると、チップの出力信号”shiftout_b” が low となり、その次のクロックで”shiftout_b” は high に戻る。

このシリアル化されたアナログ信号は最終的に buffer-amplifier を通って差動電流出力 “outp”, “outm” となる。

なおこのほかに”cal” と呼ばれる入力ラインがあり、コントロール信号”teston” を low にすることによって pre-amplifier への入力が通常のライン (マルチアノード出力ライン) から”cal” へと切り替わる。“cal” の入力チャンネルはシフトレジスタによって切り替えることができ、その切り替えはマルチプレクサと同様である。この”cal” を用いてテストチャージを入力することにより VA のキャリブレーションが行える。また VA 内部の各ロジックコンポーネントは入力信号”dreset” によって初期化される。

一方 TA の動作をまとめると、

【1】fast-shaping
pre-amplifier の信号は TA の shaper に向かう。CR-RC 回路のこの shaper は 100ns 程度の早い peaking time をもち、この peaking time は外部からバイアス電流により 75ns∼150ns の範囲で可変である。

【2】discrimination
fast-shaper の信号は level-sensitive discriminator によってトリガー信号となる。外部から与えられる threshold レベルで弁別され、フリップフロップ回路からなる単安定マルチバイブレータによって固定幅のパルスが得られる。また各チャンネルの discriminator は 3bit-DAC を内蔵しており、threshold は全チャンネル共通であるのでこの DAC(trim-DAC) でチャンネル間のオフセットのばらつきを補正できる。

【3】wire-or circuit
各チャンネルの終端は pull-down されて OR 回路に接続される。各々の信号の OR をとることによりチップ共通のトリガーシグナルとなる。なお最終的な出力は VA と同じく差動電流出力となり、それぞれ “ta”, “tb” と呼ぶ。

以上により電荷情報、時間情報となる VA, TA の信号が得られる。ここでは触れなかった TA の機能に gain stage による shaper 出力を増幅、またトリガーチャンネルのマスク機能があり、シフトレジスタによるチャンネルごとのトリガーの有効化 · 無効化の切り替えが可能である。これらのレジスタの書き込みは”regin” およびその書き込み用クロック”clkin” で行う。

また、64 チャンネル出力をもつマルチアノードの読み出しには 2 つの VA/TA チップ (32×2 チャンネル) 必要である。この 2 チップの使用法した読み出しは次の通りである。あるイベントに対して TA のトリガー信号を検出し、2 チップの”hold_b” を low にして全 64 チャンネルの信号をホールドする。まず前述のように 1 つめのチップを読み出す。このチップの”shiftout_b” を 2 つめのチップの”shiftin_b” に用いてさらに読み出しクロックを送り続けると、2 つめの VA の読み出しシーケンスが実行される。すなわちチップ 1 への”shiftin_b” と両チップ共通に 64 クロックを送り、外部回路でチップ 1, 2 の VA 出力を共通にすることによりマルチアノードの 64 チャンネルの出力のパラレル · シリアル変換が行える。なおマルチプレクサに対する 33 個目のクロックから各チャンネルへのスイッチは無接続 (NC) となるのでチップ 1, 2 の VA 出力の衝突はない (Figure 6.5)。

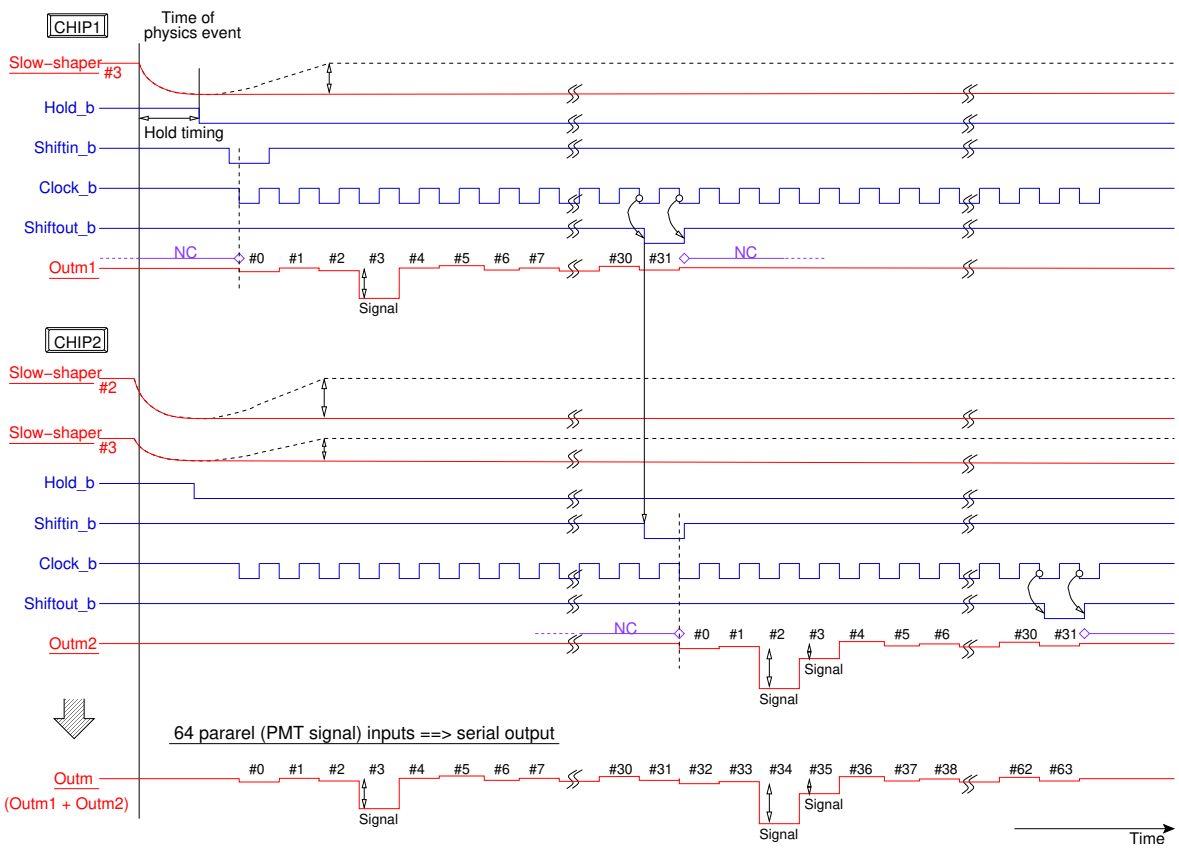

Figure 6.5: 2 チップを用いた読み出しシーケンス。動作説明は本文に記述してある。

6.4 VA32_HDR11+TA32CG の性能評価

われわれは VA/TA を用いたマルチアノード読み出し用フロントエンドボード開発にあたり、まずプロトタイプの製作を行った。この VA/TA プロトタイプフロントエンドボードを用い、VA32_HDR11+TA32CG の動作評価、マルチアノードのシグナル読み出しの確認、パラメータの最適化等を行い、実機に導入するフロントエンドボードを開発した。

最終的な VA/TA を用いた読み出しの評価は VATA フロントエンドとその読み出し回路も含めたものでなくてはならない。今章で触れない多くの評価は、次章で実機に導入するフロントエンドボードとその読み出し用モジュールとあわせて行う。

そこで本節ではこのプロトタイプフロントエンドボードを用いた VA/TA の性能評価およびマルチアノード読み出しの研究、最終デザインに向けて行った考察をまとめる。

6.4.1 VA/TA プロトタイプフロントエンドボード

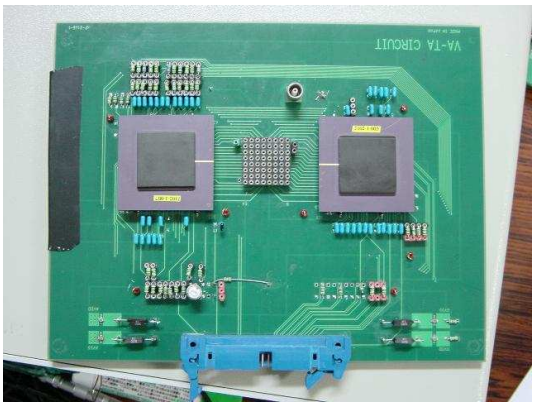

Figure 6.6: VA/TA プロトタイプフロントエンドボード

Figure 6.6 に示したのはシンチレータトラッカーのための VA/TA フロントエンドとして製作したプロトタイプボードである。PGA(Pin Grid Array) タイプの VA/TA [*4]を 2 チップ搭載し、またマルチアノードはノイズ源となる浮遊容量などを極力小さくするためにフロントエンドボード中央に直接マウントできるようにして VA とアノード間の距離を短くしている。

なおこのフロントエンドボードの読み出しには VA の読み出しシーケンス制御、およびアナログ出力の AD 変換のための外部回路が必要であるが、この段階では次章に述べる DAQ module は未開発である。PPG(Pulse Pattern Generator) を用いて Figure 6.5 に示したような固定パターンを生成し、ラインドライバを通して ±2.5V の VA/TA コントロール信号をつくり、読み出しシーケンスを実行する。またアナログ出力の読み出しに関しては”VA-DAQ” と呼ばれる IDEAS 社の VA ASIC 評価用のデータ収集システムを用いている。

6.4.2 VA/TA フロントエンドエレクトロニクスに課せられる要求

性能評価をおこなう前にまず、このフロントエンドエレクトロニクスでの読み出しに課せられる要求を挙げる。

[*4]最終的に使用するパッケージは TQFP であるが、VA/TA の性能自体は同じものである。

【1】MIP シグナル (7-20p.e.) に対して十分小さいノイズレベル

【2】200p.e. 相当の入力信号までのダイナミックレンジを有する

【3】低いチャンネル間クロストーク率

【4】∼10ns のトリガーシグナルの時間分解能

【5】低いトリガー threshold 値 (1p.e. 以下)

【6】VA slow shaper の peaking time は $1.2\mu s$

【7】VA および TA 出力の 4m ケーブル使用時のドライブ能力

【1】【2】に関しては前章マルチアノードの箇所ですでに触れたが、シンチレータトラッカーの基礎性能 (粒子識別、運動量測定) から必要とされるものである。またクロストークの存在は粒子の飛跡検出の際のバックグラウンドとなる【3】。マルチアノードのクロストーク率が 3%なのでこれより十分低いことが求められる。

【4】に関してはの K2K のビーム構造からくる要請である。前章でも述べたが、ビームスピルは $1.1\mu s$、1 スピルは 9 バンチ (バンチ幅は約 50ns) の構造をもっており、解析時にニュートリノビームに起因するイベントと宇宙線などのバックグラウンドを区別するためにはこのバンチ構造を識別できるだけの時間分解能をもたねばならない。われわれ検出器においてはシンチレーション光および波長変換ファイバーの吸収・再発光の過程が時間分解能を決定する (∼10ns) ので、読み出し用エレクトロニクスに対してはマルチアノードと同程度の ∼ 1ns の時間分解能を要求する。

【5】は、われわれの検出器がセルフトリガーでの動作を必要とするためである。トリガー検出効率を上げるためには十分低い TA threshold でもノイズヒットなく動作することが必要とされ、また TA の時間情報は粒子の飛跡およびイベント再構成の際の付加的な情報になる。threshold 値は 1p.e. 以下に設定できることが望ましい。

【6】に関してもほぼ同様で、マルチイベントを識別するために TA のノイズヒットを無くすためであるが、詳細は 6.4.6 節で述べる。【7】は検出器の構造により、フロントエンド部と後章で述べる VA/TA をコントロールする DAQ module の接続に 4m のケーブル長が必要となるためである。

入力信号の表記について

前章でマルチアノードの性能についてまとめたが、われわれの期待する検出器性能を得るためには 5×10^5 ゲインでのマルチアノードの使用が求められ、読み出し用エレクトロニクスにおいてもこのゲイン値での使用を想定して開発している。以後入力信号の電荷量を photoelectron 相当の表記を用いるが、

$$\begin{aligned} \text{1p.e.シグナル} &= (\text{電子の電荷量}) \times (\text{マルチアノードのゲイン}) \\ &= \left(1.6\times10^{-19}\ [\mathrm{C}]\right) \times \left(5\times10^5\right) \\ &= 0.08\ [\mathrm{pC}] \end{aligned}$$

の関係がある。

6.4.3 VA のチャンネル間クロストーク

Figure 6.7 に示したのは VA のクロストーク率である。ひとつのチャンネル (図ではチャンネル 13) に MIP 相当 0.8pC のシグナルを入れたときのそのチャンネル出力に対する他のチャンネルの出力の割合を表した。すべてのチャンネルにおいて 0.2%以下でありクロストークは確認されなかった。

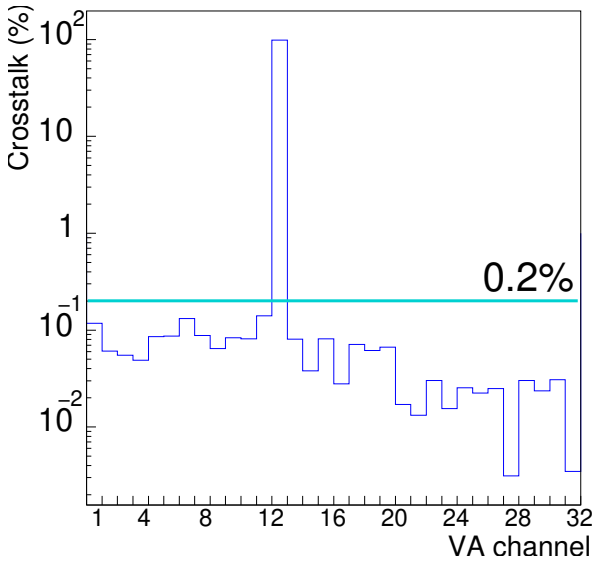

Figure 6.7: VA のチャンネル間クロストーク。テストパルスを入力した 13 チャンネルの出力電圧を 100%とした時の他のチャンネルの出力の割合を示した。クロストークと思われる信号は見られない。

6.4.4 MAPMT と VA の結合形態に関する考察

検出器とその読み出し回路の増幅器の結合形態には 2 種類あり [18]、その使用を決定しなくてはならない。一つはお互いを直接結合する DC カップリング、もう一方はキャパシタを通して信号を通す AC カップリングである。ノイズ特性の面から見れば、ENC(Equivalent Noise Charge) は入力キャパシタンスに比例するので AC カップリングは余計なキャパシタンスを加えることになり好ましくない。しかしわれわれマルチアノード H7546 の特性から、VA とのの結合は AC カップリングにする。以下にその考察をまとめる。

Figure 6.8 は DC カップリングにおける VA 出力 (outp) のフィードバックパラメータ (“vfp”) 依存性を調べたものである。なお vfp は pre-amplifier のフィードバック抵抗を調節するバイアス電圧である。VA/TA フロントエンドボードにマウントしたマルチアノードの光電面に LED 光を照射し、アノード出力は VA の入力ラインに直接つなげている。また図の波高は”outp” を 1kΩ ターミネーションして測定したものである。

測定結果にはこのバイアスの効果に周波数特性がみられた。アノード出力が 0.8pC(MIP 相当) になるように LED 光を調節し、100Hz 及び 10Hz で照射したが、100Hz で照射したときのバイアス値による出力の変化は 10Hz 時のものと異なる。vfp の値を小さくする (0 に近づける)

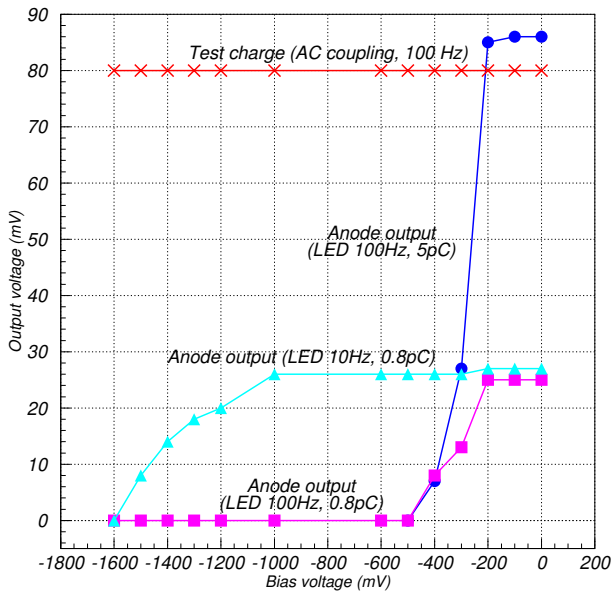

Figure 6.8: DC カップリング時における VA の vfp 依存性。マルチアノードと VA を DC カップリングで結合し、vfp の設定値による出力の変化を測定した。各データ点での VA への入力周波数および電荷はそれぞれ、(■)LED 100Hz, 0.8pC(10p.e.) 相当、(▲)LED 10Hz, 0.8pC 相当、(●)LED 100Hz, 5pC 相当、であるがプラトー領域に周波数特性が見られる。なお、(×) は 100Hz、AC カップリングにて 4.8pC テストチャージを VA に入れた時のものであるが、この測定領域では出力電位に変化はなく安定であった。

