

修士論文

J-PARC MR 加速器における 16 電極モニターの処理回路・
データ取得システムの開発

京都大学理学研究科物理学・宇宙物理学専攻
物理学第二教室 高エネルギー物理学教室
学生番号 0530-28-3223

宇野亘

2018 年 1 月 25 日

概要

長基線ニュートリノ振動実験 T2K では、茨城県東海村の加速器 J-PARC で生成したニュートリノビームを使い、ニュートリノ生成点から 280 m 先の前置検出器と 295 km 先の後置検出器 (スーパーカミオカンデ) でニュートリノを観測することにより、ニュートリノ振動の観測を行い、ニュートリノ振動のパラメータの測定を行っている。特に、現在、ニュートリノと反ニュートリノでの振動確率の違いを測定することにより、レプトンでの CP 対称性の破れを 3σ で発見することを目標としている。この目標を達成するため、測定精度の向上が必要であるがそのためにはニュートリノビームを增強しニュートリノイベントの観測数を増やすことによって測定における統計誤差を削減する必要がある。ニュートリノビームの增強のために J-PARC 加速器の出力を現状の 475 kW から 750 kW へのパワーアップが計画されている。そのために、加速器内でのビームロス削減する必要がある。ビームロス削減の手段として J-PARC の最終段加速器である Main Ring の入射部分での mismatches を小さくすることが考えられている。入射 mismatches を測定するための検出器として 2016 年夏に 16 電極ビームモニターが J-PARC MR 加速器にインストールされた。本研究では 16 電極ビームモニターからの波形データからビームの横方向モーメントを算出する方法を考えた。また、そのアルゴリズムに従い、実際にビームモニターからのデータをリアルタイムで処理する回路を ADC と FPGA を用いて開発した。加えて、データ取得システムを整備した。これにより、16 電極ビームモニターが文字通り、ビームモニターとしての役割を發揮することが出来るようになり、加速器ビームのさらなる理解に繋がる。本論文では、はじめにニュートリノ振動、T2K 実験、J-PARC について紹介したのち、16 電極ビームモニターの詳細を述べ、波形データからビームのモーメントを算出する方法を示す。その後、製作した処理回路と性能について報告する。

目次

第1章	ニュートリノ振動	4
1.1	ニュートリノについて	4
1.2	ニュートリノ振動について	4
1.3	ニュートリノ振動研究の現状	6
1.4	ニュートリノの未解決問題	6
第2章	T2K について	8
2.1	概要	8
2.2	装置	8
2.2.1	前置検出器	10
2.3	後置検出器	12
2.4	T2K 実験の現状	13
2.5	今後の T2K	15
第3章	J-PARC について	16
3.1	概要	16
3.2	リニアック	17
3.3	RCS	17
3.4	MR	18
3.4.1	MR ビーム横方向測定モニター	21
3.4.2	Beam Position Monitor	21
3.4.3	Ion Profile Monitor	22
3.4.4	Flying-Wire Profile Monitor	23
第4章	16 電極ビームモニターについて	24
4.1	概要	24
4.2	動作原理	24
4.3	性能	29
第5章	キャリブレーション	31
5.1	ワイヤーキャリブレーション	31
5.1.1	ワイヤーキャリブレーションの方法	31
5.1.2	ワイヤーキャリブレーションのデータ解析	31
5.2	ワイヤーキャリブレーションの結果	33
5.3	ビームを使ったキャリブレーション	37
5.3.1	BBGC について	37
5.3.2	BBA について	41

第 6 章	処理回路、DAQ システムの開発	45
6.1	処理回路に対する要求性能と必要な機能	45
6.1.1	オシロスコープを用いたデータ観測	45
6.1.2	処理回路に対する要求性能	46
6.1.3	処理回路に対する要求機能	47
6.2	処理回路の設計、用いた装置、実装	48
6.2.1	設計	48
6.2.2	処理回路に用いた装置	50
6.2.3	実装	50
6.2.4	DAQ ネットワーク、データ受信ソフトウェアの開発	57
6.3	処理回路の設置	58
6.4	処理回路の評価 (SN, 処理結果の確認)	58
6.4.1	ADC の SN 評価	58
6.4.2	処理結果の確認	64
第 7 章	今後の展望	68
7.1	処理回路や DAQ システム関連	68
7.2	モニターの精度について	68
7.3	加速器パラメータの最適化	69
第 8 章	結論	70
	参考文献	72
付 録 A	横方向モーメント測定の理論式の導出	76
付 録 B	回路製作で直面した問題点と対処法	79
B.1	ADC からのデータ受け取りについて	79
B.2	処理データ送信の通信速度について	80
付 録 C	自作したアナログの回路について	82
付 録 D	Goertzel アルゴリズムの周波数応答について	83

第1章 ニュートリノ振動

1.1 ニュートリノについて

ニュートリノは中性のレプトンであり、 ν_e, ν_μ, ν_τ の3種類存在し、それぞれが反粒子を持つ。1930年に W.Pauli により存在が提唱され [1]、1956年に F.Reines および C.Cowan により原子炉実験で初めて検出された [2]。その後1962年には、L.Lederman, M.Schwartz, J.Steinberger により ν_μ が発見された [3]。2000年には、DONUT 実験により ν_τ が直接観測され [4]、LEP の実験により弱い相互作用をする軽いニュートリノは3世代であることが示された [5]。

1.2 ニュートリノ振動について

ニュートリノ振動とは、飛行中に時間発展によりそのフレーバを変えるという現象であり、1962年に牧二郎、中川昌美、坂田昌一により理論的に提唱された [6]。この理論は、ニュートリノが質量を持ち、質量の固有状態とフレーバーの固有状態が異なることによってフレーバーの変化を説明する理論である。以下に、この理論の概略を述べる。

フレーバー固有状態を $|\nu_\alpha\rangle$ ($\alpha = e, \mu, \tau$)、質量固有状態を $|\nu_i\rangle$ ($i = 1, 2, 3$) とすると、フレーバー固有状態は以下のように質量固有状態の重ね合わせになっている。

$$|\nu_\alpha\rangle = \sum_i U_{\alpha,i} |\nu_i\rangle \quad (1.1)$$

ここで、 U は牧・中川・坂田 (MNS) 行列と呼ばれる三行三列のユニタリ行列で、以下のように表される。

$$U = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_{23} & s_{23} \\ 0 & -s_{23} & c_{23} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{13} & 0 & s_{13}e^{-i\delta_{CP}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_{13}e^{i\delta_{CP}} & 0 & c_{13} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{12} & s_{12} & 0 \\ -s_{12} & c_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

ここで、 c_{ij}, s_{ij} はそれぞれ $\cos \theta_{ij}, \sin \theta_{ij}$ の略記であり、 θ_{ij} は質量固有状態の混合角である。 δ_{CP} は複素位相であり、これが0でない場合 CP 対称性の破れが起きるため CP 位相と呼ばれている。

ニュートリノの時間発展を考える。初期状態が $|\nu_i\rangle$ のニュートリノが真空中を時間 t だけ飛行した時の時間発展の式は Schrödinger 方程式と MNS 行列により、

$$|\nu_\alpha(t)\rangle = \sum_i U_{\alpha,i} e^{-E_i t} |\nu_i\rangle \quad (1.3)$$

となる。ここで、ニュートリノは相対論的であるので、 E_i は以下のように近似できる。

$$E_i = \sqrt{p^2 + m_i^2} \sim p + \frac{m_i^2}{2p} \sim p + \frac{m_i^2}{2E_i} \quad (1.4)$$

よって、

$$|\nu_\alpha(t)\rangle = \sum_i U_{\alpha i} e^{-ipt} e^{-i\frac{m_i^2}{2E_i}t} |\nu_i\rangle \quad (1.5)$$

e^{-ipt} は全体の位相を変えるだけなので、振動確率の計算では無視できる。ニュートリノのエネルギー E_i は固定されたものと考えて $E_i = E_\nu$ とする。式 1.5 の右辺の質量固有状態をフレーバー固有状態で書けば、

$$|\nu_\alpha(t)\rangle = \sum_{i\beta} U_{\alpha i} e^{-i\frac{m_i^2}{2E_\nu}t} U_{\beta i}^* |\nu_\beta\rangle \quad (1.6)$$

となる。したがって、時刻 $t = 0$ で生成された ν_α が時間 t だけ飛行した後に ν_β として観測される確率 $P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta)$ は、

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = |\langle \nu_\beta | \nu_\alpha(t) \rangle|^2 \quad (1.7)$$

$$= \left| \sum_i U_{\alpha i} e^{-i\frac{m_i^2}{2E_\nu}t} U_{\beta i}^* \right|^2 \quad (1.8)$$

$$= \sum_{ij} U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j} e^{-i\frac{(m_i^2 - m_j^2)}{2E_\nu}t} \quad (1.9)$$

となる。ここで、 L を飛行距離とすると、 $L \sim t$ とできる。 $\Delta m_{ij}^2 = m_i^2 - m_j^2$ とすれば、

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = \delta_{\alpha\beta} - 4 \sum_{j>j} \text{Re}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{ij}^2 L}{4E_\nu} \right) + 2 \sum_{i>j} \text{Im}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{ij}^2 L}{4E_\nu} \right) \quad (1.10)$$

となる。 $\bar{\nu}$ の場合は、 U を U^* に置き換えれば得られる。

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = \delta_{\alpha\beta} - 4 \sum_{j>j} \text{Re}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{ij}^2 L}{4E_\nu} \right) - 2 \sum_{i>j} \text{Im}(U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j}^* U_{\beta j}) \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{ij}^2 L}{4E_\nu} \right) \quad (1.11)$$

簡単のためにニュートリノが2世代の場合を考える。この時、混合行列は以下ようになる。

$$U = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

$t = 0$ で生成された ν_α が距離 L だけ飛行した後、 ν_β として観測される確率 $P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta)$ は、

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = \sin^2 2\theta \sin^2 \left(\frac{1.27 \Delta m^2 L}{E_\nu} \right) \quad (1.13)$$

となる。ただし、 Δm , L , E_ν の単位はそれぞれ eV, km, GeV である。距離 L だけ飛行した後に ν_α として観測される確率 $P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\alpha)$ は、

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\alpha) = 1 - \sin^2 2\theta \sin^2 \left(\frac{1.27 \Delta m^2 L}{E_\nu} \right) \quad (1.14)$$

となる。上の式からわかるように、振動確率は Δm^2 や $\sin^2 2\theta$ をパラメータとした L や E_ν の関数として表される。T2K 実験では ν_μ ビームを用いてニュートリノ振動を測定し、これらのパラメータを測定している。

1.3 ニュートリノ振動研究の現状

1998年、スーパーカミオカンデの大気ニュートリノの天頂角分布の測定からニュートリノ振動が初めて観測され [7]、K2K 実験によりその存在が確立された [15]。2010年には、OPERA 実験により $\nu_\mu \rightarrow \nu_\tau$ の振動現象が確認された [16]。

その後、ニュートリノ振動のパラメータの測定が盛んに行われ、現状の値は表 1.1 のようになっている [17]。 $\theta_{12}, \Delta m_{21}^2$ はスーパーカミオカンデ [21]、SNO の太陽ニュートリノ観測 [19] や KAMLAND [20] の原子炉ニュートリノ観測で測定された。 $\theta_{23}, \Delta m_{23}^2$ はスーパーカミオカンデ大気ニュートリノ観測 [29]、K2K 実験 [22]、MINOS 実験 [23]、T2K 実験の ν_μ 消失 [30] によって測定された。 θ_{13} は DayaBay [25]、RENO [26]、Double Chooz [27] の原子炉実験や T2K 実験の ν_e 出現 [28] によって測定された。

表 1.1: 現状のニュートリノ振動のパラメータ [17]

パラメータ	値
$\sin^2 \theta_{12}$	0.307 ± 0.013
Δm_{21}^2	$(7.53 \pm 0.18) \times 10^{-5} \text{eV}^2$
$\sin^2 \theta_{23}$	0.51 ± 0.04 (正階層) 0.50 ± 0.04 (逆階層)
Δm_{32}^2	$(2.45 \pm 0.05) \times 10^{-3} \text{eV}^2$ (正階層) $(2.52 \pm 0.05) \times 10^{-3} \text{eV}^2$ (逆階層)
$\sin^2 \theta_{13}$	$(2.10 \pm 0.01) \times 10^{-2}$

δ_{CP} 測定の現状は T2K 実験によると、図 1.1 のようになっている。CP 保存の場合の値 $\delta_{CP} = 0, \pm\pi$ を 95 % の信頼度で棄却して、CP 対称性が破れている可能性を示唆している [32]。

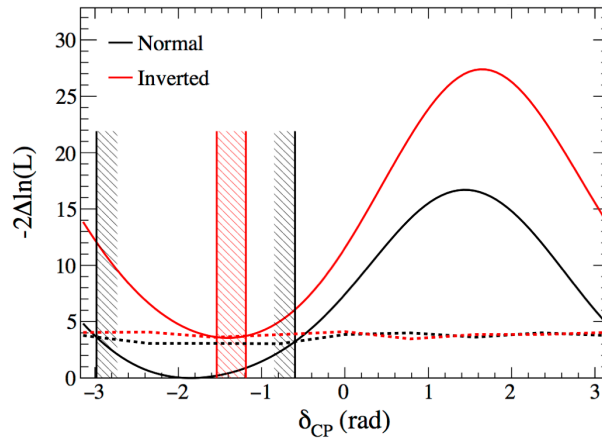


図 1.1: T2K 実験による δ_{CP} 測定の現状 [31]。赤、黒の縦線が δ_{CP} の 95 % 信頼度の範囲

1.4 ニュートリノの未解決問題

ニュートリノ質量の絶対値は測定されておらず、質量の固有状態の質量階層が $m_1 < m_2 < m_3$ (順階層)、 $m_3 < m_1 < m_2$ (逆階層) のどちらであるかも未だ決着がついていない。ニュートリノがマ

