

# J-PARC T2K 実験における陽子ビーム位置検出回路の開発

岡山大学大学院

自然科学研究科 数理物理学専攻

素粒子物理学研究室

41428223 弥益紗希

2018年2月28日

## 概要

長基線ニュートリノ振動実験 T2K(Tokai to Kamioka) 実験は、茨城県那珂郡東海村にある加速器施設 J-PARC(大強度陽子加速器施設) 内で生成した大強度のミューニュートリノビームまたは反ミューニュートリノビームを、295km 離れた岐阜県飛騨市神岡町の山中にある大型水チェレンコフ検出器スーパーカミオカンデに打ち込み、 $(\nu_\mu \rightarrow \nu_e)$  及び  $(\bar{\nu}_\mu \rightarrow \bar{\nu}_e)$  振動現象の精密測定を行っている。T2K 実験は、2010 年から 2017 年に取得したデータに基づき、ニュートリノと反ニュートリノの間でニュートリノ振動が起きる頻度の違いを検証した結果、ニュートリノと反ニュートリノで違いがあることを 95% の信頼度で示した。今後は、測定精度をさらに向上させ、ニュートリノにおける CP 対称性の破れを  $3\sigma (= 99.7\%)$  以上の信頼度で検証することを目指す。

測定精度の向上に向けて、ニュートリノの生成源であるターゲットに照射する陽子数を増やすことで、ニュートリノイベント数の向上や統計誤差の削減を目指す。このために J-PARC Main Ring Synchrotron(MR) の高繰り返し化を計画している。

大強度陽子ビームを用いる J-PARC ニュートリノビームラインでは、機器保護のために陽子ビームの軌道や幅を常に監視し、異常時には直ちにビームを停止する必要がある。そこで、陽子ビームモニターからの信号を FPGA を用いてリアルタイムで計算を行ない、位置がずれていた場合に自動でビームをストップするモジュールの開発を行った。

本論文では、まず序論の第 1 章でニュートリノの性質及びニュートリノ振動について、続く第 2 章では T2K 実験についての説明を行う。本論では、第 3 章でビーム位置計算手法の検討結果を記載し、firmware に実装したビーム位置計算手法と実際のビーム位置の相関性について述べる。第 4 章ではボード開発とその評価、第 5 章では firmware の開発とその評価について報告する。第 6 章では T2K の陽子ビームランを用いたボードの動作試験の結果について報告し、第 7 章では動作試験の結果を踏まえたボードの実用化に向けた課題と今後の展望について述べる。

# 目次

<b>第 I 部</b>	<b>序論</b>	<b>5</b>
1	ニュートリノ	5
1.1	ニュートリノの発見 . . . . .	5
1.2	ニュートリノ振動の理論 . . . . .	5
1.3	ニュートリノ振動研究 . . . . .	9
1.4	ニュートリノ研究の今後の課題 . . . . .	12
2	T2K 実験	13
2.1	J-PARC ニュートリノビームライン . . . . .	13
2.2	off axis 法 . . . . .	17
2.3	前置検出器 . . . . .	19
2.4	後置検出器 . . . . .	21
2.5	T2K 実験の現状と課題 . . . . .	23
<b>第 II 部</b>	<b>本論</b>	<b>25</b>
3	Beam position の計算手法の検討	26
3.1	T2K Offline 解析でのビーム位置計算手法 . . . . .	26
3.2	Firmware に搭載するビーム位置計算手法 . . . . .	27
3.3	T2K beam data による計算手法の評価 . . . . .	27
4	Board 開発	36
4.1	全体構造 . . . . .	36
4.2	回路設計 . . . . .	37
4.3	性能評価 . . . . .	49
5	Firmware 開発	56
5.1	全体構造 . . . . .	56
5.2	回路設計 . . . . .	57
5.3	Firmware の性能評価 . . . . .	71
6	陽子ビームを用いたボードの動作試験	81
6.1	papillon board ver.1 の動作試験 . . . . .	81
6.2	papillon board ver.2 の動作試験 . . . . .	84
7	T2K 実験へのインストールに向けた課題	98
7.1	ペDESTAL の計算方法 . . . . .	98

7.2	ノイズ波形の取り扱い . . . . .	102
<b>第 III 部 結論</b>		<b>105</b>
	謝辞	106
付録 A	Board 開発	108
A.1	T 型インピーダンスアッテネータ . . . . .	108
付録 B	T2K 実験のビームラインモニターのイベント取得の流れについて	109
B.1	COPPER BOARD . . . . .	110

# 第 I 部 序論

## 1 ニュートリノ

ニュートリノは、弱い相互作用\*1でしか反応しない中性レプトンの総称である。電子ニュートリノ ( $\nu_e$ )、ミューニュートリノ ( $\nu_\mu$ )、タウニュートリノ ( $\nu_\tau$ ) の 3 世代とそれらの反粒子である反電子ニュートリノ ( $\bar{\nu}_e$ )、反ミューニュートリノ ( $\bar{\nu}_\mu$ )、反タウニュートリノ ( $\bar{\nu}_\tau$ ) の計 6 種類がある。ニュートリノの種類 ( $e, \mu, \tau$ ) はフレーバーと呼ばれる。これらは、荷電レプトンである電子 ( $e$ )、ミュー粒子 ( $\mu$ )、タウ粒子 ( $\tau$ ) と対をなしている。

ニュートリノは素粒子物理学の標準模型において質量を持たないと考えられていたが、ニュートリノ振動の発見によって質量を持つことが明らかになった。本章では、ニュートリノ振動の発見とこれまでの軌跡について述べる。

### 1.1 ニュートリノの発見

ニュートリノは 1930 年にベータ崩壊におけるエネルギースペクトルを説明するため、パウリ [1] によって初めて存在が予言された。ベータ崩壊とは、原子核内の中性子 (陽子) が電子 (陽電子) を放出し、陽子 (中性子) に壊変する現象のことである。原子核  $N_1$  (質量  $m_1$ ) が電子を放出して別の原子核  $N_2$  (質量  $m_2$ ) に変わるベータ崩壊の反応式が

$$N_1 \rightarrow N_2 + e^- \quad (1)$$

であるとする、ベータ崩壊で放出される電子のエネルギースペクトルは線スペクトルであると予想されていた。しかし、チャドウィックはベータ線のスペクトルは線スペクトルではなく、連続スペクトルであることを発見した。従って、ベータ崩壊が電子だけ放出される反応である場合、エネルギー保存則が成り立たない。加えて、角運動量保存則も成り立たない。そこで、パウリはこの反応の際に電氣的に中性でスピン  $\frac{1}{2}$  の未知の粒子が放出されていると考えた。

$$N_1 \rightarrow N_2 + e^- + (\text{未知の中性粒子}) \quad (2)$$

この未知の粒子がニュートリノである。その後、1950 年代にライネスとコーワンにより反電子ニュートリノが初検出され [2]、1962 年にはレーダマン、シュウォーツとスタインバーガーによってミューニュートリノが発見された。 [3]

### 1.2 ニュートリノ振動の理論

ニュートリノ振動とはニュートリノが飛行中に別のフレーバーのニュートリノに変化する現象である。ニュートリノは 3 つのフレーバーを持ち、3 つの質量固有状態の混合状態と考えられる。フレーバー固有状態 ( $\nu_e, \nu_\mu, \nu_\tau$ ) と質量固有状態 ( $\nu_1, \nu_2, \nu_3$ ) は 3 つの振動パラメータ ( $\theta_{12}, \theta_{23}, \theta_{13}$ ) 及び  $\delta_{CP}$  を用いて、以下の式のように関係づけられる。

---

\*1 実際には重力相互作用も

$$\begin{pmatrix} \nu_e \\ \nu_\mu \\ \nu_\tau \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_{23} & \sin \theta_{23} \\ 0 & -\sin \theta_{23} & \cos \theta_{23} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{13} & 0 & \sin \theta_{13} \delta_{13} e^{-i\delta} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\sin \theta_{13} \delta_{13} e^{i\delta} & 0 & \cos \theta_{13} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{12} & \sin \theta_{12} & 0 \\ -\sin \theta_{12} & \cos \theta_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \nu_1 \\ \nu_2 \\ \nu_3 \end{pmatrix}$$

この式からニュートリノの存在確率を計算すると

$$P(\nu_\mu \rightarrow \nu_\mu) \approx \sin^2 \theta_{23} \sin^2 \theta_{13} \sin^2 \left( \frac{\Delta m_{32}^2 L}{4E} \right)$$

となる。すなわち、ニュートリノの存在確率は、ニュートリノが伝搬していく過程で周期的に変化する。この減少をニュートリノ振動と呼び、ニュートリノが質量をもつことによって起きるとされている。

### 1.2.1 2世代の場合

3世代の混合を考える前に、簡単のため2世代の場合を考える。

ニュートリノのフレーバー固有状態を  $|\nu_\alpha\rangle, |\nu_\beta\rangle$  とし、質量固有状態を  $|\nu_1\rangle, |\nu_2\rangle$  とする。フレーバー固有状態は以下のように質量固有状態の混合状態として表されると考える。

$$\begin{pmatrix} |\nu_\alpha\rangle \\ |\nu_\beta\rangle \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |\nu_1\rangle \\ |\nu_2\rangle \end{pmatrix} \quad (3)$$

この行列式を解くと

$$|\nu_\alpha\rangle = \cos \theta |\nu_1\rangle + \sin \theta |\nu_2\rangle \quad (4)$$

$$|\nu_\beta\rangle = -\sin \theta |\nu_1\rangle + \cos \theta |\nu_2\rangle \quad (5)$$

となる。質量固有状態の時間発展を考慮すると、

$$|\nu_1(t)\rangle = \exp(-iE_1 t) |\nu_1(0)\rangle \quad (6)$$

$$|\nu_2(t)\rangle = \exp(-iE_2 t) |\nu_2(0)\rangle \quad (7)$$

であるから、これを前式に代入すると、

$$|\nu_\alpha\rangle = \cos \theta \exp(-iE_1 t) |\nu_1(0)\rangle + \sin \theta \exp(-iE_2 t) |\nu_2(0)\rangle \quad (8)$$

$$|\nu_\beta\rangle = -\sin \theta \exp(-iE_1 t) |\nu_1(0)\rangle + \cos \theta \exp(-iE_2 t) |\nu_2(0)\rangle \quad (9)$$

となる。ただし、 $E_{1,2}$  は  $\nu_{1,2}$  のエネルギーである。従って、距離  $L$  進んだのち  $\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta$  となる確率は

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = |\langle \nu_\beta(t) | \nu_\alpha(0) \rangle|^2 \quad (10)$$

$$= (-\sin \theta \exp(-iE_1 t) \langle \nu_1(0) | + \cos \theta \exp(-iE_2 t) \langle \nu_2(0) |) (\cos \theta |\nu_1(0)\rangle + \sin \theta |\nu_2(0)\rangle) \quad (11)$$

この式を解くと

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = |\langle \nu_\beta(t) | \nu_\alpha(0) \rangle|^2 = \sin^2 2\theta \sin^2 \left| \frac{(E_2 - E_1)t}{2} \right| \quad (12)$$

エネルギー差  $E_2 - E_1$  を考える。運動量  $p$  で運動している粒子のエネルギーは相対論より

$$E = \sqrt{(pc)^2 + (mc^2)^2} \quad (13)$$

$pc \gg mc^2$  よりテイラー展開をすると

$$E = pc \sqrt{1 + \left(\frac{mc^2}{pc}\right)^2} \quad (14)$$

$$\simeq pc \left(1 + \frac{1}{2} \left(\frac{mc^2}{pc}\right)^2\right) \quad (15)$$

$$= pc + \frac{(mc^2)^2}{2pc} \quad (16)$$

よって、

$$E_2 - E_1 = \frac{(m_2^2 - m_1^2)c^4}{2pc} \quad (17)$$

ニュートリノでは、 $E \simeq pc$  が成り立つので、 $m_2^2 - m_1^2 = \Delta m_{12}^2$  とすると

$$\frac{(\Delta m_{12}^2 c^2)^2}{2E} \quad (18)$$

となる。これを振動確率の式  $P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta)$  に代入すると

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = |\langle \nu_\beta(t) | \nu_\alpha(0) \rangle|^2 = \sin^2 2\theta \sin^2 \left| \frac{(\Delta m_{12}^2 c^2)^2 t}{4E} \right| \quad (19)$$

となる。ニュートリノの飛行距離  $L = ct$  より

$$= \sin^2 2\theta \sin^2 \left| \frac{(\Delta m_{12}^2 c^2)^2 L}{4Ec} \right| \quad (20)$$

自然単位系  $c = 1$  を用いると

$$= \sin^2 2\theta \sin^2 \left| \frac{(\Delta m_{12}^2)^2 L}{4E} \right| \quad (21)$$

$$= \sin^2 2\theta \sin^2 \left| \frac{(1.27 \Delta m_{12}^2 (eV^2))^2 L (km)}{E (GeV)} \right| \quad (22)$$

となる。

### 1.2.2 3世代の場合

3世代の場合は、クォークでの混合を表す Kobayashi-Maskawa [4] 行列と同様に、Pontecorvo-Maki-Nakagawa-Sakata (PMNS) [5] 行列

$$U = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_{23} & s_{23} \\ 0 & -s_{23} & c_{23} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{13} & 0 & s_{13} e^{-i\delta_{CP}} \\ 0 & 0 & 0 \\ -s_{13} e^{i\delta_{CP}} & 0 & c_{13} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{12} & s_{12} & 0 \\ -s_{12} & c_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$= \begin{pmatrix} c_{12}c_{13} & s_{12}c_{13} & s_{13}e^{-i\delta_{CP}} \\ -s_{12}c_{23} - c_{12}s_{13}s_{23}e^{i\delta_{CP}} & c_{12}c_{23} - s_{12}s_{13}s_{23}e^{i\delta_{CP}} & c_{13}s_{23} \\ s_{12}s_{23} - c_{12}s_{13}c_{23}e^{i\delta_{CP}} & -c_{12}s_{23} - s_{12}s_{13}s_{23}e^{i\delta_{CP}} & c_{13}c_{23} \end{pmatrix} \quad (24)$$

を用いて、以下の式のように関係づけられる。

$$|v_\alpha\rangle = \sum_i U_{\alpha i} |v_i\rangle \quad (25)$$

ここで、 $c_{ij} = \cos\theta_{ij}$ ,  $s_{ij} = \sin\theta_{ij}$  であり、 $\theta_{ij}$  は質量の混合状態  $v_i, v_j$  の混合角、 $\delta_{CP}$  は複素位相である。 $\delta_{CP} \neq 0$  の時、PMNS 行列は虚部を含み CP 対称性の破れを生むため、CP 位相と呼ばれる。

$$|v_\alpha\rangle = \sum_i U_{\alpha i} \exp(-i\frac{m_i^2 L}{2E}) |v_i(0)\rangle \quad (26)$$

$$= \sum_i U_{\alpha i} U_{\beta i}^* \exp(-i\frac{m_i^2 L}{2E}) |v_\beta(0)\rangle \quad (27)$$

を用いて、2世代の場合と同様に振動確率  $P(v_\alpha \rightarrow v_\beta)$  を求めると、

$$P(v_\alpha \rightarrow v_\beta) = |\langle v_\beta | v_\alpha \rangle|^2 \quad (28)$$

$$= \delta_{\alpha\beta} - 4 \sum_{i>j} \text{Re}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin^2\left(\frac{\Delta m_{ij} L}{4E}\right) \quad (29)$$

$$+ 2 \sum_{i>j} \text{Im}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin\left(\frac{\Delta m_{ij} L}{2E}\right) \quad (30)$$

また、反ニュートリノモードでの振動確率は、 $U_{\alpha\beta}$  を  $U_{\alpha\beta}^*$  に置き換えることによって得ることが出来る。

$$P(\bar{v}_\alpha \rightarrow \bar{v}_\beta) = |\langle v_\beta | v_\alpha \rangle|^2 \quad (31)$$

$$= \delta_{\alpha\beta} - 4 \sum_{i>j} \text{Re}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin^2\left(\frac{\Delta m_{ij} L}{4E}\right) \quad (32)$$

$$- 2 \sum_{i>j} \text{Im}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin\left(\frac{\Delta m_{ij} L}{2E}\right) \quad (33)$$

つまり、ニュートリノモードを反ニュートリノモードの振動確率の差は

$$A_{CP}^{\alpha\beta} = P(v_\alpha \rightarrow v_\beta) - P(\bar{v}_\alpha \rightarrow \bar{v}_\beta) \quad (34)$$

$$= 4 \sum_{i>j} \text{Im}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin\left(\frac{\Delta m_{ij} L}{2E}\right) \quad (35)$$

である。

CP 対称性が保存している時、つまり

$$P(v_\alpha \rightarrow v_\beta) = P(\bar{v}_\alpha \rightarrow \bar{v}_\beta) \quad (36)$$

の時は  $A_{CP}^{\alpha\beta} = 0$  つまり虚部が 0 であるが、CP 対称性が破れている時、つまり

$$P(v_\alpha \rightarrow v_\beta) \neq P(\bar{v}_\alpha \rightarrow \bar{v}_\beta) \quad (37)$$

の時は  $A_{CP}^{\alpha\beta} \neq 0$  である。

つまり、 $\delta_{CP} \neq 0$  の時に PMNS 行列は虚部を含み  $A_{CP}^{\alpha\beta} \neq 0$  となるため、 $\delta_{CP}$  の値を探索することでニュートリノ振動における CP 対称性の破れの探索が可能となる。

### 1.3 ニュートリノ振動研究

前述した通り、ニュートリノは中性レプトン粒子であるため検出が非常に困難である。そのため、ニュートリノが他の物質と反応し放出される荷電レプトンを観測することによって、ニュートリノを測定している。ニュートリノ振動研究には主に以下のタイプの実験が挙げられる。

- 大気ニュートリノの測定実験  
大気ニュートリノ測定実験は、大気中で生成される大気ニュートリノを測定する実験である。詳しくは 1.3.1 で述べる
- 太陽ニュートリノの測定実験  
太陽ニュートリノ測定実験は、太陽の中心部で水素原子核が核融合してヘリウム原子核になる際に放出される電子ニュートリノを測定する実験である。太陽ニュートリノの観測値と標準太陽模型による理論値を比べることで電子ニュートリノがニュートリノ振動を起こしているかを検証する。
- 原子炉ニュートリノ測定実験  
原子炉ニュートリノ測定実験は逆ベータ反応によって原子炉で生成される反電子ニュートリノを検出器で測定する実験である。
- 加速器ニュートリノ振動実験  
加速器ニュートリノ振動実験は加速器を用いてエネルギーやフレーバーが既知のニュートリノを生成し、数百 km 離れた先の検出器で振動後のニュートリノを測定する実験である。

#### 1.3.1 ニュートリノ振動の発見

ニュートリノ振動を実験的に初めて発見したのは、1998 年のスーパーカミオカンデにおける大気ニュートリノの天頂角分布の測定 [6] である。

地球の大気圏に降り注ぐ宇宙線 (1 次宇宙線) の 90% 以上は陽子であり、この 1 次宇宙線が大気の原子核と衝突すると大量の  $\pi$  中間子や K 中間子が生成される。これを 2 次宇宙線という。この 2 次宇宙線として生成された  $\pi$  粒子が以下のように崩壊してミュー粒子 (又は反ミュー粒子) が大量に生成される。

$$\pi^+ \rightarrow \mu^+ + \nu_\mu \quad \pi^- \rightarrow \mu^- + \bar{\nu}_\mu \quad (38)$$

崩壊によって生成されたミュー粒子 (又は反ミュー粒子) はさらに以下のように崩壊する

$$\mu^+ \rightarrow e^+ + \bar{\nu}_\mu + \nu_e \quad \mu^- \rightarrow e^- + \nu_\mu + \bar{\nu}_e \quad (39)$$

このように 2 段階過程で生成される大量のニュートリノを大気ニュートリノという。上記の生成過程から、ミューニュートリノの数 ( $n(\nu_\mu)$ ) と電子ニュートリノの数 ( $n(\nu_e)$ ) の比は

$$n(\nu_\mu) : n(\nu_e) = 2 : 1 \quad (40)$$

であると考えられる。しかし、スーパーカミオカンデによる測定結果によると、ミューニュートリノの数 ( $n(\nu_\mu)$ ) と電子ニュートリノの数 ( $n(\nu_e)$ ) の比は

$$n(\nu_\mu) : n(\nu_e) = \text{約 } 1.2 : 1 \quad (41)$$

であることが分かった。加えて、検出器の上の方(天頂の方)からのニュートリノの数は予想と無矛盾であったのに対し、検出器の下の方(地球の裏)からのミュートリノは予想の半分しかないことが分かった。結果を図1に示す。図1より、 $\mu$ -like 事象の観測データが、特にエネルギーの高い multiGeVにおいて実際の観測データがニュートリノ振動がないと仮定したベストフィットと比べて、 $\cos\Theta$  において非対称になっていることが分かる。これにより、ミュートリノが地球を通過するうち別のニュートリノになるニュートリノ振動が初めて観測された。

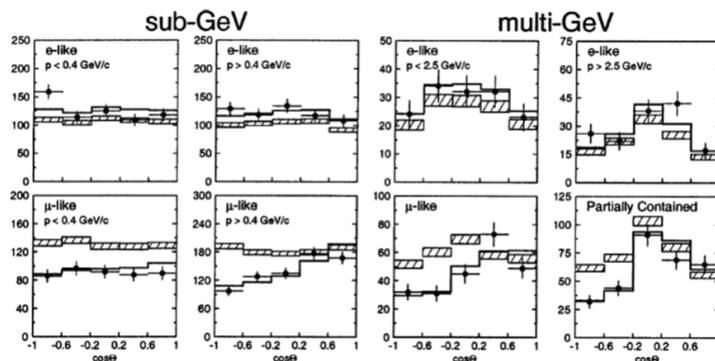


図1 スーパーカミオカンデにおける大気ニュートリノ実験測定結果 [6]。横軸  $\Theta$  は天頂角を表し、 $\cos\Theta < 0$  が検出器の上から来たニュートリノで、 $\cos\Theta > 0$  が検出器の下から来たニュートリノを示す。図の黒点が実際のデータで、斜線で示された範囲がニュートリノ振動がない場合のシミュレーションの結果、実線が  $\nu_\mu \rightarrow \nu_\tau$  振動を仮定した場合のベストフィットである。図中の sub-GeV はニュートリノの観測エネルギー 1330MeV 以下で、multi-GeV はニュートリノの観測エネルギー 1330MeV 以上を表す。

この観測結果を元に 2004 年から茨城県つくば市大穂にある KEK(高エネルギー加速器研究機構) で人工的にミュートリノを生成し、250km 離れた岐阜県飛騨市神岡町にある SK(スーパーカミオカンデ) に向けて発射する K2K 実験 [7] が行なわれ、加速器実験におけるミュートリノの消失事象が確認された。その後 2013 年にはスーパーカミオカンデにおいても  $\nu_\mu \rightarrow \nu_\tau$  振動であることが統計的に確認され、[?] スイスのジュネーブにある CERN(欧州原子核研究機構) でミュートリノビームを生成し、750km 離れたイタリア LNGS (グランサッソ国立研究所) でタウニュートリノを観測する OPERA 実験 [9] によって  $\nu_\mu \rightarrow \nu_\tau$  振動の直接観測が行われた。結果を図2と図3に示す。

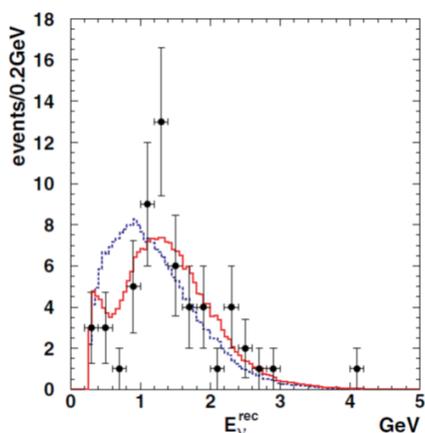


図2 K2K 実験の結果 [7]。横軸がニュートリノのエネルギーで縦軸がミューニュートリノの観測数を示す。図中の黒点が観測データで、赤線がニュートリノ振動を考慮した best fit で青線はニュートリノ振動を考慮しない場合の予測である。

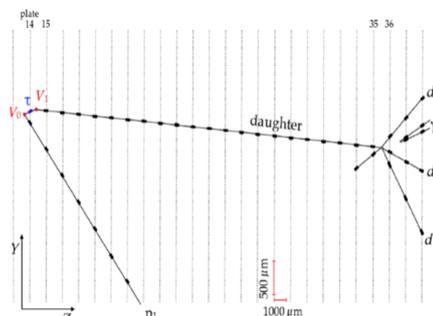


図3 OPERA 実験で5番目に観測されたタウニュートリノ候補事象 [9]。OPERA 実験は原子核乾板を用いて、 $\tau$ ニュートリノの崩壊事象の飛跡を探索することで、 $\nu_\mu \rightarrow \nu_\tau$ の直接観測を行っている。

### 1.3.2 ニュートリノ振動パラメータの測定

これらの結果により、ニュートリノが質量を持ちニュートリノ振動を起こすことが明らかとなったため、現在に至るまで、ニュートリノ振動パラメータの精密測定が盛んに行なわれてきた。以下に各パラメータの測定結果を示す。

振動パラメータ	測定結果
$\sin^2(\theta_{12})$	$0.307 \pm 0.013$
$\Delta m_{21}^2$	$(7.53 \pm 0.18) \times 10^{-5} [eV^2]$
$\sin^2(\theta_{23})$	$0.51 \pm 0.04 (normal\ mass\ hierarchy)$
$\Delta m_{23}^2$	$(2.45 \pm 0.05) \times 10^{-3} [eV^2] (normal\ mass\ hierarchy)$
$\sin^2(\theta_{23})$	$0.50 \pm 0.04 (inverted\ mass\ hierarchy)$
$\Delta m_{23}^2$	$(2.52 \pm 0.05) \times 10^{-3} [eV^2]$
$\sin^2(\theta_{13})$	$(2.10 \pm 0.11) \times 10^{-2} (inverted\ mass\ hierarchy)$

表1 各パラメータの測定結果。 [10]

$\theta_{12}, \Delta m_{21}^2$  はスーパーカミオカンデ [11] や SNO [12] による太陽ニュートリノ観測実験及び、KamLAND [13] における原子炉ニュートリノ観測実験において測定が行われている。 $\theta_{23}, \Delta m_{23}^2$  はスーパーカミオカンデによる大気ニュートリノ観測実験 [6] 及び、K2K 実験 [7] や MINOS 実験 [14]、T2K 実験 [15] 等の加速器を用いた長基線ニュートリノ振動実験による  $\nu_\mu$  消失実験によって測定されている。 $\theta_{13}$  は 2010 年頃までは原子炉ニュートリノ実験 Chooz 実験 (フランス) [16] によって上限値が与えられるのみであったが、2011 年に T2K 実験において初めて  $\theta_{13} \neq 0$  が報告された。 [20] 以降 2012 年に原子炉ニュートリノ振動実験の

DayaBay(中国) [17]、RENO(韓国) [18]、Double Chooz 実験 [19] によって  $\theta_{13}$  が求められた。

#### 1.4 ニュートリノ研究の今後の課題

ニュートリノ振動の発見により、ニュートリノに質量があることが明らかになったが、ニュートリノ振動では質量二乗差の絶対値を測定しているため、図に示すようにニュートリノの質量固有値 ( $m_1, m_2, m_3$ ) の質量階層が順階層か逆階層かは分かっていない。ステライルニュートリノの存在や、ニュートリノがマヨラナ粒子なのかディラック粒子なのかといったニュートリノの基本性質も明らかになっていない。また、ニュートリノを測定することによるレプトンでの CP 対称性の破れの検証はクォークの CP 対称性の破れだけでは解明できていない現在の物質優勢宇宙の謎を明らかにする手掛かりになる可能性があり、物理学における重要課題となっている。

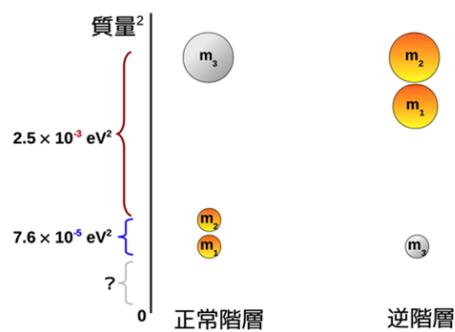


図 4 質量階層性 [21]

## 2 T2K 実験

T2K(Tokai to Kamioka) 実験は、茨城県那珂郡東海村にある J-PARC(大強度陽子加速器施設) 内で生成された大強度のニュートリノビームを、295km 離れた岐阜県飛騨市神岡町の山中にあるニュートリノ検出器スーパーカミオカンデ (SK) に打ち込み、ニュートリノ振動を観測するものである。T2K 実験の検出器の概要を図5に示す。

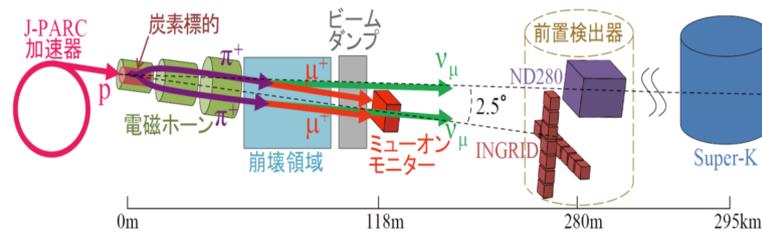


図5 T2K 実験の検出器

1. J-PARC の加速器で陽子ビームを生成する。
2. 陽子ビームを炭素標的に当てて、ニュートリノビーム (反ニュートリノビーム) を生成する。
3. 前置検出器 (ND280, INGRID) で振動前のニュートリノビームを観測
4. 後置検出器 (SK) で振動後のニュートリノを観測
5. 前置検出器と後置検出器の結果を比べて、ニュートリノ振動の精密測定を行う。

### 2.1 J-PARC ニュートリノビームライン

J-PARC(Japan Proton Accelerator Research Complex) は LINAC(LINear ACeelerator) と RCS(Rapid Cycling Synchrotron), MR(Main Ring) の3つの加速器からなる大強度陽子加速器施設である。J-PARC の加速器とニュートリノ実験施設の位置関係を図6に示す。



図6 J-PARC の加速器とニュートリノ実験施設 [22]

生成された陽子ビームは RCS 及び MR で加速され、MR からニュートリノビームラインに陽子を取り出している。取り出した陽子ビームの構造を図 7 に示す。そのとき、 $5\mu\text{s}$  の塊を 2.48 秒毎に取り出して、その塊を“spill”と呼んでいる。8 個の“bunch”と呼ばれる塊が入っている。1 つの bunch は約 20ns の幅を持ち、 $3.1 \times 10^{13}$  個 (480kW) の陽子がまとまっている。

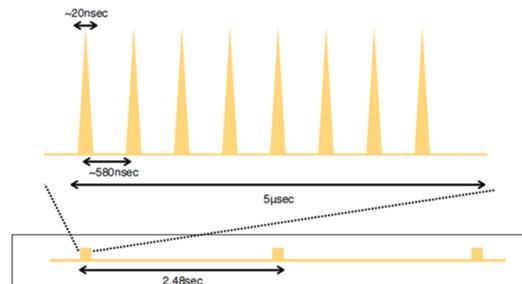


図 7 陽子ビームの構造

MR で生成された陽子ビームを炭素標的まで送る T2K ニュートリノビームラインの図 8 に示す。

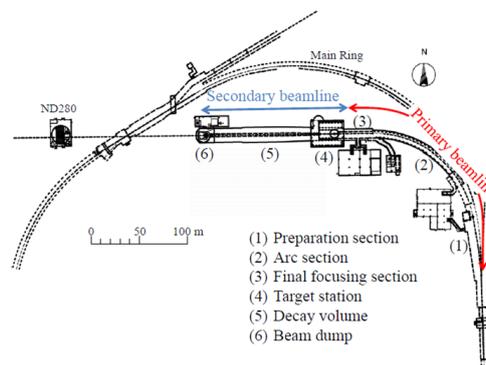


図 8 T2K ニュートリノビームライン [23]

T2K のニュートリノビームラインは主に以下のセクションに分かれている。

1. Primary Beam line
  - Preparation section
  - Arc section
  - Final focusing section
2. Secondary Beam line
  - Target station
  - Decay volume
  - Beam dump

Primary Beam line 及び Secondary Beam line の役割について次節で詳しく説明する。

### 2.1.1 Primary Beam line

MR で生成された陽子ビームは Primary Beam line にある様々な磁石によって炭素標までの軌道を制御している。また、Primary Beam line には様々なビームモニターが配置されており、ビームの強度、位置、プロファイル、ビームロスモニターしている。これらを用いてビームの軌道の測定や炭素ターゲット上のビーム位置やサイズの測定を行い、ニュートリノ flux の見積りの解析に使用している。加えて、高エネルギーのビームの軌道が逸れてビームラインの機器を壊さないようにビームの監視を行なっている。

Primary Beam line 上のビームモニターの設置場所を示した図 9 に示す。

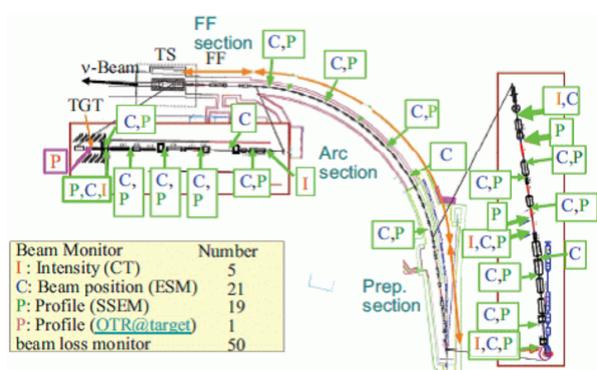


図 9 Primary Beam line 上のビームモニター [23]



図 10 Primary Beam line 上のビームモニターの写真 [23]。左上図が CT で、右上図が ESM で、左下図が SSEM で右下図が BLM

Primary Beam monitor 上のビームモニターの写真を図 10 に示す。設置されているビームモニターは以下のものが挙げられる [23]

- Current Transformers(CTs):Beam intensity monitor  
円筒状の強磁性の核の周りの 50 回巻きの toroidal coil からなるモニター。ビームの強度を測定している。
- ElectroStatic Monitor(ESM):Beam position monitor  
4 つに分けられた円柱状の電極をもつモニター。陽子ビームによる上下左右の電極の電流の非対称性を測定することで、ビームの位置を測定している。
- Segmented secondary Emission Monitor(SSEM):Beam profile monitor  
チタンホイルの帯を並べたモニター。SSEM の写真と概略図を図 11 と図 12 に示す。SSEM の材料は厚みが  $5\mu\text{m}$  のチタンホイルであり、図の格子の一つ分の帯を” strip” と呼び、Strip の幅は  $3.5\text{mm}\sim 5.0\text{mm}$  程で、帯が 24 個並んでいる。信号の読み取り原理は、以下のようになっている。
  1. 陽子ビームが strip に当たる
  2. Ti 中の電子が放出される
  3. 各 strip に電荷が誘起される

4. 各 strip の波形の高さから profile を再構成する
  5. ビーム位置を計算機で計算し、位置がずれていた場合ビームを停止信号を発報する。
- 計算機でのビーム位置計算手法は後章で述べる。



図 11 SSEM の写真

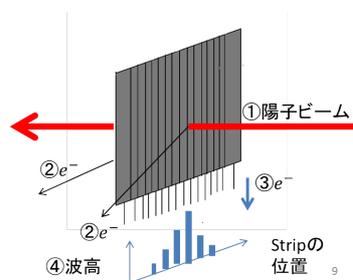


図 12 SSEM の概略図

- Beam loss monitor(BLM)

$Ar - CO_2$  で満たされた wire proportional counter からなるモニター。陽子ビームのビームロスモニターし、閾値を超えるとビーム停止信号を発報する。

### 2.1.2 Secondary Beam line

Secondary Beam line の概要図を以下に示す。

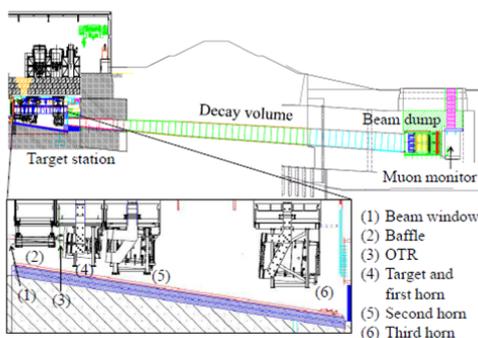


図 13 Secondary Beam line の概略図 [23]

Target station で陽子ビームが図 13(4) の炭素標的に照射されると、ハドロン反応によって  $\pi$  中間子を中心とする多くのハドロンが生成される。生成された  $\pi$  中間子は、3 台の電磁ホーン図 13(4),(5) によって収束される。ミューニュートリノビームと反ミューニュートリノビームは、電磁ホーンの極性を変えることで収束させる  $\pi$  中間子の電荷を選択することによって変更可能である。

ミューニュートリノビームの場合は電磁ホーンで  $\pi^+$  を収束させ、飛行中に

$$\pi^+ \rightarrow \mu^+ + \nu_\mu \quad (42)$$

と崩壊することによって生成され、反ミューニュートリノビームの場合は電磁ホーンで  $\pi^-$  を収束させ、飛行中に

$$\pi^- \rightarrow \mu^- + \bar{\nu}_\mu \quad (43)$$

と崩壊することによって生成される。ニューニュートリノビーム又は反ミューニュートリノビームは、Beam dump を通過した後、上 2 式の崩壊で生成された  $\mu^\pm$  をミューオンモニター NUMON で方向と強度を測定している。ミューニュートリノビーム又は反ミューニュートリノビームは NUMON 通過後前置検出器で測定される。

## 2.2 off axis 法

T2K 実験は世界で初めて off-axis 法を採用している。off axis 法とは、ニュートリノ検出器をニュートリノビームの中心軸からずれたところに配置することで、幅の狭いニュートリノのエネルギー分布を得る方法である。

T2K 実験では、ニュートリノビームは陽子ビームを炭素ターゲットに当てることで生成される  $\pi^\pm$  の崩壊

$$\pi^+ \rightarrow \mu^+ + \nu_\mu \quad \pi^- \rightarrow \mu^- + \bar{\nu}_\mu \quad (44)$$