ことは pre-amplifier のゲインを上げることに対応し、ある値より小さくするとフィードバックによるゲインへ変化がなくなり、出力は一定になる (プラトー領域のようになる)。このプラトー領域は 100Hz の時の方が狭く、また光量を上げて VA への入力電荷量を大きくしてもその領域に変化はない。

このような原因としてはテイルパイルアップのような効果でベース電位がさらに下がってしまいフィードバックの効果が変化しているものと考える。DC カップリングの際ベース電位を測定すると-200mV 程度であり、前章の測定により、H7546 のダークカレントは非常に小さいのでアノードが有限の電位をもつと考えられる。これはマルチアノード H7546 の出力ピンが直接アノードにつながっており[*5](Figure 5.1)、LED 照射の周波数が上がるとこれに応じてアノード電位が変化するからであろう。このような効果で周波数特性が現れると推測する。

また VA チップがデッドチャンネルを有する時にその出力レベルが不安定になる現象が見られた。入力インピータンスが大きくなった VA のデッドチャンネル[*6]には放電の経路がなくてアノードがチャージアップするとともに、そのチャージアップしたチャンネルによって他のチャンネルのアノードの電位を変えてしまったと考えられる。

まとめると、

- VA ゲイン (vfp) の周波数特性の改善
- VA にデッドチャンネルが生じたときのアノードのチャージアップの防止

以上のためにはアノードをターミネーションしなくてはならない。またアノード出力のシグナル伝搬のためには VA 入力のラインをキャパシタでデカップルする必要がある。なおこのような使用で、DC カップリングの時のような周波数特性は見られなかった。

[*5] 一般的に光電子増倍管のアノードはそのベース回路にて 100kΩ ∼MΩ オーダーの抵抗でターミネーションされている。

[*6] VA の入力インピータンスは低く、測定によると 30 ∼ 40Ω 程度であった。

ゆえにわれわれは、マルチアノードと VA の結合は AC カップリングにすることにした。なおカップリングパラメータは、VA の amplifier の時定数より短くなる、PMT 出力が微分されない、という条件の下 100kΩ, 100pF に決定した。

6.4.5 TA の時間分解能

ここでは TA の時間分解能測定の結果をまとめる。

TA 出力は検出器における粒子のヒットタイミングとして記録されるとともに、トリガーとなって VA slow-shaper のホールドタイミングを決めるので、その時間分解能が求められる。TA はカレント出力であり、そのシグナルのレシーブ方法によってケーブルのドライブ能力、時間分解能が変わってくる。われわれは voltage comparator を用いたレシーバ回路をつくり、実機で使用するよりおよそ倍長い 10m のフラットケーブルを用いて TA のシグナルドライブ能力およびシグナルのジッターを測定した (Figure 6.9)。ジッターは 246.5ps という測定結果であり、このような使用であればケーブルドライブ能力は問題ない。時間分解能に関しては今回は測定を行ってないが、0.4p.e. 相当の threshold でトリガー検出可能 (Chapter 7 にて述べる) である結果を得ているので Q 依存性がない、十分な時間分解能が得られると期待している。

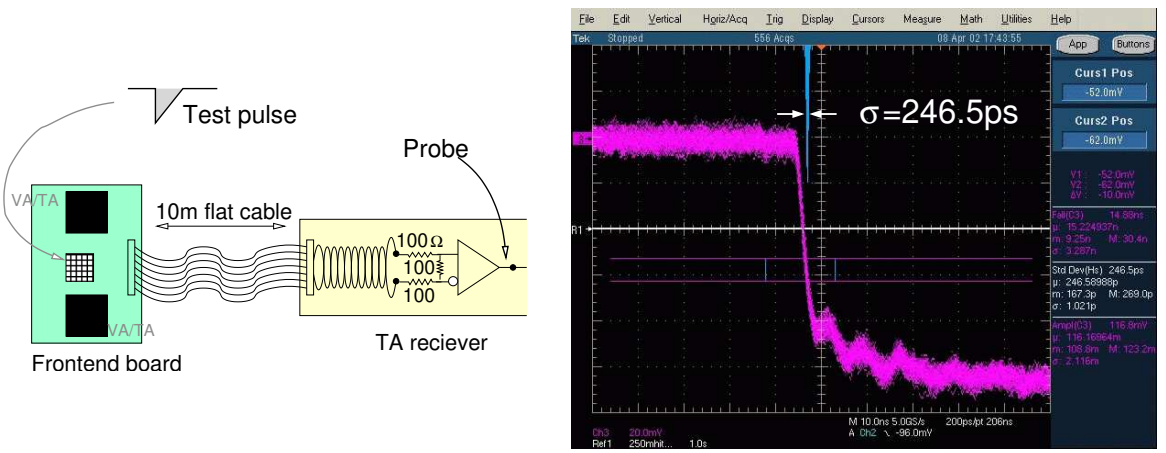

Figure 6.9: TA のレシーバ回路 (左図) とジッター (右図)。TA レシーバ出力の立ち下がりエッジをオシロスコープで確認した。右図上方に見えるヒストグラムは出力パルスの時間的ふらつきを表す。

6.4.6 トリガー検出についての考察

トリガー検出については後の Chapter7 にて触れるが、ここでは TA 出力とコントロールシグナルについて述べる。われわれの検出器においてはセルフトリガー動作が求められ、トリガー検出効率をよくするためには threshold を低く設定することが必要である。TA の出力信号は TMC(Time Memory Cell, マルチヒット TDC) によりヒットタイミングが記録され、粒子のトラッキングを行う際の付加的な情報となる。

Figure 6.10 は threshold に 1p.e. レベル以下に設定したときの TA 出力と各コントロールシグナルの様子をオシロスコープで確認したものである。threshold 値は数 mV であり、+2.5V↔-

2.5V のコントロール系のシグナルドライブに起因するノイズトリガーが見受けられる。これにより、実機での動作に関して以下のような問題が生じることが想定される。

- ニュートリノマルチイベントとの誤認識
- ノイズヒットによる偽データと不感時間の増加

前者は、K2K のビームスピル幅が $1.1\mu s$ であるためあるニュートリノイベントに対してその後 $1.1\mu s$ 以内の TA 出力はビーム起源のマルチイベントと解釈されうる問題である。この解決策としてはノイズヒットとなりうるコントロールシグナルをビームスピル中は静止させておくことであるが、このタイミングで問題となるのは"hold_b" である。VA slow-shaper の peaking time は $\sim 1\mu s$ であり、トリガー検出時より $1\mu s$ 後に hold 信号を送るが、この hold によってノイズヒットが生じる可能性があるので hold 信号のタイミングをスピル幅 $1.1\mu s$ より長くする必要がある ($\sim 1.2\mu$m)。またこれに伴い slow-shaper の peaking time を $1.2\mu s$ に調整するようなバイアス調整を行う。

また後者に対しては、読み出しのアルゴリズムを考慮することに解決できる。幸いコントロール系以外の信号に同期したものやランダムな TA 出力は見られない。読み出しシーケンス実行中におけるトリガー検出に対して inhibit をかける[*7]が、この inhibit 解除をコントロール信号の変化時から TA fast-shaper のパルス幅より十分長い数 100ns$\sim 1\mu$s 後に設定すればよい。

[*7]後章にて述べるが、トリガー検出に制限をかけることは TA の検出自体を行わないことを意味するものではない。TA レシーバの出力はトリガー検出用、TMC 入力用の 2 系統に分けられ、そのヒット情報は記録される。なおコントロール信号によるノイズヒットはそのタイミングが決まっているためその時間分布を見るとピークになり、これをマスクすることは可能である。

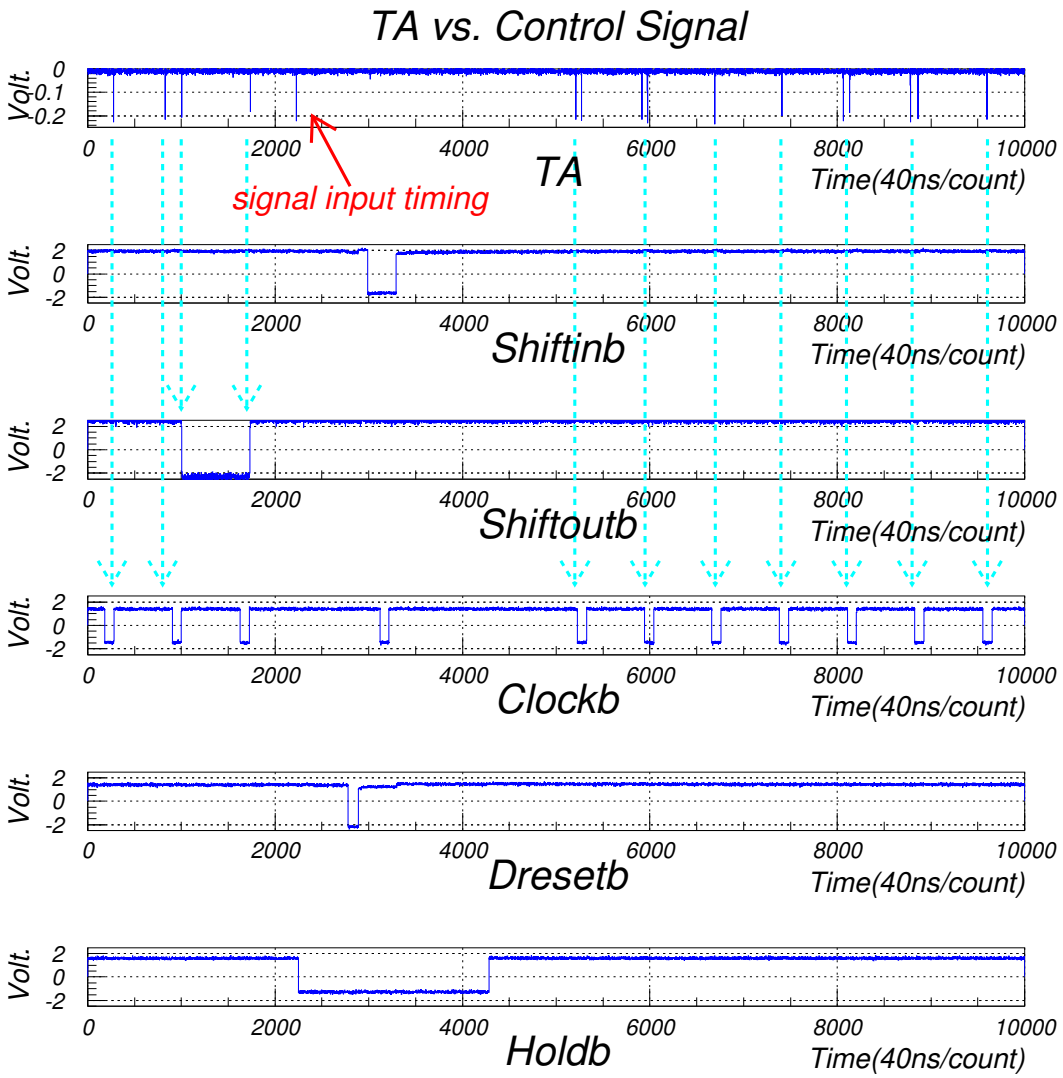

Figure 6.10: コントロールシグナルに起因する TA のノイズ。VA の読み出しシーケンスにおける各シグナルのタイミングを oscilloscope で測定したものである。矢印で示した点が VA/TA にテストパルスを入れたタイミングであり、その時間に TA 出力が見える。しかしテストパルスを入射していないタイミングにも TA 出力が確認され、この出力が clock 等のコントロールシグナルと同期しており、コントロールシグナルのパルスエッジでノイズヒットが生じているとわかる。

6.5 VA/TA プロトタイプフロントエンドボードを用いたビームテストでの動作評価

前述まで述べてきたようなテストベンチでのプロトタイプのデバッグ作業、その他 VA/TA のバイアスパラメータなどの最適化を行い、われわれは高エネルギー加速器研究機構 12GeV 陽子シンクロトロンの T1 ビームライン (Figure 6.11) にて VA/TA プロトタイプフロントエンドボードを用いたビームテストを行った。このビームテストの主要な目的は

- インテグレートされた検出器システムでの動作確認
  - (シンチレータ)+(波長変換ファイバー)+(マルチアノード光電子増倍管) のシグナル読み出しによるエネルギー測定
  - charge sensitive ADC との性能比較
- 実使用条件下でのノイズ評価
- 実機に導入するフロントエンドボード製作へのフィードバック

などである。以下にその測定結果をまとめる。

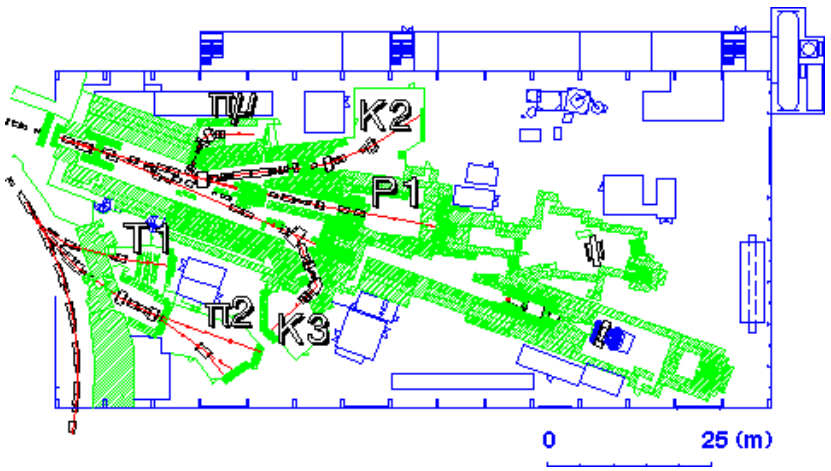

Figure 6.11: KEK-PS のビームライン。図中の T1 ビームラインにて測定を行った。1 次陽子ビームの Internal Target への衝突によって生成される p, π ビームを用いる。得られるビームの最大運動量は 2GeV/c。

6.5.1 テストセットアップ、トリガーロジック

T1 ビームライン上のテストセットアップの概略を Figure 6.12 に示すとともに以下にその説明をする。

- **TOF カウンタ 1,2 :** ELJEN Technology 製の decay constant $\sim$ 1ns 以下の高い時間分解能をもつプラスチックシンチレータの両端に光電子増倍管が取り付けられたものであり、TOF(Time of Flight) の測定から p, π の粒子識別を行う。2 つのカウンタ間の距離は 330cm である。

- **Finger カウンタ 1,2 :** シンチレーティングファイバーのバンドルを 1-inch PMT に接着したもの。幅の狭いカウンタであり、ビーム位置の定義を目的として使う。
- シンチレータトラッカー (ミニチュア版) : 幅 20mm、厚さ 10mm のシンチレータで作ったシンチレータトラッカーのプロトタイプ。シンチレータを 5 本並べたものを 1 レイヤーとし、X 軸方向、Y 軸方向にセグメント化されるように交互に並べる。各シンチレータの場所の表記には図中に記したように、X 方向にセグメント化されたレイヤー (X レイヤー) のうち、上流から 2 つ目のレイヤーの左端は X2-1 という表現を用いる。使用した波長変換ファイバーは Kuraray 製 Y11-200MS(ϕ 1.0mm) である。X レイヤー、Y レイヤーの読み出しには MAPMT H7546 を各々ひとつずつ用いているが、その信号読み出しは X には VA/TA(プロトタイプフロントエンドボード)、Y には charge sensitive ADC を用いた。