ヨラナ粒子、ディラック粒子のどちらであるかという問題も未解決である。レプトンセクターでの CP 対称性の破れについてもまだ分かっていない。

質量の絶対値の測定のため、ベータ崩壊からの電子スペクトルの終端点の測定 [8] やニュートリノを放出しないダブルベータ崩壊 ($0\nu\beta\beta$) の探索が進められている。 $0\nu\beta\beta$ の観測はニュートリノのマヨラナ性の証明にもなり様々な実験がおこなわれている [9][10]。

質量階層性の決定は基線長の長い加速器ニュートリノ実験である DUNE[11]、LBNO[12]、NO ν A、またハイパーカミオカンデ計画による大気ニュートリノ観測 [13] で目指されている。

レプトンセクターでの CP 対称性の破れの発見は長基線ニュートリノ振動実験の T2K 実験 [33]、NO ν A 実験 [14] での δ_{CP} の測定によって目指されている。これには観測するニュートリノ反応の数を増やし、統計誤差を削減する必要があり、加速器の大強度化が重要である。

第2章 T2Kについて

2.1 概要

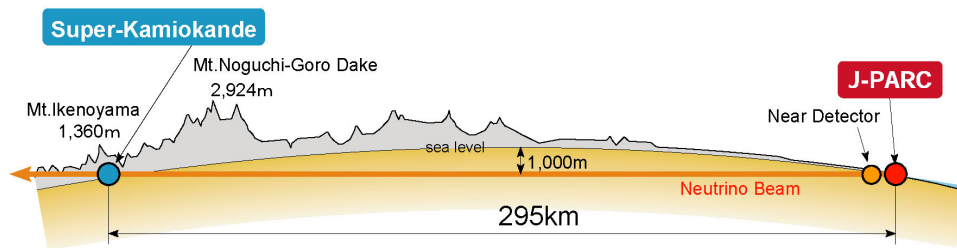


図 2.1: ニュートリノビームの飛行の様子

T2K 実験は 2009 年 4 月に開始された東海-神岡間の長基線ニュートリノ振動実験である。ニュートリノは茨城県東海村の加速器 J-PARC で加速された陽子ビームを炭素標的に当てることで、生成される。生成されたニュートリノビームは岐阜県飛騨市のスーパーカミオカンデに向けて出射されている。東海および神岡でニュートリノを観測することによりニュートリノ振動のパラメータの測定を行っている。(図 2.1) 東海でのニュートリノ観測はニュートリノ生成点直後に置かれた前置検出器、神岡での観測は後置検出器スーパーカミオカンデで行われている。

2.2 装置

以下では、ニュートリノビームライン、前置検出器、後置検出器について述べる。陽子ビームの加速については 3 章で述べる。

図 2.2 は T2K ビームラインの概略図である。J-PARC Main Ring で加速された陽子ビームは、ニュートリノビームラインに転送され、炭素標的に照射される。陽子ビームと炭素の衝突により生成される π 中間子を電磁ホーンと呼ばれる装置で作られた電磁場で収束させている。収束された π 中間子はその後の Decay Volume と呼ばれる空間で以下のように崩壊しニュートリノが生成される。



電磁ホーンの電流の向きを変えることにより収束される π 中間子の符号が変わるので、 $\nu_\mu, \bar{\nu}_\mu$ のどちらを後置検出器に向けて出射するかを変えることができる。Decay Volume の後には beam dump があり、Decay Volume 中で崩壊しなかった π 中間子やビームの陽子、 π 中間子の崩壊で発生した μ 粒子が止められる。

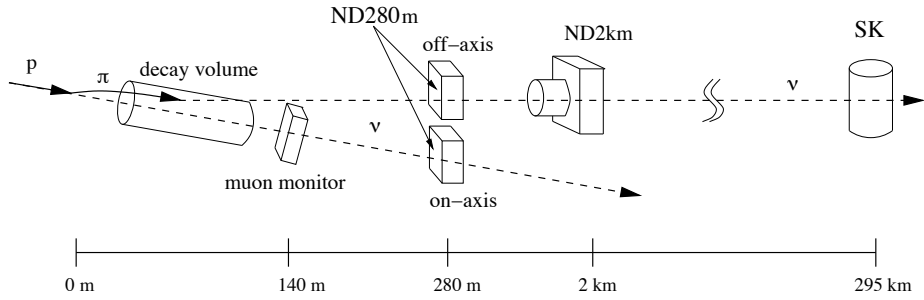


図 2.2: T2K ビームラインの概略図 [35]

T2K 実験では発生させたニュートリノの中心軸を後置検出器の方向からずらした方向に出射させている。(off-axis 法, 図 2.2[35]) これはエネルギーの分布幅が狭いニュートリノビームを得るためである。off-axis 法よりエネルギー分布のピークの高さをニュートリノ振動確率の高いエネルギーに合わせることができる。 π 中間子の崩壊によって生成されるニュートリノのエネルギーを E_ν とすると、

$$E_\nu = \frac{m_\pi^2 - m_\nu^2}{2(E_\pi - p_\pi \cos \theta)} \quad (2.3)$$

と書ける。ただし、 θ はニュートリノと π 中間子のなす角である。図 2.3 は $\theta = 0, 2, 2.5, 3^\circ$ に対して E_ν と p_π の関係を描いたグラフである。

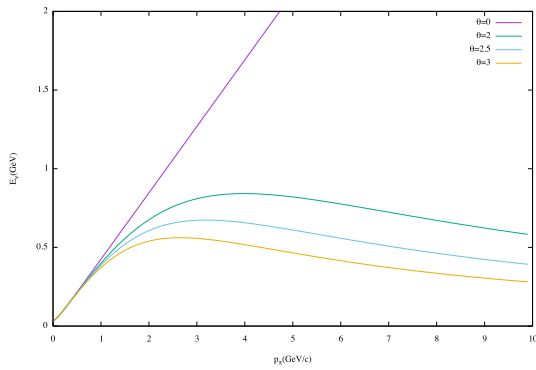


図 2.3: off-axis 法による $\theta = 0, 2, 2.5, 3^\circ$ の場合の E_ν と p_π の関係

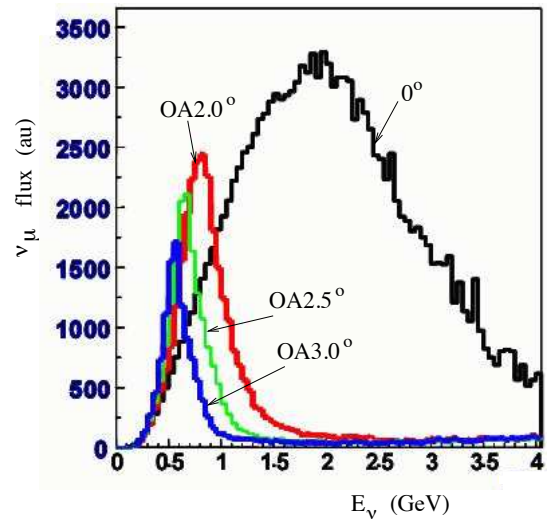


図 2.4: 様々な off-axis 角でのニュートリノのエネルギー分布 [35]

on-axis($\theta = 0$) の場合は E_ν と p_π が比例するのに対し、off-axis($\theta \neq 0$) の場合は、 E_ν と p_π の関係を示すグラフが上に凸になっている。これにより、ニュートリノエネルギーの π 中間子の運動量に対する依存性が小さくなり、ニュートリノエネルギーの分布の幅が小さくなる。ここで、 ν_e

出現の振動確率は以下のように書ける。

$$P(\nu_\mu \rightarrow \nu_e) \sim 4 \cos^2 \theta_{13} \sin^2 \theta_{13} \sin^2 \theta_{23} \sin^2 \frac{1.27 \Delta m_{23}^2 (eV^2)^2 L(\text{km})}{E_\nu(\text{GeV})} \quad (2.4)$$

よって、ニュートリノの振動確率が最も大きくなるのは以下の条件を満たすときである。

$$\frac{1.27 \Delta m_{23}^2 L}{E_\nu} = \frac{2n - 1}{2} \quad (2.5)$$

東海-神岡間では $L = 295 \text{ km}$, $\Delta m_{23} \sim 2.5 \times 10^{-3} \text{ eV}$ であることを考えれば、これを一番高いエネルギー ($n = 1$) で満たすのは $E_\nu \sim 0.6 \text{ GeV}$ の場合である。T2K 実験ではニュートリノのエネルギー分布のピークが振動確率が最大になるエネルギーになるようにビーム軸を約 2.5 度ずらしている。(図 2.4[35])

2.2.1 前置検出器

生成点近くでニュートリノビームを観測している検出器として ND280 と INGRID がある。INGRID, ND280 はそれぞれ on-axis と off-axis に設置されている。INGRID はニュートリノビームの安定性確認に使われている。このほかに、 π 中間子の崩壊で発生する μ を観測することで間接的にニュートリノのビーム方向を測定する検出器として MUMON がある。

ND280

図 2.5 に ND280 の概略図を示す。この検出器は SK に向かうニュートリノビームのフラックス、エネルギースペクトラム、またニュートリノの反応断面積の測定を行っている。ND280 は以下の

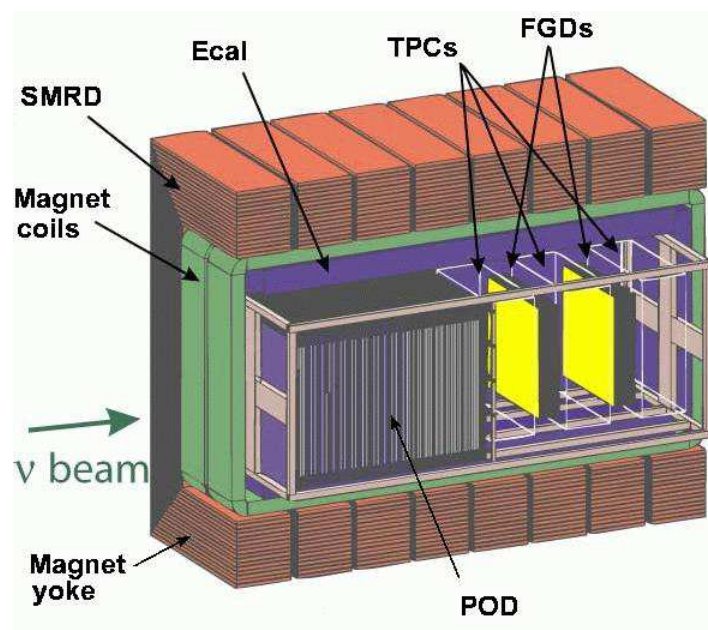


図 2.5: ND280 の概略図 [35]

装置から構成されている。

- UA1 Magnet : 大型の常伝導ダイポール電磁石。0.2 T の磁場により荷電粒子の飛跡を曲げる。
- POD(π^0 Detector) :鉛薄膜、シンチレータ、水標的のサンドイッチ構造の検出器。 π^0 を生成するニュートリノ反応の測定に特化している。
- FGD(Fine Grained Detector) : シンチレータと水標的のサンドイッチ構造の検出器。ニュートリノ標的となり、ニュートリノ反応点付近の粒子を検出する。2台のモジュールからなり前方はシンチレータ、後方は水標的とシンチレータのサンドイッチ構造になっている。後方は水-ニュートリノの反応断面積の測定に使われる。
- 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の曲がり具合から運動量を測定し、単位長さあたりに落とすエネルギーから粒子の識別を行う。3台のモジュールからなり、2台の FGD の前、間、後ろに設置されている。
- ECAL(Electromagnetic CALorimeter) : 鉛とシンチレータから構成される検出器。POD, TPC, FGD で起こったニュートリノイベントで生成された電子や γ が引き起こす電磁シャワーを捉えて、エネルギーを測定する。
- SMRD(Side Muon Range Detector) : マグネットヨークの間に設置されたシンチレータからなる検出器。大角度で散乱され TPC に入射しなかった μ の飛跡を測定することで、エネルギーの再構成を行う。

INGRID

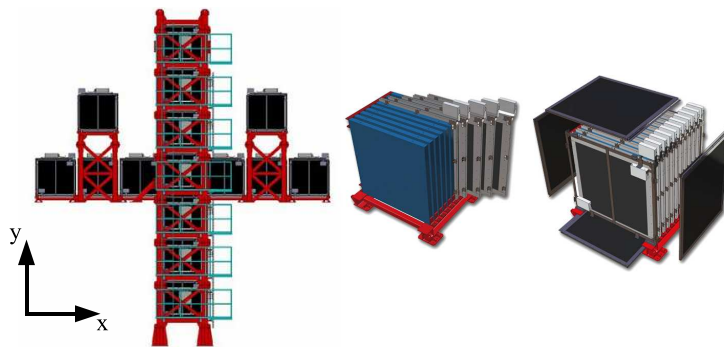


図 2.6: INGRID の概略図 [34]

図 2.6 は INGRID の概略図である [34]。INGRID は on-axis に設置されており、ニュートリノビームの方向、イベントレートをモニターしている検出器である。図 2.6 の左のように十字になっており、縦型 7 台、横型 7 台からなる。また非十字の位置にも 2 台設置されている。十字の縦横の長さは約 10 m であり、十字のクロスしたところにビーム中心が来るように置かれている。各モジュールは図 2.6 の右図のように 6.5 cm 厚の鉄 9 層、シンチレータ 11 層からなるサンドイッチ構造になっており、カバー面積は $125 \times 125 \text{ cm}^2$ 、重さは約 10 t である。鉄の層がニュートリノ標的になり、ニュートリノイベントで生成される荷電粒子をシンチレータで検出する。各モジュールでのニュートリノイベントの数からニュートリノビームの中心を測定する。

MUMON

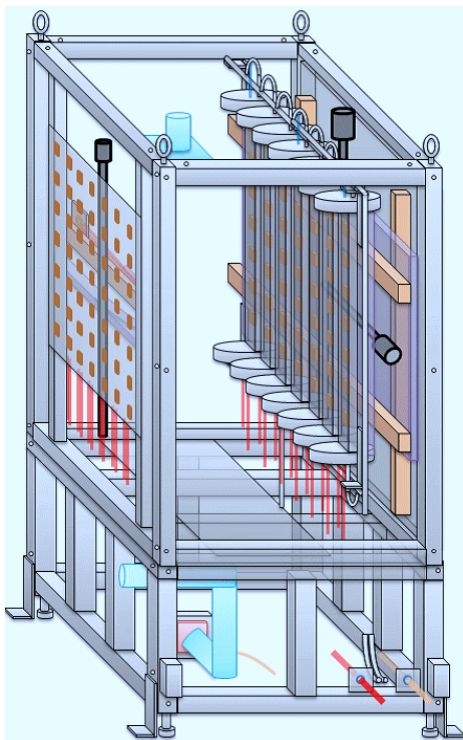


図 2.7: MUMON の概略図 [36]