で得られる。このようにニュートリノは  $\pi^\pm$  の二体崩壊で生成されるため、ニュートリノのエネルギーは以下の式で表される。

$$E_\nu = \frac{m_\pi^2 - m_\mu^2}{2(E_\pi - p_\pi \cos\theta)} \quad (45)$$

つまり、角度が決まればエネルギーが一意的に決まる。

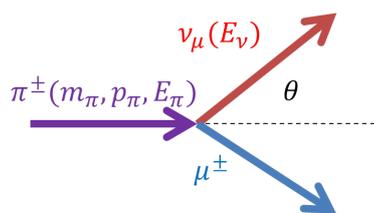


図 14 パイ中間子の崩壊

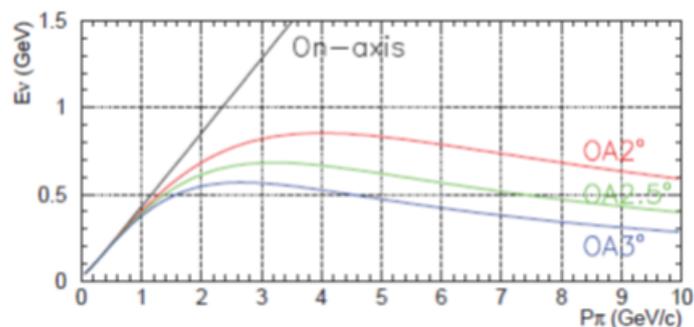


図 15 運動量とニュートリノエネルギーとの関係

$\pi^\pm$  の運動量とニュートリノエネルギーとの関係を図 15 に示す。図にあるように  $\theta = 0^\circ$  の時は  $E_\nu$  と  $p_{\pi^\pm}$  の依存が大きい、 $\theta = 2^\circ, 2.5^\circ, 3^\circ$  の時は  $E_\nu$  と  $p_{\pi^\pm}$  の依存が小さい。つまり、親粒子である  $\pi^\pm$  の運動量が広い範囲に分布していたとしても、 $\pi^\pm$  の収束軸からずれた方向においては、狭いエネルギー範囲に集中したニュートリノを得ることが出来る。

また、基線長 295km の T2K 実験における  $\nu_\mu$  及び  $\bar{\nu}_\mu$  の振動確率は以下の式で表される。

$$P(\nu_\mu \rightarrow \nu_\mu) = \sin^2 \theta_{23} \sin^2 \theta_{13} \sin^2 \left( \frac{1.27 \Delta m_{32}^2 (eV^2) 295 (km)}{E_\nu (GeV)} \right) \quad (46)$$

つまり、295km(SK) の時点で振動確率が最大となるのは、

$$\frac{1.27\Delta m_{32}^2(eV^2)295(km)}{E_\nu(GeV)} = \frac{2n-1}{2}\pi \quad (n \text{ は正の整数}) \quad (47)$$

よって

$$E_\nu(GeV) = 1.27\Delta m_{32}^2(eV^2) \times 295(km) \times \frac{2}{(2n-1)\pi} \quad (48)$$

となる。ニュートリノのエネルギーと振動確率との関係を以下に示す。

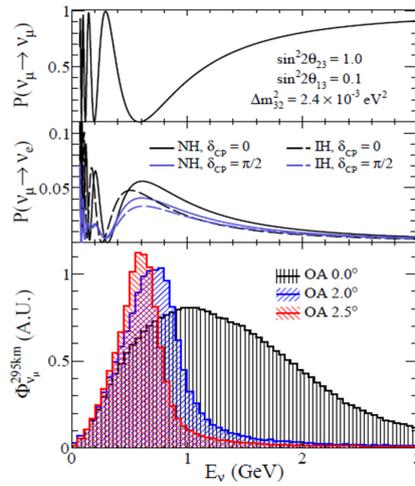


図 16 ニュートリノのエネルギーと振動確率との関係。 [24]

つまり、ビーム中心軸から 2.5°ずらすことによって、ミューニュートリノの振動確率が最大となる 0.5-0.7GeV 付近に集中したナローなニュートリノビームを得ることが出来る。

## 2.3 前置検出器

前置検出器は、ニュートリノビームラインの炭素標的から 280m 下流にある複数の検出器の総称である。ビーム軸上に設置された on-axis 検出器 INGRID と  $\pi$  の平均崩壊地点と SK を結ぶ直線状に位置する off-axis 検出器 ND280 から構成される。前置検出器で振動前のニュートリノを観測し、後置検出器で観測した振動後のニュートリノのデータと照らし合わせている。

### 2.3.1 ND280

off-axis 前置検出器 ND280 は、複数の検出器からなる複合型検出器である。図を以下に示す。

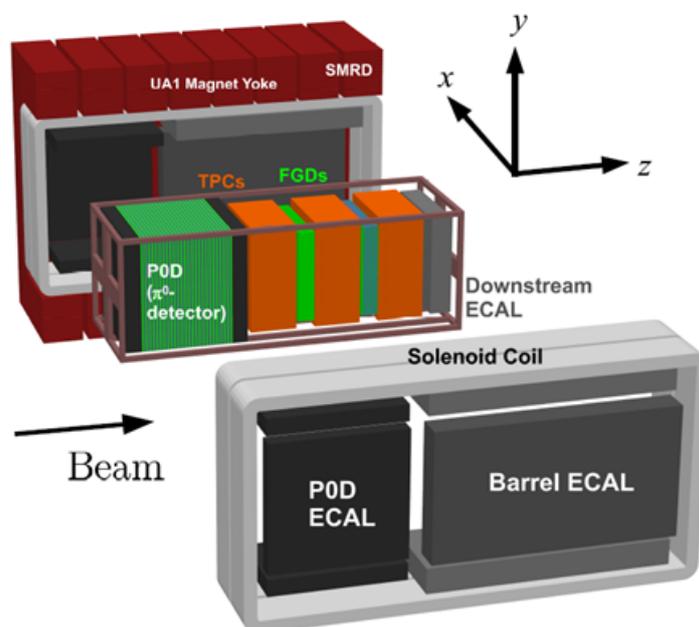


図 17 前置検出器 ND280 [23]

- UA1 Magnet  
荷電粒子の飛跡を曲げるために 0.2T の磁場を発生させている。
- P0D( $\pi^0$  Detector)  
 $\pi^0$  を生成するニュートリノ反応に特化した検出器。鉛薄膜とシンチレータと水のサンドイッチ構造
- FGD(Fine Grained Detector)  
ニュートリノのターゲットとなり反応点付近の粒子の検出する、シンチレーターからなる飛跡検出器。前方の FDG1 はシンチレーターのみだが、後方の FDG2 は水のニュートリノ反応断面積を測定するためにシンチレータと水のサンドイッチ構造になっている。
- TPC(Time Projection Chamber)  
ニュートリノ反応で生成された荷電粒子の飛跡を測定する検出器。磁場で曲げられた荷電粒子の飛跡とエネルギー損失から、粒子識別及び運動量の測定を行っている。

- ECAL(Electromagnetic CALorimeter)

鉛とシンチレータのサンドイッチ構造からなる検出器。UA1 Magnet の最外層にあり、POD や FGD,TPC でのニュートリノ反応によって生成された電子や $\gamma$ の起こす電磁シャワーを観測することで、エネルギーを測定している。

- SMRD(Side Muon Range Detector)

UA1 Magnet の鉄層の隙間に設置されたシンチレータからなる検出器。大角度で散乱し TPC に入らなかった荷電粒子の飛跡の測定やエネルギーの再構成、ND280 の外から入ってきた宇宙線ミュー粒子の測定を行っている。

### 2.3.2 INGRID

on-axis 前置検出器 INGRID(On axis Interactive Neutrino GRID) は、ニュートリノビームの方向を高精度で監視するための検出器である。INGRID の図を以下に示す。

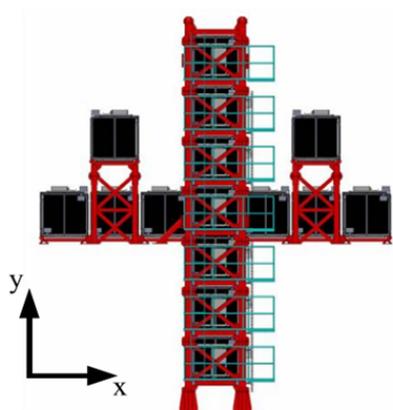


図 18 INGRID [23]

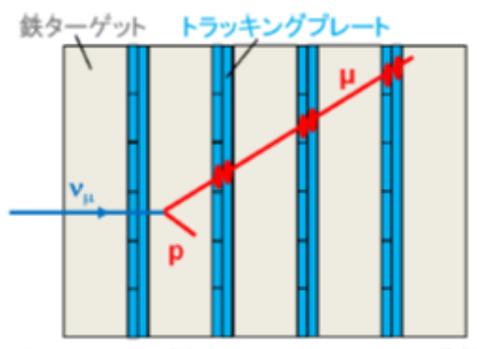


図 19 INGRID 内の反応の様子

INGRID は十字に配置された縦 7 台、横 7 台に配置されたモジュール 14 台とその他の 2 台のモジュール合わせて計 16 台の同一モジュールからなり、 $\pm 5m$  の領域を覆う。各モジュールは鉄の層が 9 層とシンチレータ層 11 層のサンドイッチ構造となっており、重さは約 7t である。鉄がニュートリノ標的となり、ニュートリノ反応で生成された荷電粒子をシンチレータで検出し、各モジュールのニュートリノ反応数からニュートリノビームの中心を測定する。

## 2.4 後置検出器

後置検出器 Super-Kamiokande(SK) は 50kt の超純水を使用した大型水チェレンコフ検出器である。SK の図を以下に示す。

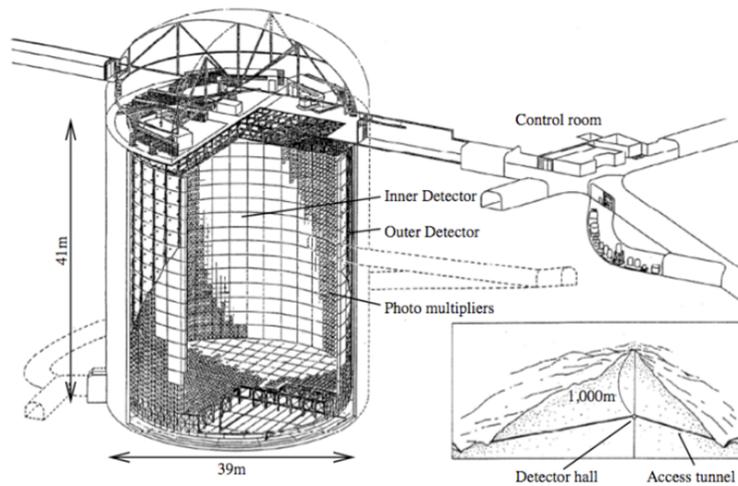


図 20 Super-Kamiokande(SK) [23]

SK は Inner Detector(ID)+Outer Detector(OD) からなり、内部には 11129 本の光電子増倍管、外部には 1185 本の VETO 用の光電子増倍管が設置されている。水がニュートリノターゲットとなっており、有効体積 Fiducial Volume(FV) は円柱状で質量 22.5kt である。

水とニュートリノの反応によって生じた荷電粒子は、チェレンコフ光と呼ばれる光を発する。チェレンコフ光発生の様式図を以下に示す。

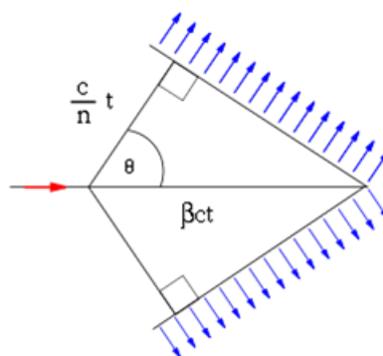


図 21 チェレンコフ光発生の様式図

荷電粒子の速度が水中の光速よりも速い場合、つまり

$$\beta > \frac{1}{n} \quad (n: \text{水の屈折率}) \quad (49)$$

となるとき、

$$\cos\theta = \frac{1}{n\beta} \quad (50)$$

となる方向に円錐状に光を放射する。これをチェレンコフ光と呼ぶ。このチェレンコフ光を光電子増倍管で観測することによって、粒子の生成点や運動方向、エネルギー、種類を再構成している。SK で観測されたチェレンコフリングの信号が J-PARC からのニュートリノ由来であるものかを識別するために、J-PARC と SK は GPS を用いて時刻を精密に同期し、J-PARC でニュートリノを発射した時刻と SK でニュートリノを観測した時刻の差が J-PARC と SK 間をニュートリノが飛行する時間と等しいものをイベントとして選択し、解析を行っている。ニュートリノの相互作用には様々なモードがあるが、T2K では CCQE 反応を信号事象として選択している。CCQE 反応の例を以下に示す。

$$\nu_{\mu} + n \rightarrow \mu^{-} + p, \bar{\nu}_{\mu} + n \rightarrow \mu^{+} + p \quad (51)$$

$$\nu_{e} + n \rightarrow e^{-} + p, \bar{\nu}_{e} + n \rightarrow e^{+} + p \quad (52)$$

このように、ミューニュートリノ由来の CCQE 反応は  $\mu^{\pm}$  を生成し、電子ニュートリノ由来の CCQE 反応は  $e^{\pm}$  を生成する。加えて  $\mu^{\pm}$  から放射されるチェレンコフ光は明瞭な 1-ring を形成するのに対し、 $e^{\pm}$  の方は電磁シャワーを起こすため、不明瞭な ring を形成する。チェレンコフリングの図を以下に示す。

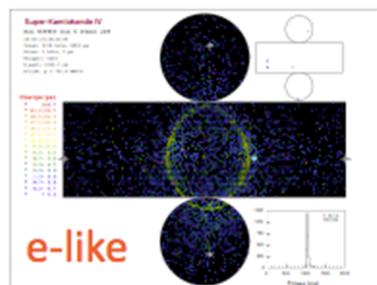


図 22 電子ニュートリノ由来のチェレンコフリング

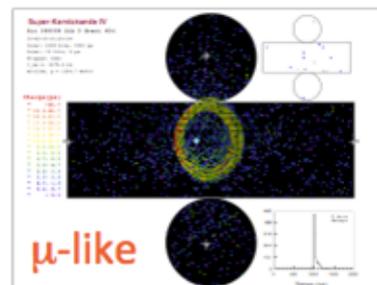


図 23 ミューニュートリノ由来のチェレンコフリング

この ring のパターンの違いを likelihood を用いて解析し、図 24 にあるように  $\mu^{\pm}$  と  $e^{\pm}$  のリングが明確に区別されている。

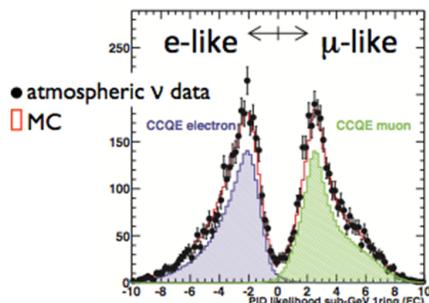


図 24 電子とミューオン信号の尤度 (likelihood) 分布。図の黒点が大気ニュートリノの観測データで、赤線がモンテカルロを示す。また、図の紫の範囲が e-like 事象で、緑が  $\mu$ -like 事象である。図の横軸 0 付近で誤認識が生じる。

## 2.5 T2K 実験の現状と課題

T2K 実験は 2009 年からデータ取得を開始し、2013 年までに ( $\nu_\mu \rightarrow \nu_e$ ) 振動事象の証拠を発見し、2014 年から 2016 年までに ( $\bar{\nu}_\mu \rightarrow \bar{\nu}_e$ ) 振動事象の観測を行った。2016 年 5 月まで  $7.5 \times 10^{20}$  POT (Proton On Target) の  $\nu_\mu$  モードのデータ、 $7.5 \times 10^{20}$  POT の  $\bar{\nu}_\mu$  モードのデータを蓄積し、90% の信頼度でニュートリノ振動において CP 保存する仮説を棄却した。結果を以下に示す。

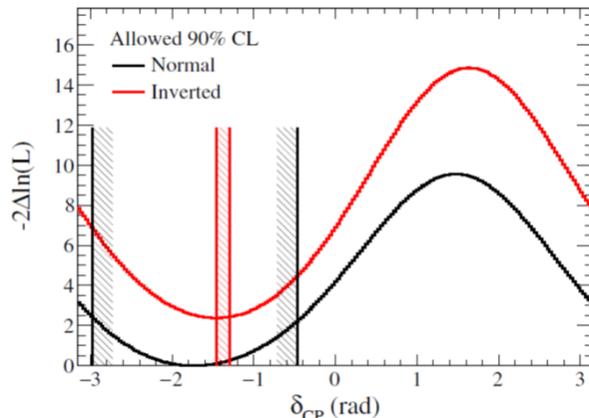


図 25 2010 年 1 月から 2016 年 5 月までに取得したデータを用いた、 $\delta_{CP}$  のベストフィット [25] 縦軸が対数尤度、横軸が CP 位相を表す。図の黒線が順階層の場合で、赤線が逆階層の場合である。また、図の縦の斜線部分は 90% の信頼領域を示す。

2016 年 5 月から 2017 年 4 月にかけては、6 か月の運転で  $\nu_\mu$  モードのデータを  $14.7 \times 10^{20}$  POT (Proton On Target) まで増やしたことに加え、加速器でのビームロスを軽減することでパルスあたりの陽子数を  $2.4 \times 10^{14}$  に増やすことに成功した。また、後置検出器 (SK) の有効体積の拡大、解析に用いるニュートリノ相互作用のモデルの改良等を行うことで、95% の信頼度でニュートリノ振動において CP 対称性の破れがある可能性を示唆している。

現時点でのデータ収集量は、当初の実験提案の約 3 割に到達している。今後の T2K 実験では、今後データ

量を現在の 9 倍に増やし、ニュートリノにおける CP 対称性の破れを  $3\sigma$  (= 99.7%) 以上の信頼度で検証することを目指している。

この目標に向けて、以下の課題の改善を計画している。

- MR の陽子ビームパワーの増強

パルスあたりの陽子数を増やし、ビームの打ち出し間隔を縮めることで、ビームパワーを現在の 470kW から 1.3MW まで増強させることを計画している。

- 電磁ホーン電流の増強

標的に生成された  $\pi$  中間子を収束している電磁ホーンの電流を現状の 250kA から 320kA に増強し、ニュートリノの収束量を 10% 増強する。

- 系統誤差の削減

後置検出器 (SK) とのアクセプタンスの違いを少なくするように前置検出器をアップグレードする。

## 第 II 部

# 本論

T2K 実験のニュートリノビームラインに設置されたビームモニターの一つの SSEM は、ビームプロファイルとビーム位置を測定し、位置がずれていた場合ビームを停止信号を発報する。現在は SSEM からのビームデータを offline で計算しているが、データが来てから停止信号を発報するまでの処理に 1 秒以上かかっているため、将来 spill 周期が短くなった場合にビーム停止信号が間に合わない場合が考えられる。そこで、陽子ビームの位置のずれをリアルタイムで検知し、ずれていた場合に自動でビームをストップするモジュールの開発をすることでこの問題を解決しようと考えた。このモジュールをプロジェクト名 (beam Position And Profile interLock module for Neutrino experiment) から PAPILLON と命名した。

		offline解析	回路開発	firmware開発	動作試験	
2015	Sep	1つの陽子ビームランを用いた解析				
	Oct					
	Nov					
	Dec					
2016	Jan					
	Feb					
	Mar					
	Apr					
	May					
	Jun		回路図製作 (ver.1)			
	Jul			ボードレイアウト製作 (ver.1)		
	Aug					
	Sep					
	Oct		プロトタイプ(ver.1)製作			
	Nov	複数の陽子ビームランを用いた解析			ビーム位置計算 firmware開発	
	Dec					ボード動作試験 (ver.1)
Jan					実ビーム試験(1)	
Feb						
Mar						
Apr			回路図製作 (ver.2)			
May			ボードレイアウト製作 (ver.2)		実ビーム試験(1)のデータを用いた firmwareのデバック	
Jun						
Jul			プロトタイプ(ver.2)製作			
Aug						
Sep				ver.2に向けた firmwareの改良		
Oct					ボード動作試験 (ver.2)	
Nov				実ビーム試験(2)のデータを用いた firmwareのデバック		
Dec				実ビーム試験(2)		

図 26 開発スケジュール

開発スケジュールを図 26 に示す。モジュール開発に取り掛かる前に、T2K 実験の実際のデータを offline で解析することによって、位置計算手法の検討を行った。

修士 1 年時に papillon board ver.1 を作成した。2016 年 4 月から 9 月にかけて board の回路設計・及びレイアウト設計を行い、board ver.1 の試作品を 2 台製作した。9 月からは回路設計と並行して sampling rate 40MHz で SSEM からのデータを取得し、ビーム位置の計算を行なう firmware の開発を行った。それらの準備が 2017 年 2 月に整ったため、2017 年 2 月 22 日に papillon board ver.1 を用いて実ビーム動作試験を行った。

修士 2 年からは、papillon board ver.1 の動作試験の結果を元に papillon board ver.1 を改良した board ver.2 の開発を行った。2017 年 4 月から 6 月にかけて、papillon board を T2K DAQ system に導入するため、VME から陽子ビームのイベントタグ番号とトリガーを取得出来るように回路設計の改良を行った。並行して、実ビーム動作試験のデータを用いて firmware のデバックを行い、位置計算 firmware の修正と sampling rate 80MHz 化に向けた ADC interface の開発を行った。それらの準備が 2017 年 11 月に整ったため、board ver.2 を用いて実ビーム動作試験を行った。

本論では、Beam position の計算手法の検討の結果について述べ、board 開発と board に実装した FPGA の firmware 開発について、そして開発したモジュールを用いた動作試験の結果について述べる。

### 3 Beam position の計算手法の検討

モジュール開発に取り掛かる前に、T2K 実験の実際のデータを offline で解析することによって、位置計算手法の検討を行った。本節では、T2K で現在行っている Offline 解析でのビーム位置計算手法と Firmware に搭載するビーム位置計算手法を紹介し、両者の比較を行うことで Firmware に搭載するビーム位置計算手法の評価を行った。本節では、その評価結果を報告する。

#### 3.1 T2K Offline 解析でのビーム位置計算手法

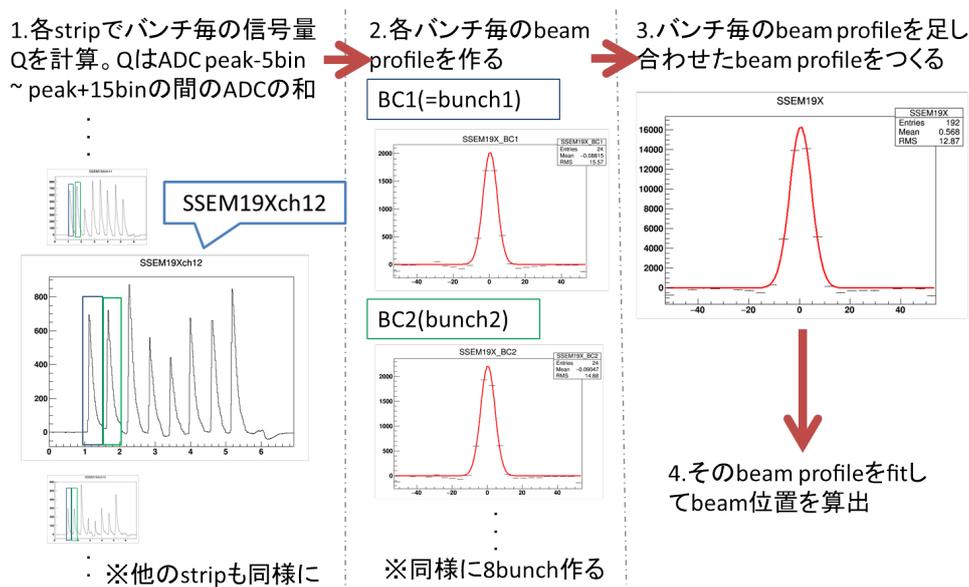


図 27 Offline 解析でのビーム位置計算手法の概略図

現在、T2K 実験で行なわれている、Offline 解析でのビーム位置計算手法の概略図を図 27 に示す。図 27 中の図 SSEM19X12ch は、xch の SSEM の 12 番目の strip に入った陽子ビームの  $7\mu\text{s}$  分の信号波形である。横軸が時間、縦軸が測定した波高である。この信号波形は SSEM で取得した信号をアッテネータボードで減衰させ、別の ADC ボード (65MHz ADC) で信号波形を取得しており、また、取得した信号はあらかじめペDESTAL が考慮されている。このような信号が 24 個の strip それぞれで計測されている。そして、まず、各 strip ごとに取得した 1spill 間の信号波形のピークサーチを行って 8bunch の位置を決定し、青の四角と緑の四角で囲まれているように bunch ごとに信号量 Q を測定する。次に各 bunch ごとに beam profile を作る。横軸が strip の位置で単位は mm、縦軸は各 strip の bunch 毎の信号量である。同様のことを全ての strip に行い、BC1 の beam profile を作る。同様に BC2 から BC8 まで beam profile を作る。それら 8bunch 分の beam profile を足し合わせて 1 つの beam profile にする。図では横軸が strip の位置で単位は mm、縦軸は 8bunch 分の各 strip の信号量である。最後にその beam profile を図のように fit して、その中心値を取って来て、beam 位置を算出している。現在 T2K では、この一連の SSEM の beam profile と位置の計算を PC を使って行っている。

### 3.2 Firmware に搭載するビーム位置計算手法

3.1 節で述べた通り、T2K 実験で現在行われているビーム位置解析手法は、bunch 毎で beam profile を作成しそれらを足し合わせることでビーム位置を計算している。しかし、ビーム位置をリアルタイムで算出するためには、一度 1spill 分全ての信号を取得し終わった後に信号のピークサーチを行って bunch 毎に計算する今の手法は複雑で時間がかかるため不適である。従って、より単純にビーム位置を計算する手法を検討した。

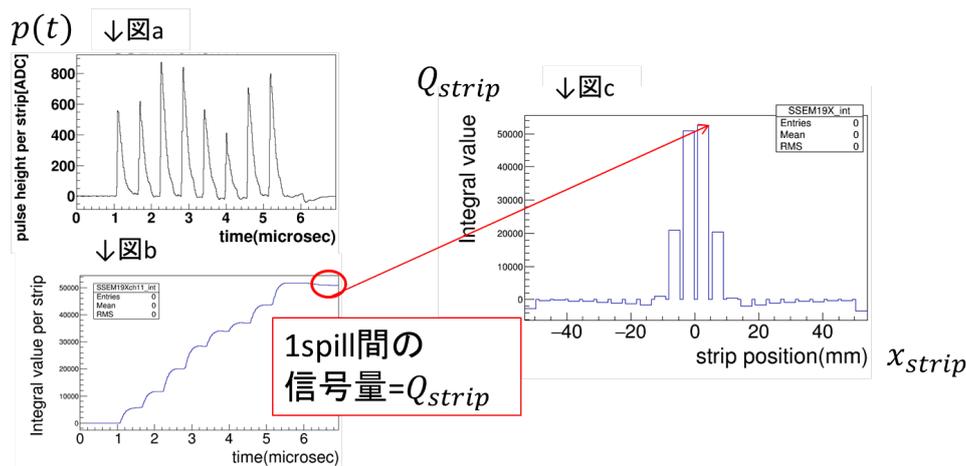


図 28 Firmware に搭載するビーム位置計算手法の概略図

Firmware に搭載するビーム位置計算手法の概略図を図 28 に示す。ADC から、図 a のように、各 strip の 1spill(8bunch,  $7\mu\text{s}$ ) の信号波形を取得する (horizontal 12 strip)。取得した図 a の信号波形を、図 b のように、spill 間で累積積分する。

$$Q_{strip} = \int_0^{spill} p(t) dt \quad (53)$$

その結果を 1spill 間の信号量 ( $Q_{strip}$ ) とする。同様の計算を 24strip 全てに行い、24strip すべての 1spill 間の信号量 ( $Q_{strip}$ ) を計算する。

全 24strip の 1spill 間の信号量 ( $Q_{strip}$ ) を集め、図 c のような分布を作る。図 c は横軸が各 strip の位置 ( $x_{strip}$ ) で、縦軸が 1spill 間の信号量 ( $Q_{strip}$ ) である。重心平均を以下のように計算し、ビーム位置とする。

$$X(mm) = \frac{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}}{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip}} \quad (54)$$

### 3.3 T2K beam data による計算手法の評価

3.2 節の spill 間の信号積分の影響について調べるため、3.1 節で取得した実際の SSEM19 のデータを 3.2 節の計算手法を用いて offline で計算することで、firmware に実装するビーム位置計算手法の検証を以下に示す項目に対して行った。

- ビーム位置計算手法の相関の確認
- 時間による計算手法の結果の差異の変遷の確認
- ビームの強度による計算手法の結果の変遷の確認

### 3.3.1 ビーム位置計算手法の相関の確認

T2K 実験の陽子ビームの位置を監視する papillon board の位置計算に 3.2 節の計算手法を導入するためには、3.2 節の計算手法が T2K 実験で現在行われている 3.1 節の計算手法に相関を持っている必要がある。

そこで、実際のビームデータ (run680083(2015/5/30 335kW physics run)) を用いて散布図を作り、3.1 節の手法のビーム位置と 3.2 節の手法のビーム位置とのビーム位置計算手法の相関を調べた。

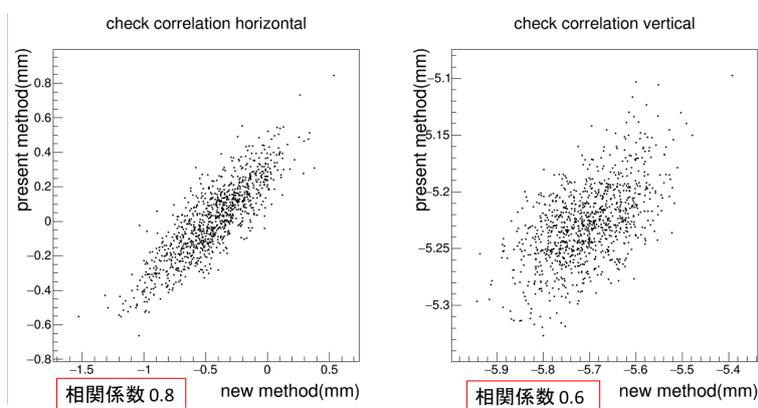


図 29 1000spill のビーム位置の相関。縦軸が 3.1 節の手法のビーム位置で横軸が 3.2 節の手法のビーム位置である。左図が水平方向の SSEM の計算結果で、右図が垂直方向の SSEM の計算結果である。

run0680083 の 1000spill~2000spill の 1000spill でのビーム位置計算手法の相関の調査結果を図 29 に示す。従って、このデータを用いた計算結果においては、水平方向で相関係数 0.8 で垂直方向で相関係数 0.6 なので、ビーム位置計算手法の相関は取れていると考えられる。

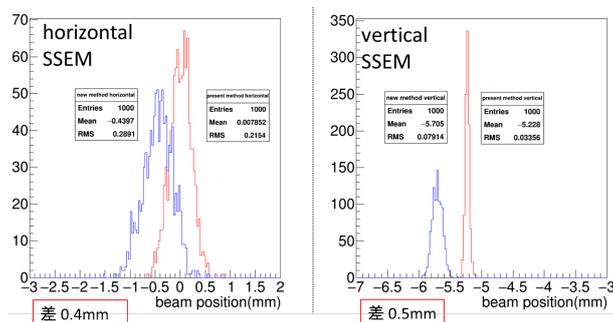


図 30 1000spill のビーム位置のistogramの結果。横軸は各 spill のビーム位置 (mm) 左図が水平方向の位置を測定する SSEM19 のデータ解析結果で、右図が垂直方向の SSEM19 のデータ解析結果である。それぞれの図中の赤線が 3.1 節の手法のビーム位置で青線が 3.2 節の手法のビーム位置である。

run0680083 の 1000spill~2000spill の 1000spill のビーム位置のistogramの結果を図 30 に示す。図 30

の比較結果から、このデータを用いた計算結果においては、3.1 節の手法のビーム位置と 3.2 節の手法のビーム位置において、水平方向の SSEM19 で 0.4mm、垂直方向 SSEM で 0.5mm のズレが生じていることが分かった。

### 3.3.2 時間によるビーム位置の相関の変遷の確認

T2K 実験の陽子ビームは、長い時で 1 日を超える期間で連続運転を行なっている。T2K 実験の陽子ビームの位置を監視する papillon board の位置計算に 3.2 節の計算手法を導入するためには、3.2 節の計算手法と T2K 実験で現在行われている 3.1 節の計算手法の差が長期運転中に変化しないのか確認する必要がある。そこで、3.3.1 節が長期運転中のビーム位置計算に及ぼす影響を調べるため、run0680083 のデータを 1000spill ずつに分けて合計で 9000spill のデータを 3.3.1 節と同様の手法で解析した。

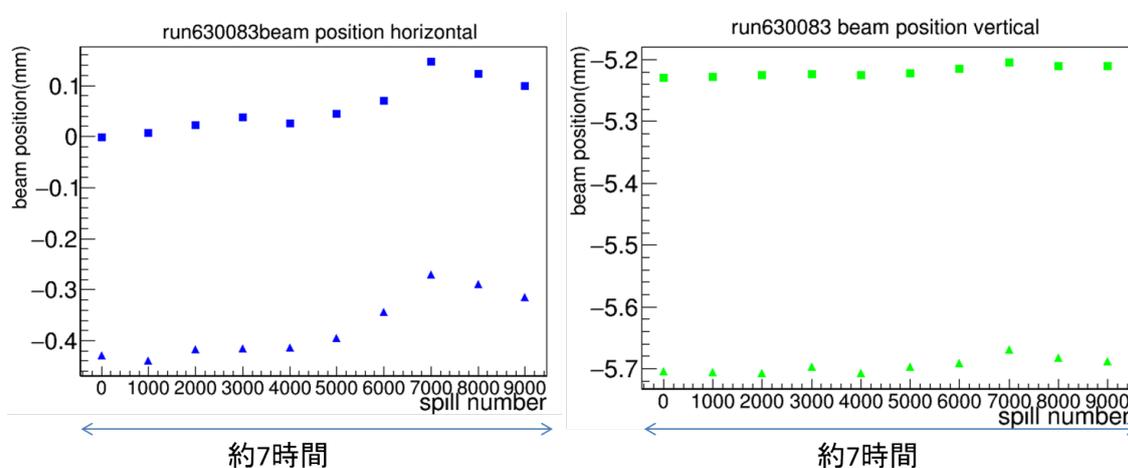


図 31 1000spill ごとののビーム位置の変遷。縦軸がビーム位置 (mm) で横軸は spill の番号である。左図が水平方向の位置を測定する SSEM19 のデータ解析結果で、右図が垂直方向の SSEM19 のデータ解析結果である。それぞれの図中の四角が 3.1 節の手法のビーム位置の 1000spill ごとの平均で三角が 3.2 節の手法のビーム位置の 1000spill ごとの平均である。run680083 は約 7 時間の beam run であるため、横軸は時間による計算の変遷を示す。

図 31 の結果から、3.2 節の手法のビーム位置の変化は長期ビーム運転中に渡って 3.1 節の手法のビーム位置の変化と同様の動きをしていることが分かった。

ここまでの検証で firmware に実装予定の 3.2 節の手法は 3.1 節の手法を再現できていることが明らかになったが、firmware に実装する計算手法のさらなる再現性の向上の可能性を探るため、計算手法によるビーム位置の差の原因と解決策の検証を行った。

まず、計算手法によるビーム位置の差の原因として考えられるのは、SSEM からの信号波形のアンダーシュートである。

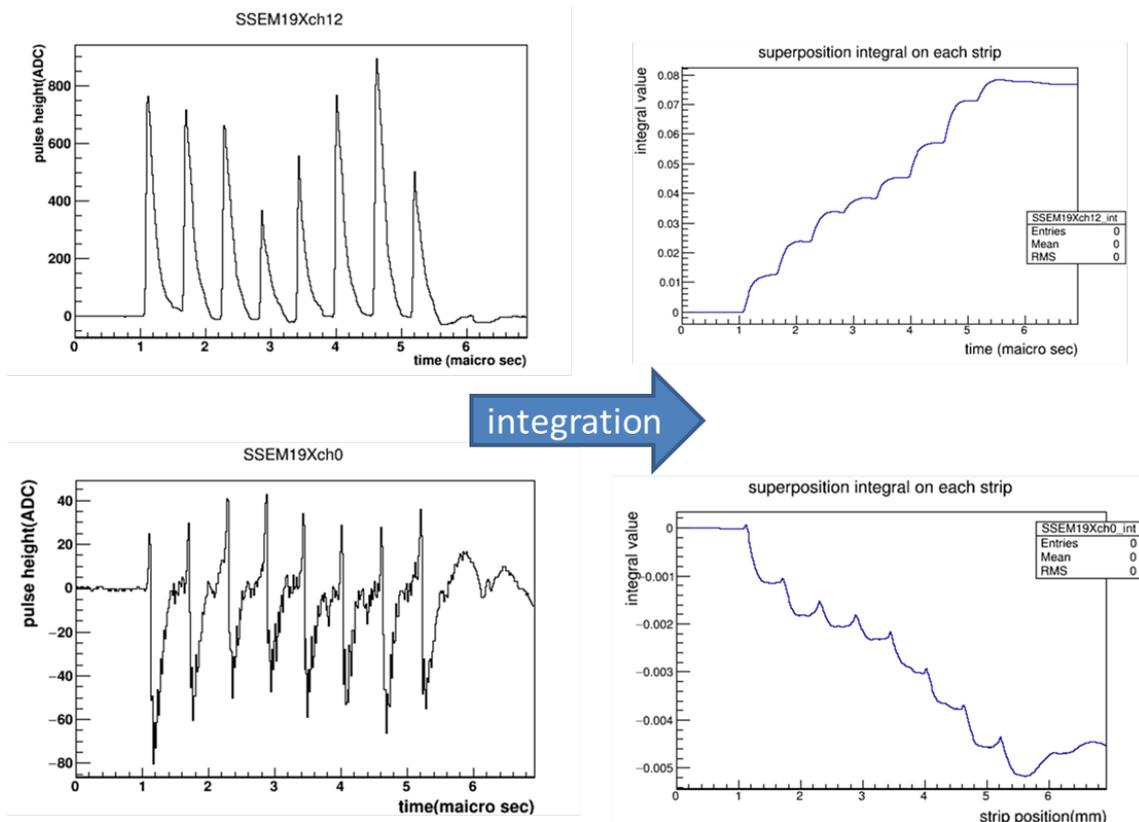


図 32 信号波形と strip の位置の関係。全ての図で横軸が時間である。上図左が水平方向の SSEM の 12 番目の strip の信号波形で上図右がその積分結果。下図左が水平方向の SSEM の 0 番目の strip の信号波形で下図右がその積分結果。