なお、トリガーロジックの概略図も Figure 6.13 に示した。

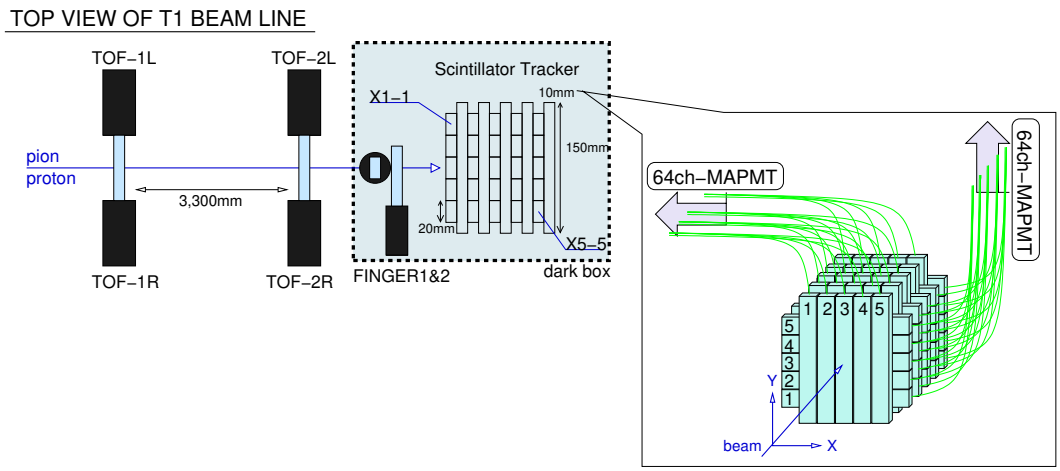

Figure 6.12: ビームテストセットアップの概略図。上流に設置された 2 つの TOF カウンタにて p/π の粒子識別を行い、検出器直前におかれた Finger カウンタでビームサイズを決める。

6.5.2 VA による読み出しと charge sensitive ADC によるものとの比較

charge sensitive ADC を用いた読み出しと VA を用いたデータを比較することによりその動作、アナログ性能を評価する。VA によるもと charge sensitive ADC による読み出しは検出器チャンネルが違うので、比較のための同じ条件を課すために以下のような事象選択した。

- シンチレータに対して粒子が垂直に突き抜けたイベントのみを選択。
- 突き抜けの定義は X1-3 $\sim$ X5-3, Y1-3 $\sim$ Y5-3 すべてに粒子がヒットしており、他のチャンネルにはヒットがない。
- ヒットあり、なしの定義はシグナルがペデスタルの分布から 3σ 離れているか、あるいは以内であるかとした。

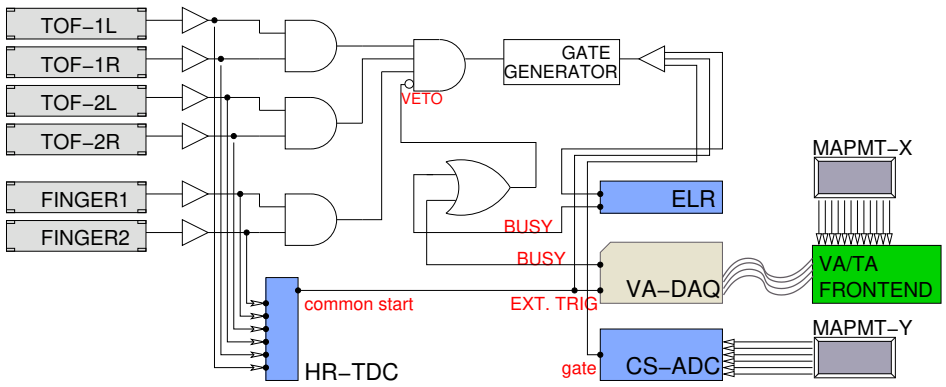

Figure 6.13: ビームテストにおけるトリガーロジックの概略図。ビームライン上のカウンタからのシグナルの coincidence がトリガー信号となる。各カウンタのシグナルは ADC および TDC でエネルギー情報と時間情報を記録する。また、検出器のマルチアノードの読み出しには CAMAC と VA-DAQ を用い、それぞれ異なる PC を用いる。この 2 つの読み出しによるイベントの同期をとるために Event Lam Resister(ELR) と VA-DAQ の busy 出力を用いてトリガー検出 (coincidence モジュール) に veto をかけた。

上記のカットによる運動量 1.2GeV/c のビームコンディションの時の垂直突き抜け事象による光量分布の比較を Figure 6.14 に示した。事前に行ったマルチアノードのキャリブレーションデータよりチャンネル間のゲインの補正は行っている。

- VA:
  (p) mean: 12.9 rms: 4.7 p.e.
  (π) mean: 10.9 rms: 4.7 p.e.

- CS-ADC:
  (p) mean: 12.6 rms: 4.4 p.e.
  (π) mean: 9.8 rms: 4.5 p.e

その分布はほぼ一致しており、VA を用いたマルチアノード光電子増倍管の読み出しで十分にエネルギー測定が可能であること、また少なくとも CAMAC charge-sensitive ADC と同程度の性能を有するものといえよう。

6.5.3 ノイズについての評価

大規模なシステムを組み上げる際、時としてノイズが大きな問題となる。我々のシステムも然りで、実機導入時に想定されるノイズに対策を講じておく必要がある。

データ解析時において各チャンネルのペデスタルの時間変動を追っていくと数 Hz 程度の周波数で周期的なふらつきが確認された (Figure 6.15)。しかも全チャンネルが同期していたのでコモンモードノイズの存在を疑った。議論に入る前にノイズの伝搬モードについてまとめておく。

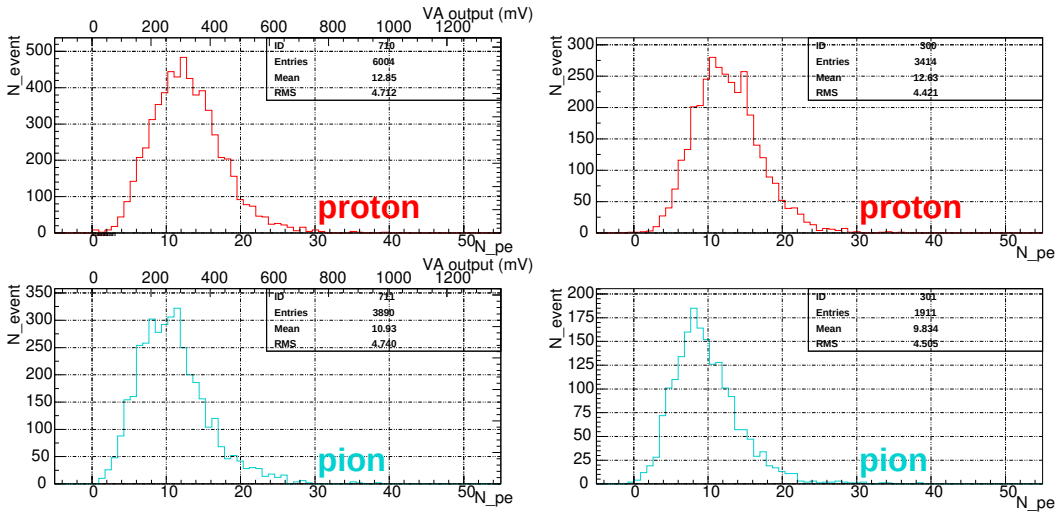

Figure 6.14: VA による読み出しと charge sensitive ADC による読み出しの比較。左 2 つの図が MAPMT をプロトタイプフロントエンドを用いた読み出しによる p および π の分布、右 2 つが CAMAC charge sensitive ADC を用いたもの。ビーム運動量はともに 1.2GeV/c。

コモンモードノイズとノーマルモードノイズ

一般にノイズは信号の入力形態同様その伝導モードにより 2 つの種類に分けられる。1 つは電源ライン間、シグナルライン間に発生するノーマルモードノイズ (ディファレンシャルモードノイズ) である。このノイズの性質はシグナルと同じであり、ノイズ電流はそれぞれ逆方向である。よって原理的に除去できないので各ラインにバイパスコンデンサ等のフィルタを用いて対策する。

もう一方はコモンモードノイズと呼ばれるものでシグナルライン、電源ラインとグラウンド間に発生するものである。ノイズ電流の方向はともに同じであり、入力端子間の電位差は変わらないために除去可能である。

コモンモードノイズの算出

コモンモードノイズの算出は以下のように行った。イベント e に対する i チャンネルのデータサンプルを d_i^e と表記する。また総チャンネル数は N_c とする。一般的にコモンモードノイズは低周波数であり、比べて読み出しにかかる時間は十分短いのでコモンモード d_{cm}^e は次のように定義される。

$$d_{cm}^e = \frac{1}{N_c}\sum_{i=1}^{N_c} d_i^e \tag{6.1}$$

全イベント N_e におけるコモンモードの平均 $\overline{d}_{cm}$ は

$$\overline{d}_{cm} = \frac{1}{N_e}\sum_{i=1}^{N_e} d^e = \frac{1}{N_e N_c}\sum_{i=1}^{N_e}\sum_{e=1}^{N_c} d_i^e \tag{6.2}$$

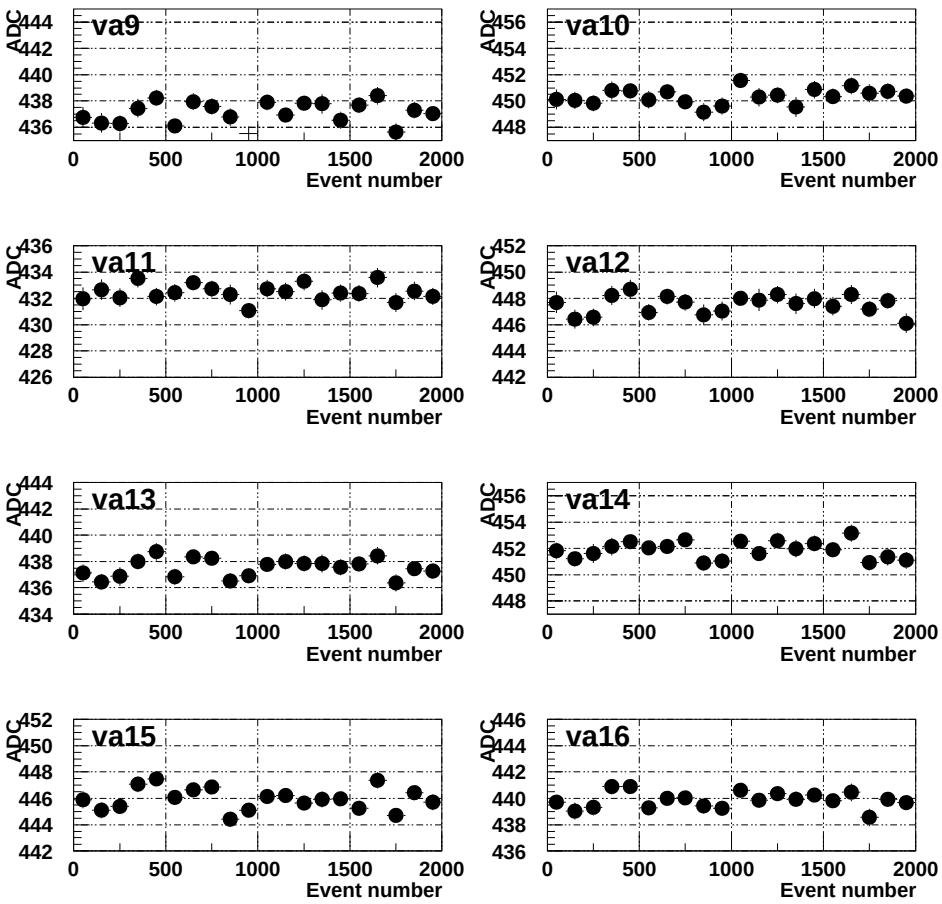

Figure 6.15: ペデスタルの時間変動。データ点は 100 イベントごとのチャンネルペデスタルの平均、またエラーバーはその rms を表す。全チャンネルに共通した時間変動が見られる。

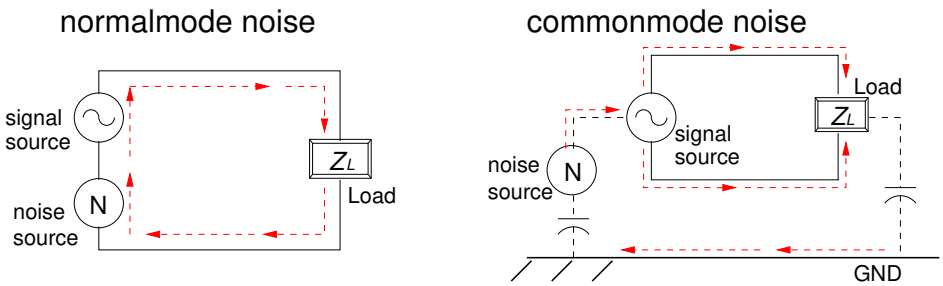

Figure 6.16: ノーマルモードノイズとコモンモードノイズの概念図。矢印はノイズ信号の流れを表す。また右図の点線で書いたキャパシタは浮遊容量。

と表され、コモンモードノイズはコモンモードの標準偏差であり、以下によって求められる。

$$\sigma^2(d^e_{cm}) = \frac{1}{N_e}\sum_{i=1}^{N_e}(d^e_{cm} - \overline{d}_{cm})^2 \tag{6.3}$$

Figure 6.17 にコモンモードノイズの様子を示した。なお各イベントのコモンモード算出においては各チャンネルのペデスタル分布より 3σ 以内に位置するものだけをペデスタルチャンネルとして用い、3σ よりずれるものはヒットシグナルとして省いている。

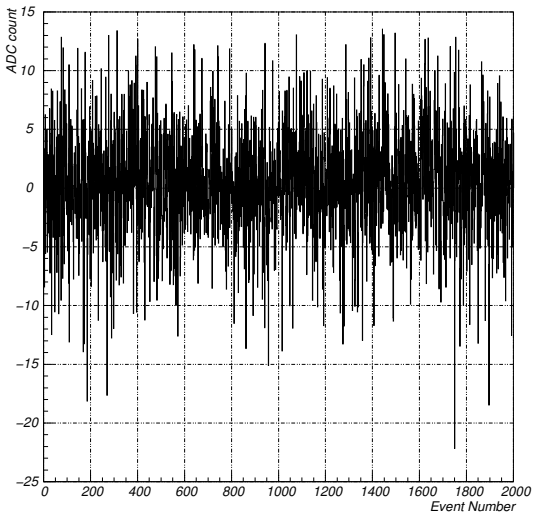

Figure 6.17: ビームテストにて観測されたコモンモードノイズ。図の横軸はイベント番号、縦軸は ADC 値であり、イベントごとのコモンモード d^e_{cm} を示した。100 イベント程度を半周期とした大きなうねりが見えるが、これがコモンモードノイズである。

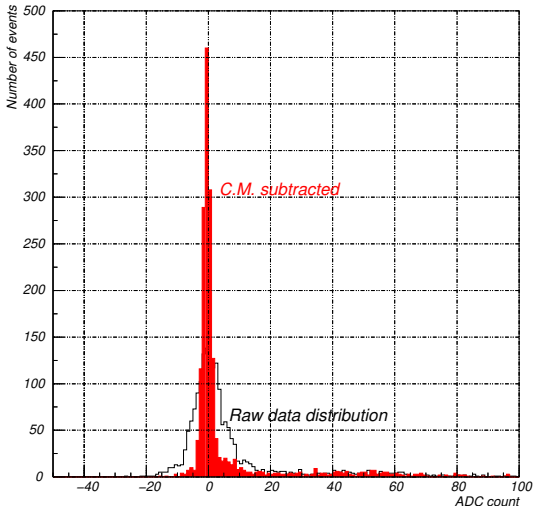

Figure 6.18: コモンモードを引く前と後のシグナル分布。Figure 6.17 のコモンモードを引くことによりペデスタルの分布は $\sigma = 1.0$p.e. から $\sigma = 0.3$p.e まで小さくなる。また分布のテイルはビームイベント。

コモンモードノイズはその素性がわかっていれば原理的にオフラインで除去可能 (Figure 6.18) ではあるが、システムの信頼性の問題として対処しておく必要がある。

- シグナルライン、電源ラインへのラインバイパス
- 電源、グラウンドラインのレイアウトの考慮
- 読み出しスピードを上げる

以上のようなことがコモンモードノイズ対策として行える。実機導入するフロントエンドボード製作に対してのフィードバックとしては、フィルタリングにより電源ラインへのラインバイパスをしてノイズ除去 (Figure 6.19) ができるように基盤レベルでの電源、グラウンドラインのデザインの考慮をする必要がある、ということである。