図 2.7 が MUMON の概略図である [36]。MUMON は Beam Dump 直後に置かれており、 π 中間子の崩壊で生成された μ のうち、高いエネルギーの μ プロファイルを測定する検出器である¹。他の検出器はニュートリノを観測することでビームをモニターしているがニュートリノは稀にしか反応しないためデータを貯めないとビームの強度や方向は測定はできない。一方、MUMON は μ を観測している。そのため、リアルタイムにビームの信号を見ることができ、ビームの強度と方向をショットごとに観測できる。MUMON はシリコン PIN フォトダイオード (上流側) とイオンチェンバー (下流側) から構成されており、これらは独立している。これにより、クロスチェックを行うことができ、また片方が故障したときにも対応できるようになっている。150 × 150 cm の範囲にシリコン PIN ダイオードは 49 チャンネル、イオンチェンバーのチューブが 7 本配置されている。イオンチェンバーのチューブ 1 本には 7 チャンネルの平行平板イオンチェンバーが入っている。

2.3 後置検出器

T2K 実験では後置検出器としてスーパーカミオカンデが使われている。これは、岐阜県飛騨市神岡町の神岡鉱山の地下 1000 m に設置される大型水チェレンコフ検出器で、50 kt の超純水のタンクと内部に設置された 11200 本の 20 インチ光電子増倍管、1885 本の Veto 用光電子増倍管から構成される (図 2.8[37])。ニュートリノがタンク中の水と反応し荷電粒子が生成され、荷電粒子の

¹低いエネルギーの μ は Beam Dump で止まる。

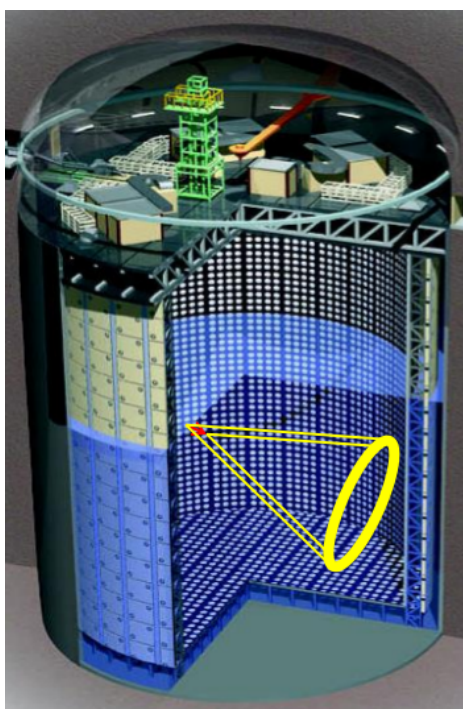


図 2.8: スーパーカミオカンデの概略図 [37]

速度 β が $1/n$ より大きいときに

$$\cos \theta = \frac{1}{n\beta}$$

の方向に円錐状のチェレンコフ光が放射される。放射されたチェレンコフ光は図のようにタンク壁面に設置された光電子増倍管でリングとして観測される (チェレンコフリング)。観測されるリングからエネルギーや飛来方向を再構成する。ミューオンから生じるチェレンコフリングは明瞭に、電子から生じるチェレンコフリングは不明瞭になるため²、リングの明瞭さから飛来したニュートリノが ν_μ, ν_e のどちらであるかを識別することが可能である。

2.4 T2K 実験の現状

T2K 実験は 2017 年の夏までにニュートリノモードで 14.7×10^{20} POT、反ニュートリノモードで 7.6×10^{20} POT のデータを貯めた。POT とは、Proton On Target のことで炭素ターゲットに当たった陽子の数のことである。図 2.9 はこれまでの POT の推移と J-PARC MR の出力の推移である。表 2.4 の右はこれまでに SK で観測したニュートリノイベントの数の内訳である。予想事象数はそれぞれの δ_{CP} の値を仮定したときの予想値である。

²電子は電磁シャワーを起こすから。

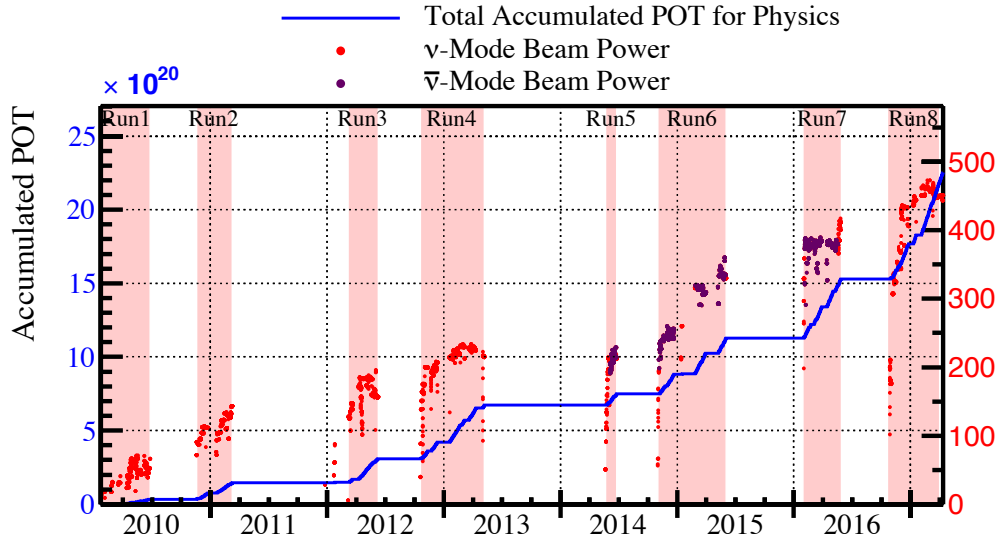


図 2.9: T2K がこれまでに取ったデータの推移と J-PARC MR の出力の推移

表 2.1: スーパーカミオカンデで観測されたニュートリノ反応の数 [32]

イベントサンプル	予想事象数				観測事象数
	$\delta_{CP} = -\pi/2$	$\delta_{CP} = 0$	$\delta_{CP} = \pi/2$	$\delta_{CP} = \pi$	Rates
CCQE 1-Ring e-like FHC	73.5	61.5	49.9	62.0	74
CC1 π 1-Ring e-like FHC	6.92	6.01	4.87	5.78	15
CCQE 1-Ring e-like RHC	7.93	9.04	10.04	8.93	7
CCQE 1-Ring μ -like FHC	267.8	267.4	267.7	268.2	240
CCQE 1-Ring μ -like RHC	63.1	62.9	63.1	63.1	68

2.5 今後のT2K

T2K 実験は 7.8×10^{21} POT のデータを貯める計画で進められている。さらに、実験を延長し 20×10^{21} POT のデータを貯めることが提案されている (T2K-II)[39]。レプトンでの CP 対称性の破れを 3σ 以上の信頼度で検証することが目的である。図 2.10 は 20×10^{21} POT 貯めた場合に、レプトンでの CP 保存をどれだけの信頼度で棄却できるかを算出した図である [32]。図 2.11 は 20×10^{21} POT のデータから振動パラメータを求めた場合の誤差である [32]。

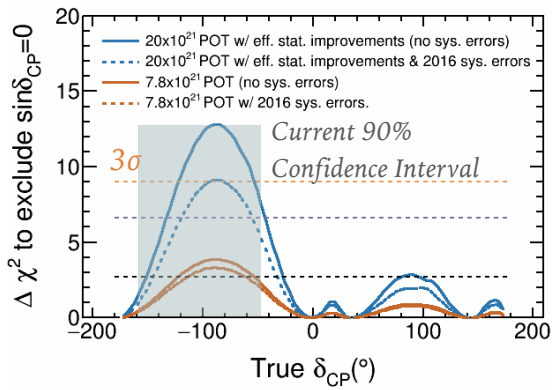


図 2.10: 20×10^{21} POT 貯めた場合のレプトンでの CP 保存棄却の信頼度

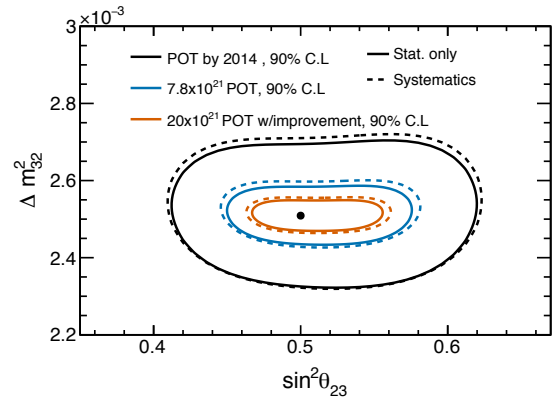


図 2.11: 20×10^{21} POT のデータから振動パラメータを求めた場合の誤差

J-PARC MR 加速器は現在約 475 kW であるが、出力をさらに高めることが計画されている。現在 2.48 s ごとにビームが取り出されるが、2019 年までに 1.3 s サイクルにし、出力を 750 kW にするアップグレードが計画されている。その先には、1.16 s サイクルで 1.3 MW にする目標がある。図 2.12 は J-PARC MR の出力の今後の予想と貯まる POT の推移の予想である [39]。予定通りに進めば、 20×10^{21} POT は 2026 年に達成される見込みである。

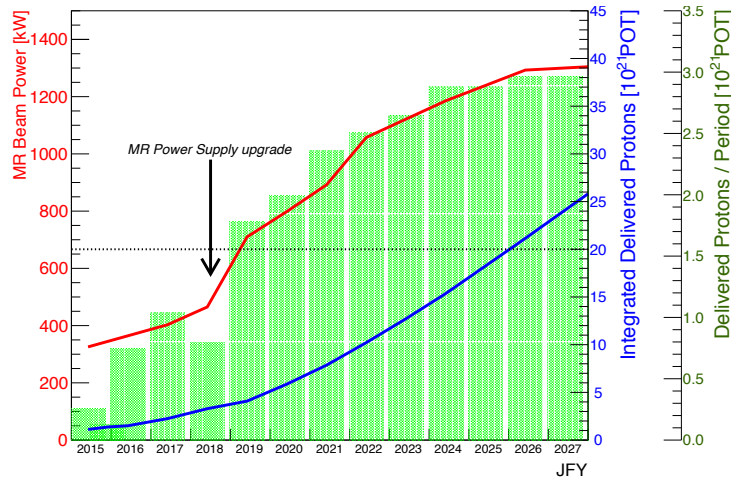


図 2.12: J-PARC MR の出力と T2K 実験が貯める POT の将来予想 [39]

第3章 J-PARCについて

3.1 概要

Japan Proton Accelerator Research Complex(J-PARC)は茨城県東海村にある陽子加速器である。日本原子力機構と高エネルギー加速器研究機構によって共同で建設された。図3.1に空中写真を示す。



図 3.1: J-PARC の空中写真

J-PARCでは加速した陽子をニュートリノ実験施設、ハドロン実験施設、物質・科学実験施設に供給している。J-PARCは3段階で陽子を加速する。1段階はリニアックと呼ばれる線形加速器でイオン源から出た負水素イオンを400 MeVまで加速する。2段階はRapid Cycle Synchrotron(RCS)でリニアックで加速された負水素イオンから電子を剥ぎ取った上で3 GeVまで加速する。最終段はMain Ring(MR)と呼ばれる加速器でRCSから3 GeVの陽子を受け取り30 GeVまで加速する。加速後の陽子が各実験施設に転送される。

2010年の運転開始より、ビームパワーがアップされ続け、2017年12月現在、約475 kWである。以下では、リニアック、RSC、MRについてそれぞれ説明する。

3.2 リニアック

J-PARC の初段の線形加速器である。図 3.2[40] のようになっており、イオン源から出た粒子は RFQ(高周波四重曲型リニアック)、DTL(ドリフトチューブリニアック)、SDTL(機能分離型ドリフトチューブリニアック)、ACS(環状結合型リニアック) を経て、400 MeV まで加速される。400 MeV まで加速された H^- は RCS へ転送される。

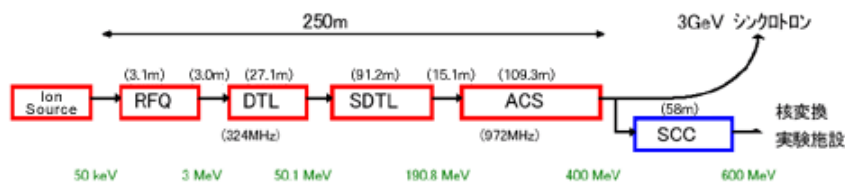


図 3.2: リニアックの概要図

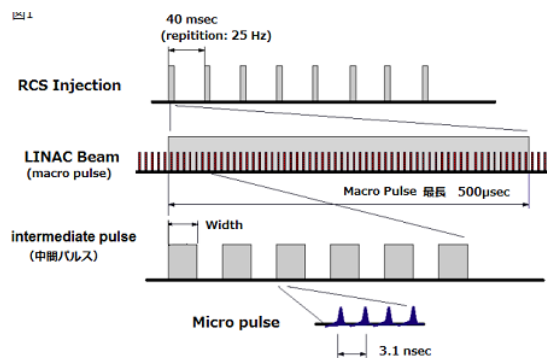


図 3.3: リニアックから出射されるビームの形状

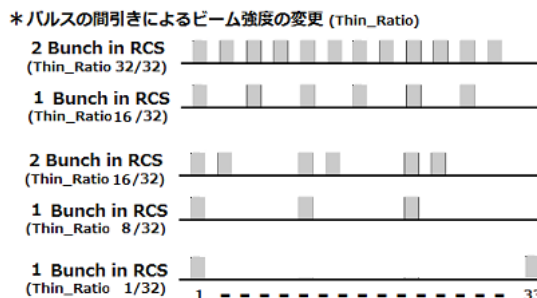


図 3.4: Thin Ratio の様子

負イオン源から出た H^- は加速電場により図 3.3 の最下段に示すようなビームの塊を形成する。ビームの塊はバンチと呼ばれる。リニアックのバンチ構造は Micro Pulse と呼ばれている。Micro Pulse の間隔は 3.1 ns である。Micro Pulse はある間隔で On/Off され RCS に入射される。この On/Off によるパルスは中間パルスと呼ばれる。後述するように RCS はリングになっており、1 周に 2 つのバンチを持つ。RSC のバンチは中間パルスが繰り返し入射され、積み重ねられることにより作られる。中間パルスの入射は約 500 μs で行われる。図 3.3 の中段図のように中間パルスを幾つか含んだ 500 μs のパルスは Macro Pulse と呼ばれる。1 つの Macro Pulse 中に入れる中間パルスの数は Thin Ratio と呼ばれる。Thin Ratio は図 3.4 のように可変であり、最高で 32 である。Thin Ratio を変えることで RCS バンチ 1 つに含まれる粒子数を調整することができる。