図 32 から、信号波形は strip 位置に依存していて端の strip は信号の bunch 構造が見えずアンダーシュートを起こしていることが分かる。3.1 節の手法のビーム位置計算はベDESTAL を考慮して信号波形を取得して、その信号波形の 1spill 間のデータ内で bunch のピークサーチを行ない、ピーク周辺の 20bin のみを信号量計算に使っていることに加え、beam profile を作った後にガウスフィット (又はダブルガウスフィット) をかけているため端の strip の信号量がビーム位置計算に与える影響が少ない。しかし、3.2 節の手法のビーム位置計算はアンダーシュートを起こしている信号も含めて信号量の計算を行なっていることに加え、重心計算でビーム位置を算出しているため、端の strip の信号量がビーム位置の計算結果に与える影響が大きい。しかし、firmware 内で 3.1 節の手法のようにピークサーチを行い積分範囲をピークの 20bin だけにすることは、信号の即時計算というこの開発の本質と異なる。また、このモジュールはビーム位置が閾値を超えた場合にビームを止めることが目的であり、ビーム位置の精密測定が目的ではない。従って、即時計算が可能な範囲で firmware のビーム位置計算結果を 3.1 節の手法によるビーム位置計算手法に近づけるためにアンダーシュートを起こしている strip の 1spill 間の信号量を排除した beam profile を作ってビーム位置を計算する手法を検証した。

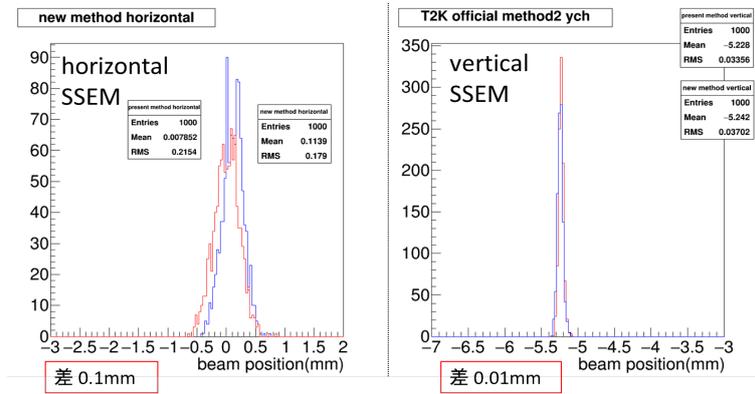


図 33 アンダーシュートを考慮した 1000spill のビーム位置のヒストグラムの結果。横軸は各 spill のビーム位置 (mm) を示す。左図が水平方向の位置を測定する SSEM19 のデータ解析結果で、右図が垂直方向の SSEM19 のデータ解析結果である。それぞれの図中の赤線が 3.1 節の手法のビーム位置で青線が 3.2 節の手法のビーム位置である。

結果を図 33 に示す。このようにアンダーシュートを起こしている strip の 1spill 間の信号量を排除すると、計算手法によるビーム位置の差が小さくなることが分かった。

次に計算手法によるビーム位置の差の原因として考えられるのは、1spill 間の各 strip の信号量の計算手法の悪相関である。そこで、run0680083 の 1000spill~2000spill の 1000spill のデータを使用して、各 strip の 1spill 間の信号量の散布図を作り、相関を調査した。

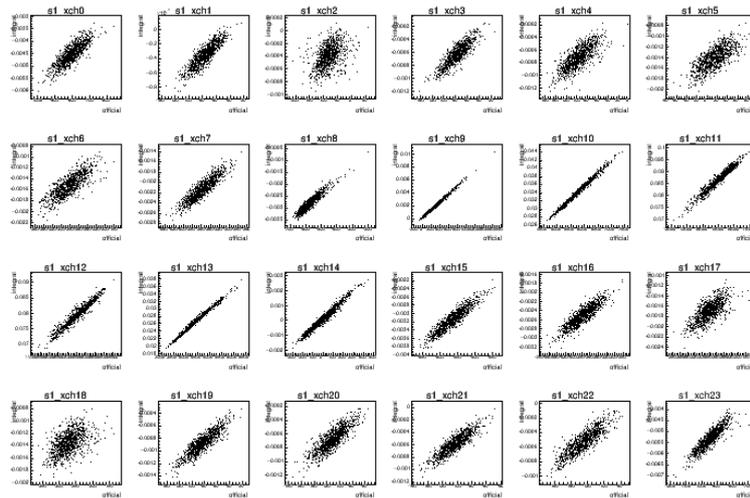


図 34 水平方向の SSEM の各 strip の 1spill 間の信号量の散布図で 24strip 全ての結果を並べている。横軸が 3.1 節の手法のビーム位置で縦軸が 3.2 節の手法のビーム位置である。

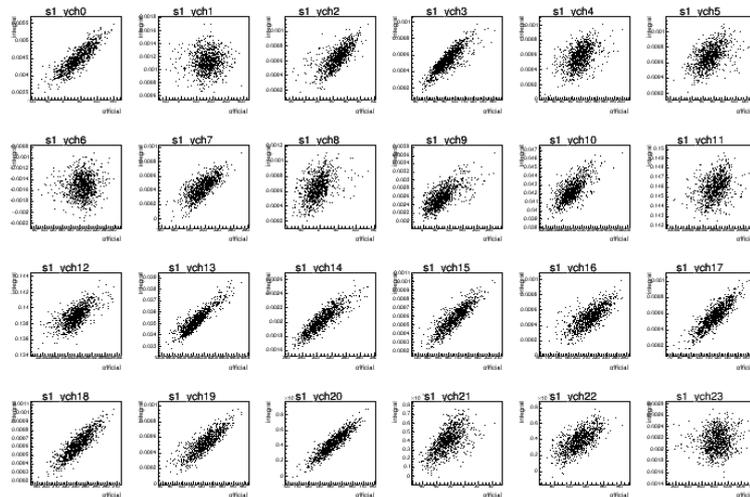


図 35 垂直方向の SSEM の各 strip の 1spill 間の信号量の散布図で 24strip 全ての結果を並べている。横軸が 3.1 節の手法のビーム位置で縦軸が 3.2 節の手法のビーム位置である。

結果を図 34 と図 35 に示す。同様に 2000spill~9000spill を 1000spill ずつに区切って解析し、1spill 間の各 strip の信号量の計算手法の相関係数を調べた。

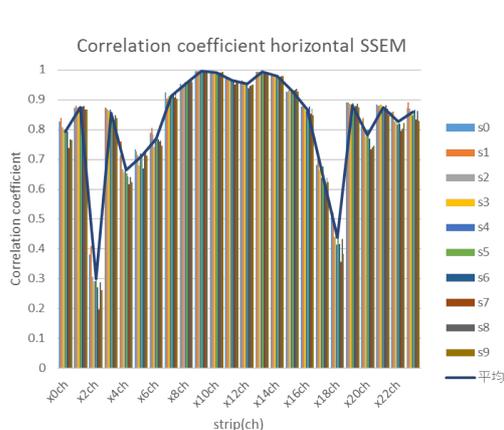


図 36 水平方向の SSEM の 1spill 間の各 strip の信号量の計算手法の相関係数。図の横軸が strip の番号で縦軸が相関係数である。

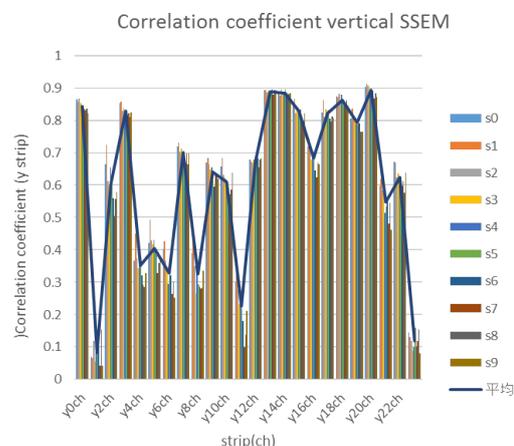


図 37 垂直方向の SSEM の 1spill 間の各 strip の信号量の計算手法の相関係数。図の横軸が strip の番号で縦軸が相関係数である。

結果を図 36 と図 37 に示す。水平方向の SSEM の各 strip の 1spill 間の信号量は 2 番目の strip と 18 番目の strip 以外は信号量の計算手法間で相関が取れているが、垂直方向の SSEM の各 strip の 1spill 間の信号量は 1,4,5,6,7,11,23 番目の strip の信号量の計算手法間の相関が悪いことが分かった。従って、相関の悪い strip の 1spill 間の結果を排除した beam profile を作ってビーム位置を計算した。

結果を図 38 に示す。図にあるように相関の悪い strip の 1spill 間の信号量を排除すると、水平方向の SSEM の位置計算手法の差は相関を考慮しない場合に比べて小さくなったが、垂直方向の SSEM の位置計算手法の差は相関を考慮しない場合に比べて大きくなった。以上の結果より、位置計算手法の差を小さくするためには、信号のアンダーシュートを考慮する必要があることが分かった。

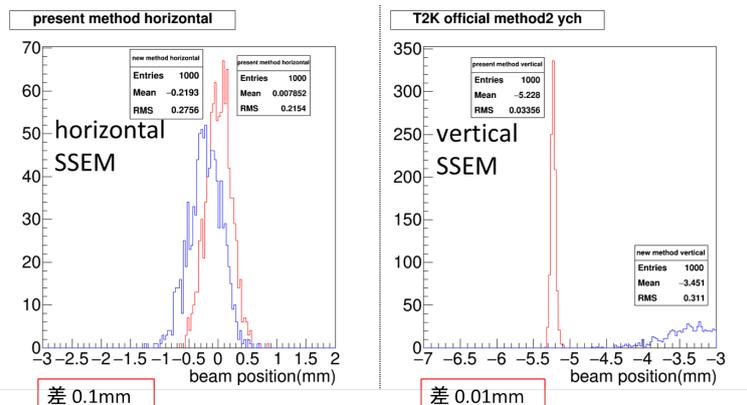


図 38 悪相関の strip を考慮した 1000spill のビーム位置のヒストグラムの結果。横軸は各 spill のビーム位置 (mm) 左図が水平方向の位置を測定する SSEM19 のデータ解析結果で、右図が垂直方向の SSEM19 のデータ解析結果である。それぞれの図中の赤線が 3.1 節の手法のビーム位置で青線が 3.2 節の手法のビーム位置である。

### 3.3.3 ビームの強度による計算精度の変遷の確認

前節の検証結果から、長期運転中の計算手法によるビーム位置の差は一定であることが分かった。しかし、T2K 実験では陽子ビームの強度は常に一定ではない。近年の陽子ビーム大強度化でビーム強度が徐々に大きくなっていくことに加え、陽子ビームの軌道調整等の T2K ビームラインの調整時には普段より弱いビーム強度で運転を行う時もある。つまり、T2K 実験の陽子ビームの位置を監視する papillon board の位置計算に 3.2 の計算手法を導入するためには、3.2 の計算手法が T2K 実験で現在行われている 3.1 の計算手法の差がビーム強度によって変化しないのか確認する必要がある。

ビーム強度によるビーム位置計算手法の差の調査をするため、T2K 実験のビームデータの run0700033(2016/10/27 87kW Physics run)~run0700103(2016/11/1 170kW Physics run) を用いてデータ解析を行った。

図 39 と図 40 の左図において、赤線の 3.1 節の手法のビーム位置と青線の 3.2 節の手法のビーム位置のビームランにおけるビーム位置の変化は同様な動きをしている為、水平方向の SSEM と垂直方向の SSEM の両方において、3.1 節の手法と青線の 3.2 節の手法は異なるビーム強度でも相関を持っていることが分かった。しかし、図 40 の右図より、垂直方向の SSEM のビーム位置の差はビームの強度に関係なく 0.2mm 程の範囲に収まっているが、図 39 の右図より、水平方向の SSEM のビーム位置の差はビームの強度が小さいほど差が大きくなり、ビームの強度が大きいくほど差が小さくなることが分かった。

以上のスタディから、アンダーシュートや悪相関のあるチャンネルを除くことで計算精度が向上することや計算結果にビーム強度依存があることが分かった。このスタディで分かった内容も反映して実際のファームウェア開発を行い、実ビームを用いた試験で検証を進める。firmware の開発については 5 節、実ビームを用いた動作試験については 6 節で詳細に述べる。

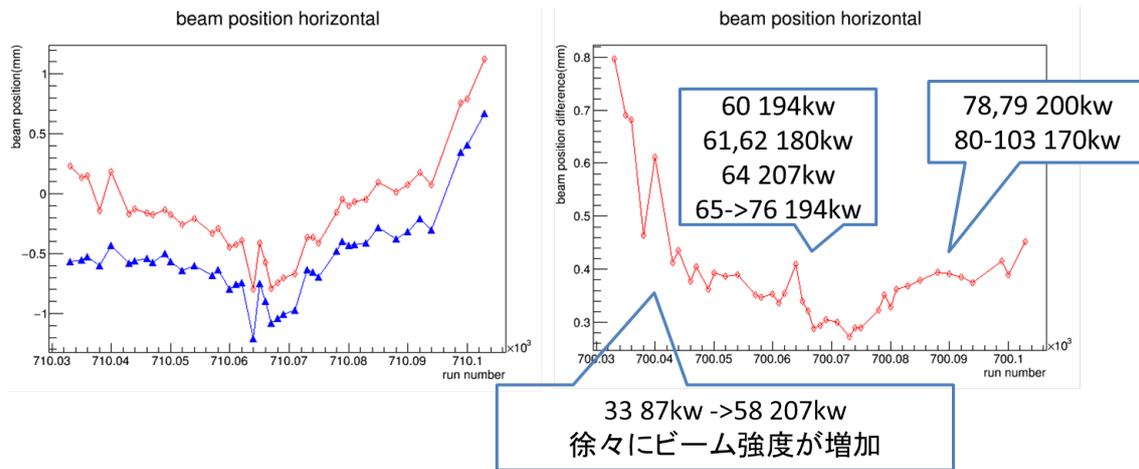


図 39 水平方向の SSEM のビーム強度によるビーム位置計算手法の差の調査結果。左図の横軸は陽子ビームのラン番号で縦軸は各手法のビーム位置であり、赤線が 3.1 節の手法のビーム位置で青線が 3.2 節の手法のビーム位置である。右図の横軸は陽子ビームのラン番号で縦軸は 3.1 節の手法のビーム位置と 3.2 節の手法のビーム位置の差である。

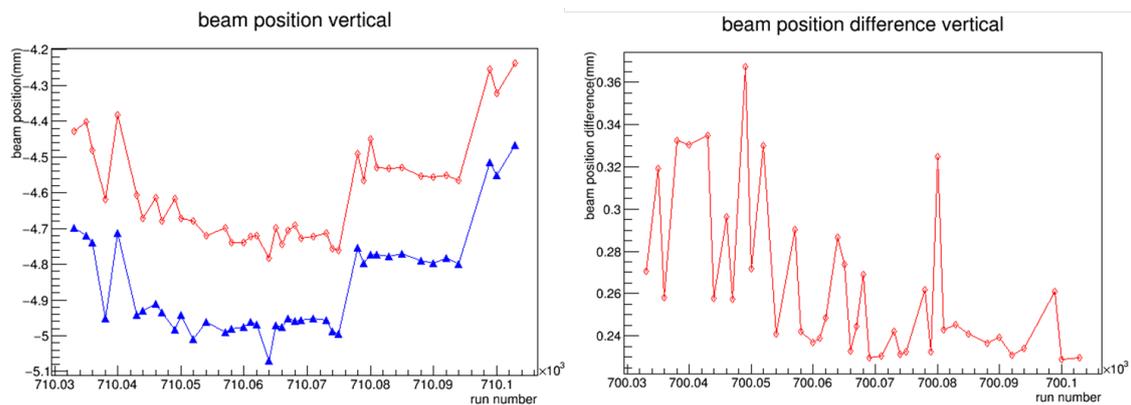


図 40 垂直方向方向の SSEM のビーム強度によるビーム位置計算手法の差の調査結果。左図の横軸は陽子ビームのラン番号で縦軸は各手法のビーム位置であり、赤線が 3.1 節の手法のビーム位置で青線が 3.2 節の手法のビーム位置である。右図の横軸は陽子ビームのラン番号で縦軸は 3.1 節の手法のビーム位置と 3.2 節の手法のビーム位置の差である。

## 4 Board 開発

本節では陽子ビーム位置検出回路として開発した、ボードの設計や評価について説明する。ボード設計は、現在 T2K 実験において SSEM からの信号を減衰させているアッテネータボードに ADC や FPGA といった、信号のデジタル処理に必要な部品を追加していくことで開発を進めていった。

### 4.1 全体構造

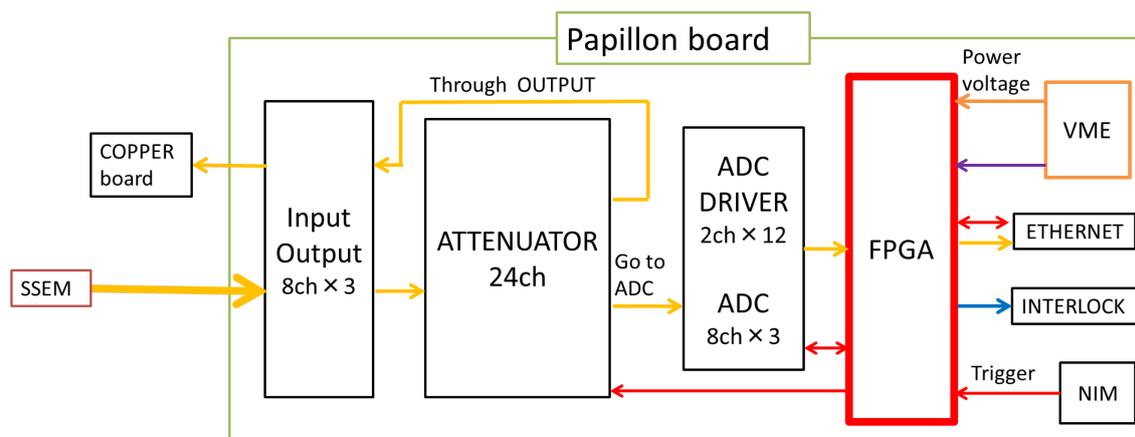


図 41 開発ボードの信号処理フロー。図中の黄線は SSEM からの波形信号、赤線はボードの制御信号、紫線は T2K DAQ で使用するイベントトリガーとイベントトリガータグ信号、オレンジの線は電源、青線は Interlock 信号を示す。

ADC や Attenuator の制御や TCP 通信、閾値などの設定は FPGA に実装するデジタル回路にて処理する。その他に入力端子として NIM トリガー用の LEMO コネクタ、TCP 通信用のイーサネットケーブル用のコネクタ、Interlock 用のコネクタ等を使用する。ボードの電源は VME から取得する。なお、papillon board ver.2 は図 41 の紫線のように、VME からトリガーとトリガータグ信号を受信する機能を追加している。SSEM からの陽子ビームの波形信号の読み出し回路は、極力外来ノイズの影響を少なくするために差動信号を採用している。開発したモジュールのビーム位置計算の流れを以下に示す。

1. トリガー信号 (NIM 信号) が入力される
2. SSEM から 24strip の信号波形を受ける。
3. Attenuator で信号を必要なレベルまで減衰させた後信号を分岐し、Through output 信号は T2K オフライン解析で使用している COPPER BOARD に送られ、もう一方は ADC にて信号のアナログデジタル変換を行う。
4. ADC でデジタル変換された SSEM からの信号波形データを用いて、FPGA でビーム位置計算を行ない、設定した閾値を超えていた場合は Interlock 信号が発報される。
5. ビーム位置計算結果や Interlock 状態、papillon board で取得した信号波形データ等の情報を、Ethernet を通して TCP 通信によって計算機へ送る。

## 4.2 回路設計

回路設計には、Cadence の CAD ソフトである OrCAD を使用した。以下からは、各部の設計について詳細に述べる。

### 4.2.1 Attenuator

SSEM から送られてくる信号は papillon board に搭載されている chip の仕様や T2K DAQ の要求等によって、必要なレベルまで減衰させる必要がある。そのため、アッテネータカードを取り付けることによって信号を減衰できる固定アッテネータ部分と、外部からの操作によって減衰レベルを 1/1,1/8,1/64 と変更することが出来る可変アッテネータ部分を実装した。以下にアッテネータカードの写真と固定アッテネータの部分の回路図を示す。

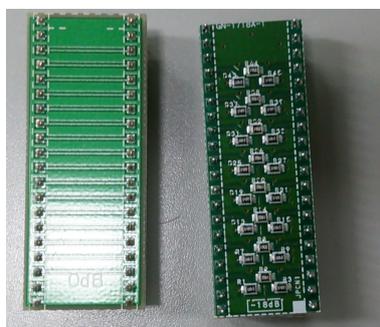


図 42 アッテネータカードの写真。左が減衰率 0db のカードで右が減衰率-18db のカード。

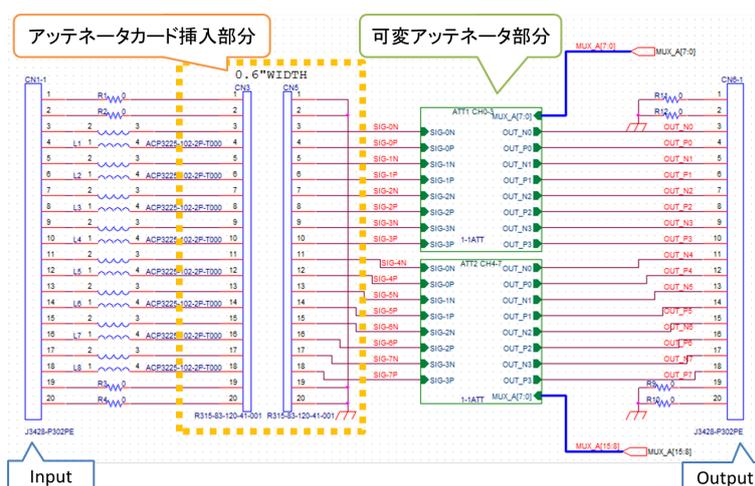


図 43 Input output とアッテネータを挿す固定アッテネータ部分の回路図 (0ch~7ch)。図の J3428-P302PE が Input Output コネクタである。図のオレンジの点線で囲った部分が、アッテネータカードを差し込む部分である。現在、T2K 実験では現在-18db のアッテネータカードを挿入している。図緑の ATT は次に示す可変アッテネータである。

可変アッテネータの部分は T 型インピーダンスアッテネータとなっている。T 型インピーダンスアッテネータの減衰率の求め方を付録 A.1 に示す。可変アッテネータの概略図を図 44 に示す。入力電圧を  $E_{IN}$ , A 点での電圧を  $E_A$ , B 点での電圧を  $E_B$ , C 点での電圧を  $E_C$  とする。

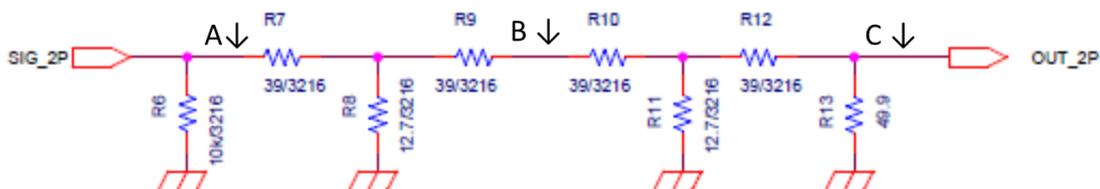


図 44 可変アッテネータの概略図

A 点での減衰率は

$$\frac{E_A}{E_{IN}} = 1 \quad (55)$$

B 点での減衰率は、 $R_{10}$  から  $R_{13}$  の合成抵抗  $R'$  が

$$R' = R_{10} + \frac{R_{11} \times (R_{12} + R_{13})}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} = 39 + \frac{12.7 \times (39.9 + 49.9)}{12.7 + 39 + 49.9} = 50.1125 \quad (56)$$

であるから、減衰率は

$$\frac{E_B}{E_{IN}} = \frac{R_8}{R_8 + R_9 + R'} = \frac{12.7}{50.1125 + 39 + 12.7} = 0.1247 \approx \frac{1}{8} \quad (57)$$

B 点から C 点にかけての減衰率は

$$\frac{E_C}{E_B} = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12} + R_{13}} = \frac{12.7}{12.7 + 39 + 49.9} = \frac{1}{8} \quad (58)$$

よって、入力電圧と C 点にかけての減衰率は

$$\frac{E_C}{E_{IN}} \approx \frac{1}{8} \times \frac{1}{8} = \frac{1}{64} \quad (59)$$

となる。可変アッテネータ部分では、信号波形の通る順路を A 点まで、B 点まで、C 点までと変更することで、減衰レベルを変えることが出来る。

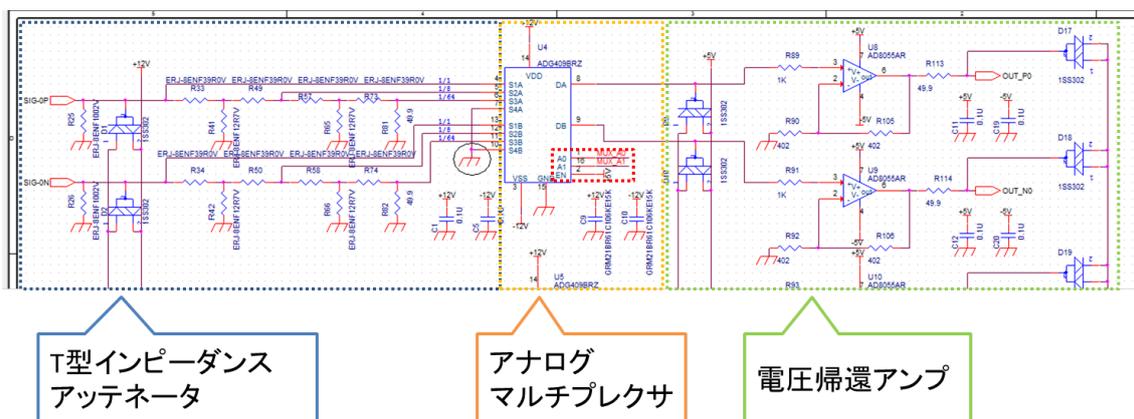


図 45 可変アッテネータ

可変アッテネータの実際の回路図を図 45 に示す。可変アッテネータのアッテネータレベルは図にある高性能アナログ・マルチプレクサ (ADG409BRZ) によって外部から変更することが出来る。アナログ・マルチプレクサ (ADG409BRZ) の真理値表を以下に示す。

A1	A0	attenuator level
0	0	1/1
0	1	1/8
1	0	1/64
1	1	1/64

表 2 アナログ・マルチプレクサ (ADG409BRZ) の真理値表 [26]。A0 及び A1 は図 45 の赤枠で囲った信号を示す。

固定アッテネータや可変アッテネータによって必要なレベルまで減衰された信号は電圧帰還アンプ (AD8055AR) [27] に入力され、バイアス電圧やバイアス電流が変化しないようにフィードバック制御をしている。

AD8055AR のゲインは入力電圧を  $E_{IN}$ 、出力電圧を  $E_{OUT}$  とすると以下のようなになる

$$\frac{E_{OUT}}{E_{IN}} = 1 + \frac{R_{105}}{R_{90}} = 1 + \frac{402}{402} = 2 \quad (60)$$

このゲインは次の ADC Driver で 1 になるように調整されている。

## 4.2.2 ADC Driver

ADC Driver の回路図を以下に示す。

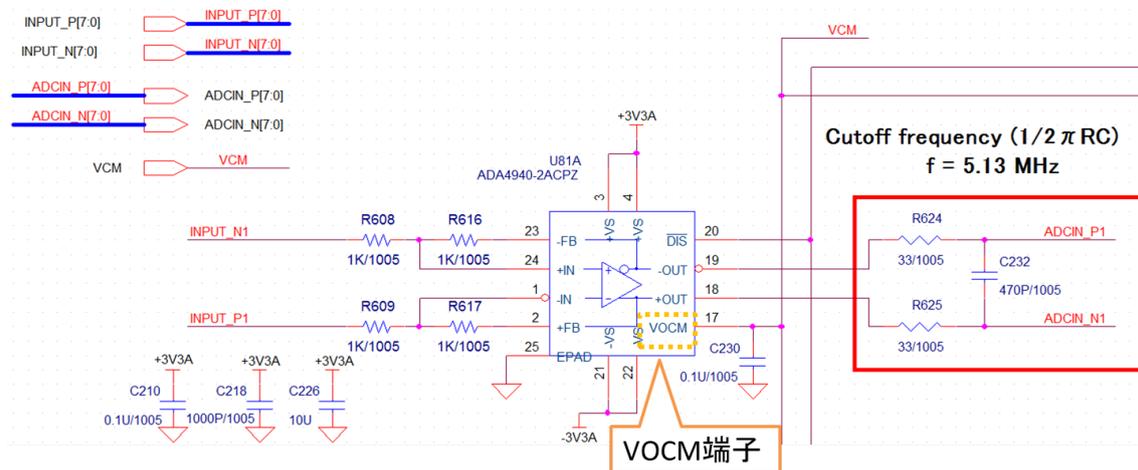


図 46 ADC Driver の回路図

図中の VCM 端子には ADC から出力される VCM 電圧 (Common mode Voltage) が入力されている [28]。これは、正負それぞれの差動信号のベースラインを ADC 信号入力電圧範囲の midpoint (0.9V) にする役割がある。ADC の入力範囲は差動正負共に  $0 \sim +1.8V (2.0V_{pp})$  の範囲であるが、差動信号それぞれのベースラインが 0V の場合、0V 以下の値を変換することが出来ない。<sup>\*2</sup> によって、ADC Driver の VCM 電圧で調整する必要がある。

出力にはアンチエイリアスフィルタを構成し、入力信号の帯域制限を行う。ナイキストのサンプリング定理によると、測定対象の周波数の最大値の 2 倍のサンプリングレートが必要となる。そのため ADC の入力部に、サンプリング周波数の半分 (ナイキスト周波数) 以上の周波数成分を減衰させるアンチエイリアスフィルタを構成する。今回は ADC の最小サンプリング周波数 10MHz [29] の約半分である 5.13MHz をカットオフ周波数にしている。

\*2 差動信号は反対称であるため、正負の信号どちらかが 0V 以上の値を持つ場合、もう一方は必ず 0V 以下の値を持つ。

## 4.2.3 ADC

現在の T2K DAQ では 65MHz,12bit の ADC を用いて信号を AD 変換している。従って、papillon board に 24ch のアナログ信号を 12bit でデジタル信号に変換出来る機能を追加するため、8ch のアナログ信号をデジタル信号に変換できる ADC(AD9637BCPZ-80) を 3chip 実装した。使用した ADC は 10MHz から 80MHz の sampling rate でアナログデジタル変換が可能である [29]。

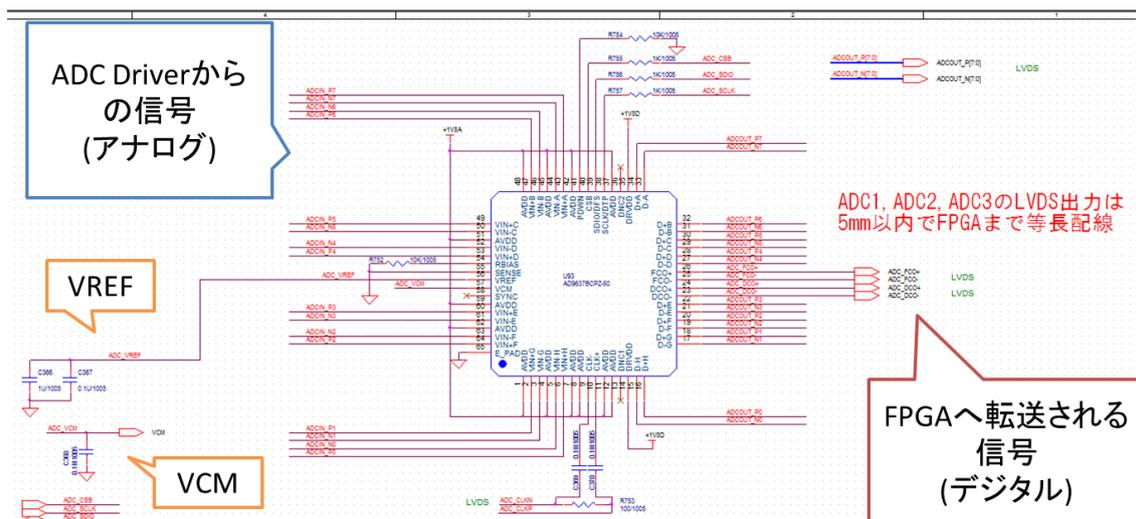


図 47 ADC の回路図

回路図を図 47 に示す。ADC Driver から出力された 8ch の信号データは ADCIN P0,ADCIN N0~ADCIN P7,ADCIN N7 から ADC に入力される。VCM は 4.2.2 節で示した通り、差動出力の midpoint を ADC 入力電圧範囲の midpoint にするための Common mode 電圧 (0.9V) を出力する。VREF は電圧リファレンスの Input/Output であり、1.0V に設定している。この VREF はアナログデジタル変換の際のコンパレータ参照電圧として使用される。入力電圧と出力デジタル信号とのデジタル出力コーディングの表を以下に示す。

INPUT(V)	Condition(V)	Digital Output Coding(12bit)
$V_{IN+} - V_{IN-}$	$= -VREF(-1.0V)$	0000 0000 0000 (10 進数で 0)
$V_{IN+} - V_{IN-}$	$= 0$	1000 0000 0000 (10 進数で 2048)
$V_{IN+} - V_{IN-}$	$= +VREF(+1.0V)$	1111 1111 1111 (10 進数で 4095)

表 3 入力電圧と出力デジタル信号とのデジタル出力コーディング [29]

ADC データは serial LVDS(Low Voltage differential signal) で通信される。(図の ADCOUT P(N)0 ~ADCOUT P(N)7) また ADC 制御のために SPI(Serial Peripheral Interface) 通信用のピン ADC SCLK,ADC SDIO ADC CSB を備えている。

ADC CLKP,ADC CLKN は ADC の sampling rate を決める clock で FPGA で生成したものを入力する。現在 T2K 実験で使用している ADC の sampling rate が 65MHz であるため、まずは 40MHz で動作するかを陽子ビームを用いた動作試験で確認し、最終的には 80MHz で動作させた。

sampling rate 40MHz 時のデータ sample 数及びデータ量は

$$40(\text{MHz}) \times 8(\mu\text{s}) \times 24(\text{ch}) \times \frac{12(\text{bit})}{8(\text{bit})} = 11.520(\text{kbytes}) \quad (61)$$

であり、sampling rate 80MHz 時のデータ sample 数及びデータ量は

$$80(\text{MHz}) \times 8(\mu\text{s}) \times 24(\text{ch}) \times \frac{12(\text{bit})}{8(\text{bit})} = 23.040(\text{kbytes}) \quad (62)$$

である。

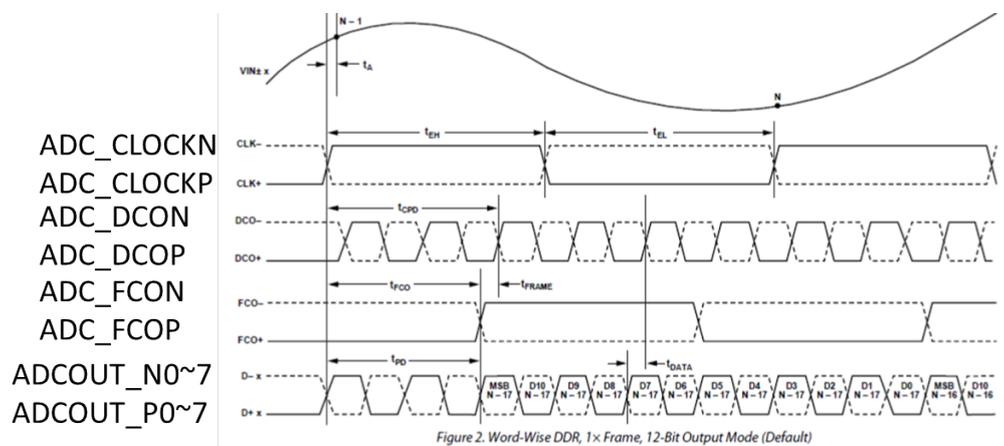


図 48 ADC の Timing Diagram [29]

ADC の Timing Diagram を図 48 に示す。使用した ADC は入力クロック ( $CLK_{\pm}$ ) で sampling を行い、データをシリアル化して出力する。出力データ ( $D_{\pm}$ ) と共に bit の区切りを示す Data Clacking Output( $DCO_{\pm}$ ) とフレームの区切りを示す Flame Clock Output( $FCO_{\pm}$ ) が FPGA に出力される。

#### 4.2.4 FPGA

papillon board はビーム位置計算に加え、ADC の制御や高速シリアル通信、トリガー信号の処理、PC との TCP 通信等の様々なデジタル信号処理が必要となる。しかし、ASIC(Application Specific Integrate circuit) は開発費が高く開発期間が長期になることに加え、回路設計の誤りの修正が困難である。今回の開発では、陽子ビーム位置の計算を IC で行うことが目標であるため、動作試験を繰り返して計算方法の検討を行い必要に応じてデジタル回路の設計変更を行う必要がある。従って、papillon board では FPGA を採用した。FPGA(Field Programmable Gate Array) は PLD(Programmable Logic Device) の一種であり、HDL(Hardware Discription Language) という言語を用いてデジタル回路を記述し、開発者がデジタル回路を繰り返し書き換えることが可能である。今回は Xilinx 社の 7 シリーズ FPGA であり、その中でもコスト面、消費電力面に優れた Artix-7 ファミリを使用した。使用したパッケージは XC7A100T-2FGG484C [30] である。

#### 4.2.5 Ethernet Interface

papillon board は PC へのデータ通信に TCP 通信を使用し、board の外部制御に UDP 通信を使用している。そのため、papillon board には Ethernet Interface を実装している。Ethernet ケーブルにはいくつかの種類があるが、papillon board では一般的な RJ-45 コネクタを使用している。

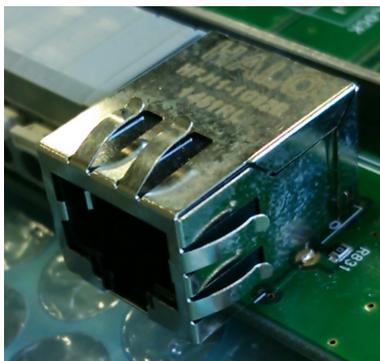


図 49 RJ-45 コネクタ

#### 4.2.6 NIM Interface

papillon board は、spill 前のトリガー信号を検知しその後  $8\mu s$  のデータを処理するため、NIM 規格のトリガー信号を入力する必要がある。FPGA はいくつかの信号規格をサポートしているが、NIM 規格をサポートしていないため、FPGA にあった信号規格にレベルシフトする必要がある。