またなるべく高速な読み出しを行うことも、時間変動がゆっくりしたコモンモードノイズに対しては有効である。

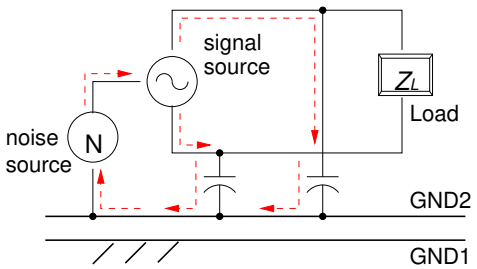

Figure 6.19: コモンモードノイズに対するフィルタリング。基盤レベルでグラウンドをいくつかに分けておき、フィルタによってノイズをバイパスして負荷への流れを阻止する。

6.6 結論

われわれは K2K の新たな前置検出器となるシンチレータトラッカーのための 64ch マルチアノード光電子倍管の読み出し用回路として、IDEAS 社の VA32_HDR11+TA32CG を用いたフロントエンドエレクトロニクスの開発を手がけた。VA/TA ASIC の基本特性の評価、プロトタイプフロントエンドボードの製作開発、われわれの検出器にあったバイアスパラメータの最適化、およびその後のビームテストを行い、この章ではそれらのうち重要であると思われるいくつかの事項について述べた。これらをまとめると、

- VA に関してチャンネル間クロストークはない (0.2%以下)
- マルチアノード H7546 と VA の結合は AC カップリングでなくてはならない
- VA slow shaper の peaking time は $\sim 1.2\mu$m に調節しなければならない
- シンチレータおよび波長変換ファイバーを用いた粒子のエネルギー測定が可能である
- VA は電源電圧-グラウンド間で生じるもコモンモードノイズの影響を受けやすく、それを用いたフロントエンドボードでは、グラウンド・電源ラインに対して基盤レベルからのノイズ対策が必要である

となる。このような考察、考慮のもと最終的に実機に導入する VA/TA フロントエンドボードを開発、製作した。Figure 6.20 はそのフロントエンドボードの写真である。

次章ではこの VA/TA フロントエンドの読み出し回路の開発とともにこのフロントエンドボードを用いた読み出し系の評価を行う。

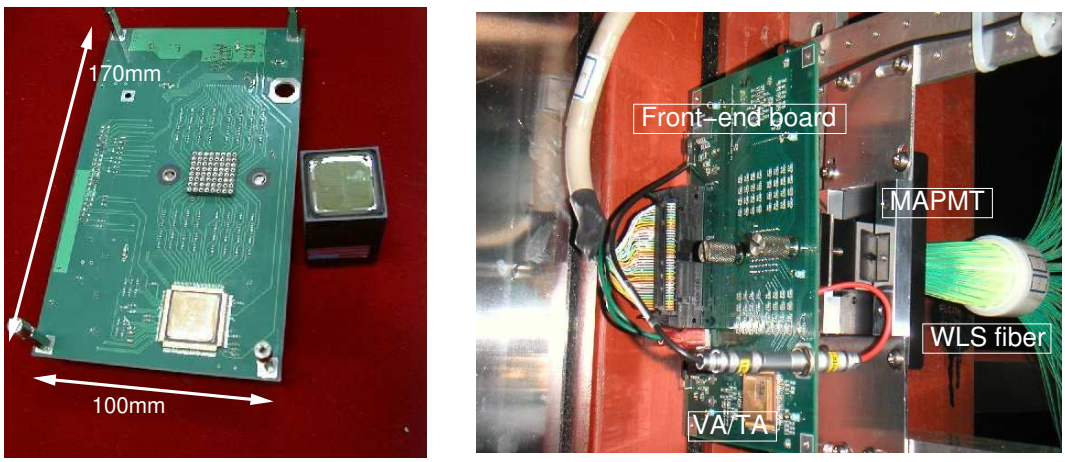

Figure 6.20: 開発したフロントエンドボード。サイズは 170mm × 100mm。TQFP パッケージの VA/TA を両面に実装し、マルチアノード出力のアナログラインに鏡面対称性を持たせてある。また写真右は 2003 年 1 月に実機にインストールされたもの。

Chapter 7

VA/TA フロントエンド読み出し用 DAQ moduleの開発

前章ではマルチアノード光電子増倍管の読み出し用エレクトロニクスとして VA/TA フロントエンドボードを開発し、その性能が我々の要求を満たすものであることを示した。しかしながらこの VA/TA フロントエンドを使用するためには VA アナログ信号のデジタル化および VA/TA 読み出しシーケンス制御のためのデジタルコントロール回路が必要である。このような新検出器での DAQ(Data AcQuisition) の中核となるモジュールを比較的高速なバス転送速度をもつ VME 規格に準じて製作した (Fig.7.1)。本章はその開発に関して報告する。

Figure 7.1: 開発した DAQ module の写真

7.1 本章の概要

本章では新たに開発した DAQ module の構成およびその動作について説明したあと、VA/TA フロントエンドボードと DAQ を用いてシンチレータトラッカーの読み出しエレクトロニクスの性能評価を行う。なおその項目は、

- パルスリニアリティ
- 各種ノイズ

- トリガー検出効率

であり、おのおのについてその評価、考察を行っていく。

7.2 DAQ module の概要、構成

まず VA/TA フロントエンド読み出し用 DAQ module の概要について説明する。前節では VA/TA フロントエンドについて述べたが、その読み出しのためには VA のコントロールシグナルをタイミング制御、またアナログ出力のデジタル化等の機能をもった制御系が必要である。

このような必要性のもと、VA/TA 読み出し用の VME 規格のモジュールを製作した。40 極のケーブルを用いてフロントエンドボードと DAQ module を接続して使用する。以下にこの DAQ module の構成を述べる。

— **Flash-ADC による VA 出力のデジタル化**

VA のアナログ出力 (“outp”, “outm”) のレシーバは 2 段の増幅器からなり、主に前段のオペアンプで増幅率を稼ぎ、後段で差動入力信号を受けている (Figure 7.2)。なおこの VA のアナログ信号は 4m のケーブルを伝わってくるためノイズを拾いやすいことが分かっている。そこで入力ラインにケーブルとのインピータンス整合性のある 100Ω よりも大きな抵抗 (150Ω、シグナルが鈍らない程度のものを選んだ) を直列に入れ、高周波ノイズ成分を減衰させてノイズ特性を高めるようにした。

VA レシーバ出力の AD 変換には 12bit flash-ADC を用いる。最大変換周波数は 10MHz、入力レンジは 0∼AVDD(+5V) である。なお VA はチップごとにペデスタルのばらつきがあり、また供給電圧の微小な不均衡によりペデスタルレベルの極性が逆になることもある。このようなことを想定して flash-ADC の入力に AVDD/2 のオフセットをかけバイポーラ信号に対応させた。またこれによりマルチアノードの負電荷入力信号に対する実効ダイナミックレンジは 11bit となっている。

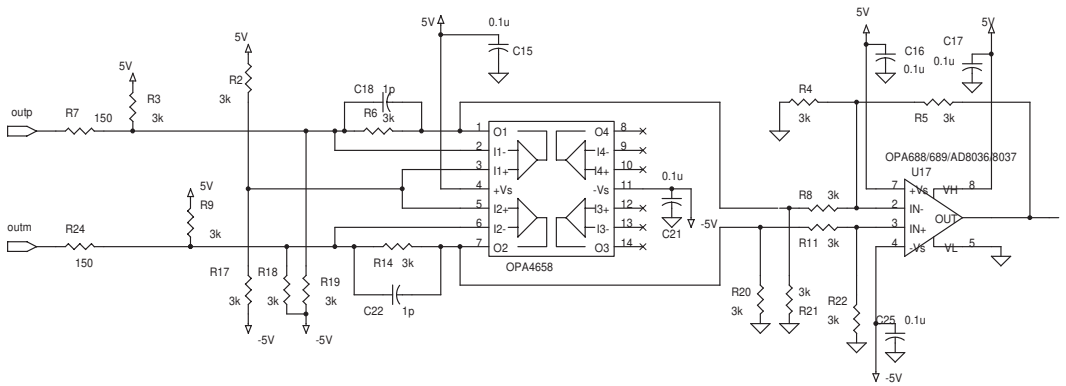

Figure 7.2: VA レシーバ回路

— **VA 読み出しシーケンスの制御**

VA の読み出しシーケンス制御は FPGA(Field Programmable Gate Array) で行う。FPGA はプログラマブル・ロジック IC デバイスの一種であり、CLB(Configurable logic block), IOB(Input/Output Block) からなる構成要素の内部配線が内部メモリ・セルにコ

ンフィギュレーションデータをロードすることによりなされ、目的にあったロジックを実現する。DAQ module の FPGA には XILINX 社製 Virtex XCV300 (システムゲート数 ~300,000) を用いた。なお DAQ モジュールの多くのコンポーネント (flash-ADC, DAC, FIFO 等) の動作制御もこの FPGA で行う。

— キャリブレーションパルスの生成回路
VA のキャリブレーションのためのテストチャージ生成回路である。12bit-DAC の 2 つの出力ラインをアナログマルチプレクサにいれ、この入力ラインの切り替えにより well-define なパルス高の矩形波をつくる。このパルスを"cal" におくり、VA/TA チップ直前に設置された 22pF キャパシタを通ることにより電荷量が決まる ($Q = CV$)。なおテストチャージは ~ ±88pC(± 4V × 22pC) の範囲、12bit の精度で生成可能である。

— **TA(トリガー) threshold のコントロール**
Threshold の設定にも上記と同じ DAC を用いている。TA のゲインステージによりその信号極性が変わるので両極性の threshold を設定できることが求められる。そこで DAC 出力を OP アンプを通して ±2.0V のバイポーラ出力が得られるようにした。 なお DAC を用いた"cal", "vthr" の線形性評価を Figure 7.3 に示した。これらのシグナルを基準として以後のエレクトロニクス動作評価を行っていくがその精度は十分なものを有する。

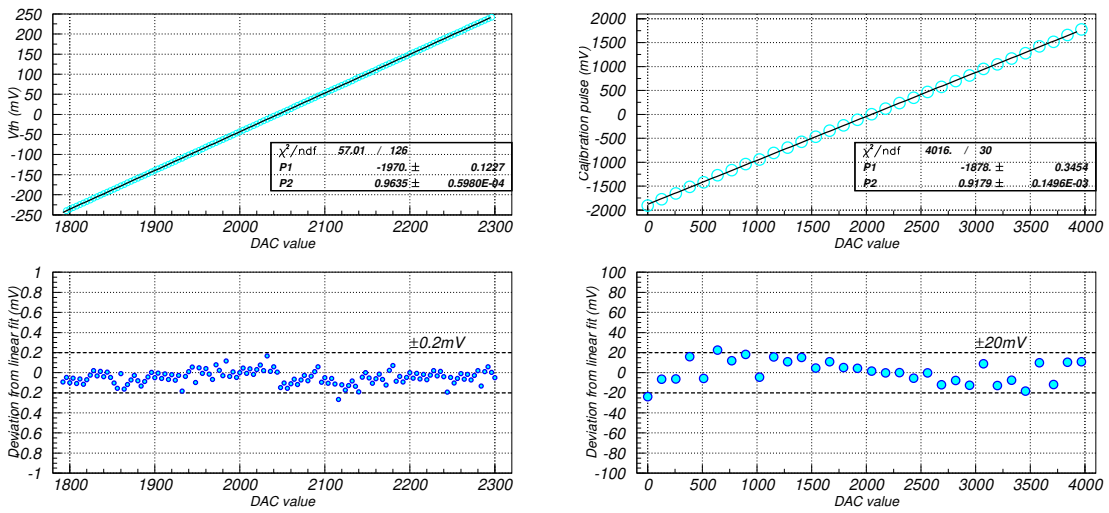

Figure 7.3: DAC の設定リニアリティ。DAC の設定値に対する"vthr"(左), "cal"(右) の出力電圧とそのリニアフィットからのずれ示した。

— **VME インターフェース**
DAQ module は VME6U ボードであり J1, J2 コネクタをもちいて 32bit のアドレス空間、データバスが使用できる。 VME のインターフェースには CPLD(Complex Programmable Logic Device) を用いており、VME プロトコル解読のためのコンフィギュレーションデータを書き込んである。

— フロントエンドへの電源供給

DAQ モジュールのフロントエンドへのコネクタピンには電源供給ラインが設けられており、レギュレータにより作られる ±5V の一定電圧をフロントエンドボードに送る。フロントエンドボード上で VA/TA の動作電圧 ±2.5V に落とされる。

— フロントパネル I/O インターフェース
フロントパネル I/O インターフェースには VA/TA フロントエンドボードとの接続のための 40 極コネクタ、LVDS 信号入力コネクタ、”external trigger”, “external clock” の NIM 入力、“busy out”, “TA1, TA2”(VA/TA チップ 1,2 の TA 出力) の NIM 出力である。LVDS 入力は我々の検出器においてはトリガータイプ (ビームスピル、ペデスタルトリガー、宇宙線トリガー等) の記録に用いている。

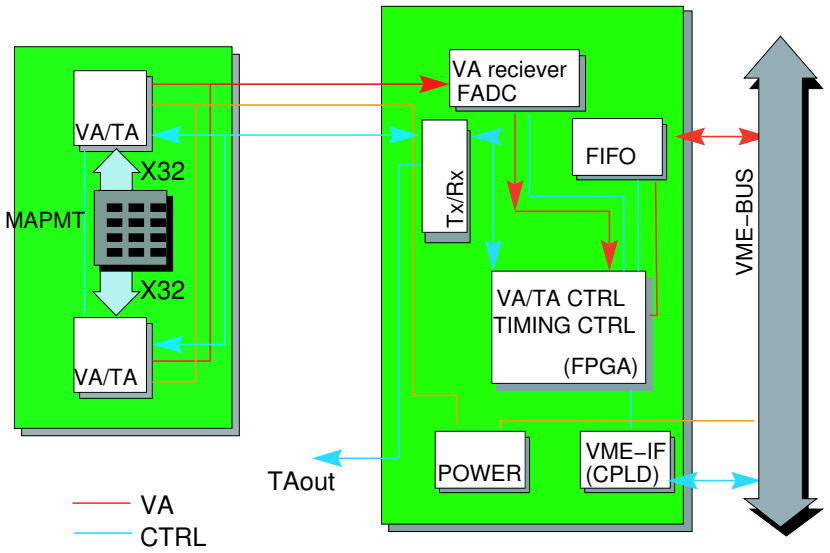

Figure 7.4: 読み出しエレクトロニクスのブロックダイアグラム

7.3 DAQ module によるシーケンス制御

ここでは DAQ module の動作・機能で最も基本的な “normal-mode” および”test-mode” 読み出しシーケンスについて説明する。

7.3.1 normal-mode の動作

“normal-mode” と呼ぶのはあるトリガー信号の検出に対して全チャンネルのシグナル (slow-shaper 出力) をホールドし、そのデータを読み出す動作、すなわち物理イベントにたいして検出器信号を読み出す基本的な動作である。Figure 7.5 のような読み出しシーケンスを設計し、DAQ module に実装した。以下にその動作を簡潔にまとめる。

【1】トリガー信号 (TA または外部トリガー) の検出、BUSY を出す。なおトリガー信号の選択には、内部レジスタの書き換えで、TA による信号検出 (セルフトリガー読み出し)、あるいは外部トリガーによる読み出しを選択できるようにした。

【2】トリガー検出により、DAQ module 内の内部カウンタが動作し始める。T_{hold} 後にホールド信号 (“hold1,2(_b)”) をフロントエンドに送り、slow-shaper の波高をホールドする。

【3】“shiftin_b” および”clock_b” を送り、マルチプレクサのチャンネル切り替え、読み出し開始。

【4】“clock_b” と位相をずらしたサンプリングクロック”adclk” を FADC に送り、VA アナログ出力の AD 変換。さらにデジタル化された VA 信号を FIFO に書き込む。FIFO 書き込み用クロック”wclk” は”adclk” より半周期ずらしている。

【5】“clock_b”65 クロックを送り終えて “shiftout_b” を検出、”dreset” 信号を送り VA の内部ロジックの初期化。その後 VA の hold 解除、さらに BUSY を解除。