リニアックのパラメータを表 3.2 にまとめる。

3.3 RCS

RCS は一周約 350 m のシンクロトロンである。図 3.6 のように 3 回対称のリングになっており、3 つの直線部は入射、加速、出射のために使われている。RCS 中のビームはバンチ構造になって

表 3.1: リニアックのパラメータ

パラメータ	設計値	現在値
入射粒子	H^-	H^-
出射粒子	H^-	H^-
入射時のエネルギー	~50 KeV	~50 KeV
出射時のエネルギー	400 MeV	400 MeV
Macro Pulse の長さ	500 μ s	500 μ s
繰り返し周波数	50 Hz	50 Hz
長さ	248 m	248 m

おり、一度にバンチを2つ保持できる。リニアックから出力された400 MeVの H^- はRCSに入射される。入射した H^- は炭素薄膜により e^-2 つが剥ぎ取られ、陽子に変わる。前述の通り、RCSのバンチはリニアックからのバンチを複数回入射させて周回ビームと入射ビームを合流させることにより強度を増している。入射ビーム(H^-)と周回ビーム(H^+)の電荷が逆であることから、図3.5の右図のように粒子を合流させることができる。もし、入射ビームと周回ビームの電荷が同じであれば、図3.5の左図のように両ビームが同じ方向に曲がってしまい、うまく合流できない。

RCSのビームは約20 msで3 GeVまで加速され物質・生命科学実験施設(MLF)とMRに出射される。MLFに出射されたビームは中性子や μ の生成に使用される。これらの粒子は物質科学や生命科学の研究に利用されている。後述するようにMRはバンチを8つ持つリングである。RCSのビームは2バンチずつ4回にわたりMRへ入射される。

RCSのパラメータを表3.3にまとめる。

表 3.2: RCSのパラメータ

パラメータ	設計値	現在値
入射粒子	H^-	H^-
出射粒子	陽子	陽子
周長	348.333 m	348.333 m
入射時のエネルギー	400 MeV	400 MeV
出射時のエネルギー	3 GeV	3 GeV
繰り返し周波数	25 Hz	25 Hz
バンチ数	2	2
バンチあたりの陽子数	8.33×10^{13}	
RF 周波数	1.227 ~ 1.672 MHz	1.227 ~ 1.672 MHz

3.4 MR

MRは一周約1576.5 mのシンクロトロンである。図3.7[45]のように3回対称のリングになっている。3つの直線部は入射、ニュートリノビームラインへの取り出し、ハドロン実験施設への取り出しに使われている。ニュートリノビームラインへの取り出しは、リングの内側に向けて行われる。MRのビームはバンチ構造になっており、一度にバンチを8つ保持できる。

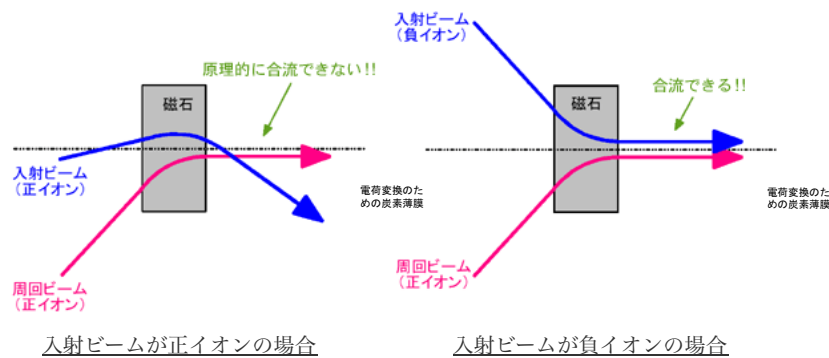


図 3.5: RCS の入射部で入射ビームと周回ビームの合流の様子 [40]

左図は入射、周回ビームの電荷が同じ場合。両ビームは同じ方向に曲がるため合流できない。
 右図は入射、周回ビームの電荷が違う場合。両ビームは異なる方向に曲がるためうまく合流できる。

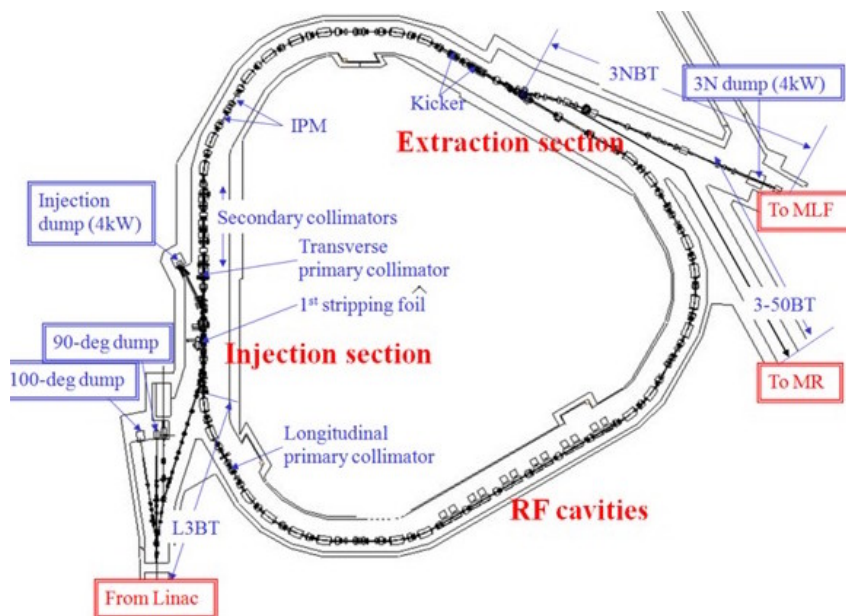


図 3.6: RCS の概略図

RCS から MR に入射した 3 GeV の陽子ビームは約 1.5 s で 30 GeV に加速され、ハドロン実験施設やニュートリノ実験施設に出射される。ビームをハドロン実験施設に出射される時には、30 GeV までビームが加速された後、加速の RF を Off にする。これにより、バンチ構造を保つ役割をしていたビーム進行方向の収束力がなくなり、ビームにはバンチ構造がなくなる。バンチ構造がなくなったビームは約 2 秒かけて取り出される。一方、ビームがニュートリノ実験施設に出射される時は 30 GeV に加速された後、バンチ構造を持ったまま一度にニュートリノビームラインに送られる。前者の取り出しを遅い取り出し、後者の取り出しを速い取り出しという。

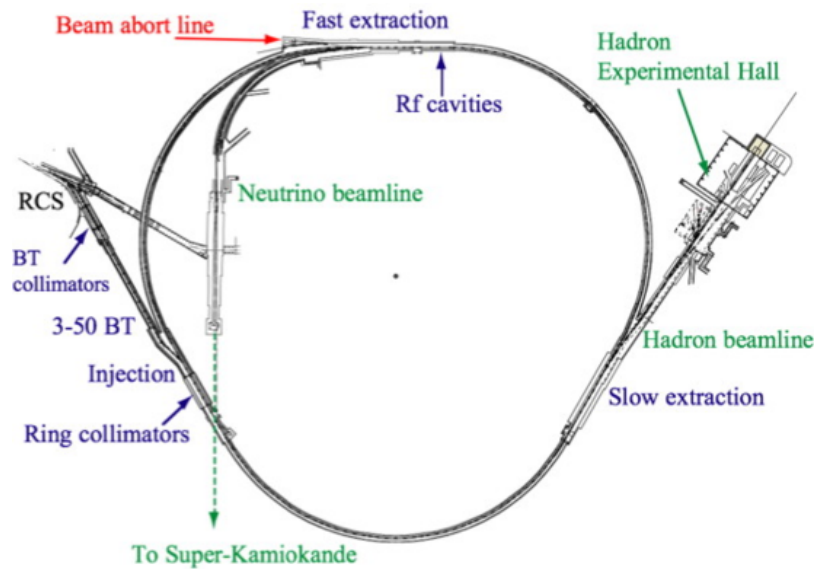


図 3.7: MR の概要図 [45]

MR のパラメータを表 3.4 にまとめる。

表 3.3: MR のパラメータ

パラメータ	設計値	現在値
入射粒子	陽子	陽子
出射粒子	陽子	陽子
周長	1567.5 m	1567.5 m
入射時のエネルギー	3 GeV	3 GeV
出射時のエネルギー	50 GeV	30 GeV
繰り返し周期		2.48 s(速い取り出し)
バンチ数	8	8
バンチあたりの陽子数	3.3×10^{14}	2.2×10^{14}
RF 周波数	1.672 ~ 1.72 MHz	1.672 ~ 1.72 MHz

次に速い取り出しのときの MR のタイミング関係を説明する。MR 中の 8 バンチは 2 バンチごとに計 4 回に分けて入射される。4 回の入射の間隔は 40 ms である。4 回の入射のタイミングは MR ではそれぞれ K1, K2, K3, K4 と呼ばれる。つまり、K1 は 1, 2 番目のバンチの入射、K2 は 3, 4 番目のバンチの入射、K3 は 5, 6 番目のバンチの入射、K4 は 7, 8 番目の入射のタイミングである。

K4の1 ms後にビームの加速が開始される。加速開始のタイミングはP2と呼ばれている。加速は1.4 s間である。加速終了はP3と呼ばれている。P3から1 ms後にビームが取り出される。取り出しのタイミングはP4と呼ばれている。以上の関係を図示したものが図3.8である。各時刻における、エネルギーとビームの電流の大きさも並べて図示している。

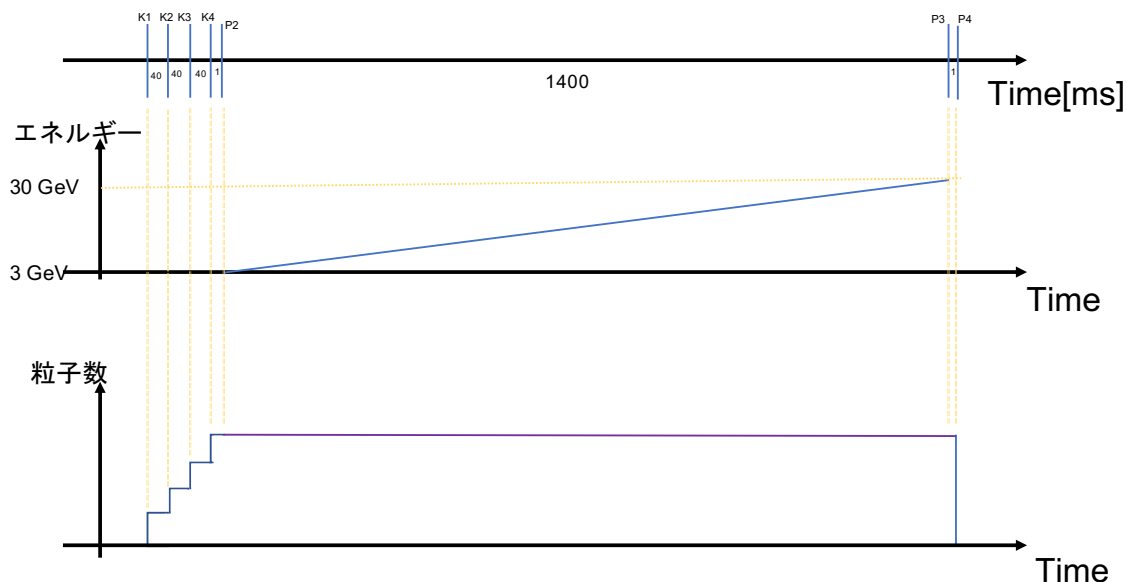


図 3.8: MR のタイミング関係、図中の数値は時間間隔で単位は ms、下の 2 段は各時刻でのビームのエネルギー、粒子数である。

3.4.1 MR ビーム横方向測定モニター

MR のモニター、特に本研究に強く関係する、ビームの進行方向に垂直な成分 (横方向) を測定するモニターについて説明する。

3.4.2 Beam Position Monitor

ビームの横方向の位置を測定するモニターとして Beam Position Monitor(BPM) がある。BPM の概略図を図 3.9[41] に示す。BPM は MR 中に 186 台設置されており、ビーム軌道のモニターに使用されている。BPM は図 3.9 のように斜めにカットされたパイプが上下、もしくは左右に配置された構造である。ビーム通過時に 2 つのパイプに信号が生じ、パイプにつながったケーブルから波形が観測される。上下のパイプからの波形のフーリエ変換のピークの値を U, D とすると、 $(U - D)/(U + D)$ はビームの位置 y に比例する [42]。したがって、 $(U - D)/(U + D)$ にある定数をかけることにより、ビームの位置が算出できる。BPM からの信号を 14 ビット、80 MSPS の ADC でサンプリングし、高速フーリエ変換することでビーム位置が数十 μm 以下の精度で算出される。