	Logic 0	Logic 1
NIM	0V	-0.8V
LVTTL	0.8V	2.0V

表 4 NIM と LVTTL の信号規格

なお、コネクタには NIM 規格で一般的な LEMO コネクタを採用した。今回はトリガー用の NIM INPUT と、予備の NIM INPUT を 3 ポートと NIM OUTPUT を 1 ポート実装した。



図 50 LEMO コネクタ

#### 4.2.7 Power supply

papillon board では Attenuator multiplexer や ADC driver, ADC, FPGA の各種電源が必要となる。papillon board に必要な電源電圧を以下にまとめる。

電源電圧 (V)	使用用途
±12	Attenuator multiplexer, スイッチングダイオード
±5	電圧帰還アンプ, スイッチングダイオード
+3.3	ADC driver, FPGA, etc
-3.3	ADC driver, etc
+1.0	FPGA
+1.2	Ethernet
+1.8	FPGA
+2.5	FPGA, CLOCK

表 5 papillon board に必要な電源電圧

名称	値 (V)	使用用途
$V_{CCINT}$	+1.0	FPGA 内部電源電圧
$V_{CCBRAM}$	+1.0	ブロック RAM 電源電圧
$V_{CCAUX}$	+1.8	補助電源電圧
$V_{CCO}$	+2.5	2.5V の I/O バンク電源電圧
$V_{CCO}$	+3.3	3.3V の I/O バンク電源電圧

表 6 FPGA に必要な電源電圧 [30]

papillon board は KEK VME 9U に挿入する。実際に外部から投入出来る電源は  $\pm 3.3V$ ,  $\pm 5.0V$ ,  $\pm 12V$  であるため、レギュレータを使用して投入する電圧を各種電源電圧まで降圧している。電源電圧投入の概略図を図 51 に示す。

また、FPGA には電源投入時に流れる電流が最小となり、I/O がトライステートとなるように電源の投入順番は以下のようにすることが推奨されている。 [30]

$$V_{CCINT} \rightarrow V_{CCBRAM} \rightarrow V_{CCAUX} \rightarrow V_{CCO}$$

電源切断については、逆の順番が推奨されている。 $V_{CCINT}$  及び  $V_{CCBRAM}$  の推奨電圧レベルが同一の場合、これらと同じ電源を使用し同時に立ち上げることが出来る。今回は  $V_{CCO}(2.5V)$  電圧を他のレギュレータの ENABLE ピン用電圧として使用するため、推奨電源投入より早く投入し、 $V_{CCINT} \& V_{CCBRAM} \rightarrow V_{CCO}(2.5V) \rightarrow V_{CCAUX} \rightarrow V_{CCO}(3.3V)$  の順番で電源が投入されるように調整している。推奨電源投入シーケンスを守らなかった場合は突入電流が少々増加するのみで、FPGA のハードウェア自体にはほぼ問題ないことが分かっている。

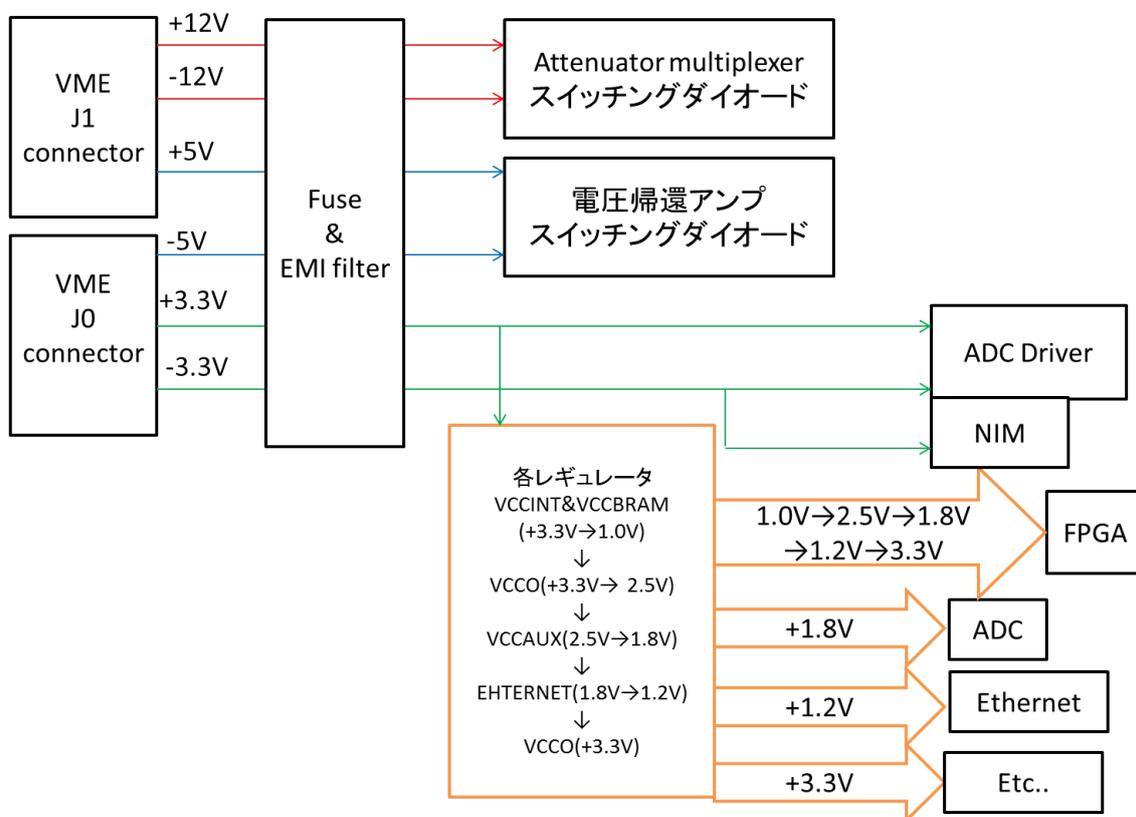


図 51 papillon board の電源電圧投入の概略図

## 4.2.8 Interlock

papillon board ではビーム位置を firmware で計算し、位置がずれている場合はボードから Interlock 信号を発報して次の陽子ビームの発報を停止させなくてはならない。そこで、Interlock 信号を出力するコネクタを実装した。以下に回路図とコネクタの写真を示す。firmware の計算処理で FPGA から出力された Interlock 信号 (現在 INTERLOCK1 から発報。INTERLOCK2 は予備) は SN74LVC1G06 のインバータ [31] に送られてオープンドレイン信号に変換され、回路図の ML 800 1H 4P8(写真のコネクタ) から出力される。

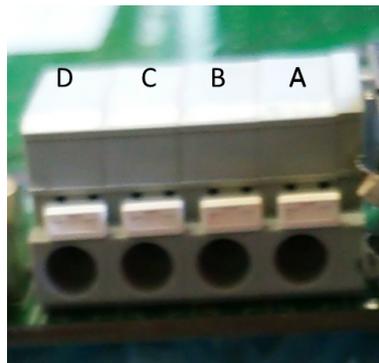


図 52 Interlock 信号出力コネクタ。A が INTERLOCK1 で C が INTERLOCK2 の出力で、B と D は GND である。

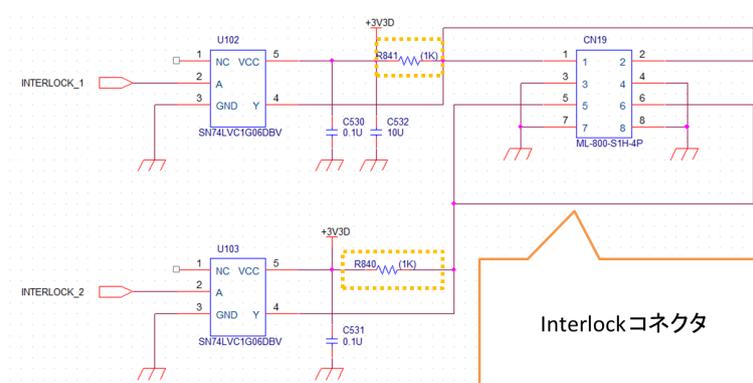


図 53 Interlock 信号の回路図。点線の抵抗はボードに実装されておらず、出力テストをする際に挿入する。

4.2.9 VME Interface

修士 1 年次に開発した papillon board ver.1 では VME コネクタは電源電圧の投入の用途のみで使用していた。しかし、T2K 実験では SSEM の信号読み出しに COPPER BOARD を使っており、イベントトリガーとイベントトリガータグ番号を実際に papillon board を挿入する KEK VME のコネクタから受信している。詳しくは付録 B で述べる。従って、改良版である papillon board ver.2 からは VME から送られてくるトリガーとトリガータグ番号を (3bit) 受信し、firmware で信号処理を行えるようにしている。受信可能にした信号線を以下の表に示す。

信号名	信号規格	意味
S2+/S2-	MLVDS	イベントトリガー (TRG+/TRG-)
S3+/S3-	MLVDS	ゲート (GATE+/GATE-)
S4+/S4-	MLVDS	クリア (CLR+/CLR-)
S5+/S5-	MLVDS	イベントトリガータグ番号 (TAG0+/TAG0-)
S6+/S6-	MLVDS	イベントトリガータグ番号 (TAG1+/TAG1-)
S7+/S7-	MLVDS	イベントトリガータグ番号 (TAG2+/TAG2-)
C1	オープンコレクタ	Busy(BSY)
C2	オープンコレクタ	WOR

表 7 受信可能にした信号線

これらを受信するため、MLVDS 用のトランシーバー (SN65MLVD080DGG) [32] とオープンコレクタ用のデュアルバッファ・ドライバ (SN74LVC2G07DCKR) [33] を用意した。それらの回路図を図 54 に示す。SN65MLVD080DGG のデバイス機能表を示す。ここで、1A~8A 及び 1B~8B はバス I/O で、1R~8R は output、1DE~8DE は input である。

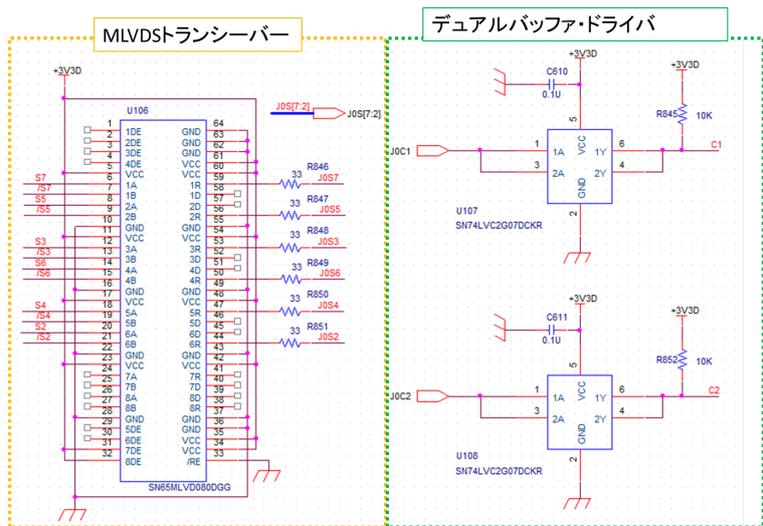


図 54 レシーバーの回路図

$V_{ID} = V_A - V_B$ (INPUT)	/RE	R(OUTPUT)
$V_{ID} \geq 50mV$	L	H
$-50mV < V_{ID} < 50mV$	L	indeterminate
$V_{ID} \leq -50mV$	L	L

表 8 RECEIVER [32]

D(INPUT)	DE(INPUT ENABLE)	A(OUTPUT)	B(OUTPUT)
L	H	L	H
H	H	H	L
OPEN	H	L	H

表 9 DRIVERS [32]

$V_A, V_B$  に入力がある時は  $V_{ID} \geq 50mV$  または  $V_{ID} \leq -50mV$  となるため出力 R が安定するが、 $V_A, V_B$  に入力がない場合は  $V_{ID} = 0$  となり出力 R が安定しないため、7A,7B,8A,8B の出力 7R,8R が安定しない。従って、DRIVER の 7DE,8DE を H にして 7D,8D を Open にすることで、7A,7B,8A,8B の出力を安定させている。また、SN65MLVD080DGG の OUTPUT には出力インピーダンスを調整するために出力 1R~4R に  $33\Omega$  の抵抗を接続している。

トリガーとトリガータグ番号に必要な信号は S2 と S5~S7 である。FPGA での信号処理の詳細は 6.2.2 節で述べる。

### 4.3 性能評価

設計したボードの製作は、有限会社 GND 様にお願いした。

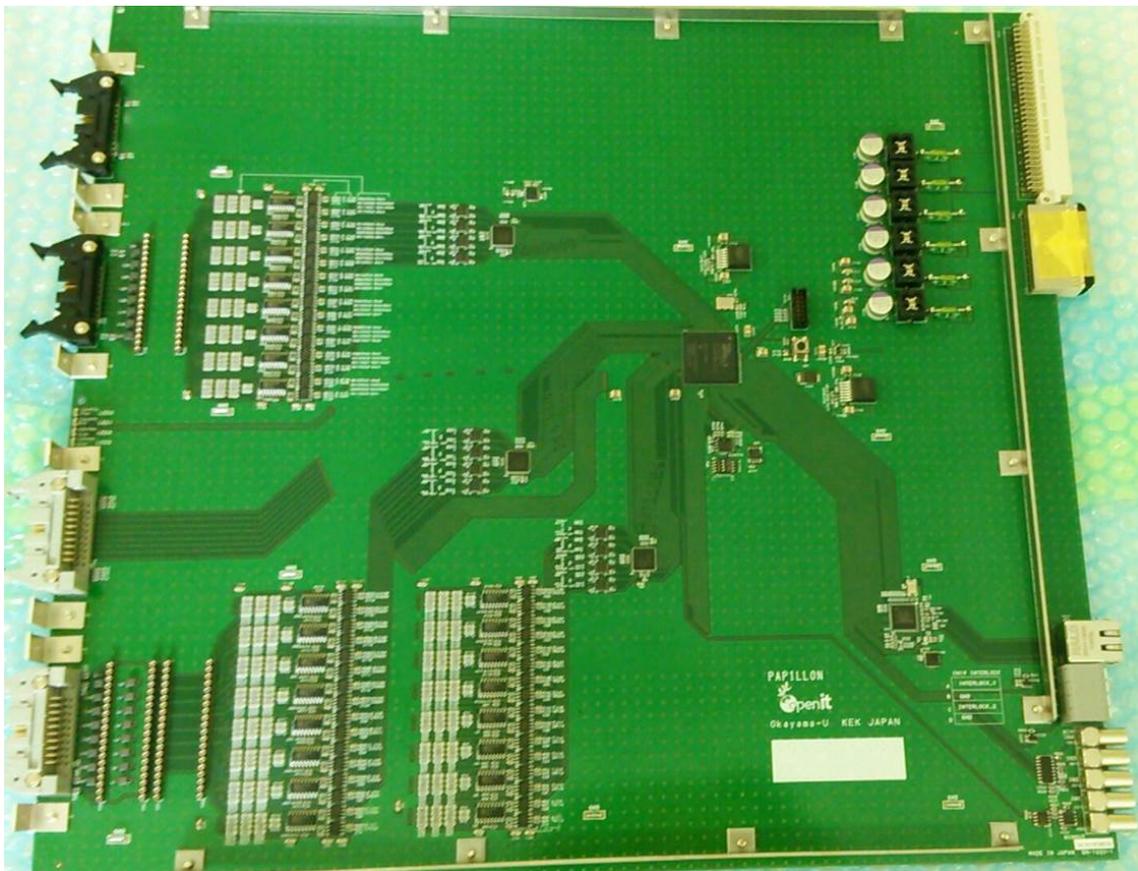


図 55 papillon board ver.1

完成した papillon board ver.1 の写真を図 55 に示す。寸法は横 400mm × 縦 366.7mm で、T2K 実験で現在使用しているアッテネータボードと同様のサイズである。一番左のコネクタが SSEM からの信号の Input とアナログ Outout である。

I/O の隣にあるのがアッテネータであり、中心部分には ADC driver 及び ADC chip, FPGA 等が実装されている。電源は  $\pm 3.3V$ ,  $\pm 5.0V$ ,  $\pm 12.0V$  を図の右上の VME コネクタから入力し、レギュレータによって必要なレベルまで降圧している。papillon board ver.2 では電源に加え、VME コネクタから spill のイベントトリガータグ番号やイベントトリガー信号を受信する。

外部 Interface として、PC との接続に使う Ethernet ケーブルを挿入する RJ-45 コネクタ、Interlock 信号を出力する Interlock コネクタ、トリガー信号を取得する LEMO コネクタを図の右下のように実装している。また、FPGA に firmware を書き込むための JTAG コネクタ、汎用 DIP スイッチ、汎用 LED が実装されている。以下の小節では、ボードを用いた性能評価の結果を示す。

### 4.3.1 電源投入テスト

VME からボードへ投入する  $\pm 3.3V$ ,  $\pm 5.0V$ ,  $\pm 12.0V$  の電源電圧が問題なく投入できるかを検証した。図 56 にテストのセットアップを示す。

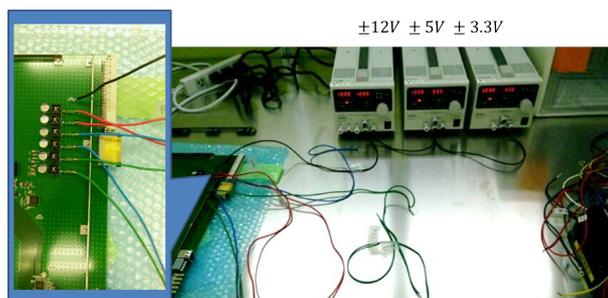


図 56 テストのセットアップ

#### 準備物

- papillon board ver.1
- DC 電源 3 台 ( $\pm 3.3V$ ,  $\pm 5.0V$ ,  $\pm 12.0V$ ) :TEXIO PW18-3AD
- 配線コード 7 本

#### 方法

1. 配線コードを適当な長さまでむいて、銅線がむき出しになったところをはんだでコーティングする。
2. 図にあるように配線をはんだでつける
3. DC 電源を ( $\pm 3.3V$  :  $\pm 3.09A$ ), ( $\pm 5.0V$  :  $\pm 1.0A$ ), ( $\pm 12.0V$  :  $\pm 1.0A$ ) に設定する。
4. 電源を  $\pm 3.3V$ ,  $\pm 5.0V$ ,  $\pm 12.0V$  の順番で ON にする。

上記の方法で電源投入テストを行った結果、 $\pm 3.3V$  は規定値まで電圧がかかったが、 $\pm 5.0V$  と  $\pm 12.0V$  は規定値まで電圧がかからなかった。そこで、以下に示す通り電圧帰還アンプ (AD8055AR) のオフセットを測った結果、アナログ・マルチプレクサ (ADG409BRZ) がデフォルトで S4A, S4B を選択し、さらに、S4A, S4B のピンがフローしていたため、測定すると 1.335V のオフセット電圧がかかっていることが分かった。図 57 に電源投入テスト時の問題点を示す。

5.0V の電圧を使用しているのはこの電圧帰還アンプ (AD8055AR) のみであり、データシートによると定常時電流は 5.4mA であるため、オフセット電圧がかかっていない場合、5.0V の電源に必要な電流は

$$5.4(mA) \times 24(ch) \times 2 = 0.26(mA) \quad (63)$$

であるが、オフセットがかかっている場合、1 つの電圧帰還アンプ (AD8055AR) に必要な電流は

$$5.4(mA) + \frac{1.3(V)}{49.9(\Omega)} = 31.5(mA) \quad (64)$$

つまり、全 24ch で

$$31.5(mA) \times 24(ch) \times 2 = 1.51(A) \quad (65)$$

の電流が必要となる。従って、DC 電源で設定した以上の電流が必要であったため、規定値まで電圧が上がらなかつたことが分かった。

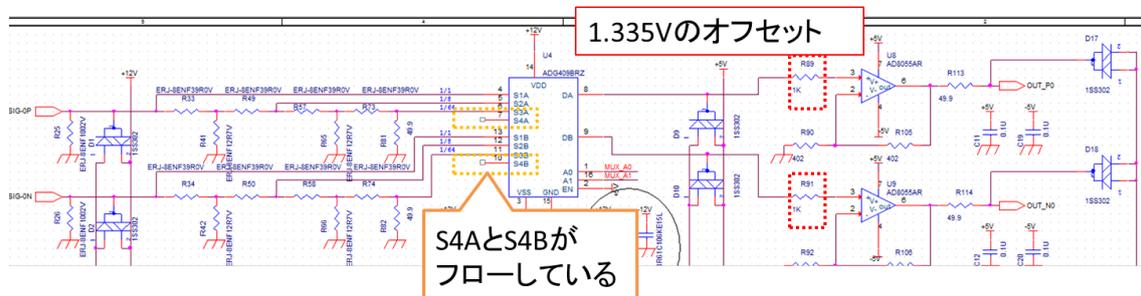


図 57 電源投入テストで発覚した、回路設計の問題。図のオレンジの枠はフローしていたピンで、赤枠はオフセットがかかっていた場所を表す。

そこで、図 58 に示すようにアナログ・マルチプレクサ (ADG409BRZ) の S4A と S4B をはんだを用いてショートさせ、再度電源投入試験を行った。

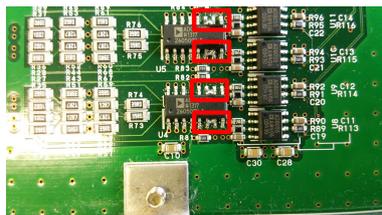


図 58 はんだでショートさせた写真。図の赤で示した部分が実際にはんだでショートさせたピンを示す。

その結果、全ての電源電圧が規定値までかかることが確認出来た。その結果を表 11 に示す。なお、のちに開発した papillon board ver.2 では、この問題を解消するために、あらかじめ S4A,S4B のピンをショートさせている。

電圧規定値 (V)	電圧 (V)	電源 (A)
+3.3	+3.3	+0.63
-3.3	-3.3	-0.059
+5.0	+5.0	+0.271
-5.0	-5.0	-0.246
+12.0	+12.0	+0.004
-12.0	-12.0	0.0000

表 10 電源電圧投入テスト

4.3.2 レギュレータ電圧の確認

4.2.7 節で述べたとおり、FPGA を動作させるために必要な電圧を確保するため、レギュレータが実装されている。(59~63) レギュレータが必要な電圧を生成しているかをテスターを用いて測定した。測定結果を表 11 に示す。測定した結果、ボードを動作させるために必要な電圧を正しく生成していることが確認できた。

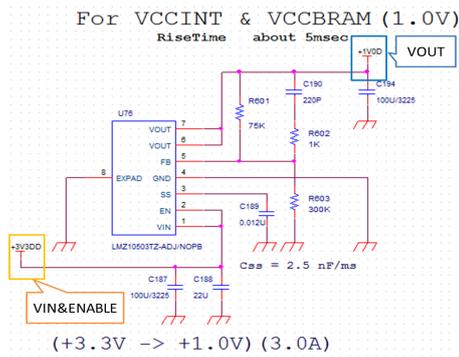


図 59 VCCINT & VCCBRAM 用のレギュレータ

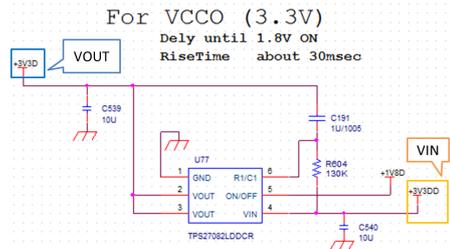


図 60 VCC(3.3V) 用のレギュレータ

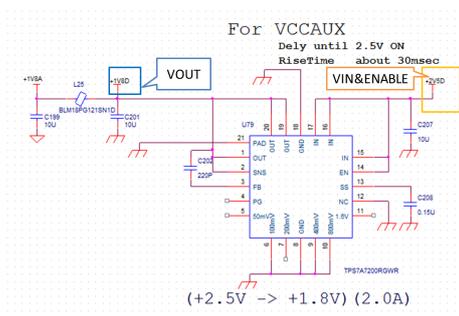


図 61 VCCAUX 用のレギュレータ

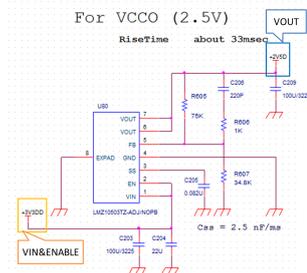


図 62 VCC(2.5V) 用のレギュレータ

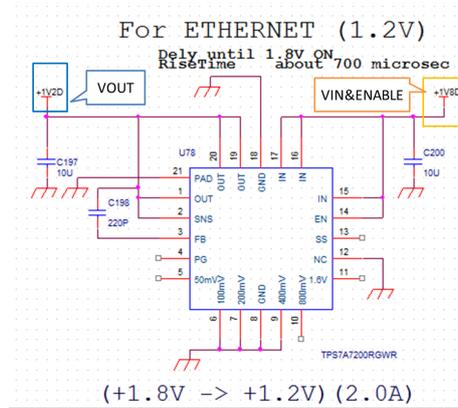


図 63 ehernet チップ用のレギュレータ

規定電圧 (V)	測定電圧 (V)
+1V0D(for $V_{CCINT}$ & $V_{CCBRAM}$ )	+1.001
+3V3DD(for $V_{CCINT}$ & $V_{CCBRAM}$ )	+3.256
+3V3D(for $V_{CCO}(3.3V)$ )	+3.245
+3V3DD(for $V_{CCO}(3.3V)$ )	+3.256
+1V8D(for $V_{CCO}(3.3V)$ )	+1.802
+1V2D(for Ethernet)	+1.204
+1V8D(for Ethernet)	+1.802
+1V8A(for $V_{CCO_{AUX}}$ )	+1.709
+1V8D(for $V_{CCO_{AUX}}$ )	+1.802
+2V5D(for $V_{CCO}(2.5V)$ )	+2.530
+3V3DD(for $V_{CCO}(2.5V)$ )	+3.256

表 11 レギュレータ電圧測定テスト結果

### 4.3.3 Ethernet 周辺の CLK 信号の確認

papillon board では、10BASE-T/100BASE-T/1000BASE-T ギガビットイーサネット物理層 (PHY) トランシーバーの LAN8810i [34] を実装している。これは、標準的な MII/GMII インターフェースによってイーサネット MAC と通信できるように構成されている。LAN8810i を動作させるために FPGA で 25MHz と 125MHz のクロックを生成し、LAN8810i に投入する必要がある。25MHz と 125MHz のクロックが正しく生成されているかをオシロスコープを用いて検証した。以下に結果を示す。

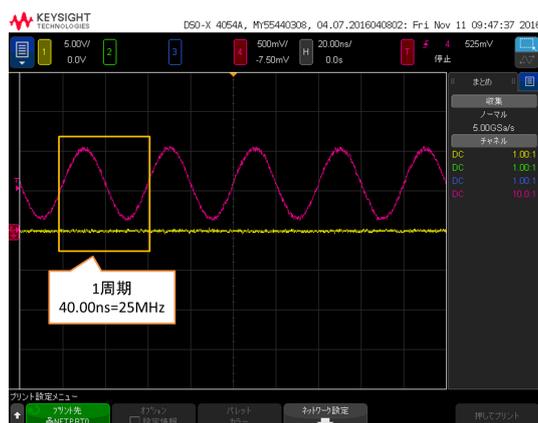


図 64 25MHz clock

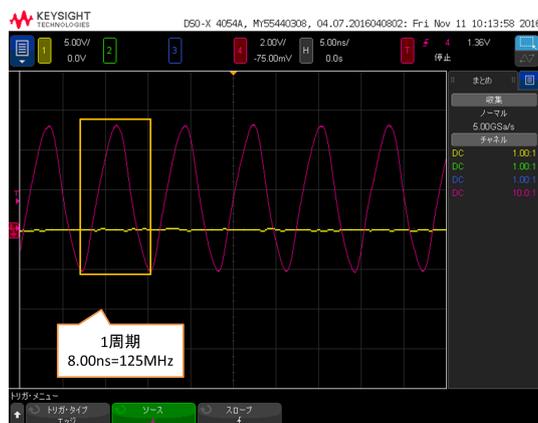


図 65 125MHz clock

オシロスコープの結果から、25MHz と 125MHz のクロックが正しく生成されていることが分かった。

## 4.3.4 NIM の電圧の確認

NIM IN 信号の回路図を図 66 に示す。4.2.6 節で説明した通り、NIM IN 信号は LVTTTL 信号にレベルシフトをする必要がある。このレベルシフトを行うため、QUAD HIGH-SPEED DIFFERENTIAL RECEIVER の SN65LVDS348D [35] を実装した。

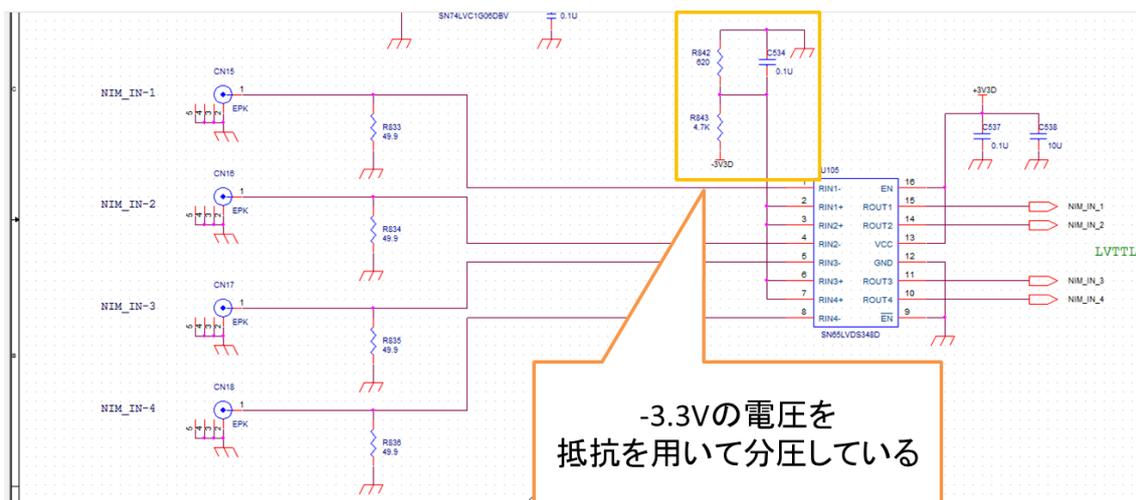


図 66 NIM IN の回路図

SN65LVDS348D の入力電圧 ( $V_{RIN+}$ ,  $V_{RIN-}$ ) と出力状態 (ROUT) 関係を以下の表に示す。

$V_{ID} = V_{RIN+} - V_{RIN-}$	ROUT
$V_{ID} \geq -32mV$	High
$-100mV < V_{ID} < -32mV$	indeterminate
$V_{ID} \leq -100mV$	Low

表 12 SN65LVDS348D の入力電圧 ( $V_{RIN+}$ ,  $V_{RIN-}$ ) と出力状態 (ROUT) 関係 [35]

従って、図 66 の  $V_{RIN}$  の回路のように -3.3V の電圧を分圧して、NIM が入力されると High に、入力がないと Low になるように調整する必要がある。抵抗分圧の値が正しいかを確認した。以下に結果を示す。

抵抗 ( $\Omega$ )	測定電圧 (mV)	理論値 (mV)
620	-369.4	-385
4700	-3324	-2915

表 13 抵抗分圧の測定結果

よって、正しく分圧されていることが確認できた。

## 5 Firmware 開発

本節では、デジタル信号を処理する Firmware の構造について説明する。

papillon board の firmware に必要とされる機能を以下にまとめる。

- モニターの信号波形を FPGA に読み込む
- ビーム位置と幅を計算する
- 位置と幅それぞれに対して、閾値（現在  $> 1.5mm$ ）と比較して閾値を超えていたらインターロック信号を出す
- レジスタ操作で閾値を決定
- レジスタ操作で強制的にインターロック信号を出せるように
- レジスタ操作でインターロック信号をクリアする
- Attenuator の減衰率の選択

この firmware は Open-It(Open Source Consortium of Instrumentation) の先行研究である LTARS プロジェクト [36] の 32ch 又は 64ch の FADC 読み出し firmware を元に、読み出しを 24ch に変更及び必要な機能を追加していくことで開発を進めていった。

### 5.1 全体構造

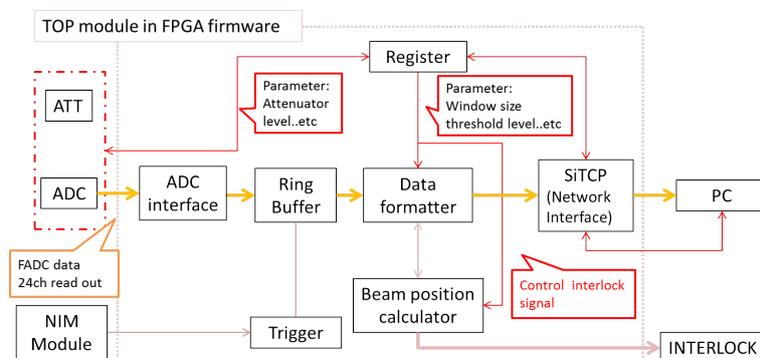


図 67 firmware の信号処理フロー

firmware の処理の流れについて説明する。ADC でデジタル変換された SSEM からの信号をシリアル通信によって取得する。取得したデータを Interface でパラレル変換を行う。変換されたデータは Ring buffer へ書き込まれるが、この Ring buffer は channel ごとに決められた sample 数のデータを保持し、古いデータから上書きされていく。トリガーを受信したら、設定した sample 数だけ過去のデータから 1spill 分のデータを取り出し、位置計算を行ない、位置が閾値を超えているかを検証し、ずれていた場合には Interlock 信号を発報する。計算結果及び取得したデータは決められたフォーマットに変換し、TCP 通信により PC に転送する。また、閾値の設定や Interlock のリセット等の外部制御は UDP 通信により、PC で行う。

## 5.2 回路設計

firmware の回路設計には、Xilinx 社の Vivado Design Suite<sup>\*3</sup>を使用した。以下からは、各部の設計について詳細に述べる。

### 5.2.1 ADC interface

開発したボードはデジタル変換された SSEM からの信号をシリアル通信によって取得している。取得した SSEM からの信号波形を用いて位置計算を行なうため、信号をパラレル変換する必要があった。そのために信号のシリアルパラレル変換を行うことの出来る Interface を構成した。

pin	I/O	用途
s_ADC_Data_P	input	Papillon board のADCから出力されたデータ(正)(12bit 8ch)
s_ADC_Data_N	input	Papillon board のADCから出力されたデータ(負)(12bit 8ch)
adc_if_en	input	ADC itnerface moduleのイネーブル信号
adc_if_reset	input	ADC itnerface moduleのリセット信号
in_delay_reset	input	Idelayのリセット信号
delay_tap_in1~delay_tap_in8	input	Register moduleからのIdelayによるADCから出力されたデータのdelay値の設定
delay_tap_in_fco	input	Register moduleからのIdelayによるADC_FCOのdelay値の設定
ADC_Data1~ADC_Data8	output	パラレル変換されたデータ(12bit 8ch)

図 68 Interface module の主要なピン

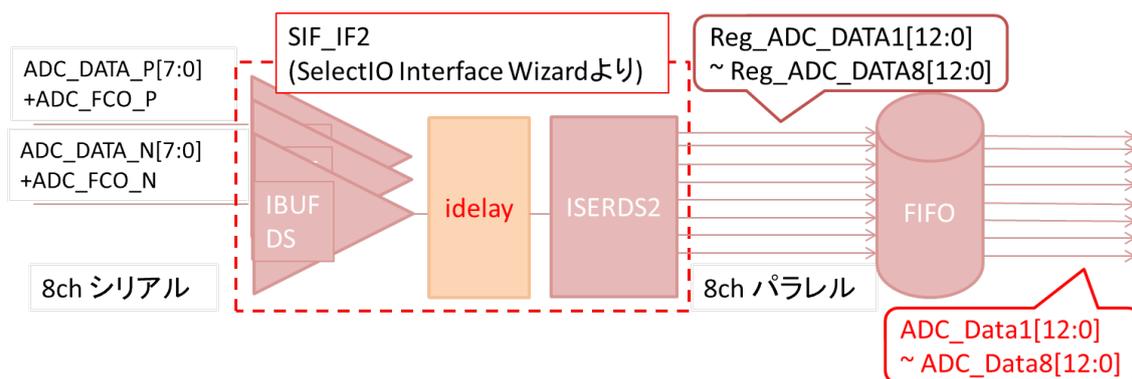


図 69 Interface module の概略図

この Interface module は 8ch の信号のシリアル-パラレル変換を行う。今回は、合計 24ch の信号を処理するため、同様の module を 3 つ用意し、24ch の信号の処理を行った。

\*3 vivado のバージョンは “vivado 2016.2”

Interface module は papillon board の ADC からのデータのタイミングと同期させる必要があるため、papillon board の電源投入時に `adc_if_reset` を一度立ち上げてから、`adc_if_en` を立ち上げ、データ取得を開始する必要がある。

Interface module はまず、8ch のデータ信号と ADC の FCO の信号の差動信号を、Xilinx が提供している SIF\_IF へ入力する。SIF\_IF の中では、まず IBUF で差動パラレル信号をシングルパラレル信号に変換する。idelay で各 ch のデータを delay させる。delay の値は UDP 通信で入力 (`delay_tap_in1[4:0]`～`delay_tap_in8[4:0]` 及び `delay_tap_in_fco[4:0]`) し、最大で  $78\text{ps} \times 31 = 2.418\text{ns}$  delay させることができる。そして、delay 調整した各 ch のシリアル信号は ISERDS2 に入力され、パラレル信号へと変換される。そして、FIFO に入力されて、他の module へと信号が送られる (`ADC_data1[11:0]`～`ADC_data8[11:0]`)。

### 5.2.2 Ring Buffer

ADC interface から出力されたデータをためておくバッファ領域のうち、終端と先端が連結され、循環的に利用することが出来る Ring buffer module を構成した。以下に主要なピンを示す

pin	I/O	用途
ADC_Data	input	ADC IFから出力されたデータ(12bit 24ch)
ENABLE	input	入力データをバッファするための同期イネーブル
TRIGGER	input	SSEMからの1spill間データ受信を開始する内部トリガー
RAW_ADC	output	バッファしたADCデータの出力
RAW_SOD	output	SSEMからの1spill間データ冒頭でhighになる