以上が簡略な動作説明である。

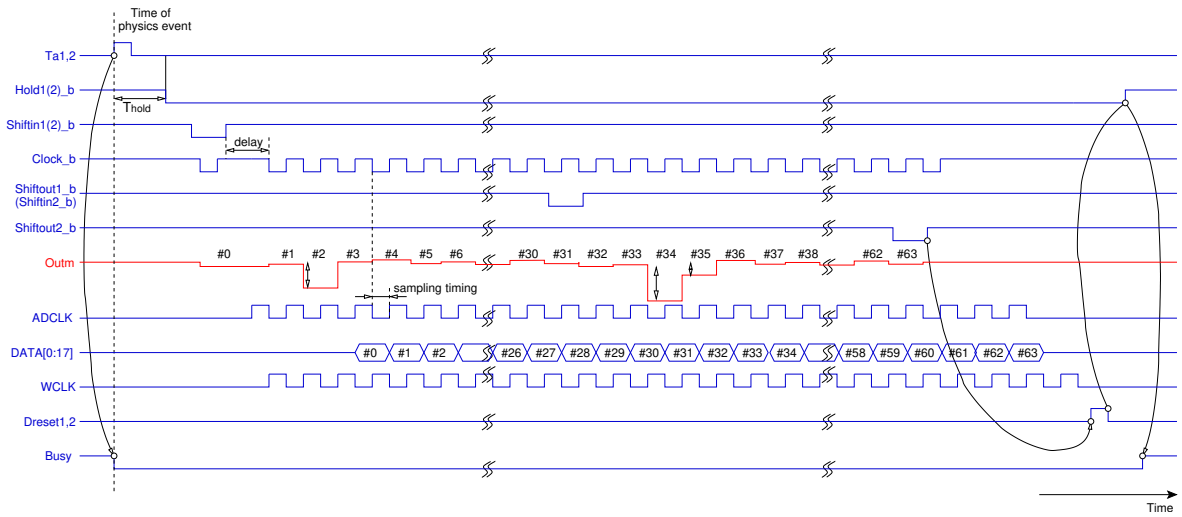

Figure 7.5: normal-mode の動作

なお、VA readout clock(“clock_b”) の 1 パルス目だけが非周期的になっているが、これはフロントエンドボード開発時に”shiftin_b” のパルスエッジによって VA のアナログラインに大きなスパイクノイズがのることが確認されており、周期的な読み出しを行うとこのノイズ成分がデータにのってしまう。特に”shiftin_b” のパルスエッジから比較的近い時間に読み出されたチャンネルはひどいノイズが確認される。そこでこのスパイクノイズによる影響がなくなり、シグナルレベルが十分安定するだけの時間をおき、その後に FADC のサンプリングを開始するようにした。その後の動作は周期的である。

7.3.2 test-mode

“test-mode” と呼ぶものは、DAQ module が生成するテストパルスを用いたシグナル読み出し動作である。我々は VA/TA フロントエンドおよび DAQ module のエレクトロニクスキャリブレーションを目的として使用する。この設計した”test-mode” の動作は以下の通りである。

【1】“teston” を low にし、”cal” のシグナル入力ラインをアクティブにする。

【2】“teston” は low のままで”shiftin_b” および目的のチャンネル分だけ”clock_b” パルスを送る (チャンネルの指定は FPGA 内部レジスタの書き換えにより行う)。VA の入力および出力のマルチプレクサ・シフトレジスタはパラレルに動作し、”cal” パルス入力チャンネルと出力部のマルチプレクサの接続チャンネルは同じ番号になる。

【3】DAQ module 内のテストパルス生成回路にタイミングシグナルを送り、アナログマルチプレクサを切り替えて、あらかじめ DAC により設定されていた 2 つの入力チャンネルの電位差に対応した波高をもつ矩形波を作り出す。

【4】“cal” ラインに実装されたキャパシタで、$Q = CV$ により charge が生成されて VA への入力となる。

【5】テストパルス生成タイミング信号を送った瞬間から内部カウンタが動作し始め、T_{hold} 後に hold 信号を出す。

【6】以後、hold 信号の off、FADC サンプリングおよび FIFO の書き込みを連続的に行うことにより、既知の入力電荷シグナルをもちいた VA のキャリブレーションが行える。

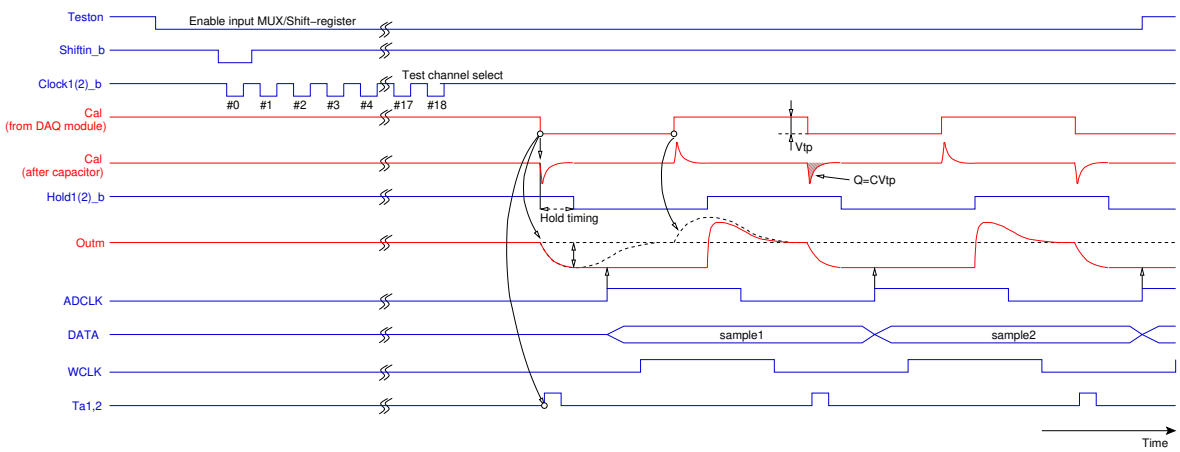

Figure 7.6: test-mode の動作

7.4 読み出し系の性能評価

ここまで VA/TA フロントエンドボードの読み出し用モジュールである DAQ module の仕様、動作等を述べてきた。ハードウェアのデバッグ、HDL [*1]デザインとその動作確認、VME バス経由でのコントロール等の確認を終えたあとに、この読み出しエレクトロニクスの性能評価を行った。

この評価は実機に導入する VA/TA フロントエンドボード、DAQ module のアナログレシーバ等のすべてのコンポーネントをインテグレートしたものに対するものである。

7.4.1 パルスリニアリティ

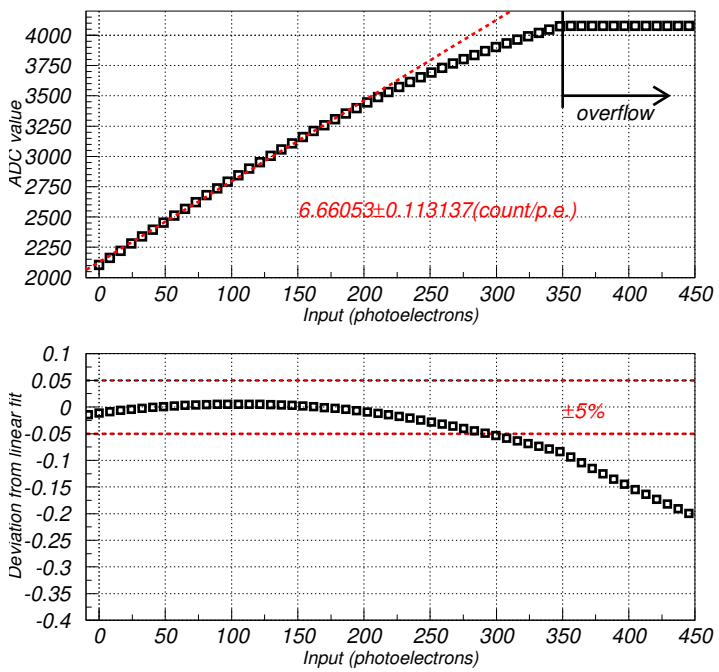

Figure 7.7: パルスリニアリティの測定結果。上図は横軸に VA への入力電荷、縦軸に ADC 出力をプロットし、リニアフィッティングを行ったものである。下図のそのデータ点のリニアラインからのずれを表したものであり、300p.e. 相当までの入力電荷に対して 5%のノンリニアリティである。なお、350p.e. 以上の入力に対してはオーバーフローとなっている。

Figure 7.7 は読み出し系のパルスリニアリティの測定結果である。“test-mode” 読み出しにて VA への入力電荷を変化させた。マルチアノードのリニアリティ特性と同程度の性能を要

[*1]Hardware Description Language の略、ハードウェア記述言語。半導体技術の進歩により何万という論理ゲートをもつ電子回路を製作可能になった現代ではレジスタレベル (RTL:Resister Transfer Level) での回路設計が必要となってくる。HDL は RTL での記述を可能にした言語であり、FPGA 等を用いた回路開発には HDL を用いて行う。

求すると、200p.e. 相当の入力電荷に対してノンリニアリティは 5%以下でなくてはならないが、これに対して十分良いリニアリティを有する。読み出し用エレクトロニクスのノンリニアリティは 300p.e. の入力に対して 5%である。

なお先にも述べたがマルチアノードにはチャンネル間のゲインのばらつきがあり、(最大のチャンネルゲイン)/(最低のチャンネルゲイン)$\simeq$2 であるので低エネルギー陽子のシグナル (160p.e., PMT ゲイン:5×10^5) の 2 倍の電荷量までの入力レンジとなるように VA レシーバアンプのゲインを調節した。

7.4.2 チャンネルゲインユニフォーミティ

フロントエンドボード内でチャンネル間にどの程度のゲインのばらつきがあるかを測定した。Figure 7.8 は test-mode 読み出しで、全 64 チャンネルについて入力電荷量を変化させてその ADC 出力をスキャンしたものである。またそのデータからチャンネルごとのゲインを求めた。

測定結果はチップ内でのゲインのばらつきは殆ど見られず、$\pm 1\%$ でユニフォームである。しかしチップ個性があり平均チャンネルゲインはチップごとに数%のばらつきがあると思われる。

7.4.3 ノイズレベルの評価

この節では読み出し系のノイズ特性についての評価、考察を行う。

読み出し系のノイズの定義

ノイズの評価に際して以下のような量を用いた。

- チャンネルペデスタルの分布の rms の全チャンネル平均
- コモンモードノイズを引いたチャンネルペデスタルの分布の rms の全チャンネル平均

詳細を述べると、まずコモンモードを引いた (common-mode subtracted) チャンネル i のデータを $d^{(i)cms}$ と表記するとそのイベント平均 $\overline{d^{(i)}_{cms}}$ は、

$$\overline{d^{(i)}_{cms}} = \frac{1}{N_e}\sum_e^{N_e}(d^e_i - d^e_{cm}) \tag{7.1}$$

$$= \overline{d}_i - \overline{d}_{cm} \tag{7.2}$$

と表される。N_e, d^e_i, d^e_{cm} は 6.5.3 節で用いたものと同じであり、それぞれ全イベント数、イベント e に対するチャンネル i のデータ、イベント e のコモンモードであり、また $\overline{d}_i, \overline{d}_{cm}$ はチャンネル i 及びコモンモードの全イベント平均である。

この量を用いると $d^{(i)}_{cms}$ の標準偏差は

$$\sigma^2(d^{(i)}_{cms}) = \frac{1}{N_e}\sum_e^{N_e}\left(d^{(i)}_{cms} - \overline{d^{(i)}_{cms}}\right)^2 \tag{7.3}$$

$$= \frac{1}{N_e}\sum_e^{N_e}\left((d^e_i - d^e_{cm}) - \left(\overline{d}_i - \overline{d}_{cm}\right)\right)^2 \tag{7.4}$$

$$= \frac{1}{N_e}\sum_e^{N_e}\left(\left(d^e_i - \overline{d}_i\right) - \left(d^e_{cm} - \overline{d}_{cm}\right)\right)^2 \tag{7.5}$$

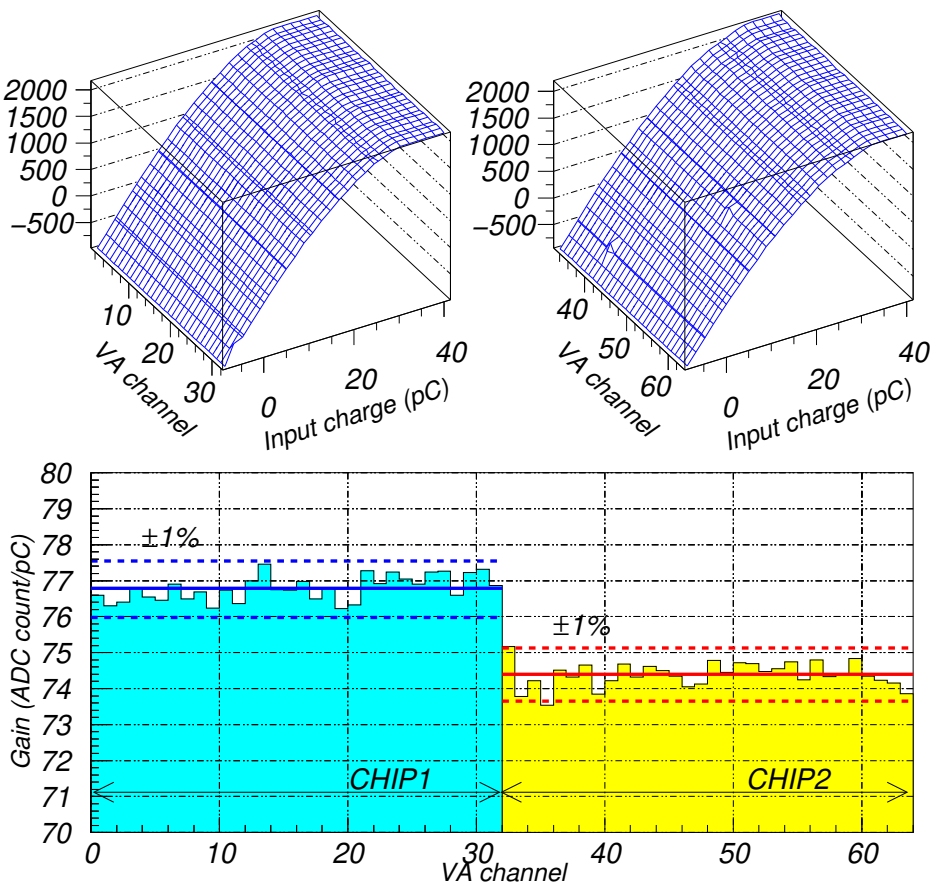

Figure 7.8: VA のチャンネルゲインユニフォーミティ。上 2 つのプロットはフロントエンドボード上の VA/TA 各チャンネルの入力電荷と出力 (ADC 値) のデータをプロットした。このデータより各チャンネルのゲインを求めたが (下図)、チップによってゲインが異なることが分かるが、1 チップ内のチャンネル間のゲインの違いは殆ど見られない。

$$= \frac{1}{N_e}\left(\sum_e^{N_e}\left(d_i^e-\overline{d_i}\right)^2-2\sum_e^{N_e}\left(d_i^e-\overline{d_i}\right)\left(d_{cm}^e-\overline{d}_{cm}\right)+\sum_e^{N_e}\left(d_{cm}^e-\overline{d}_{cm}\right)^2\right) \quad (7.6)$$

$$= \sigma^2(d_i)+\sigma^2(d_{cm})-\frac{2}{N_e}\sum_e^{N_e}\left(d_i^e-\overline{d_i}\right)\left(d_{cm}^e-\overline{d}_{cm}\right) \quad (7.7)$$