ビームは横方向に振動しながらビームパイプを進む。ビームロス削減のためにはビームの軌道を補正し、横方向の振動の中心ができるだけビームパイプの中心にくるようにする必要がある。精度よくビーム軌道の補正を行うには BPM の精度を向上させる必要がある。そこで、BPM の精度を 1/10 程度にするアップグレードが進行中である [43]。

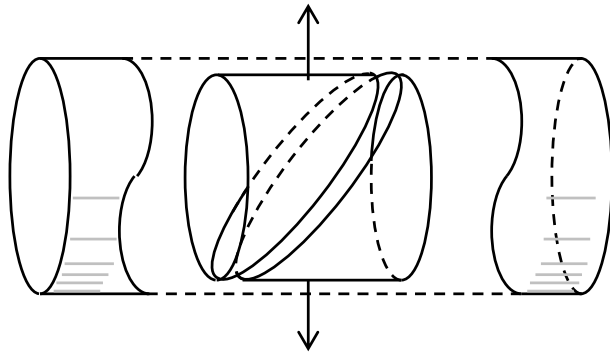


図 3.9: BPM の概略図 [41]。斜めにカットされたパイプが電極である。

3.4.3 Ion Profile Monitor

ビームの横方向のプロファイルを測定するモニターとして Ion Profile Monitor (IPM) がある [44]。加速器のパイプの内側は真空に保たれているが、実際は若干の残留ガスがある。ビームと残留ガスが衝突することでイオンが発生する。発生したイオン、もしくは電子を電場をかけて図 3.10 [41] のように平行に集め、Multi Channel Plate (MCP) と呼ばれる装置で増幅する。MCP は図 3.11 [46] のようにプレートに穴が開いた構造をした装置で、両端に電場が印可されている。穴の部分に電子が入ると、電場により電子が加速され、MCP の壁に当たる。壁と電子との衝突により、さらに壁から複数の電子が発生する。これを繰り返していくことにより電子が増幅される。増幅された電子を 32 チャンネルの電極で読み出すことによりビームのプロファイルを測定する。磁場を印可して磁場に巻きつかせるような軌道を作ることにより、イオンや電子を平行に集める。

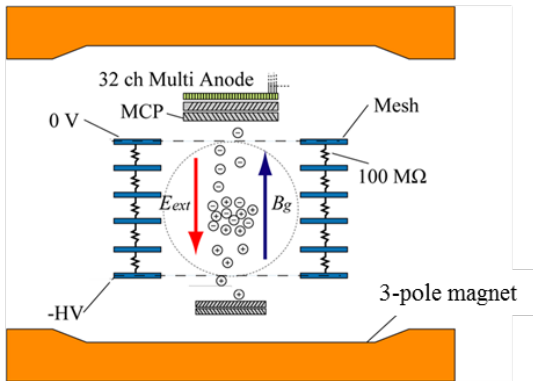


図 3.10: IPM の概略図 [41]

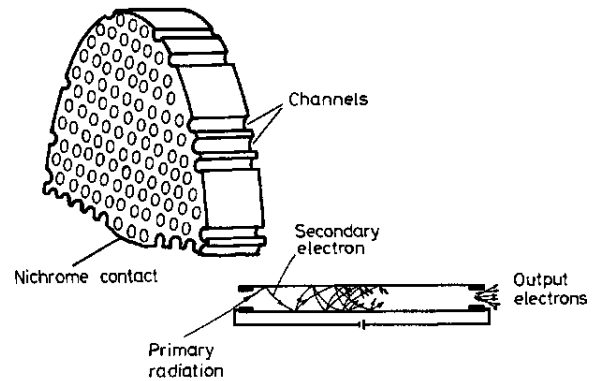


図 3.11: Multi Channel Plate の概略図 [46]

MR のバンチは 1.7 MHz のレートで 1.5 s の間、IPM を通過する。そのため、大強度で IPM を使おうとすると MCP の電荷供給が間に合わず、ゲインが小さくなる。特に、プロファイルの山になるところは信号が強く、各ターンでの供給すべき電荷が大きくなる。その結果、ゲイン降下が他のチャンネルより大きくなりプロファイルが実際よりも広がって見える。以上のような問題から、IPM は低強度の時のみ信頼性できるプロファイルを得ることができる。IPM は入射直後の

Dipole 振動、Quadrupole 振動の測定に使われ、入射調整に使用されている。

3.4.4 Flying-Wire Profile Monitor

プロファイルを測定するモニターとして Flying Wire Monitor がある。半径 $7 \mu\text{m}$ のワイヤーをビームに当てることによりビームを散乱させ、プロファイルを測定する [38]。ワイヤーのスピードは 5 m/s である。ワイヤーにより散乱された粒子はシンチレータで検出される。シンチレータの信号の大きさをワイヤーの位置の関数として求めることにより、プロファイルを測定する。ワイヤーの速さがビームの通過に比べて小さいのでバンチごとのプロファイルを測定することはできない。また、大強度で動作させるとワイヤーが切れてしまうという問題もある。

第4章 16電極ビームモニターについて

本章では16電極ビームモニターの原理、状況について述べる。ただし、加工方法や材質など設計についての詳細は中西氏の修士論文 [52] を参照のこと。

4.1 概要

16電極ビームモニターは外側から見ると、図4.1のようなビームモニターである。ビームモニター内には16本の電極が取り付けられているが、断面は図4.2のようになっており電極はビームモニターのパイプに掘られた溝に入っている。これは、電極同士のカップリングをできるだけ小さくするためである。電極は上流側は同軸N型真空フィードスルーに接続されておりここから信号を観測できるようになっている。電極の下流側はビームパイプに接続されたステンレス棒に溶接されている。

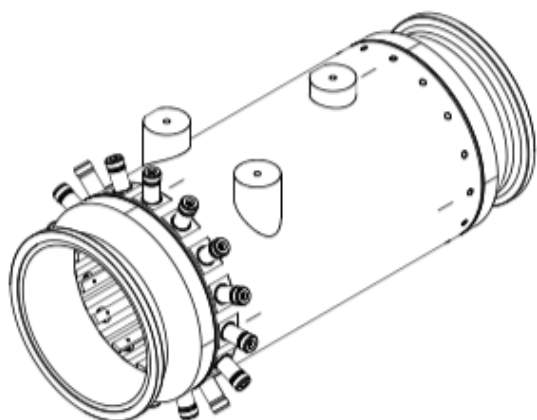


図 4.1: 16電極ビームモニターを外から見た図 (株式会社 TOYAMA の製図より)

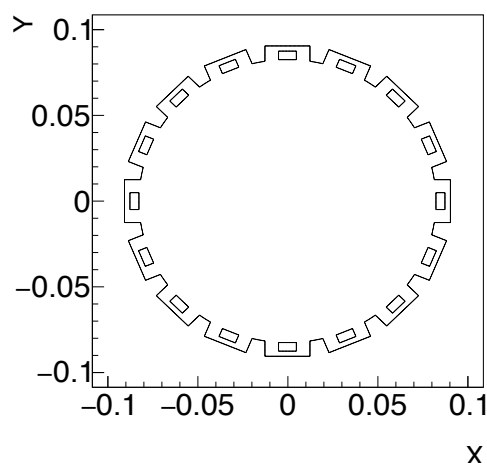


図 4.2: 16電極ビームモニターの断面図

このビームモニターはビーム入射時のビームサイズ mismatches 測定やエミッタンス測定を目的として2016年に開発され、MRにインストールされた。インストールされた位置は図4.3である。インストールされた場所はRCSのビームがMRに入射する直線部にある。そのため、ビーム入射についての測定が行いやすい。実際にインストールした後の様子が図4.4である。図の左側がビームの上流側であり、右側が下流側である。

4.2 動作原理

16電極ビームモニターは、ビームが通ると各電極に波形が生じ、それらを読み出して各電極の信号の強さを測定することによってビームの位置、広がりなどの情報を算出する。この節では、16

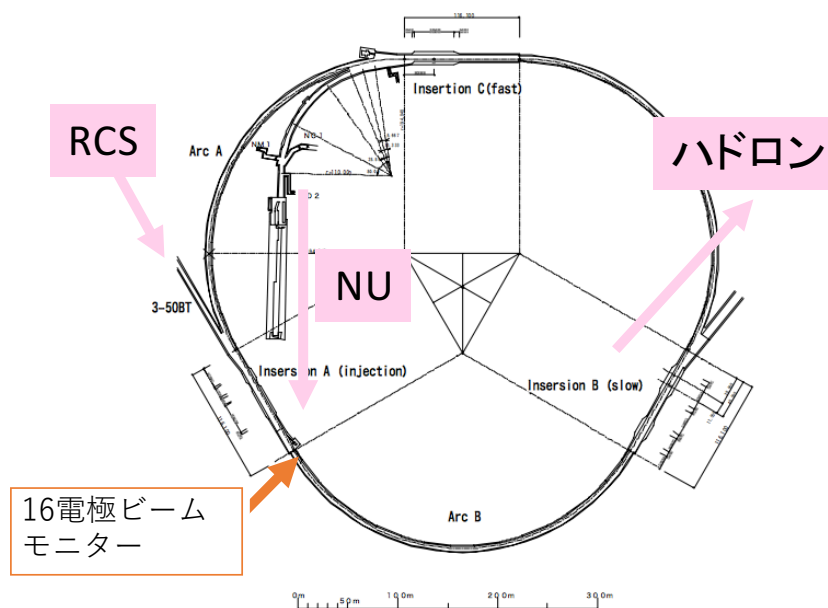


図 4.3: 16 電極ビームモニターがインストールされた場所

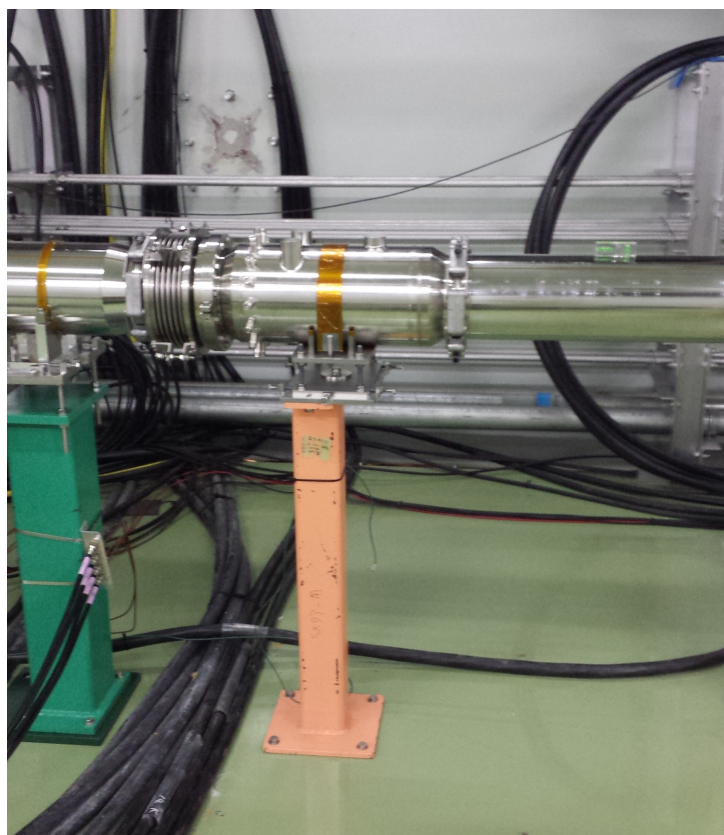


図 4.4: インストールされた 16 電極ビームモニター

電極ビームモニターの信号からビームのモーメントを求める原理を述べる。

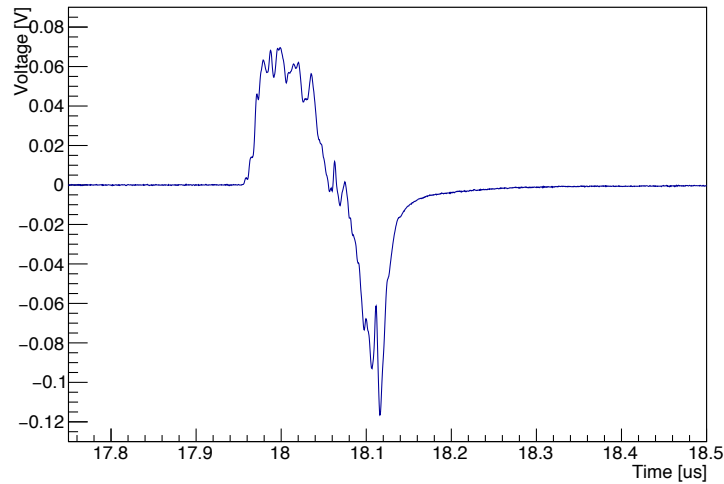


図 4.5: ビームが通った時に各チャンネルに生じる波形

ビームが通ると、図 4.5 のような波形が読み出される。まず、この理由を説明する。16 電極ビームモニターの電極は上流側は同軸 N 型フィードスルーの芯線に接続されているが下流側はグラウンドに接続されている。模式的に描いた図が図 4.6 である。

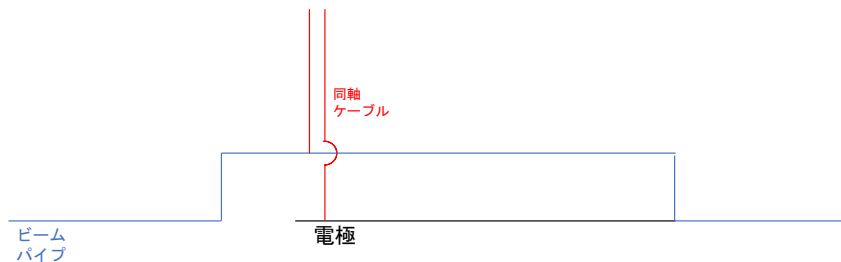


図 4.6: 電極とグラウンド、同軸ケーブルの関係

陽子ビームがパイプ中を移動すると、陽子の正電荷に引き寄せられてビームパイプ上に負の電荷 $-I_Q$ が流れる。(図 4.7) この電流は wall current と呼ばれる。ビームが電極に差し掛かると、Wall current は同軸ケーブルのグラウンド線とビームパイプで分岐する。(図 4.8) それぞれの電流を $-I_1, -I_2$ とするとキルヒホフの法則より

$$-I_Q = -I_1 + -I_2 \quad (4.1)$$

また、同軸ケーブルの芯線にはグラウンド線と逆符号の電荷 $+I_1$ が流れる。この電流によりケーブルには正の電圧が観測される。ケーブル芯線に電流が流れることに伴い、電極に沿うように負の電荷が流れる。キルヒホフの法則より電極に流れる電流は $-I_1$ である。式 4.1 より、 $-I_1 = +I_2 - I_Q$ である。(図 4.8) ビームが通り過ぎると、再びビームパイプに Wall current $-I_Q$ が流れる。電極に流れていた電流 $-I_1 = +I_2 - I_Q$ のうち、 $-I_Q$ のみがビームパイプの方へ行く。残りの $+I_2$ はビームパイプ側へ行き上流方向に向かって流れる。(図 4.9) この電流が最終的に同軸ケーブルに流れ込み、同軸ケーブルの芯線で負の電圧が観測される。(図 4.10) 以上のような流れにより、ビー