図 70 Ring Buffer 主要なピン

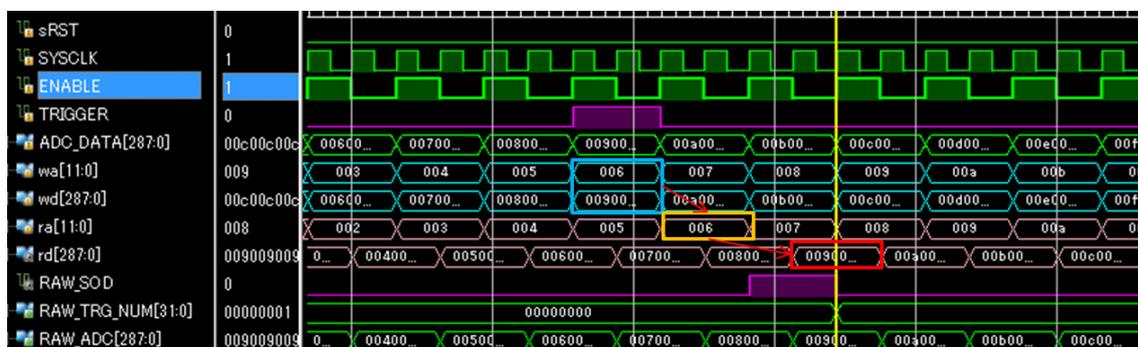


図 71 Ring Buffer module の動作シミュレーション

Ring Buffer module の動作シミュレーションを図 71 に示す。Ring Buffer module では、SYSCLK は 160MHz、ENABLE は 80MHz のクロックを使用している。また、今回のシミュレーションでは、簡単のため、入力された ADC からのデータ (ADC DATA[287:0]) は ENABLE と同期してカウントアップするカウンタを使用している。図 71 の TRIGGER は NIM から入力されたトリガー信号を元にしたデータの始点を示す。ADC DATA[287:0] は ENABLE の立ち上がりで Ring buffer module 中のメモリに格納される (wd(write data))。この時格納されたデータのアドレスとして wa(write address) が与えられ、wa も wd と同様に ENABLE の立ち上がりでカウントアップする。例えば、図 71 の青枠で示した TRIGGER が立ち上がっている時のデータ 009009... という wd は、006 という wa に保存されていることになる。

次に ra でアドレスを指定することでメモリに格納したデータを読み出す。例えば、先ほどメモリに格納した 009009... というデータを読み出す場合は次のオレンジ枠が示すように ra で 006 を指定する。すると、次の赤枠のように 1SYSCLK 後にアドレス 009 に格納されていたデータが rd として読み出される。ここで、青枠と赤枠を比べると、データがメモリに格納されてから出力されるまで 5 x SYSCLK 分ずれていることが分かる。従って、データの始点を示す TRIGGER 信号も 4 x SYSCLK 分ディレイし、同じ意味を持つ RAW\_SOD が立ち上がるようにし、RAW\_SOD が立ち下がってから RAW\_TRG\_NUM がカウントアップするように調整している。

### 5.2.3 Data Formatter

Ring Buffer module から出力されるデータは SiTCP で TCP 通信を行う際に決められたフォーマットに変換する必要がある。

pin	I/O	用途
ENABLE	input	入力データをバッファするための同期イネーブル
REG_HD_ID	input	SiTCP出力データのheader ID (0x012345)
REG_WINDOW	input	1 event データ長 (40MHz sampling rate:15360byte 80MHz sampling rate:30720byte)
RING_ADC	Input	Ring bufferからのデータ(12bit 24ch)
RING_SOD	Input	Ring bufferからのデータの始点信号
REG_TAG_COUNT	Input	VMEからのイベントトリガータグ番号
RING_TRG_NUM	Input	VMEからのイベントトリガータグ始点でhigh
SiTCP_TX_WD	Output	SiTCP moduleへデータ転送する8bitのbus信号
SiTCP_TX_WE	Output	SiTCP moduleへデータ転送する時のデータイネーブル信号

図 72 Data Formatter の主要なピン

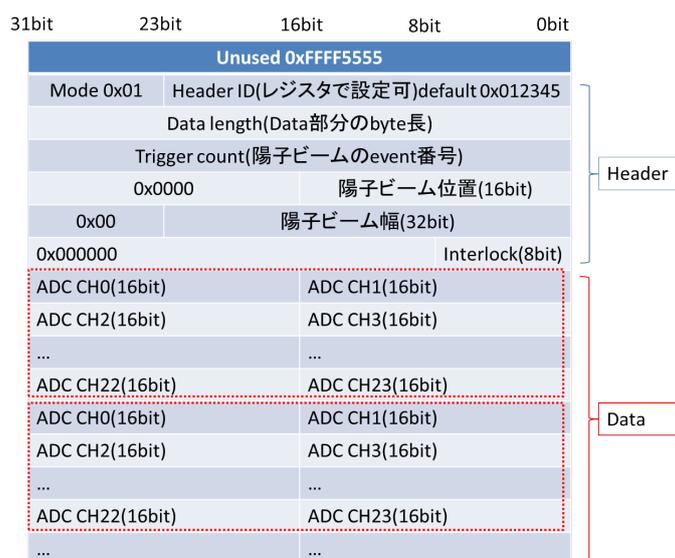


図 73 フォーマット変換後のデータ形式

図 72 に Data formatter の主要なピン、図 73 にフォーマット変換後のデータ形式を示す。図 73 の Header 部分は ID やデータのデータバイト長、陽子ビームのイベント番号等が記載されており、Data 部分は赤い四角で囲まれた部分が SSEM からの 24strip の 1sample 分のデータで、設定した時間 ( $1spill = 8\mu s$ ) の長さだけ繰り返される。

Data Formatter は大きく分けて、次のページに示す通り 4つのブロックに分かれている。全体の回路シミュレータでの動作シミュレーションの結果を図 74 に示す。SYSCLK は 160MHz、ENABLE は 80MHz のクロックを使用している。今回のシミュレーションでは、SSEM からのデータである RING ADC には、実際に動作試験で取得した波形データを入れている。ここでは、データのフォーマット変換に関連する Write Data 部と Read Data 部について述べる。

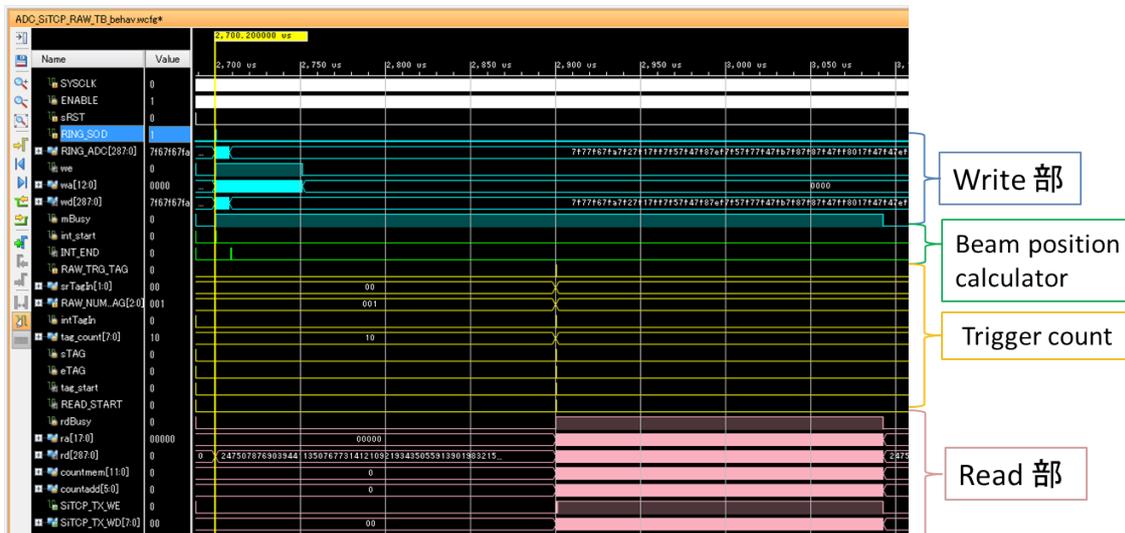


図 74 全体の動作シミュレーション

- Ring Buffer からのデータをメモリに格納する Write Data 部
- Ring Buffer からのデータを用いて位置計算を行なう Beam position calculator(次節で説明)
- 陽子ビームの event 番号を取得する Trigger count 部 (papillon board ver.1 には未実装。詳しくは 6.2.2 で説明)
- メモりに格納したデータを SiTCP へ読み出す Read Data 部

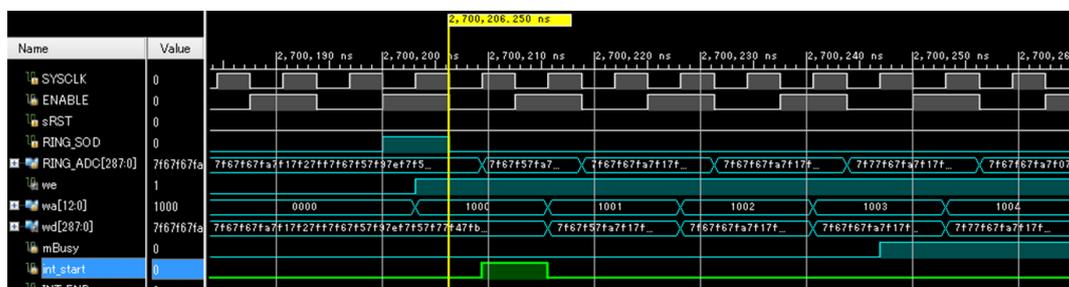


図 75 Write 部の動作シミュレーションの拡大図

Write 部の動作シミュレーションの拡大図を図 75 に示す。Write 部では、RING\_SOD が立ち上がると、we(write enable) 信号が立ち上がり、8bit 幅、メモリ深さ 4096 のブロックメモリに Ring Buffer からのデータを格納し始める。図の wd(write data) は Ring buffer からのデータ (12bit × 24ch) で wa(write address) は格納したデータの sample 番号である。wd 及び wa は 1sample ずつ更新されている。図の int\_start が立ち上がるとこれと並行して、Ring Buffer で取得したデータを元に位置計算を行なう。こちらに関しては、次の節で詳しく説明する。

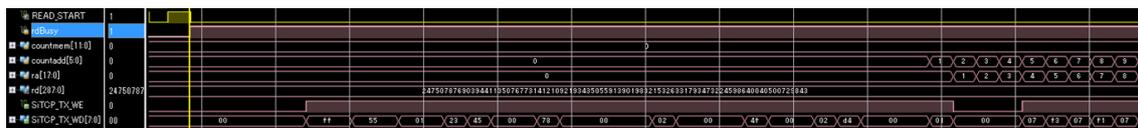


図 76 Read 部の動作シミュレーションの拡大図

Read 部の動作シミュレーションの拡大図を図 76 に示す。位置計算が終了し陽子ビームのイベント番号を取得すると、Read start が立ち上がる。SiTCP\_TX\_WE が立ち上がり、SiTCP\_TX\_WD の 8bit バス信号により図 73 のフォーマットに従ってまずは Header 情報が出力される。そして、SiTCP TX WE が一度立ち下がって、今度は ADC データが古い方から順に出力される。この時出力される ADC データは図 76 に示すように 1ch につき 12bit ではではなく、上位に 4bit 分 0 が合成されて 16bit(2byte) の rd(read data) として、1byte ずつに区切って呼び出される。

15 bit	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0 bit
0	0	0	0	ADCからのデータ(12bit)											

図 77 rd の構造。データを読み出すときは赤線で示したように 1byte ずつに区切られる。

また、ra(read address) が読み出すデータのアドレスである。図 78 の ra[17:0] と countmem[11:0] と countadd[5:0] は図 78 で示すような関係がある。

17 bit	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0 bit
データのsample数(waと同様)												ADCのCH番号0~23					

図 78 ra の構造。上位 12bit が countmem で下位 6bit が countadd を表す。

上記の countadd のカウントアップによって rd が 1byte ずつ呼び出されて、SiTCP\_TX\_WD に出力される。1sample 分のデータは 24ch × 2byte=47 なので、ra は、countadd が 47 までカウントアップしたら直ちに 0 にリセットされ、同時に countmem が 1 カウントアップするように設計する必要がある。

## 5.2.4 Beam position calculator

Ring buffer module から出力されたデータを用いて陽子ビームの位置計算を行い、閾値からずれていた場合には Interlock 信号を発報する必要がある。従って、5.2.3 の Data formatter モジュール内に取得したデータを元にビーム位置を計算する Beam position calculator を構成した。

pin	I/O	用途
ENABLE	input	入力データをバッファするための同期イネーブル
DATA_LENGTH	input	位置計算データ長 (40MHz sampling rate:320 sample 80MHz sampling rate:640sample)
WRITE_DATA	Input	Ring bufferからのデータ(12bit 24ch)
WRITE_ENABLE	Input	Ring bufferからのデータの始点信号
STRIP_POSITION	Input	Register moduleからのSSEMのstripの位置(16bit 24ch)
THRESHOLD	Input	Register moduleからのビーム位置の閾値(16bit)
INT_TAG		ビーム位置の計算終了後立ち上がる
INT_END		ビーム位置の計算終了後に1 clock分high
BEAM_POSITION	Output	Firmwareで計算したビーム位置(16bit)
BEAM_WIDTH	Output	Firmwareで計算したRMS(24bit)
INT_INTERLOCK	Output	Interlock 信号。ビーム位置が閾値を超えた場合立ち上がる

図 79 Beam position calculator の主要なピン

Beam position calculator の主要なピンの説明を図 79 に示す。Beam position calculator は主に以下の順番で計算を進めている。

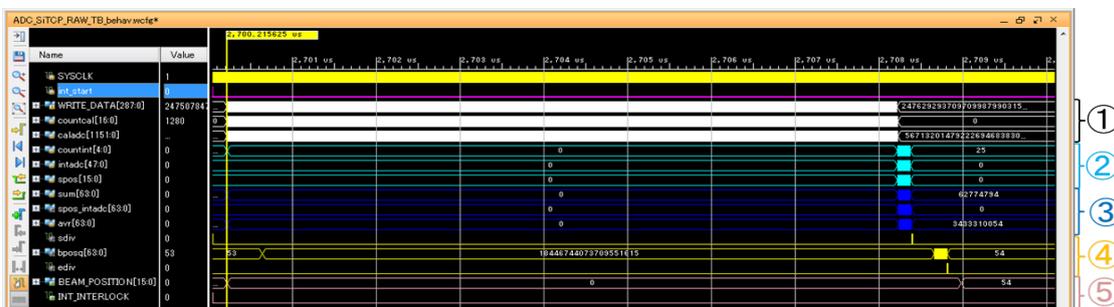


図 80 全体の動作シミュレーション

1. 各 strip の 1spill 間 ( $=8\mu\text{s}$ ) の累積積分  $Q_{strip}$  を計算する。
2. 各 strip の  $Q_{strip}$  の結果、各 strip の位置  $x_{strip}$  のデータ呼び出す。
3.  $Q_{strip}$  と  $x_{strip}$  の結果を用いて重心計算の計算に用いる  $\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip}$  と  $\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}$  を計算する
4. 重心計算  $\frac{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}}{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip}}$  を計算する。
5. 計算結果を Data formatter module へ出力する。

まず、各 strip の 1spill 間の信号量  $Q_{strip}$  を求める。Ring buffer からの波形データ (WRITE\_DATA 12bit 24ch) は SSEM から papillon に送られたアナログ波形  $p(t)$  を ADC で 40MHz または 80MHz でサンプリングされたデジタル波形  $P_i$  である。各 strip の 1spill 間 ( $=8\mu\text{s}$ ) の累積積分を 1spill 間の sampling データ数 ( $40\text{MHz} \times 8\mu\text{s}=320\text{sample}$  または  $80\text{MHz} \times 8\mu\text{s}=640\text{sample}$ ) の足し挙げと近似し、 $Q_{strip}$  を firmware の中で以下の式のように計算する。

$$Q_{strip} = \int_0^{spill} p(t)dt \simeq \sum_{i=0}^{sample} p_i \quad (66)$$

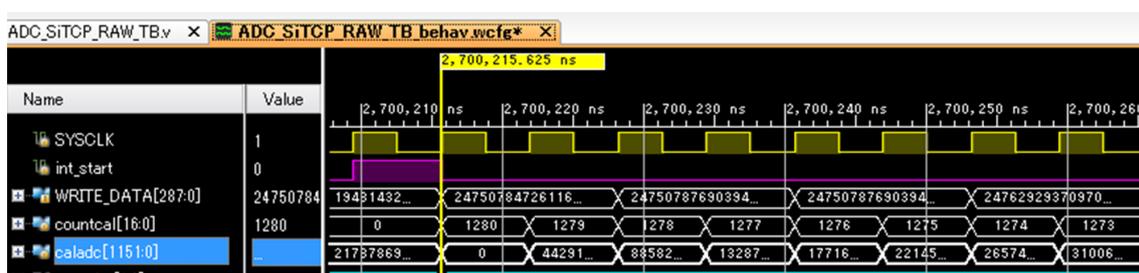
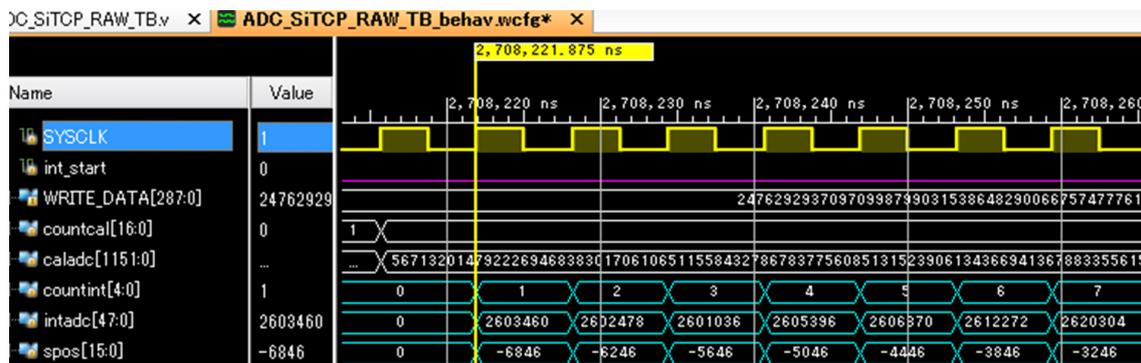


図 81 各 strip の 1spill 間 ( $=8\mu\text{s}$ ) の累積積分  $Q_{strip}$  の計算シミュレーションの拡大図

$Q_{strip}$  の firmware 内の計算シミュレーションを図 81 に示す。SYSCLK は Beam position calculator の SYSTEM CLOCK であり、160MHz の周波数である。WRITE\_DATA が取得した陽子ビームの波形データ、int\_start が取得したデータの始点を示す。また、各 strip の信号の足し挙げを行うために、SYSCLK が立ち上がると足し挙げ回数をカウントする countcal[16:0] と  $Q_{strip}$  計算を行なう信号 caladc[1151:0] を用意した。firmware 内では SYSCLK が立ち上がるごとに countcal がカウントダウンし、 $Q_{strip}$  の計算を行なっている。各 strip の  $Q_{strip}$  の計算は caladc[48\*24-1:0] に図 82 のようにまとめられている。

1151 bit	...	1104 bit	.....	143 bit	...	96 bit	95 bit	...	48 bit	47 bit	...	0 bit
$Q_{23}$				$Q_2$			$Q_1$		$Q_0$			

図 82 caladc[48\*24-1:0] の構造。

図 83 各 strip の  $Q_{strip}$  の結果、各 strip の位置  $x_{strip}$  のデータの呼び出しシミュレーションの拡大図

$Q_{strip}$  の計算が終了すると、各 strip の  $Q_{strip}$  の結果と各 strip の位置  $x_{strip}$  のデータの呼び出しを開始する。その様子を図 83 に示す。各 strip の  $Q_{strip}$  の結果と各 strip の位置  $x_{strip}$  のデータの呼び出しが開始されると countint[4:0] がカウントアップを開始する。この countint の値は strip の番号を意味し、各 strip ごとに 1spill 間の信号量  $Q_{strip}$  の値 (int adc[47:0]) と Register module(5.2.6 で説明) に格納されている strip の位置  $x_{strip}$  の値 (spos[15:0]) を 1strip ごとに呼び出す。例えば、図 83 の countint=1 の時の intadc は  $Q_0$  の値で spos は  $x_0$  の値である。

図 84  $\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip}$  と  $\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}$  の計算シミュレーションの拡大図

各 strip ごとに呼び出した  $Q_{strip}$  の値と  $x_{strip}$  の値を以下の 2 式のように足し挙げていく。

$$sum = \sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \quad (67)$$

$$avr = \sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip} \quad (68)$$

足し挙げの様子を図 84 に示す。firmware で掛け算を行うには、複雑な回路設計が必要なため、Xilinx 社が提供している IP カタログの中の掛け算器を使用している。図の sum[63:0] が sum の計算をしている様子で spos\_intadc[63:0] が  $Q_{strip} \times x_{strip}$  の計算をしている時の様子。spos\_intadc の結果は図の avr[63:0] に引き渡され、avr の式のように足し挙げられる。

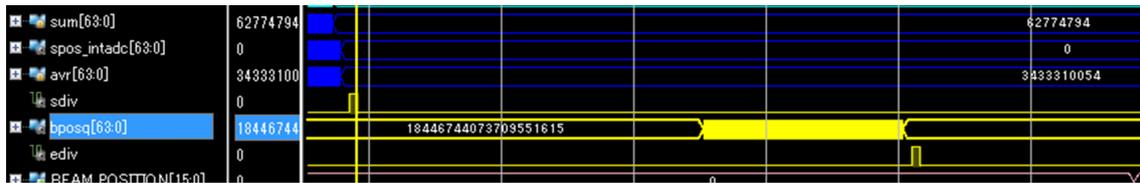


図 85 重心計算  $\frac{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}}{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip}}$  の計算シミュレーションの拡大図

上記の計算が終了したら、重心計算を行ない、ビーム位置を求める。

$$X(mm) = \frac{avr}{sum} = \frac{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}}{\sum_{strip=0}^{23} Q_{strip}} \quad (69)$$

firmware で割り算を行うには、複雑な回路設計が必要なため、xilinx 社が提供している IP カタログの中の割り算器を使用している。割り算器を用いての重心計算の様子を図 85 に示す。 $avr = \sum_{strip=0}^{23} Q_{strip} \times x_{strip}$  の計算が終了すると sdiv 信号が立ち上がる。sdiv 信号が立ち上がると割り算器が  $\frac{avr}{sum}$  の計算を開始する。割り算の計算が終了すると ediv の信号が立ち上がる。このように割り算器は計算を開始してから値を返すまでに時間がかかることが分かる。

計算したビーム位置を閾値と比較し、超えていた場合は Interlock 信号が立ち上がり、board の Interlock コネクタからインターロック信号を発報する。また、閾値と interlock 信号は後述する register module を用いて閾値の変更・Interlock 信号の制御可能となっている。

## 5.2.5 SiTCP module

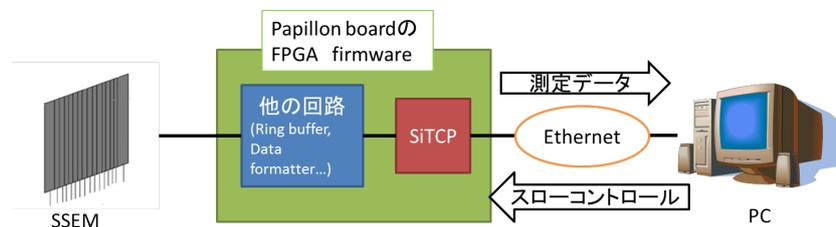


図 86 SiTCP 使用の模式図

Data Formatter module から出力されるデータは、TCP 通信にて PC に転送される必要がある。そのために、firmware と PC との通信に用いる SiTCP モジュール [37] を使用した。SiTCP は物理実験のフロントエンドをイーサネットで PC に接続する技術のことであり、通常は FPGA に実装する。SiTCP を動作させるために必要な部品は以下の 4 つである。

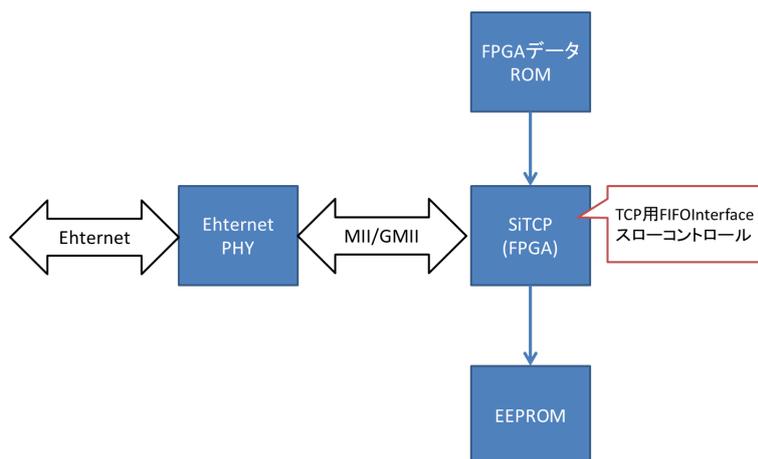


図 87 必要部品とユーザー Interface

1. Xilinx 社 FPGA:SiTCP を実装するための FPGA(詳しくは 4.2.4)
2. FPGA 用 ROM:FPGA データを格納するための ROM
3. EEPROM:MAC アドレス等のネットワークパラメータを格納するための ROM
4. Ethernet PHY デバイス:UTP(イーサネットポートとして標準的なツイストケーブル)を採用する場合には必要

2 については FPGA のプロジェクトを保存するための ROM であり、ボードの電源が入るとこの ROM に格納されたプロジェクトを FPGA にダウンロードする。3 については SiTCP のネットワークパラメータを格納するための ROM でボードの IP アドレスや MAC アドレス、TCP 動作パラメータなどの多くのパラメータが格納される。4 については SiTCP は Gigabit Ethernet(GMII) と MII での使用が可能であり、ボードに

は GMII と MII 両方で通信可能なチップを実装している。(詳しくは 4.2.5 または 4.3.3) SiTCP と PC との通信速度の切り替えは Ethernet のスピードに合わせて切り替える必要がある。

SiTCP とその他の回路を接続する interface は 2 種類ある。データ転送用に使用する TCP FIFO interface とレジスタ制御などに使用するスローコントロール interface である。データ転送用 TCP は 5.2.3 に示した通りの順番でデータを SiTCP に書き込むと、自動的に PC にデータ転送される。スローコントロールはアドレス信号やデータ信号、リードライト信号などから構成される単純なバスアクセスプロトコルを採用した制御インターフェースであり、詳しい動作は 5.2.6 節、5.3.2 節で述べる。

### 5.2.6 Register module

アッテネータや ADC 等のボードに実装された部品の制御や firmware の制御、ビーム位置計算に用いるパラメータの変更等を PC で行うために Register module を構成した。Register module は Ring buffer 等の firmware に使用する各種設定用のパラメータをまとめて保存しているが、デフォルトでは firmware 作成時に設定した値になっている。Register module は SiTCP module と接続されており、PC から UDP 通信で指定されたパラメータの値を読み出し・書き換えを行うことが出来る。(詳しくは 5.3.2 節にて説明) また、SPI 通信を行う機能を実装しており、このモジュールの SPI 信号線を ADC と接続することで、PC から ADC のレジスタコントロールも可能となっている。Register module のアドレスマップを示す。

Address	Contents	defaults
0x00~0x03	FPGA projectのversion(4byte)	Projectを更新した日付
0x05	Processing mode number:特に使用しない(2bit)	1
0x06~0x07	Window size:1 eventのサンプル数	640(ADC CLOCK 80MHZの場合)
0x08	Delay:データディレイ数	0
0x0A~0x0C	Packet header ID(3byte)	012345
0x0D	Thinning ADC Data:データの間引き間隔(1byte)	1
0x10	ADC select:ADCのチップ選択(1byte)	0(ADC1)
0x1□	ADC register:ADCのレジスタ	
0x20~0x37	Attenuator level:可変アッテネータレベル 2bit × 24ch	0(1/1)
0x38~0x39	Threshold level:ビーム位置の閾値(2byte)	1.5mm(0x96)
0x3A~0x3B	Offset:ビーム位置のオフセット(2byte)	0.0mm(0x0)
0x3C	Interlock:interlockのリセット・強制発報(2bit)	0
0x40~0x6F	Strip position:SSEMのstripの位置(2byte × 24ch)	

図 88 Register module のアドレスマップ

0x0D アドレスの Thinning ADC Data パラメータは ADC データを間引くときに使用するパラメータであり、この値を変更することでデータの sampling 速度を変えることが出来る。

0x10 アドレスの ADC select パラメータは SPI 通信で制御できる ADC chip(全 3chip) を選択することが出来る。また、0x1□のアドレスは ADC chip の内部レジスタを書き換えたいときに ADC の該当アドレスを入力することで、ADC chip 内のアドレスを変更することが出来る。例えば ADC3 チップの 0x0d のアドレスを変更したい場合は RBCP shell にて 0x10 に 2 を書き込んだのち、0x10d というアドレスを指定して書き換えたい値を送信することで、ADC 内部のレジスタ値を変更することが出来る。

Attenuator level パラメータは 4.2.1 節で説明した通り、各 ch の可変アッテネータのアッテネータレベルを変更することが出来る。

Threshold level パラメータは 5.2.4 節で説明した通り、ビーム位置の閾値を変更することが出来る。ただし、このモジュールでは小数を扱うことが出来ないの値を入れる際には入れた値 (mm) を 100 倍した値

の 16 進数で入力する。例えば、デフォルトだとビームの閾値は 1.5(mm) なので、実際に Register module に入力する際には 1.5(mm) を 100 倍した 150 の 16 進数表示である 0x96 を入力する。同様に Offset パラメータはビーム位置のオフセットを変えることが可能で、値の扱いは threshold level と同様である。また、Strip position はビーム位置計算に用いる SSEM の strip の位置を格納する Register で、値の扱いは Threshold と同様で入れたい値 (mm) を 100 倍した値の 16 進数表示を入力する。(負の値は使用可能である) また、Interlock パラメータはインターロックが発報された状態で 2 に設定するとビーム位置計算及び interlock 状態がリセットされ、0 に戻すと通常の動作が再開される。また、このパラメータを 1 に設定すると強制的に Interlock 信号を発報させることが出来る。

### 5.3 Firmware の性能評価

#### 5.3.1 PC とのネットワーク通信の確認

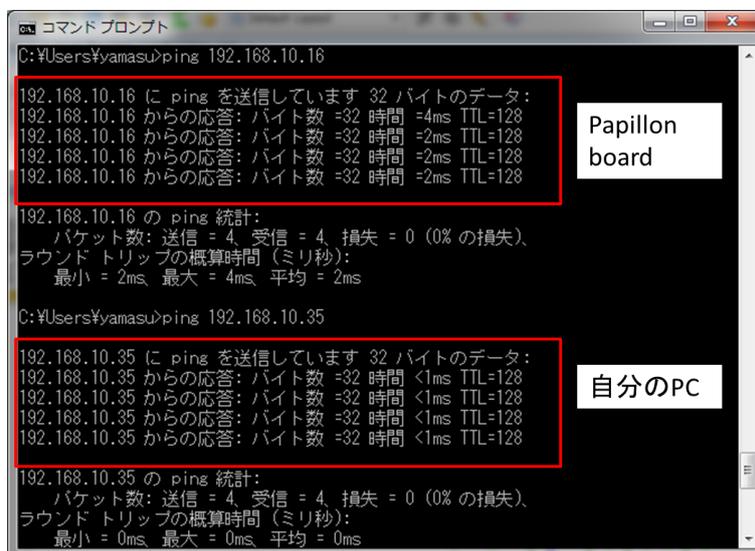
papillon board は他の機器と通信するために IP アドレスが設定されている。開発した firmware を FPGA に実装して、papillon board と PC をイーサネットケーブルで接続し、papillon board と PC 間のネットワーク通信を検証した。

準備物

- papillon board ver.1
- DC 電源 3 台 ( $\pm 3.3V$ ,  $\pm 5.0V$ ,  $\pm 12.0V$ ):TEXIO PW18-3AD
- 配線コード 7 本
- イーサネットケーブル
- LAN コネクタ (100BASE-T)

方法

1. 自分の PC の IP アドレスを 192.168.10.35 に設定する。
2. papillon board の電源を入れる
3. コマンドプロンプトにて ping コマンドを実行する
4. papillon board から応答が返ってくるかを確認する。



```
コマンドプロンプト
C:\Users\¥yamasu>ping 192.168.10.16
192.168.10.16 に ping を送信しています 32 バイトのデータ:
192.168.10.16 からの応答: バイト数 =32 時間 =4ms TTL=128
192.168.10.16 からの応答: バイト数 =32 時間 =2ms TTL=128
192.168.10.16 からの応答: バイト数 =32 時間 =2ms TTL=128
192.168.10.16 からの応答: バイト数 =32 時間 =2ms TTL=128
192.168.10.16 の ping 統計:
    パケット数: 送信 = 4、受信 = 4、損失 = 0 (0% の損失)、
ラウンドトリップの概算時間 (ミリ秒):
    最小 = 2ms、最大 = 4ms、平均 = 2ms
C:\Users\¥yamasu>ping 192.168.10.35
192.168.10.35 に ping を送信しています 32 バイトのデータ:
192.168.10.35 からの応答: バイト数 =32 時間 <1ms TTL=128
192.168.10.35 の ping 統計:
    パケット数: 送信 = 4、受信 = 4、損失 = 0 (0% の損失)、
ラウンドトリップの概算時間 (ミリ秒):
    最小 = 0ms、最大 = 0ms、平均 = 0ms
```

図 89 PC とのネットワーク通信の確認

実行結果を図 89 に示す。papillon board の IP アドレスは 192.168.10.16 で、自分の PC の IP アドレスは 192.168.10.35 である。ping コマンドを実行した結果、ボードからの応答があり、PC と papillon board のネットワーク接続が確認できた。

### 5.3.2 UDP 通信の確認

開発した firmware は外部 PC からから register に格納された値を書き換え、papillon board を外部から制御できるようにするため、firmware の SiTCP module はスローコントロールの制御プロトコルである RBCP(Remote Bus Control Protocol) [37] 機能を実装している。RBCP は PC から UDP パケットを SiTCP に送信して SiTCP がバスマスタになっている内部バスを制御するプロトコルであり、UDP パケットにカプセル化された RBCP パケットを使用する。RBCP shell は pyson によって記述された RBCP サンプルプログラムである。以下にコマンドの例を示す。

コマンド	内容
rd [address] [length]	[address] から [length]byte 長のデータの読み込み
wrb [address] [write data]	[address] に 2byte 長のデータの書き込み
wrs [address] [write data]	[address] に 2byte 長のデータの書き込み
load [file name]	コマンドを記載したテキストファイルを読み込む
quit	プログラムの終了

表 14 RBCP shell コマンド [37]

PC とボードをイーサネットケーブルで接続し、Python プログラムの RBCP shell にて、UDP 通信が出来るかを検証した。

#### 準備物

- papillon board ver.1
- DC 電源 3 台 (3.3V,5.0V,12.0V):TEXIO PW18-3AD
- 配線コード 7 本
- イーサネットケーブル
- LAN コネクタ (100BASE-T)

#### 方法

1. papillon board の電源を入れる
2. コマンドプロンプトにて python program の RBCP shell を実行する。
3. rd 0x0 32 を実行し、正しい値が返ってくるかを確認する。

実行結果を図 90 に示す上記の動作を実行すると、register module に格納された 32bit(4byte) のデータを返す。赤色で囲まれた数字を見ると、0x012345 となっており、前節の register module のレジスタマップより正しいと確認できる。従って、RBCP によって FPGA のレジスタ値が確認でき、PC と papillon board 間で UDP 通信が正しく行われていることが分かった。

```

C:\Users\yamasu\Desktop\vivado\papillon_24ch\20161110>rbc.exe 192.168.10.16 466
0
SiTCP-RBCP$ rd 0x0 32
Received data:
[0x00000000] 16 01 13 01 - 01 01 0f a0
[0x00000008] 00 00 01 23 - 45 08 00 00
[0x00000010] 80 00 00 00 - 00 00 00 00
[0x00000018] 00 00 00 00 - 00 00 00 00
SiTCP-RBCP$

```

図 90 UDP 通信の確認

### 5.3.3 データ通信確認

papillon board は取得した信号波形のデータや、ビーム位置計算結果を TCP 通信で PC とやり取りをする必要がある。TCP 通信で正しくデータが送られてくるかを検証した。

方法

1. PC とボードをイーサネットケーブルで接続
2. ボードにデータ取得のためのトリガー用 NIM 信号を入力 (1Hz,1Vpp)
3. ADC の出力テストモードを用いて 0aaa と 0555 の信号を交互に入れる (ADC CLOCK 20MHz)。
4. nc(netcat) コマンドより TCP 通信にて転送されるデータをファイルに保存。
5. バイナリエディタにより、取得したファイルが正しいかを確認。

```

5555ffff 45230101 20010000 00000000
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a

```

図 91 転送されたデータファイル

結果を図 91 に示す。SiTCP から TCP 通信で取得したデータの並びはリトルエンディアンになっている。今回は簡単のため、6event のデータ取得を行った。図のオレンジの点線が event ごとのデータの区切りで、図の赤い四角が 0ch のデータである。出力結果を参照すると、ADC のテストモードで 0aaa と 0555 を交互に入

力しているにもかかわらず 0aaa と 0555 が 2event 連続で出力されている。そこで、firmware を確認したところ、メモリに入力する ra の bit 定義が間違っており、同じデータを 2 回読みだしていることが分かった。加えて、0ch のデータを見ると 3 番目のデータが 0a55 で 5 番目のデータが 05aa となっており、データが bit 化けていることが分かった。そこで、firmware の動作シミュレーションにてデータの出力タイミングを確認した。