であり、common-mode subtracted データの標準偏差のチャンネル総和は

$$\sum_i^{Nc}\sigma^2(d_{cms}^{(i)}) = \sum_i^{N_c}\sigma^2(d_i)+N_c\sigma^2(d_{cm})-\frac{2}{N_e}\sum_e^{N_e}\left(\sum_i^{N_c}\left(d_i^e-\overline{d_i}\right)\right)\left(d_{cm}^e-\overline{d}_{cm}\right) \quad (7.8)$$

$$= \sum_i^{N_c}\sigma^2(d_i)+N_c\sigma^2(d_{cm})-\frac{2}{N_e}\sum_i^{Nc}\left(N_e\left(d_{cm}^e-\overline{d}_{cm}\right)\right)\left(d_{cm}^e-\overline{d}_{cm}\right) \quad (7.9)$$

$$= \sum_i^{N_c}\sigma^2(d_i)+N_c\sigma^2(d_{cm})-2N_c\sigma^2(d_{cm}) \quad (7.10)$$

$$= \sum_i^{Nc}\sigma^2(d_i)-N_c\sigma(d_{cm}) \quad (7.11)$$

となる。N_c は総チャンネル数である。以上よりペデスタルの分布の rms の全チャンネル平均 $\overline{\sigma^2(d_i)}$ およびコモンモードノイズを引いたペデスタルの分布の rms の全チャンネル平均 $\overline{\sigma^2(d_{(i)}^{cms})}$ には以下の関係がある。

$$\overline{\sigma^2(d_i)} = \frac{1}{N_c}\sum_i^{N_c}\sigma^2(d_i) \quad (7.12)$$

$$= \frac{1}{N_c}\left(\sum_i^{N_c}\sigma^2(d_{cms}^{(i)})+N_c\sigma^2(d_{cm})\right) \quad (7.13)$$

$$= \overline{\sigma^2(d_{cms}^{(i)})}+\sigma^2(d_{cm}) \quad (7.14)$$

ノイズのチャンネル平均はコモンモードノイズを引いたノイズのチャンネル平均とコモンモードノイズで表される。

小さな値をもつノイズについて全チャンネルの平均を取ることによりノイズレベルの有意な変化、違いを評価できる。また上式からノーマルモードノイズ、コモンモードノイズの定量的な評価が行える。なお我々のシステムでは N_c=64(32 × 2 チップ) であり、以後特別な表記がない限り” コモンモードノイズを引いたペデスタルの分布の rms の 64 チャンネル平均” をノイズの定義とする。

ノイズデータの評価

Figure 7.9 に 2000 イベントのペデスタルデータの分布である。コモンモードノイズの大きさは

$$\sqrt{2.434^2-2.055}\simeq 1.3\ [\text{ADC count}]$$

であり十分小さく抑えられている (0.2p.e. 相当)。ノーマルモードノイズ (2 count 程度) が支配的であるが、このノーマルモードノイズは環境、ケーブリング、テストベンチのグラウンドラインの取り扱いによって 3 ∼ 5count 程度まで増大する (このときコモンモードノイズの変化は

ほとんどない)。現状では 2 カウントがもっとも良い値であるが、まだノイズ混入のルートが解明できていない。このノイズ源の解明が課題であるとともに実機導入時のグラウンドラインの取り扱いには注意が必要である。

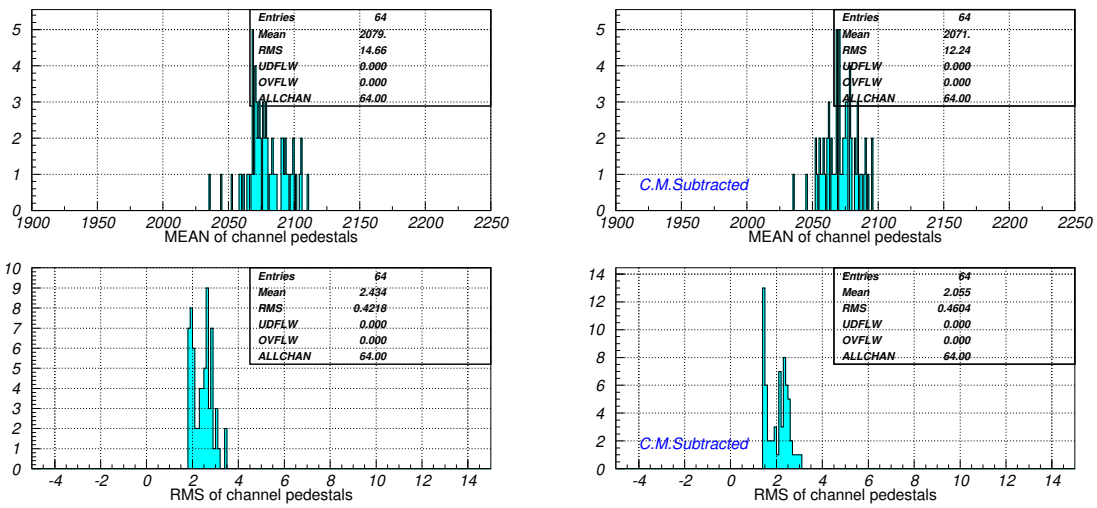

Figure 7.9: コモンモードノイズを引く前と後のチャンネルノイズ。上には全 64 チャンネルのペデスタル mean の分布、また下にはペデスタル rms の分布を示した。raw data のノイズ平均は 2.434、common-mode subtraction をしたノイズ平均は 2.055 である。

readout clock に起因するノイズ

ここでは VA readout clock "clock_b" がどれだけアナログラインに影響するかを評価した。"clock_b" はシグナル読み出し中に絶えず出されるものでありこれらが以下のようなノイズを生じさせると考えられる。

【1】クロックパルスによるケーブルでのクロストーク (Figure 7.10)

【2】VA アナログマルチプレクサのチャンネル切り替えによるスイッチングノイズ

【1】については、"clock_b" は差動信号として"clock" とともにケーブルを伝搬しており、これら 2 つの信号は逆位相であるため理想的にはこれらのクロックエッジでアナログラインにのるノイズはキャンセルする。しかし実際はこれらのクロックのドライバ IC が極性によって rise time, fall time が違うためキャンセルされないノイズがのることが生じることが考えられる。

【2】はマルチプレクサにおける、チャンネルのスイッチング動作の過渡状態で発生すると考えられるスパイク波形成分である。

これらを評価するものとして、VA/TA フロントエンドと DAQ module の接続に

- 一般的な 40 極フラットケーブルを用いたとき

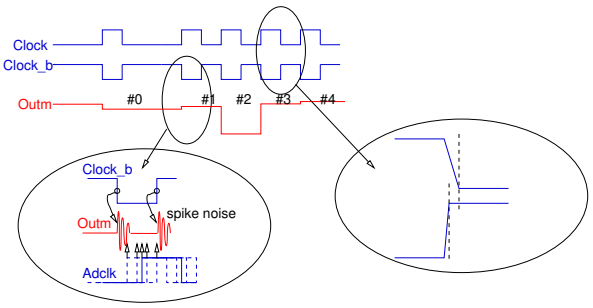

Figure 7.10: readout clock によるスパイクノイズ。差動信号の立ち下がり、立ち上がりの特性が違うとアナログラインにのるノイズはキャンセルされない。

- 20 組の各ツイストペアをシールディングし、さらにその全体に編組シールドをしたケーブルを用いたとき

2 種類のノイズ測定を行った。Figure 7.11 に示したのは”clock_b” に対し、その FADC サンプリングタイミングを変えていった時のノイズレベルの変化である。フラットケーブルを用いたときはクロックエッジにおけるノイズの増大が確認された。raw data のノイズと common-mode subtracted データのノイズレベルがほぼ等しく、コモンモードの変化は見られないことからも、このノイズがノーマルモードノイズであり、クロックエッジによるアナログラインの変動と理解できる。

一方シールドケーブル用いた測定結果は、どのタイミングでのサンプリングにおいてもノイズの変化は見られなかった。

このことは、

- ケーブル伝搬時に読み出しクロックがアナログラインの変動を起こす
- VA アナログマルチプレクサのスイッチングノイズはほとんどない

ことを意味する。なお、編組シールドをしたケーブルを用いることでケーブル上で生じるノイズを防げるため、われわれもこのケーブルを用いる。

ノイズについての考察

われわれは 1MHz のクロックで読み出しを行う予定でいる。しかし、前述ように編組シールドをしたケーブルを用いることでケーブル伝搬時におこるコントロール信号に起因するアナログラインへのノイズはほぼ防ぐことができ、読み出しクロックを起因とするノイズに対してはフリーである。これにより、1MHz より高周波数のクロックでもノイズレベルの変動なしに読み出しができる。先ほどのノイズ測定で述べたが現在われわれの読み出しエレクトロニクスではノーマルモードノイズが支配的であり、これに対してオーバーサンプリング、すなわち 1 チャンネルの FADC のサンプリング回数を 2 回、4 回と増やしていき、そのデータの平均をとることでノイズレベルが $1/\sqrt{2}, 1/2$ となることが期待される。

なお、このよう用いるとデータ量が 2, 4 倍となるため、ハードウェアレベルで平均化を行わなくてはならない。この件に関しては今後の課題として残しておく。

7.4.4 トリガー検出効率

シンチレータトラッカーは検出器自体がニュートリノ標的であり、その読み出しにはセルフトリガー動作が必要である。よって読み出し系には高いトリガー検出効率が求められるととも

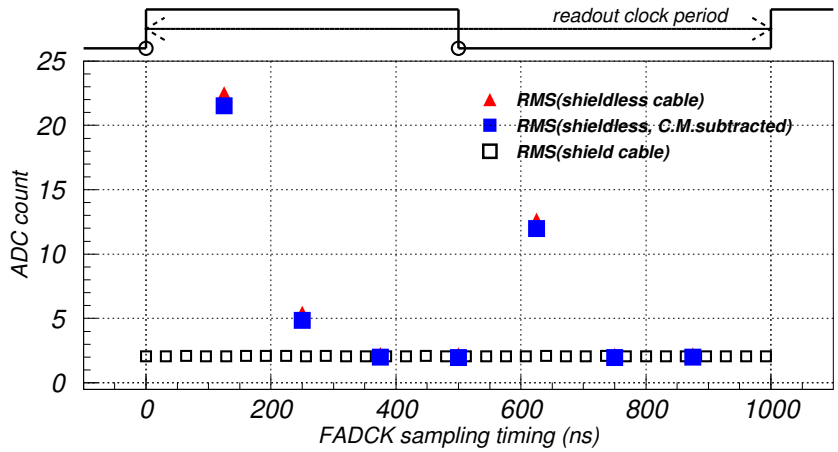

Figure 7.11: readout clock に起因するノイズ。1MHz の readout clock"clock_b" に対しその FADC サンプリングタイミングを変えていった時のノイズレベルの変化。フラットケーブルを用いた時にはクロックのエッジの後でアナログラインの変動によるノイズの増大が確認されるが、シールドケーブル使用時にはその影響は見られない。

に TA 出力やシグナルのホールドタイミングの Q 依存性を無くすため、その threshold レベルは極力小さくしたい。

Figure 7.12 はわれわれの読み出し系に対して行ったトリガー検出効率の測定結果である。測定は、外部回路より 1p.e. 相当 (0.08pC) の電荷をもつパルスをフロントエンドボードへの入力としてシグナル入射を続け、このとき、各 TA threshold 値におけるセルフトリガー動作でのトリガー検出検出効率を測定した。

測定結果

Figure 7.12 に測定結果を示した。横軸は設定 threshold、縦軸はトリガーレートである。このとき TA fast-shaper のパルス高は 75mV 程度であり、threshold を下げていくと、75mV 付近からトリガーシグナルの検出がされはじめ、その後 30mV(0.4p.e. レベル) まで 100%でトリガー検出される。これより低い設定値にするとノイズヒットが支配的となる。

この結果はわれわれの検出器においては十分な性能であるといえる。

チャンネルごとの threshold 値の補正

なお、トリガー検出に関してもう一つの測定を行った。

TA への threshold 設定は全チャンネル一様に行いユニークに一つの値しか選べない。しかしながら Figure 7.9 に示したようなチャンネル間のペデスタルレベルの相違が存在するのでチャンネル間によりトリガー検出効率が異なる。そこで TA の trim-DAC を用いたチャンネル当たりの threshold offset の調整を行う。チャンネルごとにノイズヒットがなくなる threshold 値を測定した。その結果を Figure 7.13 に示した。全幅で 8mV 程度のばらつきのあったものが 2mV 以内に抑えられる。

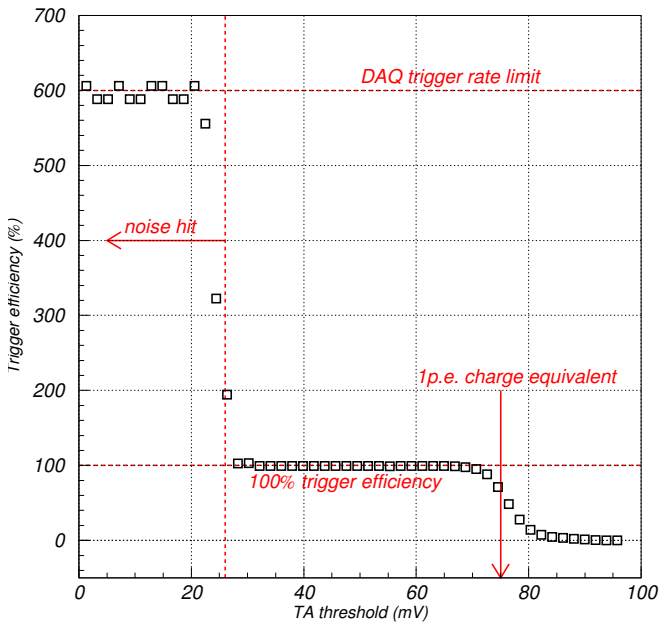

Figure 7.12: トリガー検出効率。1p.e. 相当の電荷 (0.08pC, $\sim$ 75ns の fast-shaper の波高) をもつパルスを入力したときの各 threshold 値でのトリガー検出効率をプロットした。ノイズヒットが現れるのは 30mV 以下 (0.4p.e.) の threshold 値である。

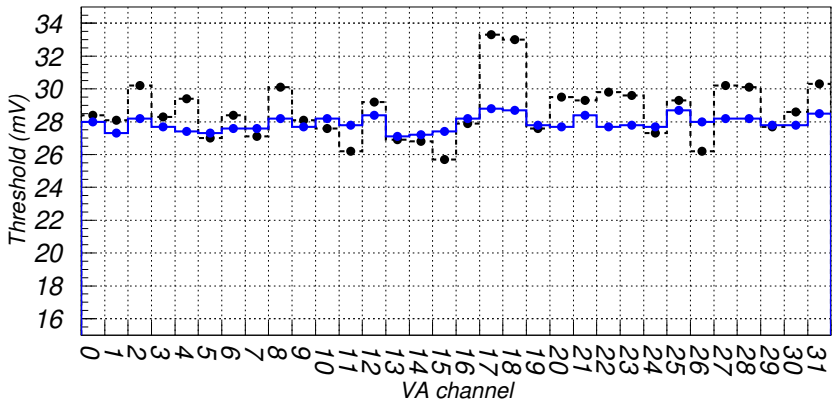

Figure 7.13: trim-DAC による threshold の補正。trim-DAC で各チャンネルの threshold オフセットを調節する。破線で示したのは補正前の trigger threshold、実線は補正後のもの。補正によりそのばらつきが小さくなる。

7.4.5 読み出し系のクロストーク

ここでは読み出し系エレクトロニクスに対するクロストークの評価をおこなう。
マルチアノードのクロストーク率は 3%であり、読み出し系のエレクトロニクス部分に関してもそれ以下のクロストーク率であることを要求する。
ここでは読み出し系に付随するクロストーク率を以下の用に見積もった。

測定方法

クロストークが起こる箇所を同定するために、マルチアノードと同じ入力ラインをもちいて VA の 1 チャンネルにテストチャージを入れ、入力電荷による ADC 出力の変化を全チャンネルについて確認した。
またクロストークを起こしたチャンネルの定義は、入力電荷が 35pC(VA のダイナミックレンジ) のときに、分布の mean がペデスタルから 0.5 ADC カウント以上ずれているチャンネル、とした。

測定結果

Figure 7.14 にクロストークを検出した 7 つのチャンネルのプロット、また Table 7.1 にクロストークを起こした VA チャンネルと PMT チャンネル・TQFP パッケージのピン番号の関係を示した。
表より、クロストークを起こしているチャンネルを分類すると

【1】アノードの配列で隣接しているチャンネル (PMT20,27,29,36)

【2】VA/TA チップにおいて隣接する入力ピンをもつチャンネル (pin4,pin23)

【3】パルス入力のある VA チャンネルの次に読み出されるチャンネル (VA4)

の 3 分類しかないことがわかる。
【1】【2】に関してはフロントエンドボード上の信号ラインのパターン間が隣接しているため、【3】に関してはマルチプレクサでシリアル化された”outp, outm” の信号を読み出す際、大きな信号によってその次のチャンネルのベースラインがシフトしてしまうことによると理解できる。
しかし 35pC(450p.e. 相当) の入力にたいしても、クロストークによる ADC 出力は 1p.e. レベル以下であり、われわれの検出器においては十分低い、問題ない。