ムが電極付近を通過すると、同軸ケーブルの芯線では正の電圧が観測された後に負の電圧が観測される。波形で見ると、図 4.5 のように見える。

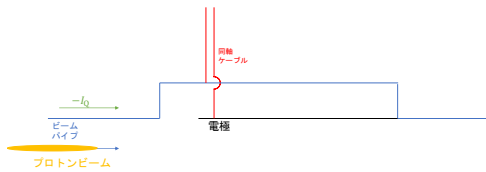


図 4.7: Wall current が流れる様子

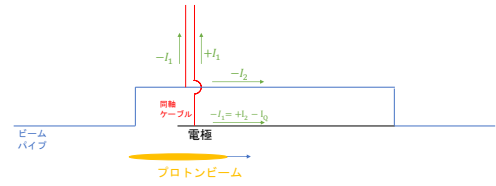


図 4.8: Wall current が分岐して一部が同軸ケーブルに流れる様子

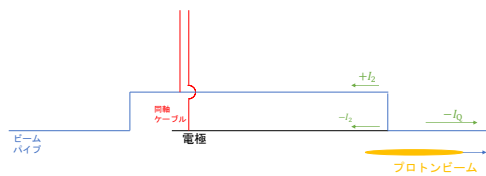


図 4.9: 電極に沿って流れていた電流の一部が Wall current になる様子

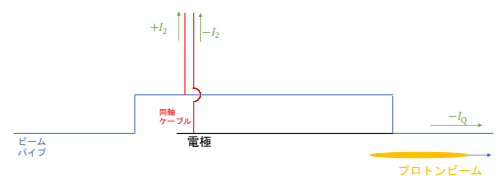


図 4.10: 同軸ケーブルの芯線で負の電圧が観測される様子

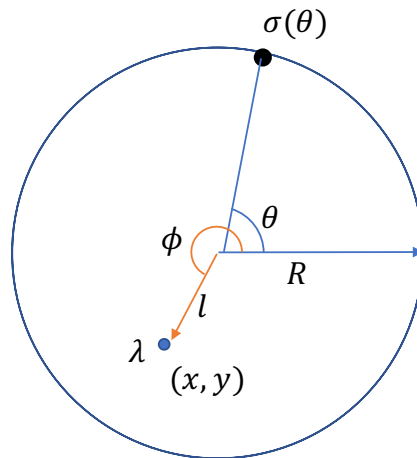


図 4.11: 円筒内側に電荷を置いた時の図 (円筒は 16 電極ビームモニターモデルである)

ビームの各モーメントと各電極の信号の関係を求める。図 4.11 のように円筒の内側に円筒に平行に線電荷を置いた時に円筒上の点 θ に生じる電荷を考える。円筒は 16 電極ビームモニター、線電荷はビームをモデル化したものである。ただし実際は前節で述べたように電極は図 4.2 のように溝に入っておりモデルとは少々異なる。モデルと実際の差異により多少の違いはあるが大勢には影響しない。細かい違いはのちに述べるキャリブレーションの係数に押し込めることによって解決できる。

このとき、 θ に生じる電荷 $\sigma(\theta)$ は以下のようなになる。ただし、 R は円筒の半径、 λ は線電化の

電荷密度である。この式の詳しい導出は付録 A を参照。

$$\sigma(\theta) = \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\cos n\theta}{R^n} \text{Re}(x + iy)^n + \frac{\sin n\theta}{R^n} \text{Im}(x + iy)^n \right\} \right] \quad (4.2)$$

ここで、ビームが広がりを持つ時を考える。これは、上のモデル化で言えば線電荷が太くなった場合に相当する。電荷の断面が $\rho(x, y)$ の分布を持つとき、重ね合わせの原理により、点 θ に生じる電荷は

$$\sigma(\theta) = \int dx dy \frac{\rho(x, y)}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\cos n\theta}{R^n} \text{Re}(x + iy)^n + \frac{\sin n\theta}{R^n} \text{Im}(x + iy)^n \right\} \right] \quad (4.3)$$

$$= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\cos n\theta}{R^n} \langle \text{Re}(x + iy)^n \rangle + \frac{\sin n\theta}{R^n} \langle \text{Im}(x + iy)^n \rangle \right\} \right] \quad (4.4)$$

となる。ただし、 λ や x, y の関数 $F(x, y)$ に対する $\langle F(x, y) \rangle$ の定義は以下である。

$$\lambda = \int dx dy \rho(x, y) \quad (4.5)$$

$$\langle F(x, y) \rangle = \frac{\int dx dy \rho(x, y) F(x, y)}{\int dx dy \rho(x, y)} \quad (4.6)$$

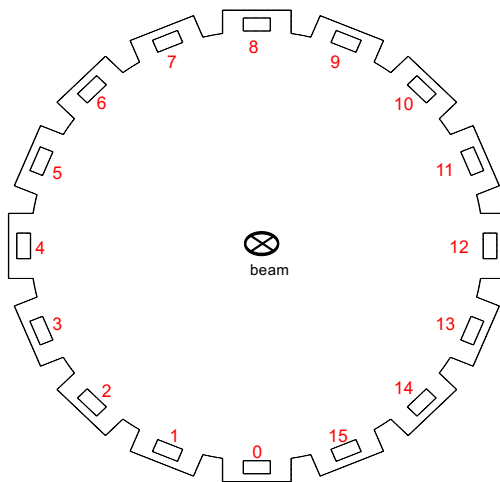


図 4.12: 電極番号の定義

上では、円筒として計算したので θ は連続的に取れるが実際のビームモニターは電極であり、測定できる θ は不連続である。図 4.12 のように電極の番号 j を 0 から 15 までで定義すれば、電極 j に生じる電荷 σ_j は $\theta_j = -\pi j/8 + 3\pi/2$ として、

$$\sigma_j = \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\cos n\theta_j}{R^n} \langle \text{Re}(x + iy)^n \rangle + \frac{\sin n\theta_j}{R^n} \langle \text{Im}(x + iy)^n \rangle \right\} \right] \quad (4.7)$$

と表せる。(j = 0, ..., 15) j = 0, ..., 15 の 16 本の式をわかりやすく行列を用いて書くと、

$$\begin{pmatrix} \sigma_0 \\ \vdots \\ \sigma_{15} \end{pmatrix} = \frac{1}{2\pi R} \begin{pmatrix} 1 & \frac{2 \cos \theta_0}{R} & \frac{2 \sin \theta_0}{R} & \frac{2 \cos 2\theta_0}{R^2} & \frac{2 \sin 2\theta_0}{R^2} & \dots \\ 1 & \frac{2 \cos \theta_1}{R} & \frac{2 \sin \theta_1}{R} & \frac{2 \cos 2\theta_1}{R^2} & \frac{2 \sin 2\theta_1}{R^2} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \frac{2 \cos \theta_{15}}{R} & \frac{2 \sin \theta_{15}}{R} & \frac{2 \cos 2\theta_{15}}{R^2} & \frac{2 \sin 2\theta_{15}}{R^2} & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda \\ \lambda \langle \text{Re}(x + iy) \rangle \\ \lambda \langle \text{Im}(x + iy) \rangle \\ \lambda \langle \text{Re}(x + iy)^2 \rangle \\ \lambda \langle \text{Im}(x + iy)^2 \rangle \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

上の式の右辺の行列やモーメントの縦ベクトルは無限次元まで続く。有限の次元で打ち切れば、 ${}^t(\sigma_0 \dots \sigma_{15})$ に係数行列の (擬似) 逆行列をかけることにより逆にモーメントを求めることができる。ただし、係数行列の (擬似) 逆行列が求まるためには、係数行列の大きさが 16 列以下である必要がある。したがって、次元を 8 次以下で打ち切らないといけない。

上では、係数行列として、 θ_j や R を使って表したが、これはビームモニターを円筒でモデル化した時の式である。実際はこれらの値からずれていると考えられる。よって、実際のビームモニターの特性を反映した係数行列を求める必要がある。つまり、

$$\begin{pmatrix} \sigma_0 \\ \vdots \\ \sigma_{15} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_0 & a_{0,0} & b_{0,0} & a_{0,1} & b_{0,1} & \dots \\ c_1 & a_{1,0} & b_{1,0} & a_{1,1} & b_{1,1} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_{15} & a_{15,0} & b_{15,0} & a_{15,1} & b_{15,1} & \dots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda \\ \lambda \langle \text{Re}(x + iy) \rangle \\ \lambda \langle \text{Im}(x + iy) \rangle \\ \lambda \langle \text{Re}(x + iy)^2 \rangle \\ \lambda \langle \text{Im}(x + iy)^2 \rangle \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

として、係数 c_j, a_{ji}, b_{ji} を求める必要がある。これはワイヤーキャリブレーションによって求められる。

4.3 性能

各電極の特性インピーダンス測定した。測定は Time Domain Reflectometry(TDR) という、高速パルス波を出力し反射波形を観測する装置を用いた。電極の特性インピーダンスに 50 Ω からのずれがあれば、ずれの大きさに応じて反射が起きる。そのため、反射波を見ることで特性インピーダンスが調べられる。TDR を用いて測定した 16 個の結果を重ね書きしたものが図 4.13 である。電極の特性インピーダンスは加工精度による誤差のために 50 Ω を中心に 1 Ω 程度ばらついている。特性インピーダンスのばらつきはチャンネルごとの差異をもたらす。しかし、ワイヤーキャリブレーションの結果を係数に反映することにより補正できると考えられる。

16 電極ビームモニターの周波数特性を測定した。測定には図 4.14 のようなテーパー管と呼ばれる装置を用いた。テーパー管はビームモニターの上流側、下流側に取り付けて使うもので、モニターの内側に導体筒を取り付けられる。この筒に電流を流し、各電極からの信号を観測することで周波数特性が測定できる¹。周波数特性の測定結果が図 4.15 である。ビームの周波数は後の章でみるように ~ 100 MHz の領域に分布しているので、ビームモニターとして使う時に重要な周波数領域は図 4.15 では左端の領域である。この領域では周波数が高くなるにつれて周波数応答が大きくなっている。

¹ビームモニター内部にワイヤーを張り、電流を流して各電極からの応答をみること (ワイヤーキャリブレーション) と本質的に変わりはないが、テーパー管は特性インピーダンスを 50 Ω に合わせることで反射が起きないようにしており、ワイヤーでの測定より精度よく周波数特性がそくていできる

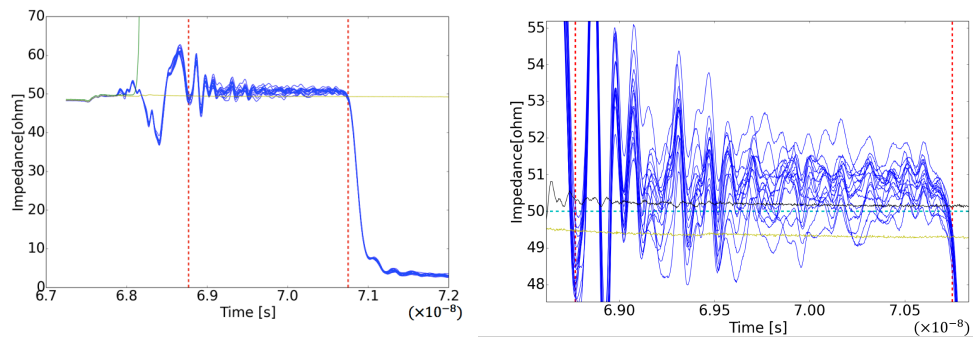


図 4.13: TDR を用いて測定した各電極のインピーダンス (右図は拡大図)[52] 緑線は TDR からのケーブルをビームモニターに繋がらないで取った時のデータ。緑線が大きく上に触れている部分がビームモニターのコネクタ部。赤線はビームモニターの電極の範囲



図 4.14: テーパー管とネットワークアナライザを用いた周波数特性測定の様子 [52]

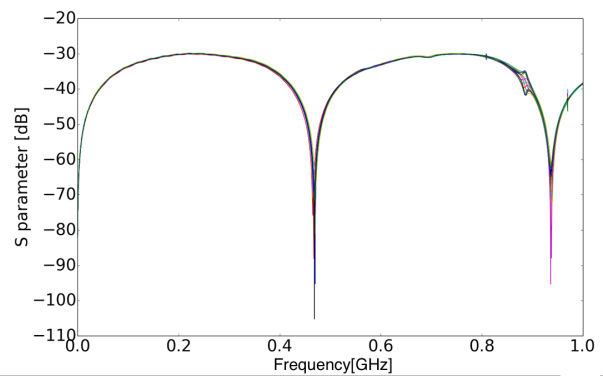


図 4.15: テーパー管とネットワークアナライザを用いて測定した周波数特性 [52]