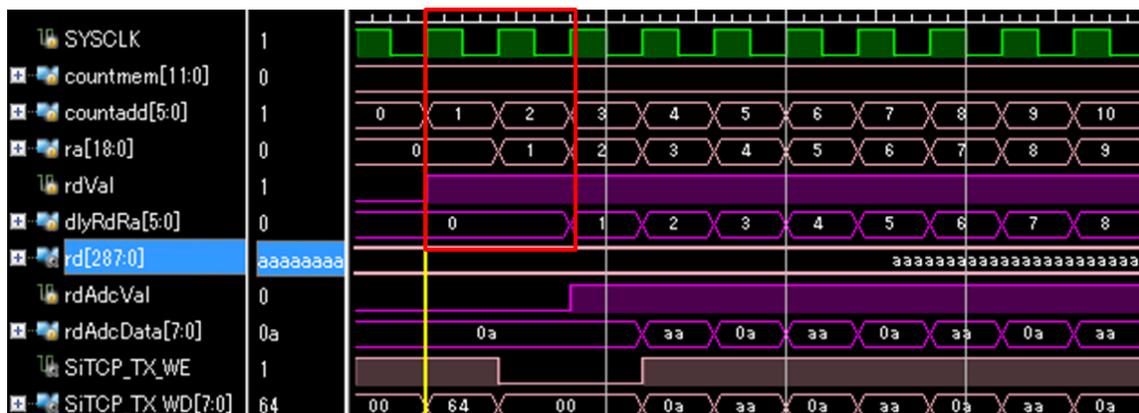


図 92 firmware の動作シミュレーション

結果を図 92 に示す。5.2.3 節で説明した通り、SiTCP TX WD へのデータ出力はメモリから読み出すデータ (rd) を countadd を用いて 8bit ずつ出力している。実際の firmware の動作は rdVal が立ち上がっている間、データの読み出しのタイミングの関係で ra を数クロック分遅らせた DlyRdRa[5:0] の値のアドレスに格納されたデータを読み出し (図 92 中の rdAdcData[7:0]) SiTCP TX WD にデータを出力している。そこで、動作シミュレーションの rdVal と dlyrdra のタイミングを見ると、図 92 の赤い四角で示す通り、0 を 2 クロック分読んでいたことが分かった。従って、アドレス 0 に格納しているデータを 2 回読んでいたため、firmware 中で SiTCP TX WD に出力したデータと PC でデータを読んだ時の ch のデータの切れ目が 1 クロック分ずれてデータの数値が変わる時 0ch のデータが bit ずれを起こしていることが分かった。以上の結果から rdVal と dlyrdra のタイミングを調整した。

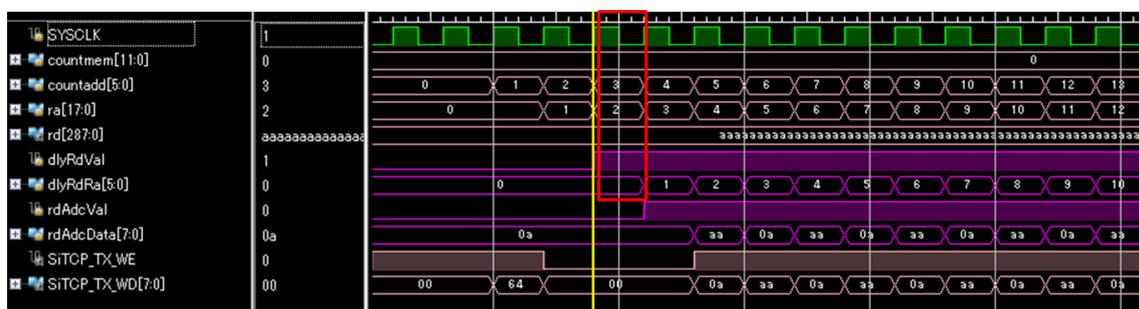


図 93 タイミング調整後の firmware の動作シミュレーション

調整後の動作シミュレーションを図 93 に示す。図 93 の赤い四角で示す通り、rdVal と dlyrdra のタイミングが正しく調整されていることが分かった。

```
5555ffff 45230101 20010000 00000000
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a aa0aaa0a
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
55055505 55055505 55055505 55055505
```

図 94 タイミング調整後の転送されたデータファイル

nc コマンドでデータ出力を確認した結果を図 94 に示す。図 91 と同様に ADC のテストモードを使用して 6event のデータ取得を行った。図 94 のオレンジの点線が event ごとのデータの区切りで、図 94 の赤い四角が 0ch のデータである。出力結果を参照すると 0aaa と 0555 が交互に出力されており、メモリからのデータ読み出しのバグと SiTCP へのデータ出力のタイミングのバグが修正されたことが分かった。

### 5.3.4 ADC 通信確認

5.3.1 節～5.3.3 節にかけての検証において、papillon board は SiTCP を利用してボードに実装した firmware で取得したデータを PC に転送できていることが分かった。そこで、papillon board にテスト信号を入力し、firmware から転送されたデータが入力波形を再現するかを検証した。

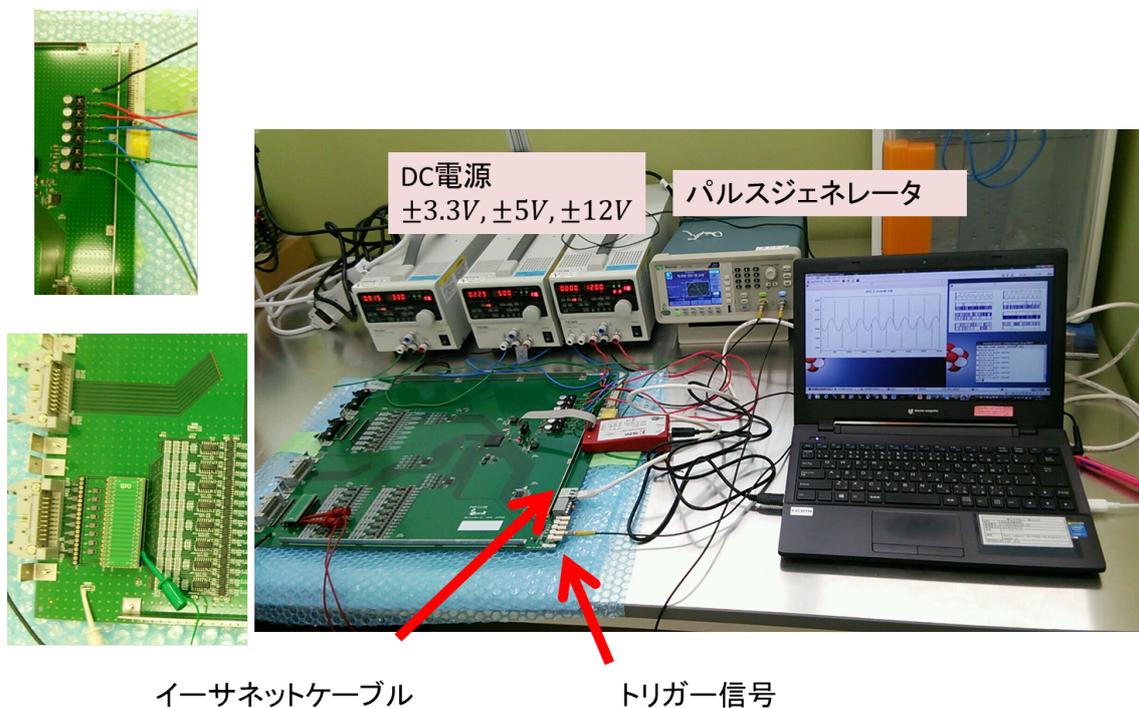


図 95 ADC 通信の確認実験のセットアップ

ADC 通信の確認実験のセットアップを示す。±3.3V, ±5.0V, ±12V の DC 電源とボードを図 95 の左上のように接続しボードに電源を投入し、以下の手順でテストを行った。

手順

1. PC とボードをイーサネットケーブルで接続
2. ボードにデータ取得のためのトリガー用 NIM 信号を入力 (1Hz, 1Vpp)
3. パルスジェネレータでテスト信号 (10kHz, 100mVpp, オフセット 0mV) を生成し、papillon board に図の左下のようなコネクタを用いて 1ch ずつ入力する。
4. nc(netcat) コマンドより TCP 通信にて転送されるデータをファイルに保存 (ADC CLOCK 40MHz, サンプリングレート 2.5MHz)。
5. 取得したデータをグラフにして表示する。

図 96 に示す通り信号が検出出来なかったため、ADC クロックの位相調整を行った。この機能は UDP 通信を通して ADC のレジスタにアクセスし、適切な ADC のレジスタを書き換えることによって実行できる。調整機能のレジスタと位相の関係を図 97 に示す。図 97 に示す通り、DCO の位相のデフォルト値は 180 で、レ

ジスタを 0~11 に変えることにより DCO に位相を 0~660 まで調整可能である。この機能を用いて DCO の位相調整を行った。

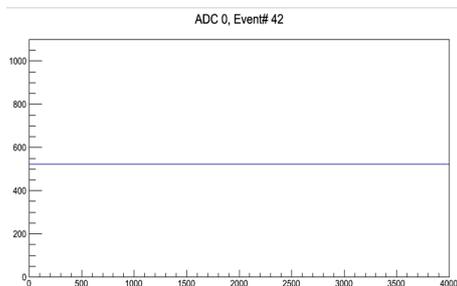


図 96 0ch のテスト波形取得結果 (他の ch も同様な結果を示した。) 縦軸が ADC の波高で横軸がサンプル数を示す。

Output Clock (DCO), Phase Adjust, Bits[3:0]	DCO Phase Adjustment (Degrees Relative to D± x Edge)
0000	0
0001	60
0010	120
0011 (Default)	180
0100	240
0101	300
0110	360
0111	420
1000	480
1001	540
1010	600
1011	660

図 97 調整機能のレジスタと位相の関係 [29]

結果を図 98 と図 99 に示す。図 98 は DCO の位相を 0 又は 60 に設定した場合で、図 98 は DCO の位相を 120 に設定した場合である。DCO の位相 180 以降に設定した場合は図 96 と同様に信号波形が検出できなかった。また、取得したテスト波形図 98 からサンプリングレートを計算すると、図 98 より波形の 1 周期が 250sample で、 $10\text{kHz}(=10^{-4}\text{s})$  のテスト信号を入れているので、

$$10^{-4}(\text{s}) : 250(\text{sample}) = x(\text{s}) : 1(\text{sample}) \quad (70)$$

$$x(\text{MHz}) = 2.5 \quad (71)$$

以上の調整を行った結果、ADC CLOCK40MHz で動作させた場合位相を 0 又は 60 に調整することで、正しく動作することが確認された。

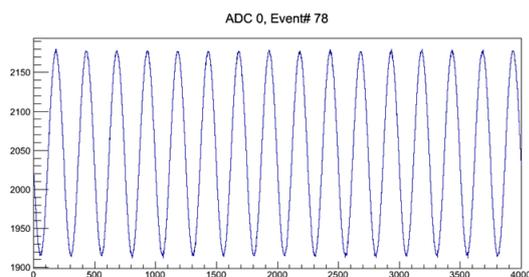


図 98 DCO の位相を 0 と 60 に設定した場合の 0ch のテスト波形取得結果 (他の ch も同様な結果を示した。) 縦軸が ADC の波高で横軸がサンプル数を示す。

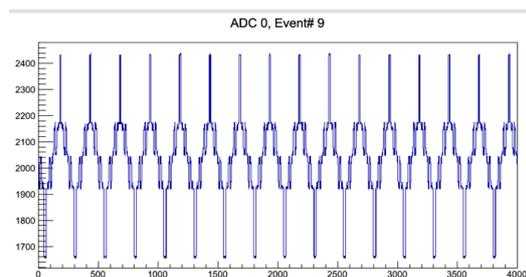


図 99 DCO の位相を 120 に設定した場合の 0ch のテスト波形取得結果 (他の ch も同様な結果を示した。) 縦軸が ADC の波高で横軸がサンプル数を示す。

実際に T2K 実験で取得する信号波形のパルス幅は  $500\text{ns}(=2\text{MHz})$  であるので、サンプリングレートをさらに上げる必要がある。そこで、データのサンプリングレートを firmware 上で 40MHz にして、 $10\text{kHz}, 100\text{mV}$ , オフセット  $0\text{mV}$  の正弦波を入力し、動作確認を行った。

結果を図 100 に示す。図から sampling rate を計算すると、

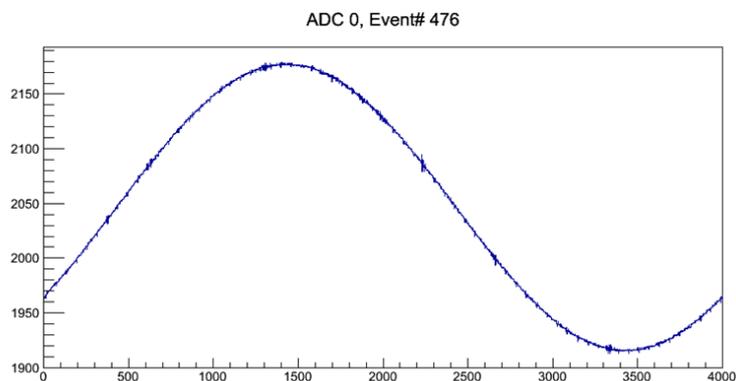


図 100 0ch のサンプリングレートを 40MHz のテスト波形取得結果 (他の ch も同様な結果を示した。) 縦軸が ADC の波高で横軸がサンプル数を示す。

$$10^{-4}(s) : 4000(sample) = x(s) : 1(sample) \quad (72)$$

$$x(MHz) = 40 \quad (73)$$

Firmware が ADC CLOCK40MHz, サンプリングレート 40MHz で正しく動作することが確認された。6.1 節の papillon board ver.1 を用いた動作試験は、上記のテストで確認した ADC CLOCK40MHz, サンプリングレート 40MHz でボードを動作させた。6.2 節の papillon board ver.2 を用いた動作試験は、firmware の ADC Interface を 5.2.1 節のように改良し、ADC CLOCK80MHz, サンプリングレート 80MHz でボードを動作させた。

## 5.3.5 Interlock 信号の動作確認

papillon board は T2K 実験導入時に以下の手順で運用することを計画している。

1. 陽子ビーム運転前に閾値を設定する。この時、Interlock 信号は発報せず、閾値を超えたら発報する状態にしておく。
2. 陽子ビーム運転中で特に問題ないときは Interlock 信号は発報しない。
3. 陽子ビーム運転中にビーム位置が設定した閾値を超えた場合は Interlock 信号を発報し、陽子ビームを停止する。
4. ビーム位置のズレの原因を調査し、問題が解決したら Interlock 信号をリセットし、1 の状態に戻す

従って、papillon board 運用時に要求される Interlock 信号の機能は以下の 2 点である。

- 設定した閾値を超えたらリセットするまで Interlock 信号を発報し続けること。
- 陽子ビームが停止した場合はトリガー信号も停止するため、papillon board にトリガー信号を投入しなくても Interlock 信号をリセットできること。

よって、上記 2 点の動作を確認するため、Interlock 信号の動作試験を行った。図 101 にセットアップの写真を示す。

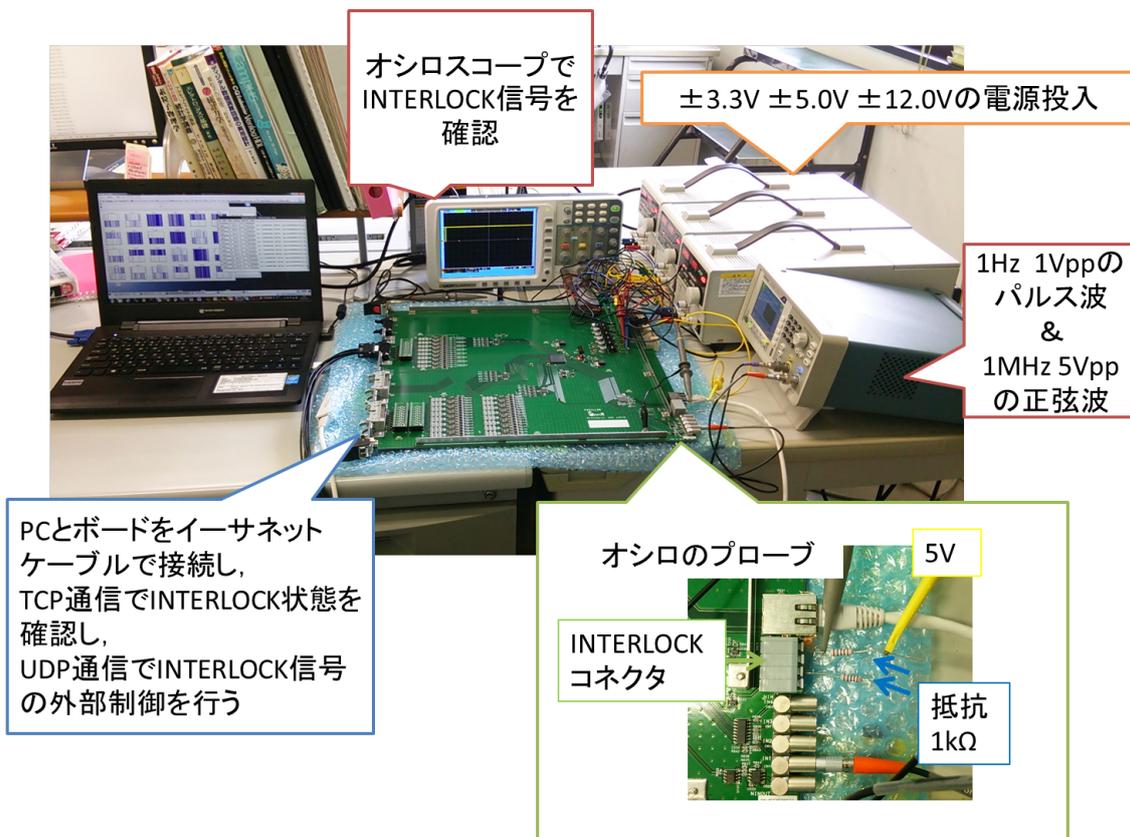


図 101 Interlock 信号の動作試験のセットアップ

## 準備物

- papillon board ver.1
- DC 電源 3 台 (3.3V,5.0V,12.0V):TEXIO PW18-3AD
- 配線コード 7 本
- イーサネットケーブル
- LAN コネクタ (100BASE-T)
- Interlock 信号確認用抵抗 (1k $\Omega$ )2 個

## 実験手順

1. 固定アッテネータカード-18db を挿入する。
2. インターロックコネクタに抵抗を挿入し、電源とオシロのプローブを図 101 のように接続する。
3. ボードに電源を投入し、初期設定を行い、可変アッテネータレベルを 1/8 に設定する。
4. 信号波形を何も入れない状態でデータ取得を開始し、10event 取得する (トリガー信号 1Hz,1Vpp のパルス波)
5. 23ch にパルスジェネレータで生成した 1MHz、5Vpp の正弦波を投入し、ビーム位置計算結果が閾値を超えるようにする。
6. Interlock 信号が発報されたのを確認したら、トリガー信号を停止する。
7. 23ch に投入した信号を停止し、トリガー信号をリセットする。
8. データ取得を再開する。
9. 4~6 までを繰り返す。



図 102 オシロスコープで取得した Interlock 信号の動作結果。図中の数字は実験手順の番号を示している。

オシロスコープで取得した Interlock 信号の動作結果を図 102 に示す。図 102 にあるように Interlock 信号が出ていない時は 5V のレベル信号が出ていて、Interlock 信号が発報した場合は 0V になっているため、想定通りの動作をしていることが分かった。

## 6 陽子ビームを用いたボードの動作試験

開発したボード及び firmware を用いて T2K 実験にボードを導入し、最初に開発した papillon board ver.1 は 1 回、papillon board ver.1 の結果を元に改良した papillon board ver.2 で 2 回ボードの動作試験を行った。

### 6.1 papillon board ver.1 の動作試験

#### 6.1.1 動作試験の概要

2017 年 2 月 22 日の午前 8 時 30 分から午前 10 時 30 分の 2 時間の T2K 実験の陽子ビームランを用いて、40MHz sampling rate の papillon board ver.1 が SSEM から信号を読み込むことが出来るのかと位置計算 firmware が信号位置を正しく計算するかを検証した。



図 103 動作試験の概略図

動作試験の概略図を図 103 に示す。まず、T2K ビームラインで 19 台ある SSEM の 1 つ SSEM06 の信号を papillon board ver.1 につなぎ、SSEM06 に弱い強度の陽子ビーム (8bunch 35kW 相当) を 1shot ずつ入射して、SSEM06 からのデータを自分の PC で取得する。そして、取得したデータを元にオフライン解析を行い、firmware の計算結果と比較する。

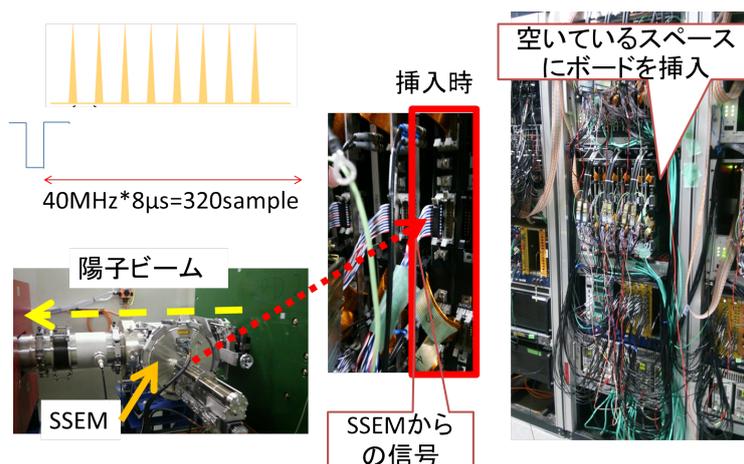


図 104 実験のセットアップ

実験のセットアップを図 104 に示す。左の写真が陽子ビームライン中の SSEM で矢印の向きに 8bunch 構造の陽子ビームが通る。オレンジの矢印で示したケーブルから別室にある papillon board ver.1 に陽子ビーム

のデータを転送する。そして、上の図のようにトリガー信号を入れて、 $8\mu\text{s}$  分、320sample のデータを取得する。

### 6.1.2 SSEM からの信号波形取得結果

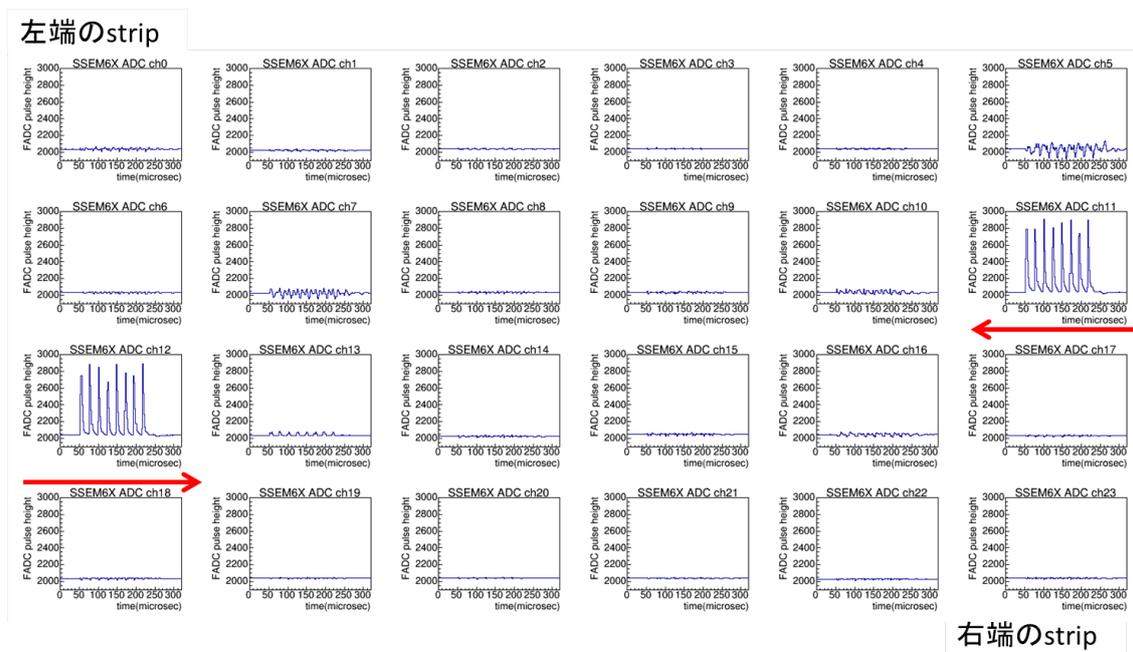


図 105 信号取得結果

その信号取得結果を図 105 に示す。それぞれの図の x 軸が時間で単位は  $\mu\text{s}$ 、y 軸が FADC からの信号である。ここでは、24strip 全ての信号波形を並べた。赤い矢印で示した中心の strip を見ると 1spill 8bunch が入っているので、ボードを用いて 40MHz で信号波形を読み取ることができることを確認できた。同様に 48shot のデータを取得した。取得したデータを元にオフラインでビーム位置を計算し、firmware のビーム位置計算結果と比較をすることで、位置計算 firmware が正しく動作しているか確認した。

	shot1	shot2	shot3	shot4
オフライン解析のビーム位置 (mm)	0.431	0.432	0.432	0.431
firmware 上のビーム位置 (mm)	-26.13	-25.47	-25.48	-25.47

表 15 位置計算結果

その結果を表 15 に示す。この表は 48shot のデータの中から 4shot 分のデータを例として挙げている。上側がボードで取得したデータを用いてオフラインでビーム位置を計算した結果で、下側が firmware 上でビーム位置を計算した結果である。オフラインのビーム位置計算結果は他のモニターの計算結果 (0.4mm) に近い値が得られたため、SSEM からの信号波形は正しく転送されていると考えられる。つまり、波形データが正しいはずなのに、計算結果が間違っているため、firmware で期待通りの計算を行っていない可能性があるとい

うことが分かった。

### 6.1.3 動作試験のデバック

動作試験で取得したデータを元に位置計算を正しく行わなかった原因を検証するため、firmware のデバックを行った。Firmware のコードを読み返した結果、各ストリップの位置の定義にバグがあることが分かった。



図 106 バグの概略図

バグの概略図を図 106 に示す。ビーム位置計算に用いる各 strip の位置 ( $x_{strip}$ ) は 16bit4 桁の 16 進数で定義され、図 106 にあるように、firmware 内のレジスタに格納されていて、計算するときに 1strip ずつ取り出して代入している。そこで、レジスタ内の strip の位置の定義のコードを確認してみたところ、図にあるように、実ビーム試験時の strip の位置が、正しい strip の位置の前半と後半を入れ替えたものになっていたことが分かった。

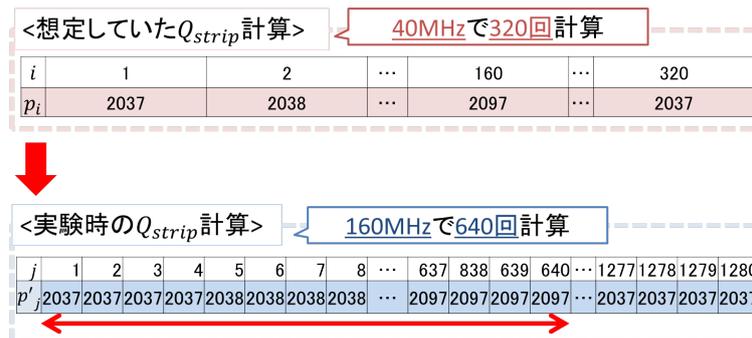


図 107 各 strip の信号量計算の概略図

次に、重心計算の中 1spill 間の信号量計算のバグを発見した。各 strip の信号量計算の概略図を図 107 に示す。まず、正しく計算しているとするならば、図 107 のように sampling 周波数と同じ速さの 40MHz で 320sample 分のデータの足しあげをしているはずである。しかし、実ビーム実験時の firmware では、データ sampling 周波数 40MHz に対して、1 spill 間の信号量 ( $Q_{strip}$ ) の計算を sampling 周波数の 4 倍の 160MHz で 640 回計算するように動作させていたことが分かった。つまり、図 107 にあるように、計算がデータ出力

の4倍の速さで動いているため、データが更新されていないのに次の計算をしていることになる。つまり、同じ値を4回使っていることになる。加えて実験時の firmware のコードを読み返した結果、信号量計算の sampling 数が640になっていたことが分かった。

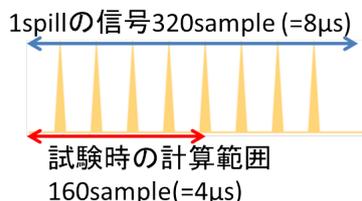


図 108 積分範囲の概略図

従って試験時には、図 108 にあるように実際のデータ 320sample(=8 $\mu$ s)のうち、矢印にあるように160sample(=4 $\mu$ s)のデータしか使っていなかったことが分かった。

これまでの検証で見つかった firmware のバグをまとめると各 strip の位置 ( $x_{strip}$ ) の定義が間違っていたこと、1 spill 間の信号量 ( $Q_{strip}$ ) の計算範囲が右図に示す通り半分になっていたことの2つであるが判明した。

そこで発見したバグを修正した firmware を作成し、その firmware を実ビーム試験時のデータを用いて位置計算のシミュレーションを行った。

	shot1	shot2	shot3
オフライン解析のビーム位置 (mm)	0.431	0.432	0.432
firmware 上のビーム位置 (mm)	0.43	0.43	0.43

表 16 バグを修正した firmware の検証結果

その結果を図 16 に示す。上が実ビーム試験時の、オフライン解析のビーム位置で下が修正した firmware のビーム位置のシミュレーションである。シミュレーションで試験時のビーム位置を再現できているので、位置計算の firmware のバグが修正出来ていることが確認出来た。

## 6.2 papillon board ver.2 の動作試験

papillon board ver.1 の動作試験で sampling rate 40MHz で SSEM からの信号を読み取れることを確認し、その後の動作試験のデバックで想定通りのビーム位置計算を行なうように firmware を修正した。しかし、現在 T2K 実験では、SSEM からの信号波形を 65MHz の ADC で読んでいることに加え、papillon board ver.1 は VME からのイベントトリガーとイベントトリガータグ信号を受信していないため、T2K DAQ に組み込むことが出来なかった。従って、VME からイベントトリガーとイベントトリガータグ番号を受信できるように回路図を書き換えた papillon board ver.2 の製作を行ない、並行してデータの sampling rate を実装している ADC の最大スペックである 80MHz で動作出来るように firmware を改良した。この節では、上記 2 点の改良を施した papillon board ver.2 の動作の検証結果について報告する。

## 6.2.1 動作試験の概要

2017年11月20日のT2K実験の陽子ビームランを用いて、papillon board ver.2の以下の項目の動作検証を行った。

- VME からのイベントタグ取得確認
- Interlock 信号発報時間の測定
- sampling rate 80MHz でのビームの信号波形の読み込み
- ビーム位置と firmware の計算位置との相関の確認
- ビーム強度と firmware の計算位置との関係の検証

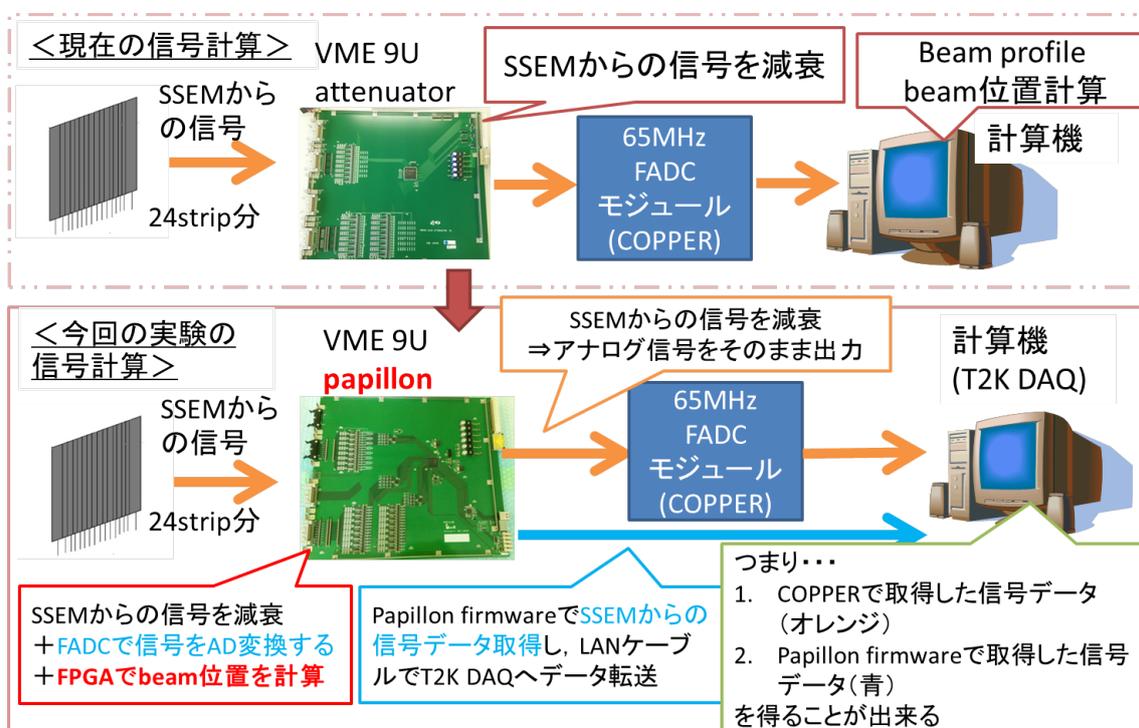


図 109 動作試験の概略図

今回の動作試験の概略図を図 109 に示す。まず、T2K ビームラインで 19 台ある SSEM の 1 つ SSEM06 の信号を papillon board ver.2 につなぐ。SSEM06 に陽子ビームを 1shot ずつ入射し papillon board でビーム信号波形を減衰させる。図 109 のオレンジの矢印で示すように SSEM からの信号を減衰させたアナログ出力は図 109 上の現在の信号計算と同様に 65MHzFADC の COPPER ボードでデジタル変換され、取得した信号データからビーム位置を計算する。一方で、図 109 の青の矢印で示すように papillon board に実装した FADC で信号をデジタル変換し、FPGA で信号波形取得とビーム位置を計算を行い、LAN ケーブルで計算機にデータを転送する。このように papillon board を用いて 2 つの手法でデータ取得・解析を行い、データの比較を行った。今回は水平方向の SSEM 用のボード (P101) と垂直方向の SSEM 用のボード (P102) の 2 枚を用意した。

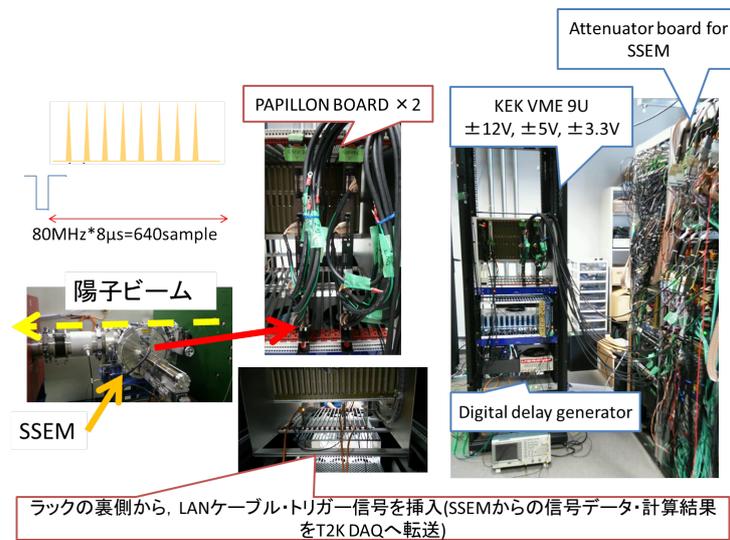


図 110 実験のセットアップ

実験のセットアップをを図 110 に示す。左の写真が陽子ビームライン中の SSEM で矢印の向きに 8bunch 構造の陽子ビームが通る。図 110 の右の写真にあるように SSEM のアッテネータボードが挿入されている VME ラックとは別に papillon board 用のラックを準備する。赤の矢印で示したケーブルから別室にある papillon board ver.2 に陽子ビームのデータを転送する。そして右図上のようにトリガー信号を入れて、 $8\mu\text{s}$  分、640sample のデータを取得する。一方では papillon board からのアナログ出力信号を FADC へ接続し、もう一方ではラックの裏側から LAN ケーブル・トリガー信号を挿入し、SSEM からの信号データ・計算結果を T2K DAQ へ転送している。

今回の動作試験でもらった陽子ビームランの番号と強度を以下に示す。

陽子ビームのrun番号	強度	目的
run0770054	40kW→14kW(2bunch)	setupの確認
run0770055	40kW(8bunch)	ビーム位置とfirmwareの計算位置との相関の確認
run0770059	450kW→260kW(8bunch)	ビーム強度とfirmwareの計算位置との関係の検証
run0770060	450kW(8bunch)	T2K beam lineのbeam tuning(動作試験のデバック用のデータ取得)
run0770061	450kW(8bunch)	T2K beam lineの陽子ビームの軌道の確認(動作試験のデバック用のデータ取得)
run0770062	450kW(8bunch)	T2K beam lineの陽子ビームの軌道の確認(動作試験のデバック用のデータ取得)

図 111 実験に使用した陽子ビームランとその目的

## 6.2.2 VME からのイベントタグ取得確認

T2K 実験に用いるモジュールは MR から陽子ビームのイベントとモジュールで取得したイベントのデータを照合するために GP-IO というモジュールで作られた 3bit のイベントタグ番号の信号とそのトリガー信号が送られている。

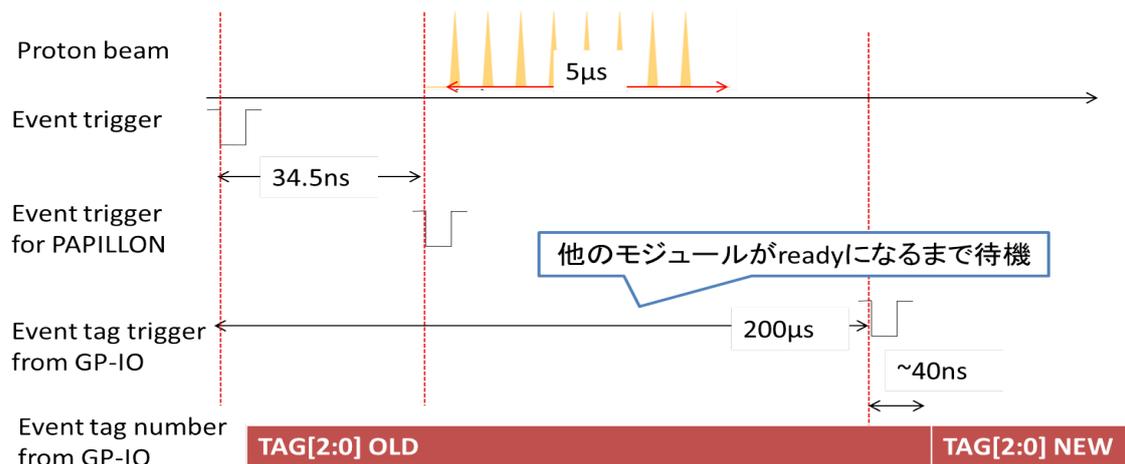


図 112 ビーム信号とイベントタグ信号との関係

ビーム信号とイベントタグ信号との関係を図 112 に示す。MR からニュートリノビームラインに陽子ビームを取り出すとき、Event trigger が立ち上がる。そして、34.5ns 後に SSEM に陽子ビームが到達する。しかし、Event trigger 信号が立ち上がってから GP-IO で生成されるイベントタグ番号が更新されるのは、他のモジュールが Ready になるまで待機させる必要があるため 200 $\mu$ s 後である。papillon board で取得した信号を T2K DAQ で使用するには papillon board で取得したイベントタグ番号が他のモジュールで取得した番号と一致する必要がある。papillon board の firmware のビーム位置計算は図の PAPIILLON のイベントタグが立ち上がってすぐに開始されるため、Firmware で陽子ビームの位置計算を行ってからイベントタグ番号が更新されるまで、SiTCP へのデータの書き出しを待つ必要がある。そこで Data formatter module を図 113 のように改良した。