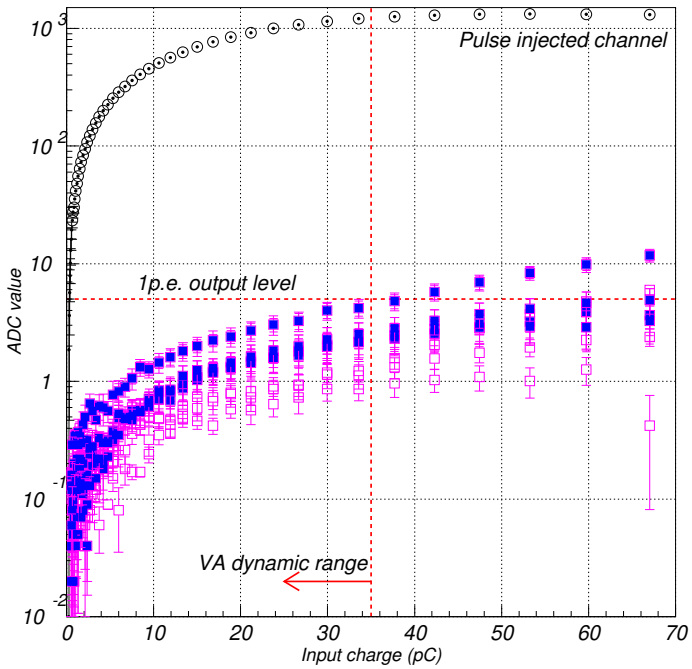

Figure 7.14: 読み出し系のクロストーク。○ はパルス入射をしたチャンネルの出力で、□ はクロストークシグナルが起こったチャンネル■ はクロストークを起こしたチャンネルのうち、アノード配列で入力チャンネルに隣接するチャンネルであるものの ADC 出力を示した。

CHIP1			CHIP2		
MAPMT	VA	pin	MAPMT	VA	pin
0	25	27	32	63	33
1	22	24	33	62	32
2	19	21	34	61	31
3	16	18	35	60	30
4	15	17	36	35	5
5	12	14	37	34	4
6	9	11	38	33	3
7	6	8	39	32	2
8	26	28	40	27	29
9	23	25	41	56	26
10	20	22	42	21	23
11	17	19	43	50	20
12	14	16	44	45	15
13	11	13	45	42	12
14	8	10	46	39	9
15	5	7	47	36	6
16	27	29	48	58	28
17	24	26	49	55	25
18	21	23	50	52	22
19	18	20	51	49	19
20	13	15	52	46	16
21	10	12	53	43	13
22	7	9	54	40	10
23	4	6	55	37	7
24	31	33	56	57	27
25	30	32	57	54	24
26	29	31	58	51	21
27	28	30	59	48	18
28	3	5	60	47	17
29	2	4	61	44	14
30	1	3	62	41	11
31	0	2	63	48	8

Table 7.1: クロストークを起こしたチャンネルと PMT チャンネル、VA チャンネル、TQFP パッケージのピン番号の関係。二重枠で囲った箇所はテストパルス入れたチャンネルであり、一重線で囲ったところはクロストークシグナルが確認されたチャンネル。PMT チャンネル 28, (VA3), ピンに隣接するのは PMT チャンネル 20,27,29,36 である。

7.4.6 パルスリニアリティについての考察

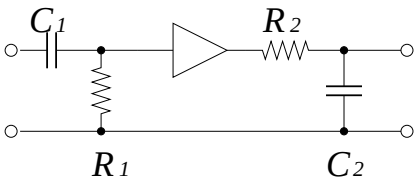

Figure 7.15: CR-RC shaper

CR-RC shaper は基本的にハイパスフィルタとローパスフィルタの合成回路である (Figure 7.15)。簡略化のためステップパルス

$$\begin{cases} 0 & (t < 0) \\ V_{in} & (t \geq 0) \end{cases} \tag{7.15}$$

の入射を考えると出力波形 V_{out} は

$$V_{out}(t) = \frac{V_{in}\tau_1}{\tau_1 - \tau_2}\left(e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}\right) \tag{7.16}$$

となり、入力信号の大きさに関わらず、その peaking time は一定になる。(τ_1 および τ_2 はハイパスフィルタ、ローパスフィルタの時定数で $\tau_1 = R_1C_1$, $\tau_2 = R_1C_2$ である。)

VA の shaper も CR-RC の構成をしており、shaper への入力波形の時定数が短く、ステップ状に見える限り peaking time は一定だと思われるが、実際はその前段の pre-amplifier の出力波形の電荷依存性によって shaper の peaking time は変化してしまう可能性がある。我々は peaking time を一定だと思い、パルス高によらず一定時間で信号をホールドしてしまうので、peaking time の時間依存性によりパルスリニアリティを悪くしている可能性がある。

そこで VA slow-shaper に対して、シグナルの大きさによりどの程度 peaking time の変化があるか、またそのリニアリティへの影響はどの程度か、という評価を行った。

測定方法

この評価にあたり VA slow-shaper の出力波形の測定が必要である。それには test-mode 動作にて、slow-shaper のホールドタイミングを変えてスキャンしていき、各タイミングでの波高を測定する。得られたデータから、横軸にホールドタイミング、縦軸に各々の分布の mean をとり、slow-shaper の波形を得た。(Figure 7.16)。

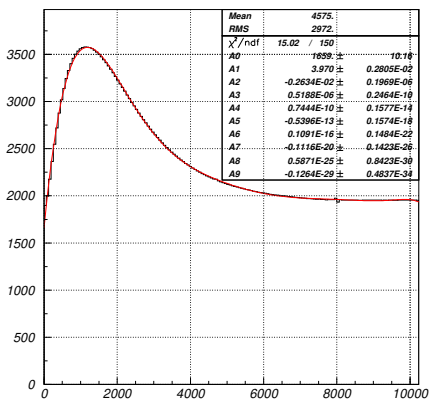

Figure 7.16: slow-shaper の出力波形。図は 9 次巾関数で波形をフィッティングを行っている。

slow-shaper の peaking time の電荷依存性

slow shaper の peaking time の導出においてその出力波形をフィッティングするが、shaper への入力信号である pre-amplifier 出力は IC の内部信号であり、その波形を確認することができない。そこで適当な関数型を用意するのは困難なのでピーク波高の導出は次のように行った。

- 9 次巾関数で波形をフィッティング
- 得られたフィッティングパラメータの結果から 9 次巾関数のピークを算出

各入力電荷における波形にたいして行ったフィッティングの結果を Figure 7.17、また peaking time の入力電荷による変化を Figure 7.18 に示した。

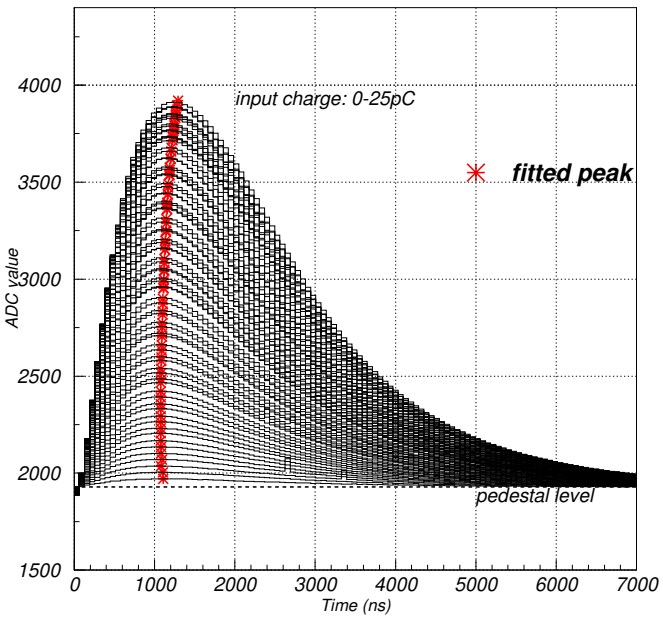

Figure 7.17: 入力チャージによる slow-shaper 出力波形の違い。$*$ はフィッティングにより求めたピーク位置。

測定結果は $0 \sim 25$pC の入力電荷の変化に対して peaking time に 200ns 程度の変動がみられる。

考察

前章でも述べたが、ホールド信号によるビームスピル中のノイズヒットを無くすためにわれわれの用いる VA/TA フロントエンドは slow-shaper の peaking time は $\sim 1.2\mu$s になるように shaper のバイアスを調整してあり、またそのタイミングでホールド信号を送る。実際 Figure 7.18 に示したように、peaking time の平均は $\sim 1.2\mu$ 程度になっている。

しかしこの peaking time は入力電荷量によって $\pm$100ns 程度変動する。この影響を見積もるために

- shaper の peak 波高のパルスリニアリティ (Figure 7.19)
- 固定時間におけるパルス高のリニアリティ (Figure 7.20, Table 7.2)

を導出した。

その結果は、1.2μs でホールドしたときのゲイン、パルスリニアリティはシグナルピークにおけるものとほぼ同じである。これは shaper の波形がピーク付近数 100ns では十分なだらか

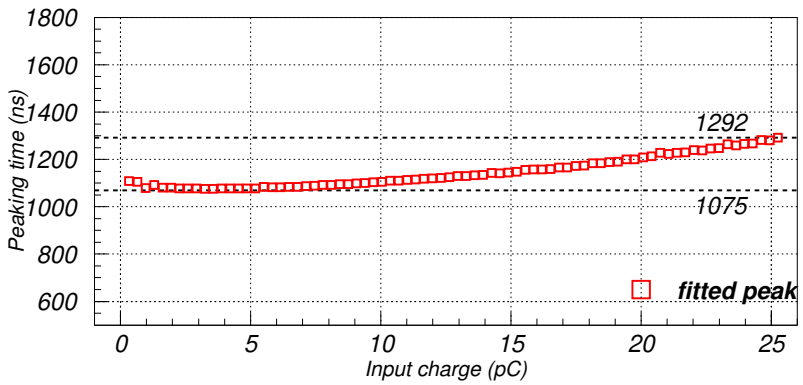

Figure 7.18: peaking time のチャージ依存性。入力電荷の違いによって 200ns 以上の peaking time のずれが生じる。

な変化をするためであり、ゲイン及びパルスリニアリティに対しては ±100ns 程度の peaking time のふらつきは影響しない。我々の検出器での使用においては 1.2μs のホールドタイミングで十分な性能、パルスピークと同等の性能が得られることを保証する (Figure ??)。また VA に対して最適なバイアス設定がなされていることがわかる。

またその他に Table 7.2 のデータを Figure 7.22 にプロットした。われわれの検出器では必要としないが、$> 1.3\mu$s のオフピークではパルスリニアリティの性能が改善することがわかる。なおこのときゲインは下がる。

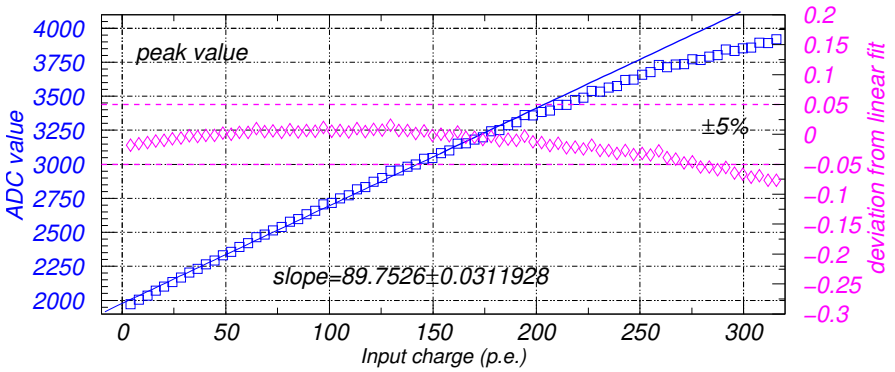

Figure 7.19: slow-shaper のピークリニアリティ。□ は各入力電荷にたいする ADC 値を表す。目盛りは左側。◇ は ADC 値のリニアフィッティングに対するずれの割合。5%のノンリニアリティラインを点線で示した。目盛りは右側。

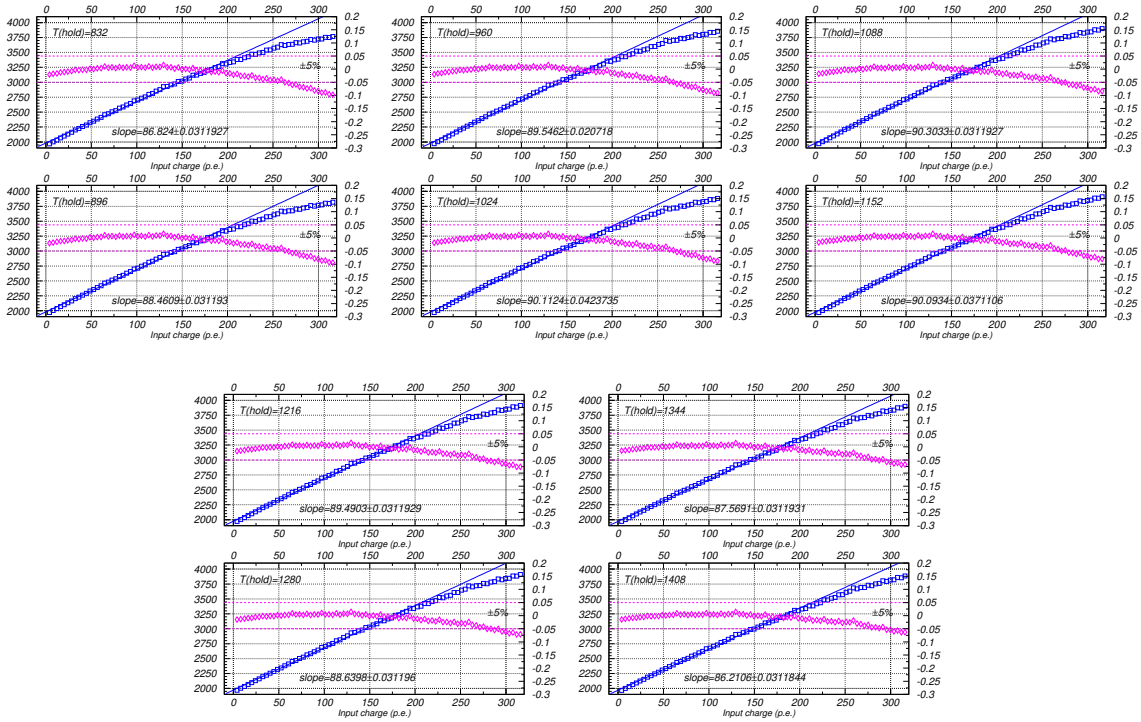

Figure 7.20: ホールドタイミングの違いによるゲイン、リニアリティの変化。データの表記は Figure 7.19 と同じである。

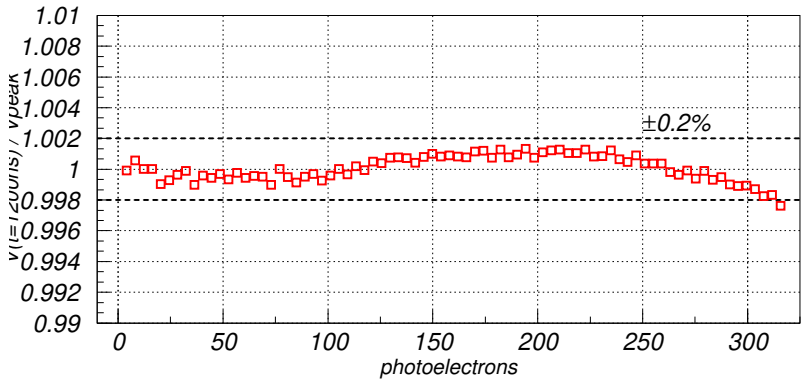

Figure 7.21: slow-shaper における $1.2\mu s$ でパルスホールドしたときとピークのパルス高の比較。図は各入力電荷における、ピークに対する $1.2\mu s$ ホールド時の波高の比を示した。300p.e. 相当までの入力電荷に対してそのずれは 0.2%以下である。

Hold timing [ns]	Gain [ADC count/pC]	Saturation point
640	77.856 ± 0.03	258 p.e.
704	81.579 ± 0.03	259 p.e.
768	84.562 ± 0.02	262 p.e.
832	86.824 ± 0.03	265 p.e.
896	88.461 ± 0.03	266 p.e.
960	89.546 ± 0.02	267 p.e.
1024	90.112 ± 0.04	270 p.e.
1088	90.303 ± 0.03	271 p.e.
1152	90.093 ± 0.04	272 p.e.
1216	89.490 ± 0.03	277 p.e.
1280	88.640 ± 0.03	283 p.e.
1344	87.569 ± 0.03	288 p.e.
1408	86.211 ± 0.03	294 p.e.
1472	84.684 ± 0.02	300 p.e.
1536	83.065 ± 0.03	307 p.e.
1600	81.190 ± 0.03	315 p.e.
at peak	89.752 ± 0.03	277 p.e.