第5章 キャリブレーション

16 電極ビームモニターを加速器にインストールする前に、ワイヤーを用いてモニター自体のキャリブレーションを行った。また、加速器へのインストール後に、ビームを用いてキャリブレーションを行った。ビームゲインキャリブレーション (BBGC) では、ビームモニターからの信号のうち、ビームモニター以外の部分から起因する要因 (地下から地上へのケーブルやケーブルのつなぎ目で用いているコネクタによる波形の減衰、反射のチャンネル毎のばらつき) による影響の補正を目的に行っている。また、ビームベースドアラインメント (BBA) は、ビームモニターに近接する収束マグネットの補正電流を変化させることにより、収束マグネットの中心とビームモニターの中心のズレを算出する方法である。本章では、まずワイヤーを用いたキャリブレーションの方法と解析手法を説明し、その結果について述べる。その後、BBGC の方法と解析手法を述べる。ただし、ビームを用いたキャリブレーションについては解析がうまくいかなかった。最後に、BBA の方法と解析結果を説明する。

5.1 ワイヤーキャリブレーション

ワイヤーキャリブレーションとは、ビームモニターの中にビームに見立てたワイヤーを張り、ワイヤーに電流を流して電極に生じる信号を測定するキャリブレーション法である。ワイヤーキャリブレーションは J-PARC MR 内に使われている BPM でよく使われている方法である [47]。

5.1.1 ワイヤーキャリブレーションの方法

ワイヤーキャリブレーションには、図 5.1 のような BPM 較正装置 [48] を用いた。ビームモニター内側にワイヤーを張った状態で装置の台に設置し、ビームモニターを動かすことによってビームモニターとワイヤーの位置関係を変える。これによりワイヤーがビームモニター内の様々な位置にあるときの電極からの信号が自動で取れる。装置は $30\ \mu\text{m}$ の精度でワイヤーとビームモニターの位置関係を設定することができる。ワイヤーには銅コーティングのピアノ線を用い、図 5.2 のようにワイヤー位置を $10\ \text{mm}$ 間隔で動かした。測定は、ワイヤーとビームモニターの各チャンネルにネットワークアナライザをつないで行った。ワイヤーに流す電流は $0.85\ \text{MHz} \sim 21.25\ \text{MHz}$ を $0.85\ \text{MHz}$ おきに 25 点を選んだ。ビームの加速 RF の周波数が約 $1.7\ \text{MHz}$ であることから、ビームモニターでビームを見たときの信号の周波数成分が $1.7\ \text{MHz}$ の整数倍のところにピークが出ると考えられるからである。キャリブレーション時の装置の配置方法の詳細は中西氏の修論 [52] を参照。

5.1.2 ワイヤーキャリブレーションのデータ解析

4.2 節より 16 電極ビームモニターの電極 j に生じる信号 V_j は下のよう書ける。

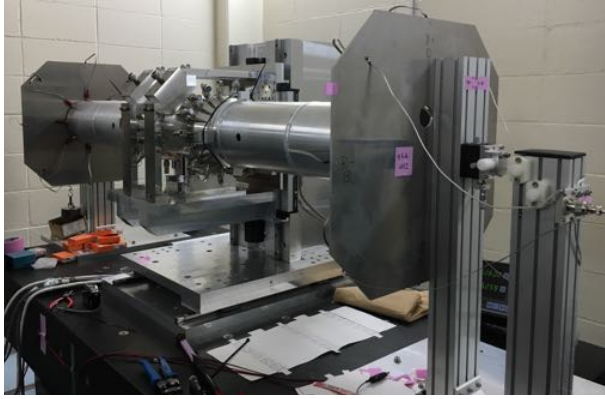


図 5.1: BPM 校正装置

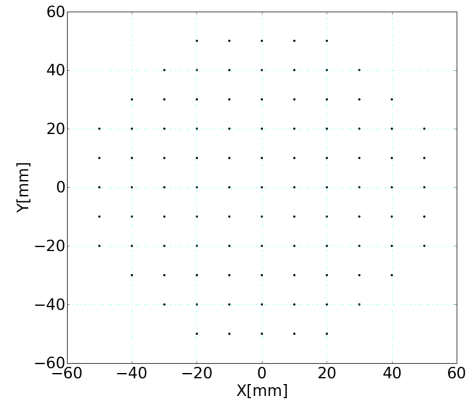


図 5.2: ワイヤーの設置位置

$$V_j = \left[c_j + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_{jn} \langle \text{Re} \left(\frac{x+iy}{R} \right)^n \rangle + b_{jn} \langle \text{Im} \left(\frac{x+iy}{R} \right)^n \rangle \right\} \right] \quad (5.1)$$

ワイヤーの設置位置に線状の電流が流れると考える¹と、

$$V_j = Q \left[c_j + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_{jn} \text{Re} \left(\frac{x+iy}{R} \right)^n + b_{jn} \text{Im} \left(\frac{x+iy}{R} \right)^n \right\} \right] \quad (5.2)$$

行列で書くと下のようになる。

$$\begin{pmatrix} V_0(x, y) \\ \vdots \\ V_{15}(x, y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_0 & a_{00} & b_{00} & a_{01} & b_{01} & \cdots \\ c_1 & a_{10} & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots \\ \vdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots \\ c_{15} & a_{15,0} & b_{15,0} & a_{15,1} & b_{15,1} & \cdots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Q \\ Qx/R \\ Qy/R \\ Q(x^2 - y^2)/R^2 \\ Q(2xy)/R^2 \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

ワイヤーキャリブレーションでは、各 (x, y) にワイヤーを張ったときに各電極に生じる信号 $V_j(x, y)$ が分かる。このデータから係数 c_j, a_{jn}, b_{jn} を求める。

式 5.2 を何次まで打ち切ればよいかを考える。ワイヤーキャリブレーションで取ったデータは、図 5.2 の 97 点なので、式 5.2 が 97 式立てられる。よって最高で係数を 97 個、つまり 48 次まで取ることができる。しかし、ビームモニターでビームを見たときに得られる信号 (V_0, \dots, V_{15}) から逆にモーメント Q, Qx, Qy, \dots が求まるには上の係数行列のサイズが 16 列以下である必要がある。ワイヤーキャリブレーションは上の式でデータをフィッティングすることで行う。より多くの次数を残したほうがフィッティングの精度があがり、モーメント測定の精度が上がる。よって、最大次数、つまり、式 5.2 の $\text{Re} \left(\frac{x+iy}{R} \right)^8$ まで残した²。

¹実際は表皮効果があるためワイヤー表面のみに電流が流れる。さらにワイヤーに流れる電流とビームモニター上の電荷の間にはたらく電磁気力により、ワイヤーに流れる電流はワイヤー中心からみて等方的でない。このため厳密にはワイヤーの機械的中心と電気的中心に誤差がある。ただしこの誤差はビームに比べて十分小さいので無視する

²8 次の第二項目の係数 b_{j8} は、式 4.7 により、 $\sin 8\theta_j$ に近似される値になる。ここで、 $\theta_j = \frac{3}{8}\pi j - \frac{\pi}{2}$ であり、 $\sin 8\theta_j$ は j によらない値になる。このような項は式 5.2 の第 1 項と同様の振る舞いをするので、フィッティング関数として新たに付け足す意味はない。したがって、8 次は第 2 項ではなく第 1 項を残した

具体的な手法としては、各電極について、さまざまな位置にワイヤーを置いたときのデータ $\{(x_i, y_i, V_j(x_i, y_i))\}_{j=0, \dots, 15}^{i=0, \dots, 96}$ を式 5.2 で 2 次元フィッティングすることにより係数 $(c_j, a_{ji_1}, b_{ji_2})_{j=0, \dots, 15}^{i_1=0, \dots, 8, i_2=0, \dots, 7}$ を求めた。前述の通り、ワイヤーに流す電流は 0.85 MHz ~ 21.25 MHz の 0.85 MHz おきのデータを取ったが、ここでは 3.4 Mz のデータから求めた係数のみ紹介する³。

5.2 ワイヤーキャリブレーションの結果

式 4.7 と式 5.2 より電極番号 j と係数 a_{jn}, b_{jn}, c_j の関係は下の式 5.4 のようになる。

$$a_{jn} = \frac{\lambda}{\pi RQ} \cos n\left(\frac{3}{8}\pi j - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.4)$$

$$b_{jn} = \frac{\lambda}{\pi RQ} \sin n\left(\frac{3}{8}\pi j - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.5)$$

$$c_j = \frac{\lambda}{2\pi RQ} \quad (5.6)$$

ただし、電極番号の定義が図 4.12 であることから、 $\theta_j = \frac{3}{8}\pi j - \frac{\pi}{2}$ である。

式 5.4 より、横軸に電極番号 j 、縦軸に a_{jn}, b_{jn}, c_j をプロットすると、 a_{jn}, b_{jn} は三角関数、 c_j は a_{jn}, b_{jn} の振幅の半分の定数関数になる。

ワイヤーキャリブレーションにより求めた係数を横軸に電極番号、縦軸に求めた係数を取ることによって図 5.2 ~ 図 5.18 に図示する。図中で係数とともに描かれている青い点線は円筒モデルのときの係数 $\cos n\left(\frac{3}{8}\pi j - \frac{\pi}{2}\right)$ や $\sin n\left(\frac{3}{8}\pi j - \frac{\pi}{2}\right)$ または、定数関数である⁴。

図 5.2 ~ 図 5.18 をみると、ワイヤーキャリブレーションの結果は円筒モデルの時の係数 (三角関数や定数関数) によく一致している。

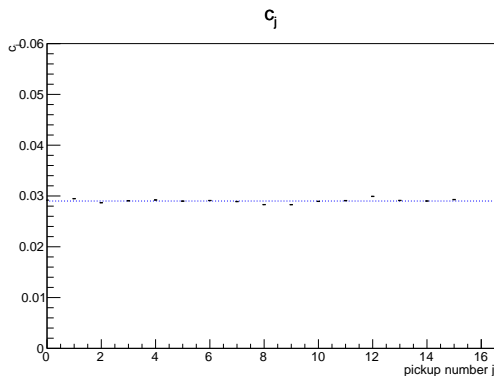


図 5.3: ワイヤーキャリブレーションにより求めた係数 c_j 。青点線は定数関数

³モーメント算出にはビームスペクトルのピークの値を使うが、後述するようにビームは 3.4 MHz 付近にもっとも大きなピークを持つため。

⁴ただし、データに合わせて定数倍している。

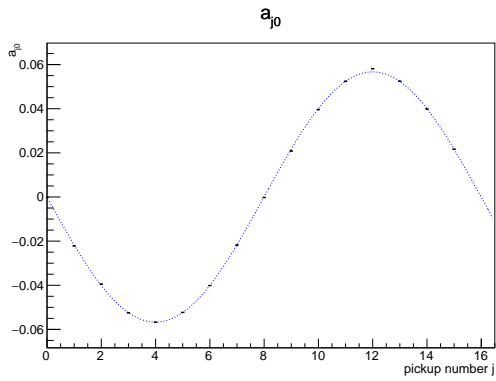


図 5.4: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j0} 。青線は $\cos \theta_j$

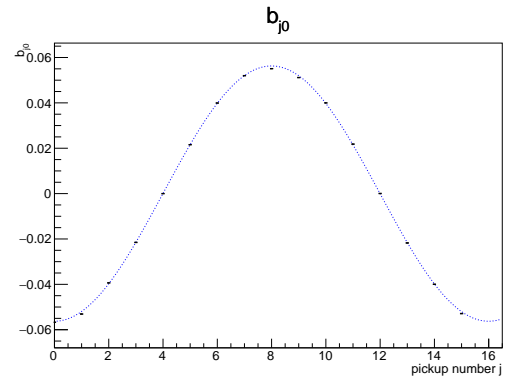


図 5.5: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j0} 。青線は $\sin \theta_j$

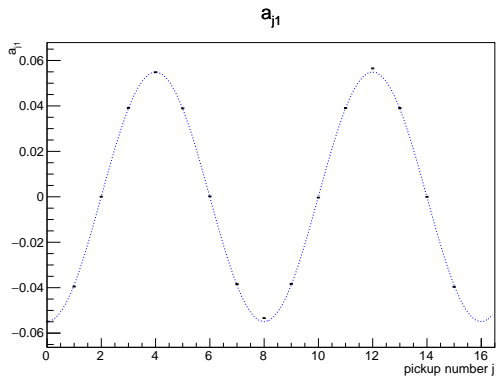


図 5.6: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j1} 。青線は $\cos 2\theta_j$

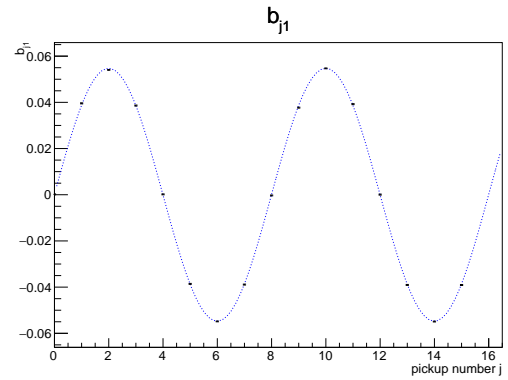


図 5.7: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j1} 。青線は $\sin 2\theta_j$

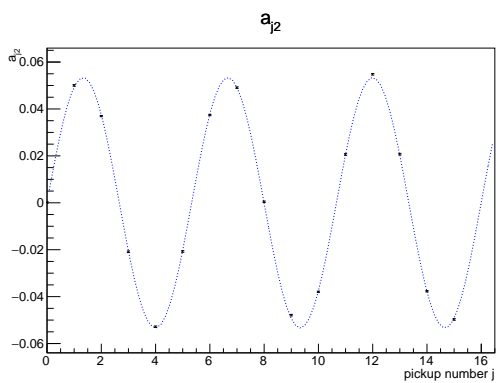


図 5.8: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j2} 。青線は $\cos 3\theta_j$

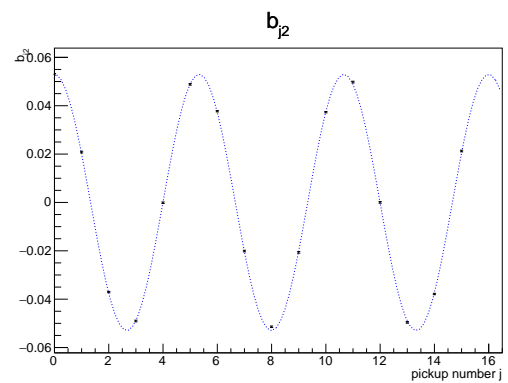


図 5.9: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j2} 。青線は $\sin 3\theta_j$