今までの firmware は波形データを取得し、メモリーにデータを書き込みながらビーム位置を計算し、ビーム位置を計算し終わったらすぐにメモリーのデータ読み出して SiTCP にデータ書き出しを行っていた。これを改良し、ビーム位置を計算した後 GP-IO からのイベントトリガー番号の更新を待ってからメモリーのデータ読み出しと SiTCP のデータ書き出しを行うようにした。これらのデータ読み出しのタイミングは、開発のデバッグを可能にするため、papillon board に実装されている DIP SW で変更できるようにした。

この firmware の動作結果を図 114 示す。P101 にはイベントタグ番号を取得できるように改良した firmware、P102 には改良前の firmware を書き込み、イベントタグ番号の確認を行った。図の赤枠を見ると、P101 のタグ番号は他のモジュールと一致し、P102 のタグ番号は他のモジュールよりも一つ早くなっており、イベントタグ取得 firmware が正しく動作していることが確認できた。

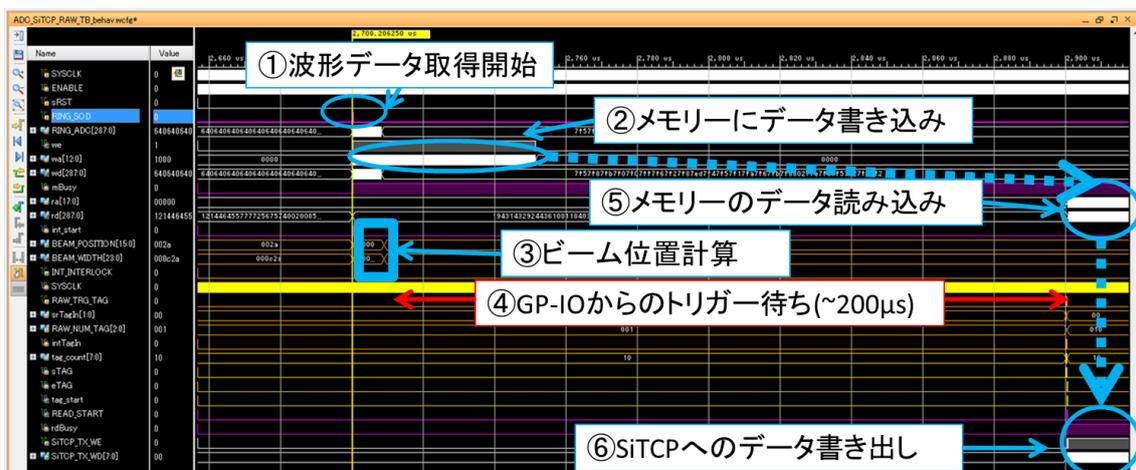


図 113 Data formatter module のイベントタグ取得シミュレーション

```

444 N212 tags -1 not same to other 2
444 N213 tag# : 2 -1 2 2
443 N213 tags -1 not same to other 2
443 N214 tag# : 2 -1 2 2
443 N214 tags -1 not same to other 2
443 N215 tag# : 2 -1 2 2
443 N215 tags -1 not same to other 2
443 N217 tag# : 2 2 2 2
443 N218 tag# : 2 2 2 -1
443 N218 tags -1 not same to other 2
443 N219 tag# : 2 -1 -1 -1
443 N219 tags -1 not same to other 2
443 N219 tags -1 not same to other 2
443 N219 tags -1 not same to other 2
443 P101 tag# : 2
443 P102 tag# : 1
443 P102 tags 1 not same to copper tag 2
443 TS01 tag# : 2 -1 2 2
443 TS01 tags -1 not same to other 2
443 TS02 tag# : 2 -1 2 2
443 TS02 tags -1 not same to other 2
443 TS04 tag# : 2 2 2 2
443 W1TG 29194 (0x720a)
443 W2TG 29194 (0x720a)
443 W3TG 29194 (0x720a)
443 WBTG 29194 (0x720a)
443 WDTG 29194 (0x720a)
443 WTTG 29194 (0x720a)
443 UW_TAG all OK
443 Run:770039 Spill:4289033 Event Count 29194 (0x720a)
443 685

```

図 114 firmware の動作結果

### 6.2.3 Interlock 信号発報時間の測定

papillon board はビーム位置をリアルタイムで計算し、ビーム位置が閾値を超えていた場合は次の陽子ビームを取り出す準備が整う前にビームを停止しなくてはならない。陽子ビームの取り出し周期は現在 2.48s で将来的には 1.16s になるため、papillon board は数十 ms 以内で Interlock 信号を出すことが要求される。

そこで、図にある MR からニュートリノビームラインに陽子ビームを取り出すイベントトリガー信号から Interlock 信号発報までの時間を測定した。まず、閾値を 23ch に信号を入れると Interlock 信号が出るように設定し、Interlock 信号はオシロスコープで信号を確認しやすいように papillon board に実装した NIM OUT に接続する。そして、パルスジェネレータを用いて 23ch のみにテスト信号を入れて、イベントトリガー信号と Interlock 信号の差を測定した。

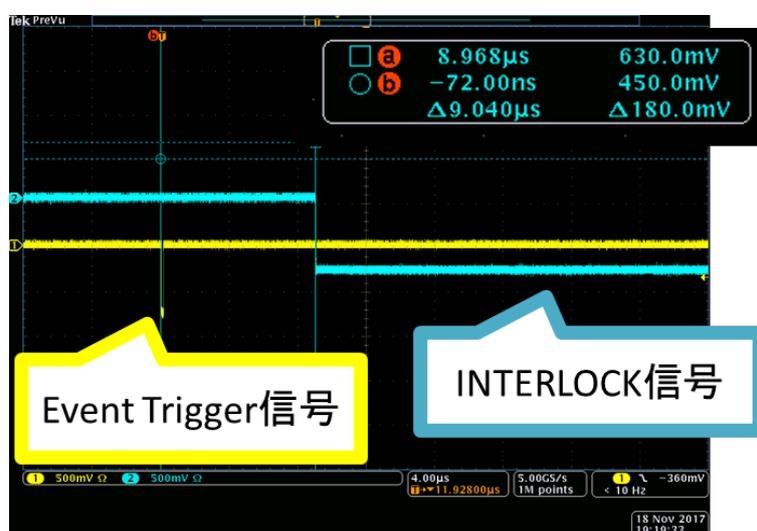


図 115 イベントトリガー信号と Interlock 信号の差

結果を図 115 に示す。図の黄色が陽子ビーム取出しのイベントトリガー信号で、青が papillon board から発報された Interlock 信号である。これらの時間差をオシロスコープで測定した結果、9.04  $\mu$ s であることが分かった。従って、10ms 以内で interlock を出すのが目標だったため、要求を満たしていることが確認出来た。

### 6.2.4 ビーム位置と firmware の計算位置との関連の確認

papillon board のビーム位置計算が実際のビーム位置に対応して変化するかを検証するため、ビームの強度は 40kW で固定し、ビーム位置を下記の 5 パターンに調整してもらい、それぞれの条件でビーム位置の計算と信号波形の取得を行い、実際のビーム位置と firmware の計算結果の比較を行った。(T2K 陽子ビームラン run0770055)

1. Nominal position(10shot)
2. Horizontal +1.0mm(10shot)
3. Horizontal +1.5mm(10shot)
4. Horizontal -1.0mm(10shot)
5. Horizontal -2.0mm(10shot)

結果を以下に示す。

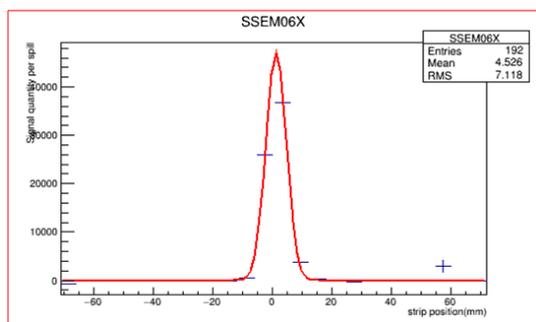


図 116 Nominal position の場合の、T2K Offline 解析による、水平方向の SSEM の beam profile。横軸は SSEM06 の strip の位置で、縦軸は 1spill の信号量を表している。

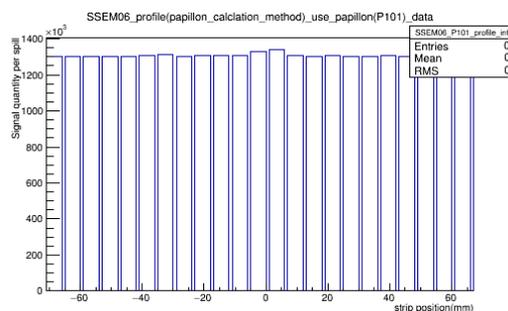


図 117 Nominal position の場合の、papillon board で取得した信号波形データを用いて、firmware の計算手法を Offline で解析した、水平方向の SSEM の beam profile。横軸は SSEM06 の strip の位置で、縦軸は 1spill の信号量を表している。

図 116 は 3.1 節で示した方法で解析した beam profile で図 117 節は papillon board で取得した信号波形を 3.2 の方法で解析した beam profile である。ビームプロファイルの形は本来は図 116 のような山なりの分布になっているはずだが、図 117 は平坦な分布になっており、図 116 のビームプロファイルを正しく再現出来ていないことが分かった。以下同様に全てのビーム位置のビームプロファイルを作り、それぞれの手法によるビーム位置の比較を行った。

図 118 と図 119 を比べると、図 119 は実際のビーム位置の図 118 に対応して変化しているが、変化の幅が 0.536mm~0.522mm の間であり、図 118 に比べて狭いことが分かった。加えて、実際に papillon board で計算した結果の図 119 は小数点第二位までの計算精度しか持たないため、図 118 のビーム位置の結果を再現できていない。つまり、ビーム位置の変化の感度が大きく足りないことが分かった。

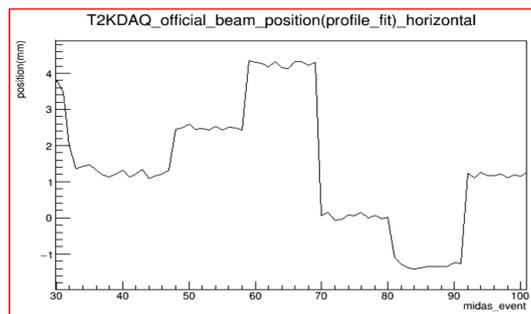


図 118 T2K Offline 解析による水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸は SSEM06 の strip の位置で横軸はイベント番号を表している

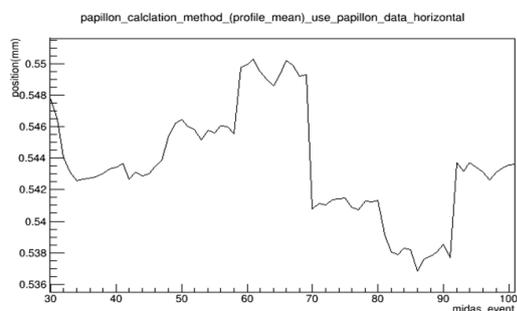


図 119 papillon board で取得した信号波形データを用いて firmware の計算手法を Offline で解析した水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸は SSEM06 の strip の位置で横軸はイベント番号を表している

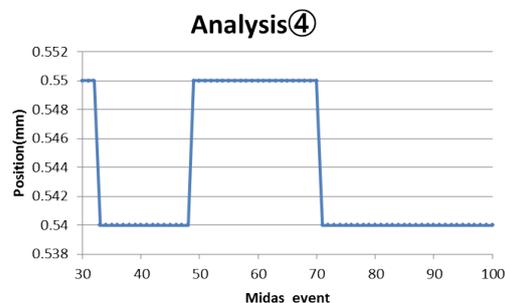


図 120 papillon board で計算した水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸は SSEM06 の strip の位置で横軸はイベント番号を表している。また、papillon board の計算精度は小数点第二位までである。

### 6.2.5 ビーム強度と firmware の計算位置との関係の検証

3.3 節で検証した通り、水平方向の SSEM のビーム位置の差はビームの強度が小さいほど差が大きくなり、ビームの強度が大きいほど差が小さくなることが分かっている。また、前節の検証結果からビーム位置の変化の感度が足りない理由は beam profile が平坦であることが考えられる。そして、その理由がビーム強度が足りないためならば、ビーム強度を上げれば計算感度が向上する可能性がある。そこで、ビームの位置を Nominal position で固定して、ビームの強度を 450kW と 260kW の 2 パターンに変えてもらい、それぞれ 10shot ずつデータ取得を行った。(T2K 陽子ビームラン run0770059)

図 121 はビーム強度を 450kW にして取得した SSEM06 の陽子ビームの信号波形である。図 121 の左にあるように COPPER board で取得した信号波形が saturation を起こしており、T2K のデータ解析に使用することが出来ないことが分かった。そこで papillon board に実装している可変アッテネータの設定を UDP 通信を使用して 1/1 から 1/8 に変更した。その結果が図 121 の右である。以上の結果から、UDP 通信による可変アッテネータの設定変更が正常に動作し、saturation が改善していることが分かった。この信号波形を用いて各方法で beam profile を作成した。

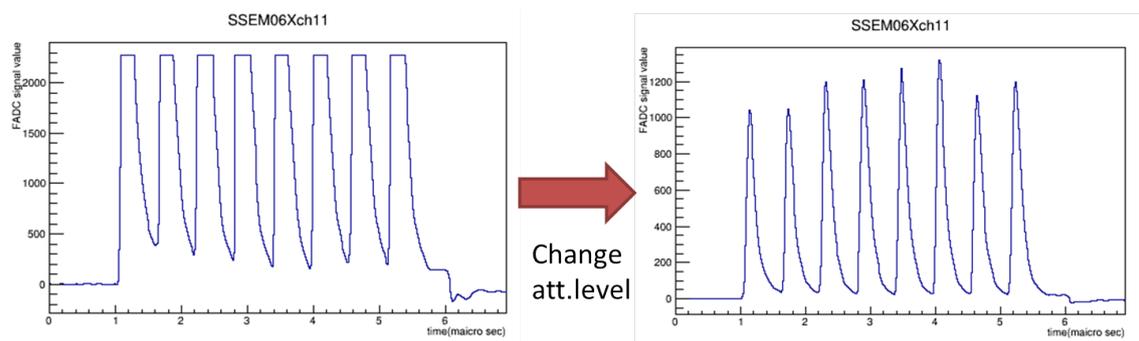


図 121 COPPER board で取得した SSEM06 の水平方向の 11 番目の strip の 1spill 間の信号波形。それぞれの図の横軸が時間 ( $\mu\text{s}$ ) で縦軸が FADC の波高である。

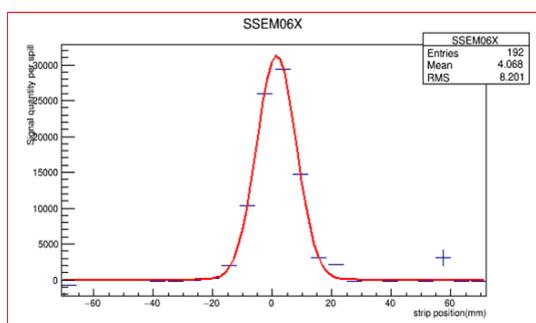


図 122 ビーム強度 450kW の場合の、T2K Offline 解析による、水平方向の SSEM の beam profile。横軸は SSEM06 の strip の位置で縦軸は 1spill の信号量を表している。

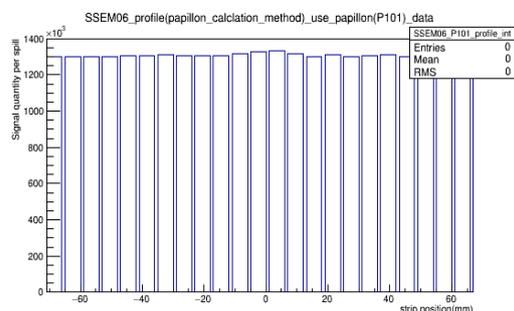


図 123 ビーム強度 450kW の場合の、papillon board で取得した信号波形データを用いて、firmware の計算手法を Offline で解析した、水平方向の SSEM の beam profile。横軸は SSEM06 の strip の位置で縦軸は 1spill の信号量を表している。

図 122 は 3.1 節で示した方法で解析した beam profile で図 123 は papillon board で取得した信号波形を 3.2 節の方法で解析した beam profile である。これらの図を比べると、図 122 は SSEM の中心をピークとした山なりの分布になっているが、図 123 はほぼ平坦な分布になっており、6.2.4 節と比べて計算感度が改善していないことが分かった。

以上の結果から、ビーム強度を変えても波形が saturation を起こすため可変アッテネータで信号を減衰させなくてはならず、計算感度は改善しないことが分かった。よって、計算感度を改善するには、firmware の位置計算手法を改良する必要があることが分かった。

## 6.2.6 動作試験のデバック

動作試験の結果から、papillon board ver.2 は T2K 実験への投入に必要な以下の項目を達成していることが確認できた。

- 可変アッテネータの設定変更
- 10ms 以内の Interlock 信号の発報
- sampling rate 80MHz での SSEM から信号波形の読み込み
- VME を通したイベントタグ番号の取得と T2K DAQ へのデータ組み込み

しかし、ビーム位置の計算感度が低く firmware の位置計算手法を改良する必要がある。firmware のビーム位置計算手法の問題点を以下に示す。

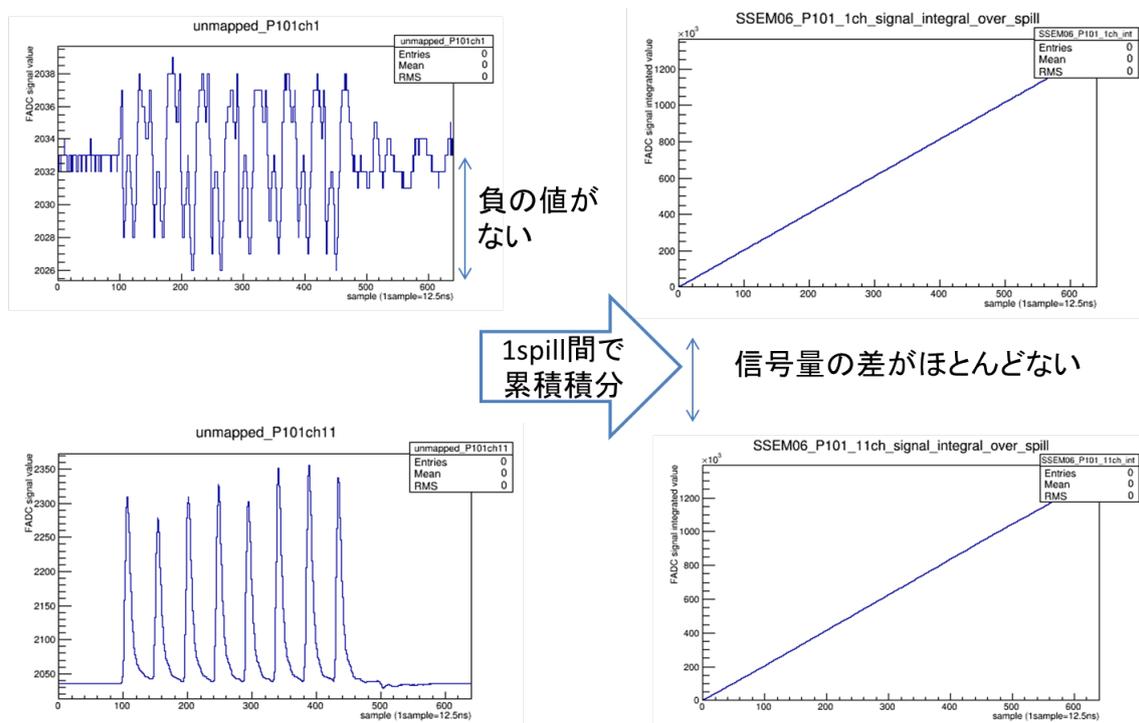


図 124 papillon board 取得した信号波形と 1spill 間の累積積分結果。左上図は papillon board で取得した水平方向 SSEM06 の 1 番目の strip(端の strip) の 1spill 間の信号波形で、左下図は papillon board で取得した水平方向 SSEM06 の 11 番目の strip(中央の strip) の 1spill 間の信号波形である。左 2 図は縦軸が FADC の波高で横軸が時間 ( $\mu\text{s}$ ) である。右上図は papillon board で取得した水平方向 SSEM06 の 1 番目の strip の 1spill 間の信号波形の 1spill 間の累積積分結果で、右下図は papillon board で取得した水平方向 SSEM06 の 11 番目の strip の 1spill 間の信号波形の 1spill 間の累積積分結果である。右 2 図は縦軸が累積積分値で横軸が時間 ( $\mu\text{s}$ ) である。

図 124 から、papillon で取得した信号波形は、ADC の値をそのまま使っているため負の値が存在しない。従って、端の strip と中心の strip の累積積分した信号量の値の差がほとんど出ず、平坦な beam profile になってしまう。

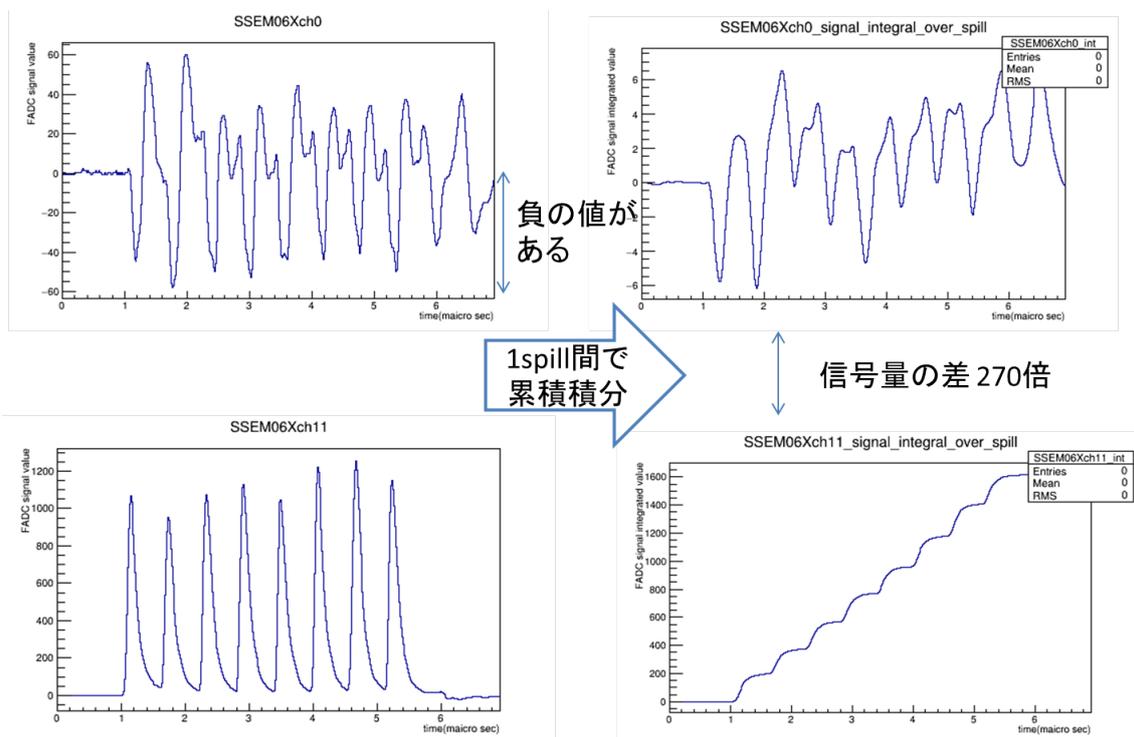


図 125 現在 T2K 実験で行なわれる、COPPER ボード取得した信号波形とその信号波形を 1spill 間で累積積分した結果。左上図は COPPER board で取得した水平方向 SSEM06 の 0 番目の strip(端の strip) の 1spill 間の信号波形で、左下図は COPPER board で取得した水平方向 SSEM06 の 11 番目の strip(中央の strip) の 1spill 間の信号波形である。左 2 図は縦軸が FADC の波高で横軸が時間 ( $\mu s$ ) である。右上図は COPPER board で取得した水平方向 SSEM06 の 0 番目の strip(端の strip) の 1spill 間の信号波形の 1spill 間の累積積分結果で、右下図は COPPER board で取得した水平方向 SSEM06 の 11 番目の strip(中央の strip) の 1spill 間の信号波形の 1spill 間の累積積分結果である。右 2 図は縦軸が累積積分値で横軸が時間 ( $\mu s$ ) である。

図 125 から、現在 T2K 実験で行なわれている COPPER ボードで信号波形を取得し、Offline 解析で取得した信号波形は、ペDESTアルが考慮されているため波形に負の値が存在する。従って、端の strip と中心の strip の累積積分した信号量の値の差が 270 倍あるため、中心にピークを持つ山なりの beam profile を得ることが出来る。

以上の検証結果より、papillon board で取得した信号波形も、T2K の Offline 計算と同様にペDESTアルを考慮しなくてはならないということが明らかになった。従って、papillon で取得した信号波形のペDESTアルを以下の式のように計算し、beam profile を作成した。

$$pedestal = \frac{\sum_{i=1}^{30} p_i}{30} \quad (74)$$

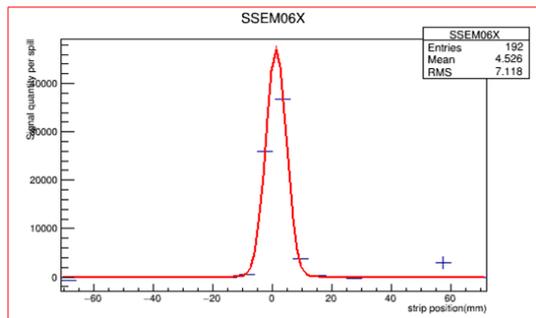


図 126 Nominal position の場合の T2K Offline 解析による水平方向の SSEM の beam profile。横軸は SSEM06 の strip の位置で、縦軸は 1spill の信号量を表している。(6.2.4 で示した図と同じ)

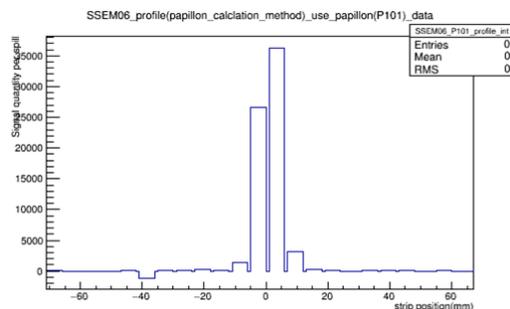


図 127 Nominal position の場合の papillon board で取得した信号波形データを用いてペDESTALを考慮して Offline で解析した水平方向の SSEM の beam profile。横軸は SSEM06 の strip の位置で、縦軸は 1spill の信号量を表している。

図 126 は 3.1 節で示した方法で解析した beam profile で図 127 は papillon board で取得した信号波形をペDESTALを考慮して 3.2 節の方法で解析した beam profile である。ペDESTALを考慮して計算した結果、図 127 は図 126 と同様に SSEM の中心をピークとした山なりの分布になることが分かった。以下同様に全てのビーム位置のビームプロファイルを作り、それぞれの手法によるビーム位置の比較を行った。

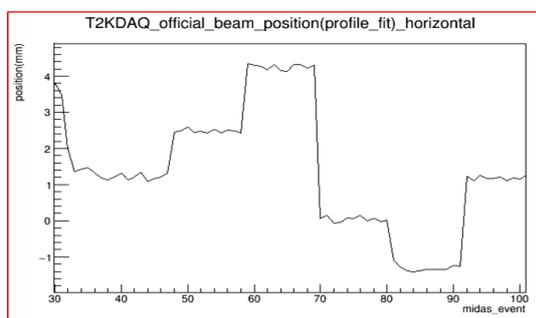


図 128 T2K Offline 解析による水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸は SSEM06 の strip の位置で、横軸はイベント番号を表している。(6.2.4 で示した図と同じ)

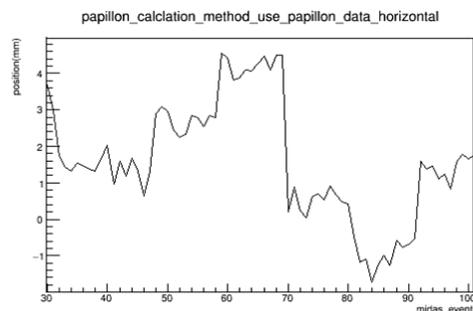


図 129 papillon board で取得した信号波形データを用いて、ペDESTALを考慮して Offline で解析した水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸は SSEM06 の strip の位置で、横軸はイベント番号を表している。

図 128 と図 129 を比べると、図 129 は実際のビーム位置の図 128 に対応して変化しており、変化の幅も図 128 と同じ範囲になっていることが分かった。つまり、図 128 のビーム位置の結果を再現出来ており、計算感度が向上したことが分かった。

以上の結果から、信号量計算を行なう際にペDESTALを考慮して計算すれば、firmware の計算手法はビーム位置を再現できることが分かった。しかし、この計算を全て firmware 内で行おうとすると、各 strip ごとに割り算器を用いてペDESTAL計算を行なう必要があり、xilinx 社が提供している IP カタログの中の割り算器は計算する値(分子/分母)を入力してから答えが返ってくるまでに時間がかかる。従って、24strip 分のペDESTALを並行して計算する場合を考えると、全ての strip のペDESTALの計算が同時に終わらなければなら

ず、タイミングがずれてしまうと、ビーム位置の結果が大きくずれてしまう。

上記の結果と次のデバック実験の期間の短さから、暫定的に各 strip で信号量計算をする際の信号波形の 1sample 目の信号をペDESTALと仮定しビーム位置を計算する firmware を作成した。

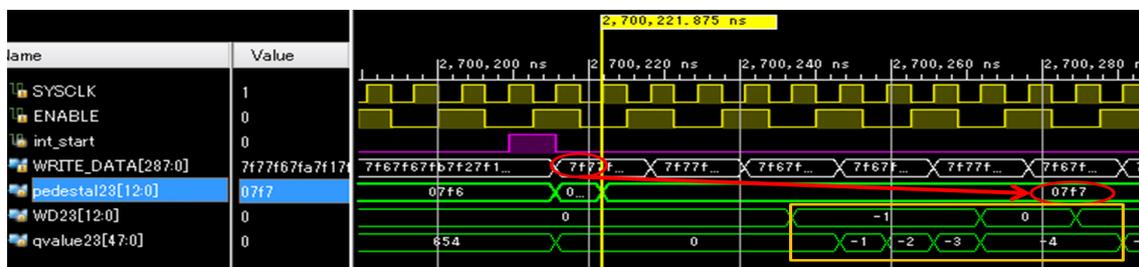


図 130 23 番目の strip の 1spill 間 ( $=8\mu\text{s}$ ) の累積積分  $Q_{strip}$  の計算シミュレーションの拡大図。WRITE DATA 及び pedestal23 は 16 進数、その他は 10 進数表示である。

図 130 に動作を示す。まず、firmware 内でペDESTALを定義する信号 pedestal00[12:0]~pedestal23[12:0]を用意し、int\_start が立ち上がった時の取得した陽子ビームのデータ WRITE\_DATA[12 × 24-1:0]( $=P_0$ )をペDESTALとする。例えば、図 130 の赤丸で示すように 23ch の pedestal23 は、int\_start が立ちあがった時の WRITE\_DATA の値 ( $=16$  進数で 07f7)が入っていることが分かる。次に下の式のように、取得した信号波形のデータ ( $=P_i$ ) からペDESTAL値 ( $=P_0$ )を引いた値 ( $=P'_i$ )を定義する。

$$P'_i = P_i - P_0 \quad (75)$$

firmware 上では、WD00[12:0]~WD23[12:0]という信号を用意することで、 $P'_i$ の計算を行なっている。また、WDの構造は図のようになっている。

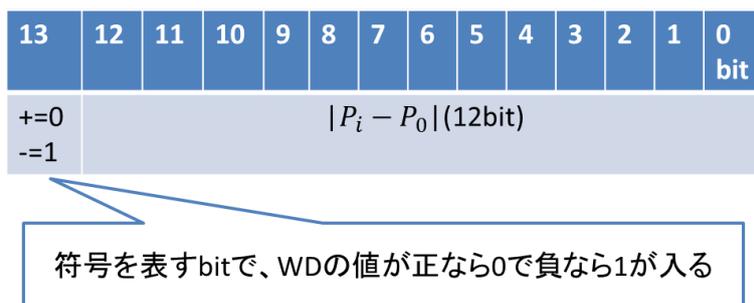


図 131 WDの構造

この  $P'_i$  を足し挙げていくことで、1spill 間の信号量  $Q_{strip}$  を計算する。

$$Q_{strip} = \sum_i^{sample} P'_i \quad (76)$$

firmware 上では、qvalue00[47:0]~qvalue23[47:0]という信号を用意することで、 $Q_0 \sim Q_{23}$  までの信号量計算を行なっている。図 130 のオレンジの四角で示した部分を見ると、WD23[12:0]の値が-1の時に

qvalue23[47:0] の値が-1,-2,-3,-4 と足し合わされていて、WD23[12:0] の値が 0 の時は、-4 のままになっていることが確認出来る。以降の計算は 5.2.4 節と同様に行う。

上記のような firmware を開発し、T2K 実験のメンテナンス日である 2017 年 12 月 12 日の陽子ビームの軌道を修正する 50shot,457kW の陽子ビームラン (run0770191) に papillon board ver.2 を導入させていただき、papillon board で前回の動作試験と同様なデータを取得した。

図 132 と図 133 を比べると、図 133 は実際のビーム位置の図 132 に対応して変化しており、変化の幅も図 132 と同じ範囲になっていることが分かった。つまり、図 133 のビーム位置の結果を再現出来ており、計算精度が向上したことが分かった。

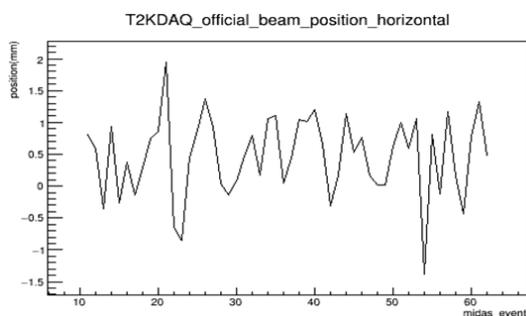


図 132 T2K Offline 解析による水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸はビーム位置で横軸はイベント番号を表している

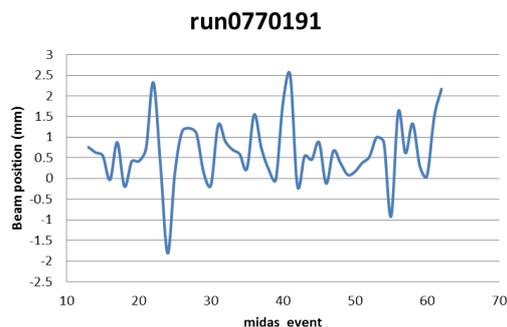


図 133 papillon board で計算したした水平方向の SSEM のビーム位置の変遷。縦軸はビーム位置で横軸はイベント番号を表している。また、papillon board の計算精度は小数点第二位までである。

## 7 T2K 実験へのインストールに向けた課題

T2K 実験へのインストールへ向けて、papillon board ver.1 で 1 回、papillon board ver.2 で 2 回の計 3 回動作試験を行なった。その結果、papillon board を用いて sampling rate 80MHz で SSEM からのデジタル信号波形を取得し、そのデータを用いてビーム位置計算を行ない、位置がずれていた場合には数  $\mu s$  でビーム停止信号を発報することが出来ることが分かった。加えて、papillon board ver.2 からはボードに VME からの T2K 実験の offline 解析に用いるイベントタグの受信機能を追加し、papillon board で取得したデータを T2K DAQ に組み込むことが出来ることが確認できた。本節では、動作試験を経て明らかになったインストールへ向けた課題と、今後の展望について述べる。

### 7.1 ペDESTALの計算方法

2017 年 12 月 12 日の動作試験では、信号波形の一番最初の値をペDESTALとしてビーム位置を計算する firmware を用いて動作試験を行った。しかし、将来的には正確にペDESTALの値を計算し、ビーム位置計算精度を向上させたい。そこで、offline で計算した各 strip のペDESTALの値を UDP 通信で papillon board に入力し、ペDESTALを考慮したビーム位置計算が出来る firmware を開発することを考えた。しかし、この firmware を T2K 実験に導入することを考えると陽子ビームランによるペDESTALの安定性を検証しなくてはならない。そこで、今までの動作試験で取得したデータを用いてペDESTALの安定性を検証した。まず、1 つの陽子ビームラン中のペDESTALの安定性を検証した。以下に結果を示す。

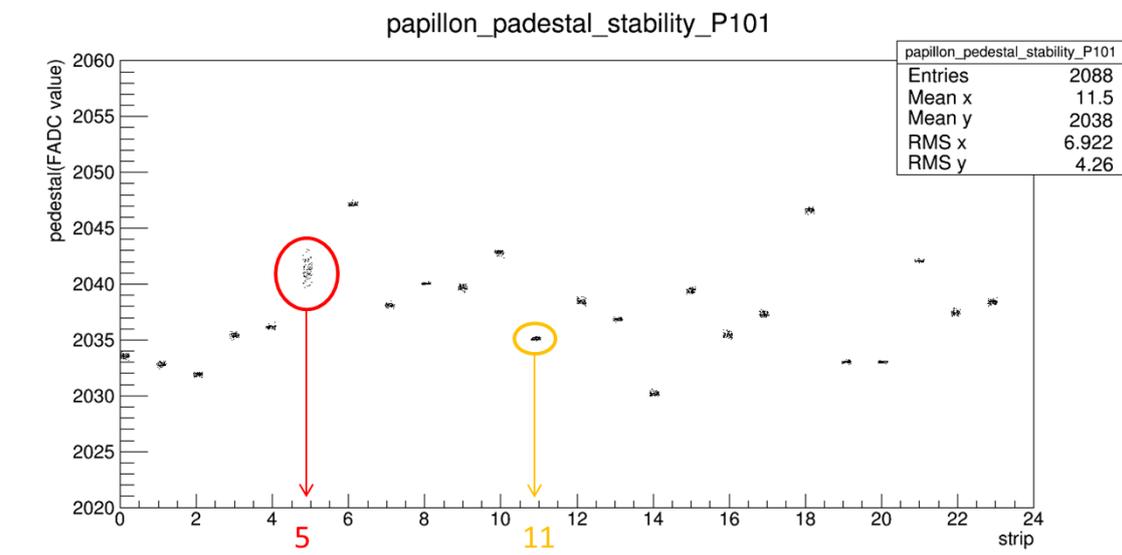


図 134 run0770055 の水平方向の SSEM のペDESTALの分布を示す 2 次元ヒストグラム。横軸が strip の番号で、縦軸がペDESTAL値である。赤丸で示したのが 5 番目の strip の分布で、オレンジの丸で示したのが、11 番目の strip の分布である。