Table 7.2: ホールドタイミングの違いによるゲイン、リニアリティの比較。サチュレーションポイントはノンリニアリティ5%の点としてある。最下段に slow-shaper のピークにおける性能も示してあるが、その性能は 1216ns でホールドしたときの性能と同じであることが分かる。

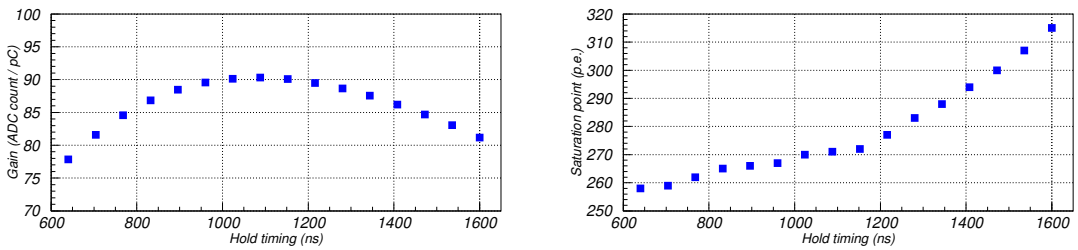

Figure 7.22: ホールドタイミングとゲイン、リニアリティの関係。shaper の peaking time を越えると、サチュレーションを起こす入力電荷 (p.e.) はリニアに改善されている。

7.5 結論

われわれはシンチレータトラッカーの VA/TA フロントエンドボードの読み出し用として DAQ module 開発した。本章ではその DAQ module についての基本構成、またその読み出し動作について述べた。

さらに VA/TA フロントエンドボードを用いて、本検出器における読み出し用エレクトロニクスの性能評価を行ったが、その結果は

- ノイズレベルは 0.3p.e. 相当 (7p.e. MIP に対して S/N 比は 23)
- コモンモードノイズは小さく抑えられている (0.2p.e. 相当)
- 0.4p.e. 相当のシグナルからトリガー検出可能
- 読み出しボード上でのクロストークは殆どない (450p.e. 相当の電荷入力にたいして 1p.e. 以下のクロストークシグナル)

となる。これらの結果はわれわれのシンチレータトラッカーの読み出し用エレクトロニクスに対する要請を満たすものである。

Chapter 8

結論

我々は K2K 長基線ニュートリノ振動実験における前置検出器のアップグレード計画として全感知型のシンチレータトラッカーを導入する。ファインセグメント化され、また不感領域がないという本検出器の特徴が、CCQE 反応事象に対する高い検出効率・低エネルギーニュートリノ事象の観測を可能にする。本検出器においてニュートリノフラックスの精密測定、スペクトル解析によりニュートリノ振動の確立とともに振動パラメータの精密測定をおこなう。

本論文の研究では、このシンチレータトラッカーの実機導入における課題であった “検出器の膨大な読み出しチャンネルのシリアル化” という問題に対し、64ch マルチアノード光電子増倍管 H7546 に対する基礎研究を行い、そのマルチアノード信号のシリアル化を行う VA/TA フロントエンドエレクトロニクス、さらに VA/TA フロントエンドの読み出しを行う DAQ module を開発し、本検出器における読み出し系を確立した。

マルチアノードに関しては、ゲイン 5×10^5 において 200p.e. までのパルスリニアリティ (5% ノンリニアリティ)、ϕ1.5mm 波長変換ファイバーを使用してもクロストーク率を 3%に抑えられることを示し、実機導入へむけての指針を示した。

またこの 64ch マルチアノード出力のシリアル化のためのエレクトロニクス開発においては、アナログマルチプレクス機能をもつ VA/TA ASIC を用いたフロントエンドボードを開発した。プロトタイプボードを用いてマルチアノード信号の読み出しの研究、またビームテストによるエネルギー測定テスト等を行い、最終的に実機に導入する VA/TA フロントエンドボードを製作するに至った。

さらにこの VA/TA フロントエンドボードの読み出し用回路としてあらたに VME モジュールも開発した。DAQ module と呼ぶこのエレクトロニクス開発においてはその動作設計等から行い、最終的に本論ではこの VA/TA フロントエンドボードと DAQ モジュールを用いた、本検出器における読み出しエレクトロニクスの性能評価を行った。その結果はマルチアノード読み出しに十分な入力レンジを有し、ノイズレベルは 0.3p.e. 相当、7p.e. の MIP 信号に対して S/N 比 23 である。トリガー検出効率に関しては、0.4p.e. 相当の信号からのトリガー検出可能であることを示した。

なお、今回開発した VA/TA フロントエンドボードおよび DAQ module はマルチアノードと共に 2003 年 1 月に前置検出器のあるニュートリノホールに導入され、まさにニュートリノデータ取得を開始しようとしているところである。

本研究において、われわれのシンチレータトラッカーの読み出し系の確立のみならず、マルチアノードの読み出しに対して新たな手法を確立したといえる。

Bibliography

[1] V. M. Lobashev, et al. Direct search for neutrino mass and anomaly in the tritium beta-spectrum: Status of 'troitsk neutrino mass' experiment. *Nucl. Phys. Proc. Suppl.*, Vol. 91, pp. 280–286, 2001.

[2] K. Assamagan, et al. Upper limit of the muon-neutrino mass and charged pion mass from momentum analysis of a surface muon beam. *Phys. Rev.*, Vol. D53, pp. 6065–6077, 1996.

[3] R. Barate, et al. An upper limit on the tau neutrino mass from three- and five-prong tau decays. *Eur. Phys. J.*, Vol. C2, pp. 395–406, 1998.

[4] K. S. Hirata, et al. Experimental study of the atmospheric neutrino flux. *Phys. Lett.*, Vol. B205, p. 416, 1988.

[5] R. Becker-Szendy, et al. The electron-neutrino and muon-neutrino content of the atmospheric flux. *Phys. Rev.*, Vol. D46, pp. 3720–3724, 1992.

[6] W. Anthony Mann. New results on atmospheric neutrinos from soudan 2. *Nucl. Phys. Proc. Suppl.*, Vol. 91, pp. 134–140, 2000.

[7] K. Daum, et al. Determination of the atmospheric neutrino spectra with the frejus detector. WUB-95-03.

[8] M. Aglietta, et al. Experimental study of atmospheric neutrino flux in the nusex experiment. *Europhys. Lett.*, Vol. 8, pp. 611–614, 1989.

[9] M. Apollonio, et al. Limits on neutrino oscillations from the chooz experiment. *Phys. Lett.*, Vol. B466, pp. 415–430, 1999.

[10] First results from kamland: Evidence for reactor anti- neutrino disappearance. 2002.

[11] T. Maruyama. First observation of accelerrator origin neutrino beam after passing through 250km of earth. *Ph.D thesis*, 2000.

[12] T. Inagaki. Measurement of the dissappearance of muon neutrion in 250 km long base line experiment. *Ph.D thesis*, 2001.

[13] M. H. Ahn, et al. Indications of neutrino oscillation in a 250-km long-baseline experiment. 2002.

[14] S. H. Ahn, et al. Detection of accelerator produced neutrinos at a distance of 250-km. *Phys. Lett.*, Vol. B511, pp. 178–184, 2001.

[15] 加藤一成. K2k 長基線ニュートリノ振動実験における液体シンチレータ飛跡検出器の開発とその基本特性および p/π 識別能力の評価. 修士論文, 京都大学大学院理学研究科, 2001.

[16] 前坂比呂和. K2k 長基線ニュートリノ振動実験における全感知型シンチレータ飛跡検出器のバックグラウンドと長期安定性の測定. 修士論文, 京都大学大学院理学研究科, 2002.

[17] 長谷川雅也. K2k 長基線ニュートリノ振動実験における全感知型シンチレータ飛跡検出器の基本性能の評価及びゲインモニターシステムの開発. 修士論文, 京都大学大学院理学研究科, 2003.

[18] W. R. Leo. *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments*. Springer-Verlag, 1994.

謝辞

本論文の執筆、またそれまでの研究において多くの方のお力添えがありました。言葉にならない謝意の念に満たされております。

西川 公一郎教授にはわたしの指導教官として多くのことを教え導いて頂くとともに K2K というすばらしい実験に参加させていただく機会を頂きました。また中家 剛助教授にはその助言から多くを学び、研究の指針を与えて頂きました。

本検出器におけるエレクトロニクス開発においては田中 真伸助教授の助言がなければ為し得なかったことが数多くあります、感謝しております。またその開発において吉田 誠さまとは多くの仕事を共にさせていただきましたが、ご迷惑をかけたことが多かったのではないでしょうか。村上 武さまにも誠に多くの御協力をしていただきました。

当ニュートリノグループにおきましても多くの方に謝意を述べなくてはなりません。加藤 一成さまにはある意味で生き方の参考にさせていただくことが数多くありました。前坂 比呂和さまには本検出器のボスとして奮闘していただいております。わたしも身を粉にしてがんばらせていただきますのでお体にはお気をつけください。長谷川 雅也さまとは、同期として共に数多くのことを行ってきたとともにわたしの心の支えとなっております。上田 俊輔さま、佐々木 通さま、林 和彦さま、森田 太智さまには実験の忙しい時期に、わたしが修士論文執筆のために一線を退いてしまいご迷惑かけたのではないでしょうか。来年は大変でしょうが、がんばってください。

思いもよらず長居することになってしまった KEK でも多くの方にお世話になっております。小林 隆助教授、早戸 良成助手、市川 (近藤) 温子助手、岩下 大器さま、横山 広美さまをはじめ多くの方々に生活面でお世話になるとともに、このような輩をあたたかく受け入れていただきました。感謝しております。

また京都大学高エネルギー物理学研究室の皆様方にも非常にお世話になっております。

最後にわたしの研究生活をあたたかく見守っていただいている両親に感謝いたします。

2003 年 1 月 山本 真平

List of Figures

1.1 sub-GeV, multi-GeV 領域での e および μ-like の 1-ring 事象サンプルの zenith angle distribution . . . 12
1.2 上向き μ 事象の zenith angle distribution . . . 12
1.3 90%C.L. における振動パラメータの許容領域 . . . 13

2.1 K2K 実験 . . . 15
2.2 K2K 実験の $\nu_\mu \to \nu_X$ 振動に対する感度 . . . 16
2.3 ニュートリノエネルギー再構成 . . . 16
2.4 CCQE 反応 . . . 17
2.5 non-QE 反応 . . . 17
2.6 ニュートリノビームライン . . . 18
2.7 電磁ホーンシステム . . . 19
2.8 SK におけるニュートリノフラックス . . . 19
2.9 π 中間子モニターの概要 . . . 20
2.10 Super-Kamiokande と前置検出器でのニュートリノフラックス比 . . . 20
2.11 ミューオンモニターとビーム安定性 . . . 20
2.12 K2K 前置検出器 . . . 21
2.13 Super-Kamiokande 概略図 . . . 23
2.14 SciFi 2 トラックイベント . . . 24
2.15 1kt 検出器で測定された p_μ, θ_μ, E_ν^{rec} 分布 . . . 24
2.16 SciFi 検出器で測定された p_μ, θ_μ, E_ν^{rec} 分布 . . . 25
2.17 前置検出器でのニュートリノフラックス . . . 25
2.18 Super-Kamiokande における reconstructed E_ν 分布 . . . 26
2.19 K2K 実験による振動パラメータ許容領域 . . . 27

3.1 振動なしのときに対する振動ありのときのニュートリノ観測数の比 (モンテカルロシミュレーション) . . . 30
3.2 シンチレータトラッカーの概要とインストール箇所 . . . 31

4.1 シンチレータトラッカーにおけるシグナル読み出し部の構成 . . . 34

5.1 H7546 の特性 . . . 38
5.2 テストセットアップの構成 . . . 40
5.3 LED 発光の安定性 . . . 41
5.4 H7546 のゲイン曲線 . . . 42
5.5 H7546 のダークカレント . . . 42
5.6 2-inch PMT による入射光量のモニター . . . 43

5.7 H7546 のパルスリニアリティ 44
5.8 H7546 におけるピクセル当たりのアノードユニフォーミティ 45
5.9 クロストーク率測定におけるマルチアノードのピクセルスキャン 46
5.10 H7546 におけるチャンネル間クロストーク (ϕ0.7 WLS fiber 使用時) 47
5.11 H7546 におけるチャンネル間クロストーク (ϕ1.0 WLS fiber 使用) 47
5.12 パルス入射位置がピクセル中心からずれた時の周辺チャンネルの ADC 出力 . . 48
5.13 クロストーク許容領域の分布 50
5.14 H7546 のチャンネルユニフォーミティ 51
5.15 H7546 の時間分解能 52

6.1 VA32_HDR11+TA32CG 56
6.2 VA/TA の基本構成 57
6.3 VA/TA 読み出しの基本動作 59
6.4 VA slow shaper の出力 60
6.5 2 チップを用いた読み出しシーケンス 62
6.6 VA/TA プロトタイプフロントエンドボード 63
6.7 VA のチャンネル間クロストーク 65
6.8 DC カップリング時における VA の vfp 依存性 66
6.9 TA のレシーバ回路とジッター 67
6.10 コントロールシグナルに起因する TA のノイズヒット 69
6.11 KEK-PS T1 ビームライン 70
6.12 ビームテストセットアップの概略図 71
6.13 ビームテストにおけるトリガーロジックの概略図 72
6.14 VA による読み出しと charge sensitive ADC による読み出しの比較 73
6.15 ペデスタルの時間変動 74
6.16 ノーマルモードノイズとコモンモードノイズの概念図 74
6.17 ビームテストにて観測されたコモンモードノイズ 75
6.18 コモンモードを引く前と後のシグナル分布 75
6.19 コモンモードノイズに対するフィルタリング 76
6.20 開発したフロントエンドボードの写真 77

7.1 開発した DAQ module の写真 79
7.2 VA レシーバ回路 80
7.3 DAC の設定リニアリティ 81
7.4 読み出しエレクトロニクスのブロックダイアグラム 82
7.5 normal-mode の動作 83
7.6 test-mode の動作 84
7.7 パルスリニアリティの測定結果 85
7.8 VA のチャンネルゲインユニフォーミティ 87
7.9 コモンモードノイズを引く前と後のチャンネルノイズ 89
7.10 readout clock によるスパイクノイズ 90
7.11 readout clock に起因するノイズ 91
7.12 トリガー検出効率 92
7.13 trim-DAC による threshold の補正 92
7.14 読み出し系のクロストーク 94
7.15 CR-RC shaper 96

7.16 slow-shaper の出力波形 96
7.17 入力チャージによる slow-shaper 出力波形の違い。∗ はフィッティングにより求めたピーク位置。 97
7.18 peaking time のチャージ依存性 98
7.19 slow-shaper のピークリニアリティ 98
7.20 ホールドタイミングの違いによるゲイン、リニアリティの変化 99
7.21 slow-shaper における $1.2\mu s$ でパルスホールドしたときとピークの波高の比較 . 99
7.22 ホールドタイミングとゲイン、リニアリティの関係 100

List of Tables

1.1 ニュートリノ質量 8
1.2 大気ニュートリノの観測結果 11

2.1 Neutrino Interaction 17
2.2 Super-Kamiokande におけるニュートリノ事象数と振動がないときの期待値 . . 23

3.1 検出器の基本特性および性能 31

5.1 H7546 の特性リスト 37
5.2 マルチアノードのパルスリニアリティ測定のまとめ 43
5.3 H7546 のクロストーク測定の結果 48
5.4 クロストークの High Voltage 依存性の測定結果 49

6.1 VA32_HDR11+TA32CG specification 56
6.2 VA/TA の入出力信号一覧 58
6.3 VA/TA のバイアスパラメーター覧 58

7.1 クロストークを起こしたチャンネルと PMT チャンネル、VA チャンネル、TQFP パッケージのピン番号の関係 95
7.2 ホールドタイミングの違いによるゲイン、リニアリティの差 100