また、図 134 の赤とオレンジで示した 5 番目と 11 番目の strip の、イベントによるペDESTAL値の変遷を図 135 と図 136 に示す。

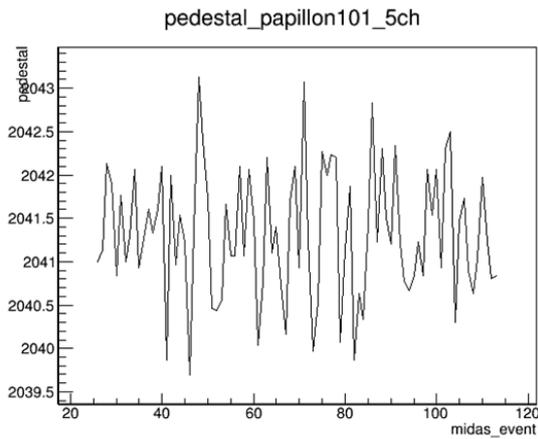


図 135 5 番目の strip のイベントによるペDESTAL 値の変遷。横軸がイベントで、縦軸がペDESTAL 値を示す。

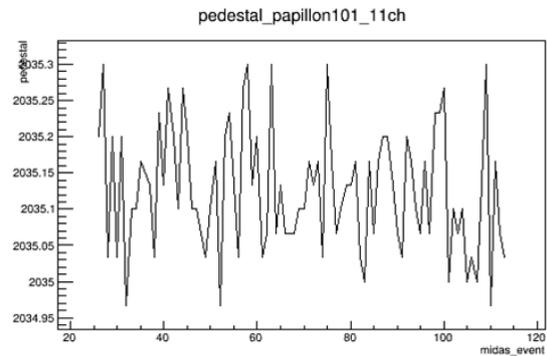


図 136 11 番目の strip のイベントによるペDESTAL 値の変遷。横軸がイベントで、縦軸がペDESTAL 値を示す。

図 134 より、各 strip のペDESTAL の分布の範囲は、最も分布の広い 5 番目の strip で  $2041_{-1}^{+2}$  の範囲であり、11 番目の strip のような他の strip の分布の範囲は平均値の  $\pm 1$  以内に収まっている。加えて、図 135 と図 136 より、ペDESTAL 値は陽子ビームラン中で一様に分布していることが分かる。以上の結果より、1 つの陽子ビームラン中でペDESTAL 値が安定していることが確認できた。

次に異なる陽子ビームランでペDESTALの値が安定しているかを検証した。

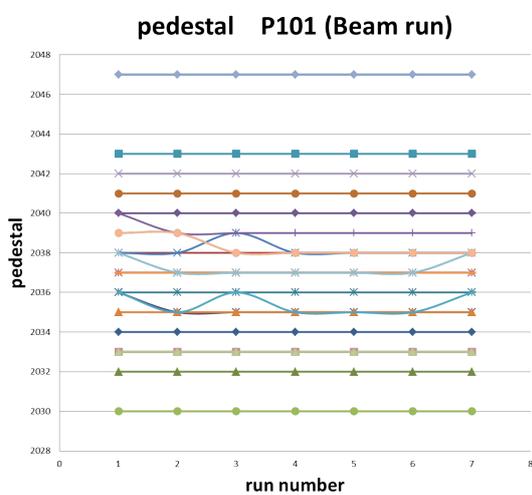


図 137 水平方向の SSEM の、動作試験中の各 strip のペDESTALの陽子ビームランの平均値の変遷。横軸は陽子ビームの解析番号で縦軸が各 strip のペDESTALを示す。

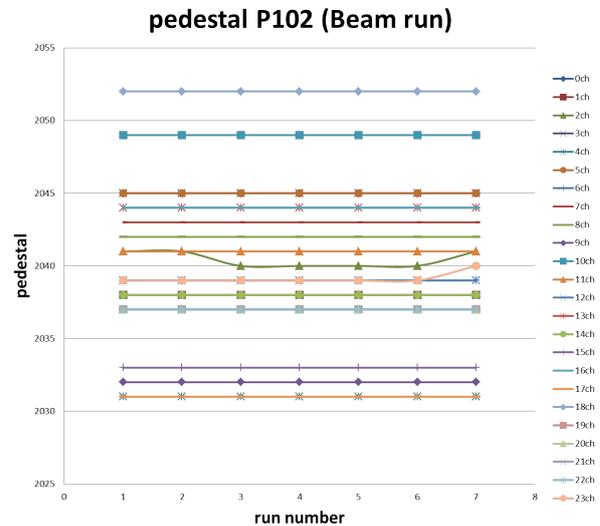


図 138 垂直方向の SSEM の、動作試験中の各 strip のペDESTALの陽子ビームランの平均値の変遷。横軸は陽子ビームの解析番号で縦軸が各 strip のペDESTALを示す。

図 137, 図 138 中の解析番号	陽子ビームの run 番号	強度
1	run0770054	40kW → 14kW(2bunch)
2	run0770055	40kW(8bunch)
3	run0770059	450kW → 260kW(8bunch)
4	run0770060	450kW(8bunch)
5	run0770061	450kW(8bunch)
6	run0770062	450kW(8bunch)
7	run0770191	450kW(8bunch)

表 17 図 137, 図 138 の横軸の番号と陽子ビームの run 番号の関係

図 137, 図 138 より、陽子ビームランが切り替わり、ビームの強度が変わってもペDESTALはほぼ一定であることが分かった。

以上の調査結果から、offline で計算した各 strip のペDESTALの値を UDP 通信で papillon board に入力する firmware が実用可能であることが確認できた。従って、firmware のレジスタに各 strip のペDESTAL値を追加し外部からペDESTALの値を変えられることが出来る firmware を開発した。

図 139 に変更後の firmware 上の位置計算の動作を示す。まず、ペDESTALを外部 PC から UDP 通信で変えられるようにするために各 strip のペDESTAL用のレジスタを用意した。しかし、register module の構造上 ADC のデータと同じ 12bit が用意できなかったため、以下の式のようにペDESTALをデフォルトで 1900 に設定し、外部からペDESTALを変更できる信号 REG\_ADC\_PDSTL[8\*24-1:0] を用意し、int\_start が立ち上が

ると REG\_ADC\_PDSTL の値をレジスタから取得し、1900 からいくつ足すかでペDESTALを決定できるように設計した。firmware 内でペDESTALを定義する信号は、pedestal00[12:0]~pedestal23[12:0] である。例えば、図 139 の赤丸で示した REG\_ADC\_PDSTL の値は、0 番目の strip のペDESTALを変更する値であり、16 進数の 86 は 10 進数に直すと 134 であるから、0 番目の strip のペDESTAL値を  $1900+134=2034$  にすることが出来る。以降の計算は 6.2.6 節で示した 2017 年 12 月 12 日の動作試験で検証した firmware と同様な計算を行い、各 strip の 1spill 間の信号量  $Q_{strip}$  を求める。firmware 変更後のレジスタマップを図 140 に示す。

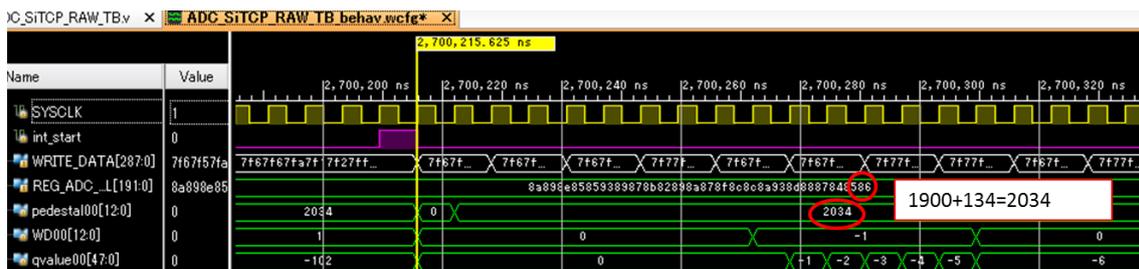


図 139 0 番目の strip の 1spill 間 (=8 $\mu$ s) の累積積分  $Q_{strip}$  の計算シミュレーションの拡大図。WRITE\_DATA と REG\_ADC\_PDSTL は 16 進数表記で、他の信号は 10 進数表記である。

Address	Contents	defaults
0x00~0x03	FPGA projectのversion(4byte)	Projectを更新した日付
0x05	Processing mode number:特に使用しない(2bit)	1
0x06~0x07	Window size:1 eventのサンプル数	640(ADC CLOCK 80MHZの場合)
0x08	Delay:データディレイ数	0
0x0A~0x0C	Packet header ID(3byte)	012345
0x0D	Thinning ADC Data:データの間引き間隔(1byte)	1
0x10	ADC select:ADCのチップ選択(1byte)	0(ADC1)
0x1□	ADC register:ADCのレジスタ	
0x20~0x37	ADC pedestal変更(1900+□)1byte × 24ch	0
0x38~0x3D	Attenuator level:可変アッテネータレベル 2bit × 24ch	0(1/1)
0x3E	Interlock:interlockのリセット・強制発報(2bit)	0
0x3F	Offset:ビーム位置のオフセット(1byte)	0.0mm(0x0)
0x40~0x6F	Strip position:SSEMのstripの位置(2byte × 24ch)	
0x7E~0x7F	Threshold level:ビーム位置の閾値(2byte)	1.5mm(0x96)

図 140 各 strip のペDESTALの値を加えたレジスタマップ

## 7.2 ノイズ波形の取り扱い

6.1 節及び 6.2 節では、陽子ビームが SSEM に当たっている時の動作を確認したが、実際には陽子ビームが来ていない時に陽子ビームの信号波形を取得し位置計算を行なう場合がある。従って、陽子ビームが来ていない時の動作も確認する必要がある。陽子ビームが来ていない時の信号波形データを元に前節で示した改良を施した firmware の動作シミュレーション結果を以下の表に示す。

陽子ビームの run 番号 (event 番号)	ビーム位置シミュレーション結果 (mm)	Interlock 状態
run0770054(event5)	32.29	発報
run0770055(event5)	24.47	発報
run0770059(event5)	19.61	発報
run0770191(event5)	36.55	発報

表 18 陽子ビームが当たっていない場合の firmware の動作シミュレーション

表に示す通り、陽子ビームが来ていない状態のノイズ波形で位置計算をすると閾値 (現在 1.5mm) から大きくずれた結果が返ってくることが分かった。この状態で papillon board をインストールすると、陽子ビームが来ていない時に Interlock 信号を誤発報してしまう。従って、信号のノイズ波形を位置計算から排除する必要があることが分かった。よって、3.3.1 節で検証したアンダーシュートを起こしている strip を排除して位置計算をする手法を取り入れ、firmware の位置計算の改良を行った。改良の概略図を図 141 に示す。

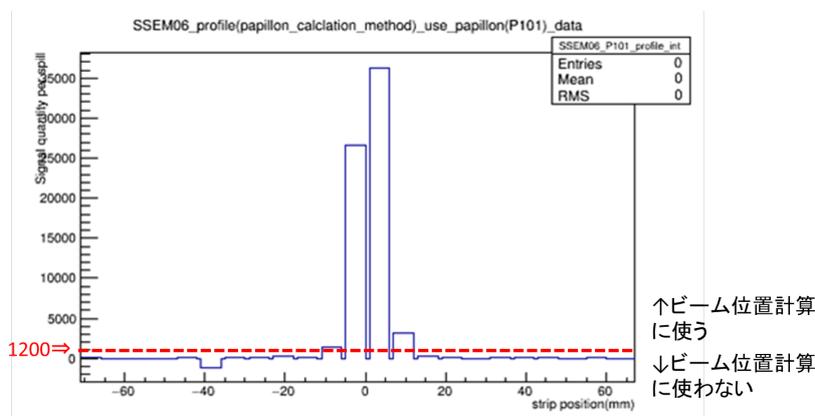


図 141 改良の概略図。beam profile は図 127 と同じものである。

3.3 節の検証より、アンダーシュートを起こしている端の strip の信号量  $Q_{strip}$  の値を排除し、陽子ビームが当たっている中央の strip の信号量  $Q_{strip}$  の値のみを考慮してビーム位置計算を行なうと、T2K Offline 解析でのビーム位置の結果に近づくことが分かっている。従って、firmware の計算においてもこの検証結果を導入し、図 141 に示すように、 $Q_{strip}$  が 1200 よりも大きい strip の  $Q_{strip}$  のみを考慮してビーム位置計算を行なうように firmware を改良した。この改良を行うことで、陽子ビームが来ていない時の Interlock 信号の誤発報を防ぐことができると同時に、3.3 節の検証結果から、ビーム位置計算結果の精度の向上が期待できる。

改良した firmware の動作シミュレーションを図 142 に示す。このシミュレーションは動作条件が分かりやすいように図 127 と同じ陽子ビームのデータを入れてシミュレーションを行っている。信号量  $Q_{strip}$ (=qvalue00) の計算は 7.1 節で検証した firmware と同様に、取得した信号波形データから外部から入力したペDESTAL値を引いて足し挙げている。次に 5.2.4 節で示した通り、 $Q_{strip}$  の計算が終了したら各 strip の  $Q_{strip}$  の値と位置  $x_{strip}$  を呼び出す。この時、図 142 で示したように、ビーム位置計算に用いる  $Q_{strip}$  の選定を行う。図 7.2 の countint が  $Q_{strip}$  と  $x_{strip}$  の結果を呼びだしている strip の番号 (1~24)、intadc が呼び出した  $Q_{strip}$  の値、 $x_{strip}$  が呼び出した strip 位置の値を表す。これを見ると、オレンジの枠で示す端の strip(1~10) は intadc=0 なので、 $Q_{strip}$  の値が呼び出されておらず、赤い枠で示す陽子ビームが当たっている中央の strip(11~14) の値は呼び出されていることが分かる。これ以降は 5.2.4 節と同様な計算手順でビーム位置を求める。



図 142 改良した firmware の動作シミュレーション

この firmware を元に陽子ビームが来ていない時の信号波形データの計算を行なった。結果を表に示す。

陽子ビームの run 番号 (event 番号)	ビーム位置シミュレーション結果 (mm)	Interlock 状態
run0770054(event5)	-1	発報しない
run0770055(event5)	-1	発報しない
run0770059(event5)	-1	発報しない
run0770191(event5)	-1	発報しない

表 19 陽子ビームが当たっていない場合のデータを使用した、改良した firmware の動作シミュレーション

計算結果が-1となった理由をシミュレータで検証した結果、位置計算を行なう際に用いる firmware の割り算器は分母分子に 0 が入る時-1 を返すことが原因であることが分かった。従って、陽子ビームが来ていない時は全ての場合でビーム位置が-1 となり、閾値が 1.5mm だった場合は Interlock 信号を発報しないことが分かった。

次に、ビーム位置計算精度向上の検証をするため、run0770191 のデータを抜粋して本節で検証している firmware の動作シミュレーションを行ない、実験時の T2K 実験の offline 解析のビーム位置と実験時の firmware のビーム位置と比較しそれぞれの計算結果を比較した。結果を表 20 に示す。

従って、6.2.6 節のような実験時の firmware で求めたビーム位置計算手法に比べて、本節で検証している firmware のビーム位置計算手法の方が T2K 実験の offline 解析のビーム位置に近いことから、計算精度が向上したことが分かった。

陽子ビームの event 番号	T2K 実験の offline 解析の ビーム位置計算結果 (mm)	実験時の PAPHON の ビーム位置計算結果 (mm)	本節で検証している firmware の 動作シミュレーションの計算結果 (mm)
20	0.86	0.42	0.92
30	0.07	-0.16	0.01
40	1.20	1.83	1.30
50	0.62	0.17	0.68
60	0.77	0.07	0.79

表 20 陽子ビームが当たった場合のデータを使用した、改良した firmware の動作シミュレーション計算シミュレーションには run0770191 のデータを使用

## 第 III 部

# 結論

長基線ニュートリノ振動実験 T2K(Tokai to Kamioka) 実験は、 $(\nu_\mu \rightarrow \nu_e)$  及び  $(\bar{\nu}_\mu \rightarrow \bar{\nu}_e)$  振動現象の精密測定を行っており、2010 年から 2017 年に取得したデータに基づき、ニュートリノと反ニュートリノの間でニュートリノ振動が起きる頻度の違いを検証した結果、ニュートリノと反ニュートリノで違いがあることを 95% の信頼度で示した。現在、ニュートリノにおける CP 対称性の破れを  $3\sigma (= 99.7\%)$  以上の信頼度で検証するための、ニュートリノ振動事象の統計数の向上に取り組んでいる。特に、陽子ビームの高繰り返し化によるビームの大強度化は重要課題である。現在 T2K 実験では、陽子ビームの取り出し周期を 2.48 秒毎から 1.16 秒毎に短縮するための調整を行っている。取り出し周期の短縮に伴う陽子ビームの軌道の監視の高速化を実現するため、陽子ビームモニターからの信号を FPGA を用いてリアルタイムで計算を行ない、位置がずれていた場合に自動でビームをストップするモジュール (beam Position And Profile interLock module for Neutrino experiment=PAPILLON) の開発を行った。

本論文では、陽子ビーム位置検出回路の開発と性能評価の結果について述べてきた。まずは、T2K 実験で取得した信号波形を用いた firmware によるビーム位置計算手法の検討を行った。その結果から、各 strip で 1spill 間で累積積分を行なうことで信号量を計算し、beam profile の重心計算を行なうことで、現在のビーム位置計算手法を再現できることが分かった。この手法を取り入れ、現在 T2K 実験で使われているアッテネータボードに必要な機能を追加する形で回路開発を行った。開発したボードの性能を評価するため、計 3 回の動作試験を行った。まず、ボードを用いて 40MHz や 80MHz の sampling rate で陽子ビームの信号波形を取得できることを確認した。これは、現在 T2K 実験で用いているアナログデジタル変換の sampling rate 65MHz より高レートであるため、信号波形再現に必要な sampling rate の条件を達成している。加えて、ビーム位置のズレを検出してからビーム停止信号を発報するまでの時間を測定した結果、およそ  $10\mu s$  であることが確認された。これは、設計当初の目標であった 10ms を大きく上回り要求を満たしていることが分かった。また、ビーム位置計算手法については、当初はペDESTAL を考慮せずに位置計算を行っていたが、その場合は beam profile を再現せず、ビーム位置計算の感度が大きく足りないことが分かった。従って、ペDESTAL を考慮した計算手法を確立し再度動作試験を行った結果、beam profile を再現し、ビーム位置計算感度が向上した。

今後はターゲット直前の SSEM19 のインストールへ向けて、アンダーシュートを考慮したビーム位置計算を取り入れた firmware の性能評価を行い、ビーム位置計算の感度向上や、ビーム停止信号の動作を検討していく。

## 謝辞

学士4年の9月から研究を始めて2年と半年の間、非常に多くの方にご指導、ご協力を頂きました。本研究を修士論文にまとめるにあたり、この場をお借りして支えて下さった全ての方々に礼申し上げます。

指導教官である小汐由介先生には、このような貴重な研究の機会を頂き誠に感謝致します。視野がせまくなりながら私が、このような様々な人々と関わる事が出来る研究に携わることができたのも、小汐先生がきっかけを与えてくださったおかげだと思います。また、研究活動において色々をご迷惑をおかけしましたが、真摯にサポートしてくださり、感謝致します。この研究室での3年間研究生活を支えてくださりありがとうございました。

T2Kグループの皆様には、研究面でのサポートをした頂きました。日頃のミーティングでは、開発を進めるにあたって貴重なご意見を頂き、研究を有意義に進めることが出来ました。また、貴重なチームスケジュールの中、本研究の動作試験にご協力いただき感謝しております。特に、坂下健先生にはボード開発全体に渡って様々なご指導をして頂きました。回路開発が未経験でパソコン作業も得意ではない私がボード開発を進めることが出来たのも、坂下先生に丁寧にご指導をして頂いたおかげです。東海やつくば出張の際には、お忙しい中お時間を作っていただき、研究の相談に親身に乘っていただきました。また、動作試験時には、早朝や深夜まで一緒に実験をして頂き、ありがとうございました。本研究をやり遂げることが出来たのは、T2Kグループの皆様のおかげです。心より感謝いたします。また、J-PARCやKEKのドミトリの職員の方々、警備員の方々、ユーザーズオフィスの方々にも深くお礼申し上げます。

Open-Itの皆様には回路に関してのご指導をして頂きました。池野正弘様には主にボードの回路開発において非常にお世話になりました。回路開発が初めてだった私に、1つ1つ丁寧に回路設計のご指導をして頂き、ありがとうございました。力不足、知識不足で色々をご迷惑をおかけしましたが、最後まで回路開発を支えてくださり、感謝しております。内田智久先生には、主にデジタル回路についてのご指導をして頂きました。開発当初は波形が全然読めなくて、東海出張のタイミングを見計らっては内田先生にお時間を作っていただき、ご指導をして頂きました。その後も位置計算回路が想定と合っていなかったり、sampling rate 80MHzのADC Interfaceがうまく動作しなかったりと色々トラブル続きでご迷惑をおかけしましたが、デジタル回路に関して最後まで丁寧に指導をして頂き、ありがとうございました。濱田英太郎様には80MHzのADC Interfaceの回路設計のご指導をして頂きました。お忙しい中、ADC Interfaceの動作原理やfirmware設計のノウハウを丁寧に指導をして頂きありがとうございました。ADC Interface開発を通して、firmware設計についてより深く理解することが出来ました。回路開発が初めてだった私に丁寧にご指導をして下さったOpen-Itの皆様は心より感謝致します。また、実際にボード製作して頂いた有限会社GNDの皆様は感謝申し上げます。

同研究室の皆様には大学生活において色々支えて頂きました。研究内容は全員バラバラですが、だからこそ週に1回の研究室ミーティングでは、自分の知らない幅広い研究内容について知ることが出来て、とても有意義な時間を過ごすことが出来ました。特任助教の伊藤慎太郎さん、D2の徐宸原さんと福田大輔さん、D1の萩原開人さん、M1の高平康史さんと中村亜津志さん、B4の原田将之さん、蓬萊明日さん、また卒業された白髭哲也さん、永田寛貴さん、研究活動において困った時に色々助けてくださり、ありがとうございました。また、宇宙物理学研究室の皆様にも大変お世話になりました。教授の作田誠先生、教授の石野宏和先生には、授業を通して宇宙物理学の基礎を教えてくださいました。ありがとうございました。また、特任助教の魚住聖さんとLORENZ Sebastianさん、研究員の樹林敦子さん、指導してくださりありがとうございました。ま

---

た、事務の山本理恵さん、筒井倫子さん、久保田雅子さん、長綱花世子さん、技術補佐員の小枝菜穂子さん、研究活動における事務作業をして頂き、ありがとうございました。学生の皆様、特に同じ時間を過ごすことが多かった小松国幹さん、秀平直人さん、須藤高志さん、ゼミや授業のレポート、3年実験のTA等色々と支えてくださり、ありがとうございました。D2の喜田洋介さんとREEN Mandeep singhさん、M1の片岡雄一郎さんと田中智之さん、B4の柳沢雅人さんと赤羽大貴さんと樋口明日香さん、卒業された王岩さん、DAS Pretam Kumarさん、基本的に静かな研究室ですが、たまに盛り上がるような面白い空間でした。皆さんと過ごした研究室での日々はとても楽しかったです。心より感謝いたします。

最後に、今まで支えてくれた親戚や両親に、友人に感謝の意を表して、お礼の言葉を締めくくらせて頂きます。皆様本当にありがとうございました。

## 付録 A Board 開発

## A.1 T 型インピーダンスアッテネータ

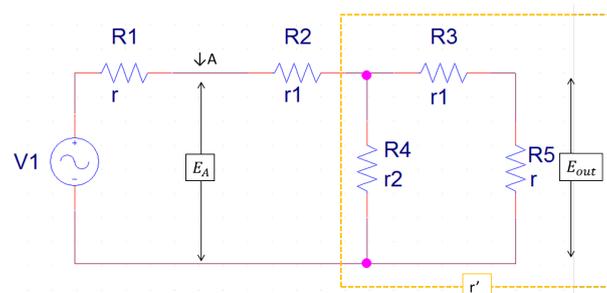


図 143 T 型インピーダンスアッテネータ

T 型インピーダンスアッテネータの概略図を図 143 に示す。信号抵抗 R1 及び負荷抵抗 R5 の抵抗を  $r(\Omega)$  とする。図のオレンジの線で囲った範囲の合成抵抗  $r'$  は

$$\frac{1}{r'} = \frac{1}{r2} + \frac{1}{r1+r} = \frac{r+r1+r2}{r2(r1+r)} r' = \frac{(r1+r)r2}{r+r1+r2} \quad (77)$$

A 点より右側を見たインピーダンスを Z とする。

$$Z = r1 + r' = r1 + \frac{(r1+r)r2}{r+r1+r2} \quad (78)$$

$$= \frac{rr1 + rr2 + r1^2 + 2r1r2}{r+r1+r2} \quad (79)$$

これが  $r$  と等しくなる条件は

$$r = \frac{rr1 + rr2 + r1^2 + 2r1r2}{r+r1+r2} \quad (80)$$

$$r2 = \frac{r^2 - r1^2}{2r1} \quad (81)$$

この時、A の電圧は入力電圧の半分。これは、既定の負荷 ( $=r$ ) を接続しても生じる減衰のため、アッテネータの減衰としてはこれを除いて考える。アッテネータの減衰率を K とすると

$$E_A = K E_{out} \quad (82)$$

$$E_{out} = \frac{r'}{r1+r'} \times \frac{r}{r1+r} = \frac{r2}{r+r1+r2} E_A \quad (83)$$

よって、減衰率 K は

$$K = \frac{r+r1+r2}{r2} \quad (84)$$

となる。

付録 B T2K 実験のビームラインモニターのイベント取得の流れについて

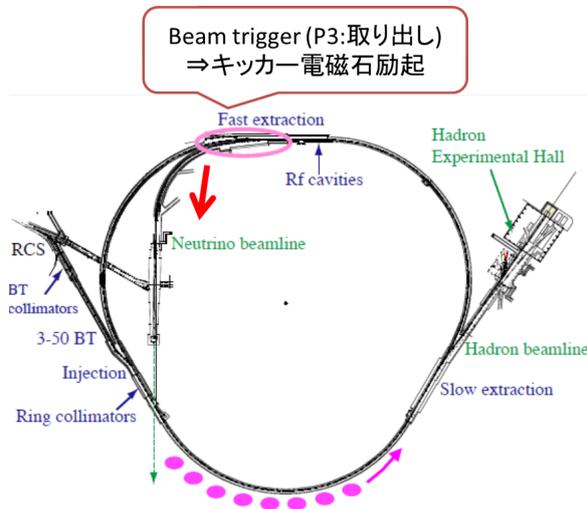


図 144 MR の概略図

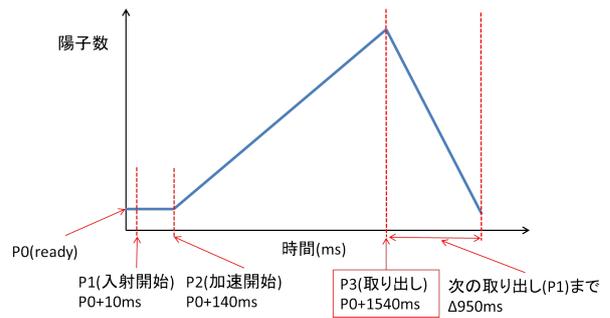


図 145 MR の加速パターン図

MR の概略図を示す。陽子ビームはエネルギー 3GeV で RCS から取り出され、30GeV に到達するまで MR で加速される。MR の加速パターンを図に示す。加速された陽子ビームは図に示した部分にある制御磁石 (キッカー電磁石) でキックし、曲率半径 100m で T2K ニュートリノビームラインに向けて曲げられる。このキッカータイミングを元に生成したビームトリガー信号は、ニュートリノ第一設備棟 (NU1) に設置された LTC モジュールという外部から信号が入ったときのクロック数を記録するカウンタに入力され、LTC モジュールで生成されたトリガー信号と spill 番号 (16bit) が GP-IO(SSEM, BLM, MUMON, Horn-CT 用のトリガー、トリガー番号読み出し回路) や他の読み出し回路に送られる。GP-IO からは受け取ったトリガー信号 (TRG) やトリガー番号の下位 3bit のトリガータグ信号 (TAG)、ADC のデータ取得用のゲート信号等が VME bus(J0) から COPPER BOARD という読み出し回路に分配される。開発した PAPILLON BOARD も COPPER ボードと同様のトリガー信号と 3bit のトリガータグ信号を受信している。

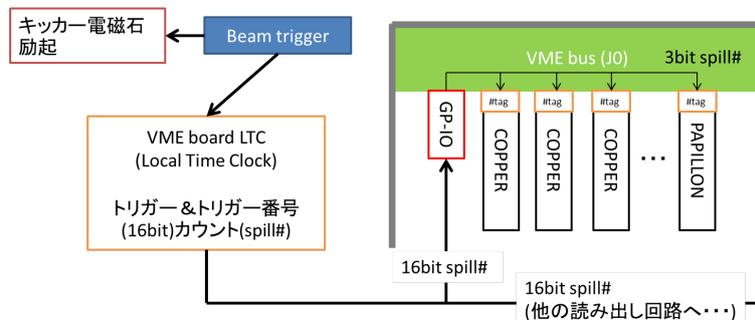


図 146 SSEM、PAPILLON 周辺のビームライン DAQ のトリガー信号とトリガー番号信号取得の様子。

## B.1 COPPER BOARD

COPPER は (Common ipelined Pratform for Electronics Readout) の略で、高エネルギー加速器研究機構で開発された呼び出し回路である。図を以下に示す。COPPER は FINESSE 65MHzFADC と呼ばれるサブ基板、イーサネットポートを搭載し、9U サイズの VME クレートに入れる。COPPER-FINESSE によるデータ収集は以下のような流れで行う。

1. 各 FINESSE にゲート時間をサンプリング周波数を定めるための NIM 信号を入れる。
2. ビームタイミングに合わせて GP-IO から COPPER にビームトリガー配り、ゲートを開いて AD 変換を行う。外部からのトリガー信号は VME9U クレートに設置された I/O モジュールである GP-IO から分配されたものである。
3. AD 変換が十分完了した後、COPPER にパルス信号を配り、PC ヘデータを送る。

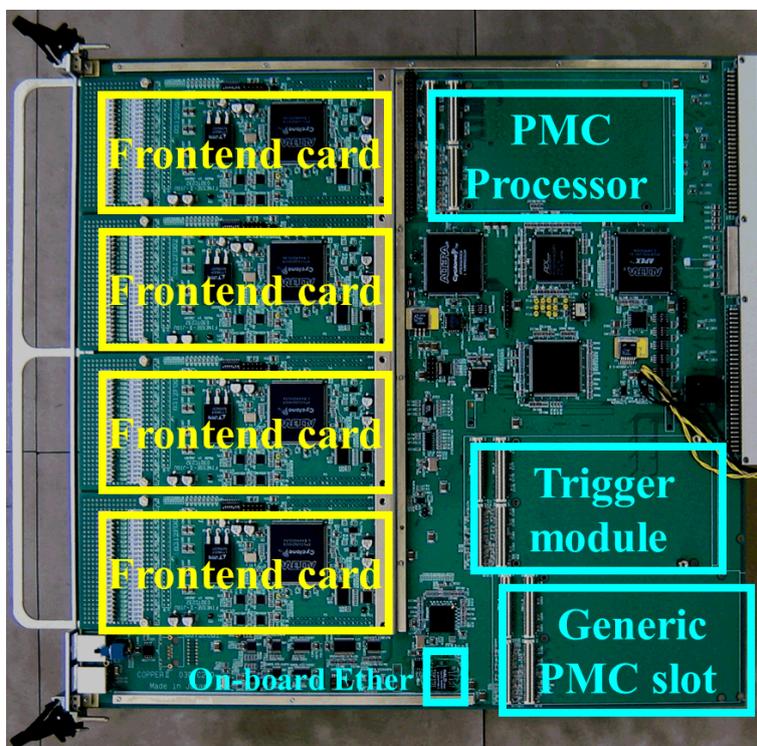


図 147 COPPER ボードの写真。サイズは VME 9U である。GP-IO で生成された信号は一度トリガーカード (PMC) で受けてから、各 Frontend card(FINESSE) に分配している。

## 参考文献

- [1] W.Pauli, Letter of 4 December to L.Meitner et al. (1930)
- [2] F.Reines and C.L.Cowan et al. "Detection of the Free Antineutrino "Phys. Rev. 117 (1960)
- [3] G.Danby,J-M Gaillard,K.Goulianos,L.M.Lederman,M.Schwartz, and J.Steinberger "OBSERVATION OF HIGHENERGY NEUTRINO REACTIONS AND THE EXISTENCE OF TWO KINDS OF NEUTRINOS" Phys. Rev. Lett. 9,36(1962)
- [4] M.Kobayashi, T. Maskawa "CP-violation in the Renormalizable Theory of Weak Interaction "Prog.Theor. Phys. 49, 652 (1973)
- [5] Z.Maki, M.Nakagawa, and S.Sakata. "Remarks on the unified model of elementary particles "Prog. Theor. Phys. Vol. 28, p. 870 (1962)
- [6] Y. Fukuda et al.(Super-Kamiokande Collaboration), "Evidence for oscillation of atmospheric neutrinos." Phys. Rev. Lett. 81,1562 (1998)
- [7] M. H. Ahn et al.(K2K Collaboration), "Measurement of Neutrino Oscillation by the K2K Experiment "Phys. Rev. D 74,072003 (2006)
- [8] K. Abe et. al.(Super-Kamiokande Collaboration), "Evidence for the Appearance of Atmospheric Tau Neutrinos in Super-Kamiokande "Phys. Rev. Lett. 110(2013)
- [9] N. Agafonova et al.(OPERA Collaboration), "Discovery of  $\tau$  Neutrino Appearance in the CNGS Neutrino Beam with the OPERA Experiment" Phys. Rev. Lett. 115,121802 (2015)
- [10] Particle Data Book 2017
- [11] S.Fukuda et al. [Super-Kamiokande Collaboration], "Determination of solar neutrino oscillation parameters using 1496 days of Super-Kamiokande-I data ", Phys. Lett. B 539 (2002)
- [12] S.N.Ahmed et al. [The SNO collaboration], "Measurement of the Total Active 8B Solar Neutrino Flux at the Sudbury Neutrino Observatory with Enhanced Neutral Current Sensitivity",Phys.Rev.Lett.92,181301 (2004)
- [13] T.Araki et al. [The KamLAND collaboration], "Measurement of Neutrino Oscillation with KamLAND: Evidence of Spectral Distortion ", Phys.Rev.Lett.94,081801 (2005)
- [14] P.Adamson et al. (MINOS Collaboration), "Measurement of the Neutrino Mass Splitting and Flavor Mixing by MINOS ",Phys. Rev.Lett. 106, 181801 (2011)
- [15] K.Abe et al.(T2K collaboration),"Precise Measurement of the Neutrino Mixing Parameter  $\theta_{23}$  from Muon Neutrino Disappearance in an Off-Axis Beam " Phys.Rev.Lett., 112, 181801 (2014)
- [16] M.Apollonio et al. (Chooz Collaboration), Eur. Phys. J. C 27, 331 (2003)
- [17] F. P. An et al.(DayaBay Collaboration), "Observation of electron-antineutrino disappearance at Daya Bay." Phys. Rev. Lett. 108,171803 (2012)
- [18] J. K. Ahn et al.(RENO Collaboration), "Observation of reactor electron antineutrinos disappearance in the RENO experiment." Phys. Rev. Lett. 108,191802 (2012)
- [19] Y. Abe et al.(Double Chooz Collaboration), "Reactor  $\bar{\nu}_e$  disappearance in the Double Chooz experiment." Phys. Rev. D 86,052008 (2012)
- [20] K. Abe et al.(T2K Collaboration)"Indication of Electron Neutrino Appearance from an Accelera-

- torproduced Offaxis Muon Neutrino Beam” Phys. Rev. Lett. 107, 041801 (2011)
- [21] <http://www.hyper-k.org/physics/phys-hierarchy.html>
- [22] <https://j-parc.jp/Acc/ja/index.html>
- [23] K. Abe et al.(T2K Collaboration), ”The T2K experiment” Nucl. Instrum. Meth. A 659.1(2011): 106-135.
- [24] K. Abe et al.(T2K Collaboration),”Evidence of electron neutrino appearance in a muon neutrino beam” Phys.Rev.D 88,032002(2013)
- [25] K. Abe et al.(T2K Collaboration),”Measurement of neutrino and antineutrino oscillations by the T2K experiment including a new additional sample of  $\nu_e$  interaction at the far detector” Phys.Rev.D 96,092006(2017)
- [26] [http://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/ADG408\\_ADG409\\_jp.pdf](http://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/ADG408_ADG409_jp.pdf)
- [27] [http://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/AD8055\\_8056\\_JP.pdf](http://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/AD8055_8056_JP.pdf)
- [28] [http://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/ADA4940\\_1\\_ADA4940-2\\_jp.pdf](http://www.analog.com/media/jp/technical-documentation/data-sheets/ADA4940_1_ADA4940-2_jp.pdf)
- [29] <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9637.pdf>
- [30] [https://japan.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/j\\_ds181\\_Artix\\_7\\_Data\\_Sheet.pdf](https://japan.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/j_ds181_Artix_7_Data_Sheet.pdf)
- [31] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g06.pdf>
- [32] <http://www.tij.co.jp/jp/lit/ds/symlink/sn65mlvd080.pdf>
- [33] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc2g07.pdf>
- [34] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/00001870C.pdf>
- [35] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn65lvds349.pdf>
- [36] 岩崎裕也”液体アルゴン TPC のための信号読み出し回路開発” 横浜国立大学 修了ポートフォリオ
- [37] <http://research.kek.jp/people/uchida/technologies/SiTCP/doc/SiTCP.pdf>
- [38] <http://ayumi.cava.jp/audio/att/node2.html>