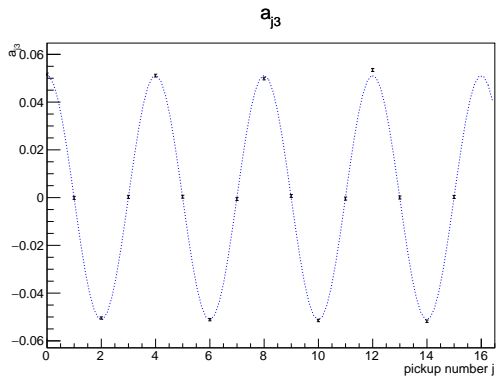


図 5.10: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j3} 。青線は $\cos 4\theta_j$

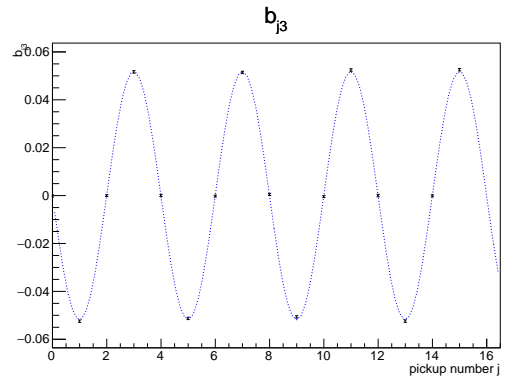


図 5.11: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j3} 。青線は $\sin 4\theta_j$

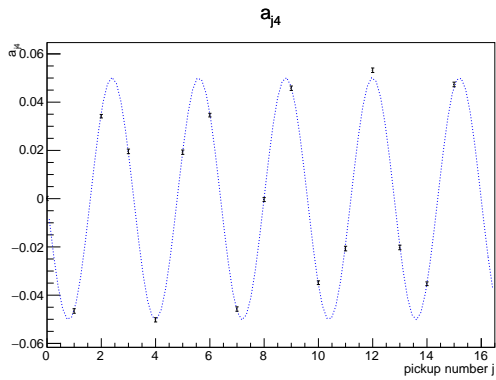


図 5.12: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j4} 。青線は $\cos 5\theta_j$

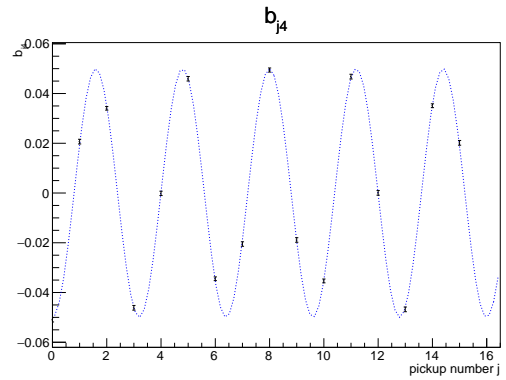


図 5.13: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j4} 。青線は $\sin 5\theta_j$

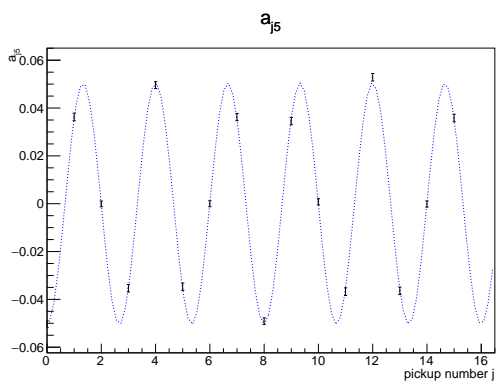


図 5.14: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j5} 。青線は $\cos 6\theta_j$

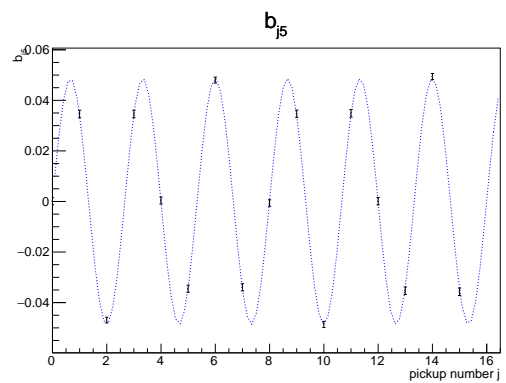


図 5.15: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j5} 。青線は $\sin 7\theta_j$

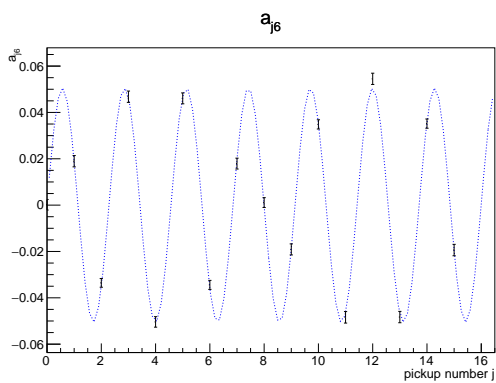


図 5.16: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j6} 。青線は $\cos 8\theta_j$

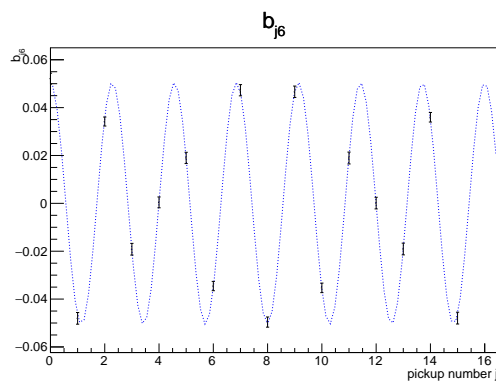


図 5.17: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 b_{j6} 。青線は $\sin 8\theta_j$

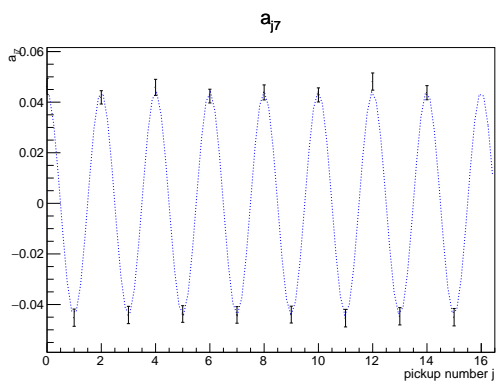


図 5.18: ワイヤークャリブレーションにより求めた係数 a_{j7} 。青線は $\cos 9\theta_j$

5.3 ビームを使ったキャリブレーション

ビームモニター自体の較正はワイヤーキャリブレーションで行うことができる。しかし、ビームモニターからの信号には地下トンネルから地上へのケーブルによる減衰の効果やケーブルとエレキとの間のコネクタによる反射、減衰の効果がある。また、それらの効果は各チャンネル間で異なっている可能性があるため、補正を行う必要がある。ビームモニターでビームを測定するときと同じ環境で補正を行うためにはビームを用いたキャリブレーションが必要になる。これは Beam Based Gain Calibration(BBGC) と呼ばれる。J-PARC MR の Beam Position Monitor でも BBGC が行われている [49]。16 電極ビームモニターでもオシロスコープでデータ取得することで BBGC を行った。

また、16 電極ビームモニターの MR へのインストールはレーザー墨出し器を使って慎重に行われたが [52]、設置精度の問題で理想的な位置⁵からズレている。実際、レーザートラッカーによる測定では、2 mm 程度のズレがあることがわかっている [52]。レーザートラッカーでもズレは計測できているが、ビームを用いると精度の良い計測を行うことができる。これは、Beam Based Alignment(BBA) と呼ばれており、J-PARC MR の BPM でも行われている [50]。16 電極ビームモニターでもオシロスコープを用いたデータ取得によって BBA を行った。

本章では、5.3.1 章で 16 電極ビームモニターで BBGC を行う方法と解析手法を説明する。5.3.2 章では BBA の方法と結果を述べる。

5.3.1 BBGC について

ワイヤーキャリブレーションの結果を用いることにより、ビームモニターの出力 (V_0, \dots, V_{15}) とビームのモーメントには以下の関係がある。

$$\begin{pmatrix} Q \\ Q\langle x/R \rangle \\ Q\langle y/R \rangle \\ Q\langle (x^2 - y^2)/R^2 \rangle \\ Q\langle 2xy/R^2 \rangle \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{0,0} & \dots & M_{0,15} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{15,0} & \dots & M_{15,15} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_0 \\ \vdots \\ V_{15} \end{pmatrix} \quad (5.7)$$

ただし、 M_{ij} はワイヤーキャリブレーションで求めた係数行列

$$\begin{pmatrix} c_0 & a_{00} & b_{00} & a_{01} & b_{01} & \dots \\ c_1 & a_{10} & \dots & \dots & \dots & \ddots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \dots & \ddots \\ c_{15} & a_{15,0} & b_{15,0} & a_{15,1} & b_{15,1} & \dots \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

の逆行列である。

前述したように、ビームモニターからの各チャンネルの測定結果にはケーブルやコネクタの影響によりチャンネルごとにゲインが異なる。チャンネル j のゲインを G_j とすれば、ビームモニター自体の出力 V_j と地上で観測される信号 V'_j の間には、以下の関係がある。

$$V'_j = G_j \times V_j \quad (5.9)$$

⁵ビームモニターの上流と下流に設置されている収束マグネットの中心を結ぶ線状にビームモニターの中心があるのが理想である。

これを式 5.10 に代入することにより、地上で観測される信号 $(V'_0, \dots, V'_{15})'$ とモーメントの関係は以下ようになる。

$$\begin{pmatrix} Q \\ Q\langle x/R \rangle \\ Q\langle y/R \rangle \\ Q\langle (x^2 - y^2)/R^2 \rangle \\ Q\langle 2xy/R^2 \rangle \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{0,0} & \dots & M_{0,15} \\ \vdots & \dots & \vdots \\ M_{15,0} & \dots & M_{15,15} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V'_0/G_0 \\ \vdots \\ V'_{15}/G_{15} \end{pmatrix} \quad (5.10)$$

G_j を求めるのが BBGC である。

加速器ではマグネットやキッカーによってビームの軌道をコントロールしており、J-PARC MR では steering magnet を用いてリングの一部分の軌道を変更できる。もし、16 電極ビームモニターが設置されている場所での軌道を steering magnet によって中心からずらせば、様々な場所にビームが来たときのビームモニターの出力データを取ることができる。steering magnet でビームの軌道を変えると、隣接する収束マグネット内でのビーム軌道も変わるため、収束力が変わるがこの効果は小さいと考えられる。マグネットでの収束力の変化を無視すれば、軌道が変化しても 2 次以上のビームモーメントのうち位置の変化による効果を引いた成分 (相対成分) は変わらない。2 次のモーメント $\langle x^2 - y^2 \rangle$ の場合では、 $\langle x \rangle, \langle y \rangle$ の変化を引いた部分、つまり、

$$\sigma = \langle (x - \langle x \rangle)^2 - (y - \langle y \rangle)^2 \rangle = \langle x^2 - y^2 \rangle - (\langle x \rangle^2 - \langle y \rangle^2)$$

が相対成分になる。ビーム軌道をずらしても、モーメントの相対モーメントが変化しない、という条件を課すことにより、地上で観測されるビームモニターからの出力 (V'_0, \dots, V'_{15}) から各電極のゲイン G_0, \dots, G_{15} を求める。ここで、各電極のゲインは定数倍の自由度があるので、16 個の G_j のうち 1 つは 1 とおいてしまっても良い。今回は特に G_{15} を 1 とおくことにする。

モーメントの測定は高次になるほど精度が悪くなる。よって、BBGC の計算には 2 次のモーメントの相対成分 $\langle x^2 - y^2 \rangle - (\langle x \rangle^2 - \langle y \rangle^2)$ を用いる。求める変数が $\{G_j\} = (G_0, \dots, G_{14})$ の 15 個あることから、15 個以上の点にビーム軌道をずらしてデータを取る必要がある。N 個のビーム軌道でデータを取れば、 $(V'^{(i)}_0, \dots, V'^{(i)}_{15})_{i=0, \dots, N-1}$ のデータセットがあることになる。各データセットから求まる 2 次相対モーメント $\sigma^{(i)}(\{G_j\})$ が一致するように、各電極のゲイン $\{G_j\}$ を求める。しかし、式 5.10 を変形して G_j について解くのは、 $\sigma^{(i)}(\{G_j\})$ の式が以下のように G_j について非線形になるため困難である。

$$Q^{(i)} = \sum_{j=0}^{15} M_{0j} \frac{V'^{(i)}_j}{G_j} \quad (5.11)$$

$$Q^{(i)}\langle x^{(i)}/R \rangle = \sum_{j=0}^{15} M_{1j} \frac{V'^{(i)}_j}{G_j} \quad (5.12)$$

$$Q^{(i)}\langle y^{(i)}/R \rangle = \sum_{j=0}^{15} M_{2j} \frac{V'^{(i)}_j}{G_j} \quad (5.13)$$

$$Q^{(i)}\langle (x^{(i)2} - y^{(i)2})/R^2 \rangle = \sum_{j=0}^{15} M_{3j} \frac{V'^{(i)}_j}{G_j} \quad (5.14)$$

$$\therefore \sigma^{(i)}(G_j) = \langle (x^{(i)2} - y^{(i)2})/R^2 \rangle - \langle x^{(i)}/R \rangle^2 + \langle y^{(i)}/R \rangle^2 \quad (5.15)$$

$$= \frac{\sum_{j=0}^{15} M_{3j} \frac{V_j^{(i)}}{G_j}}{\sum_{j=0}^{15} M_{0j} \frac{V_j^{(i)}}{G_j}} - \left(\frac{\sum_{j=0}^{15} M_{1j} \frac{V_j^{(i)}}{G_j}}{\sum_{j=0}^{15} M_{0j} \frac{V_j^{(i)}}{G_j}} \right)^2 + \left(\frac{\sum_{j=0}^{15} M_{2j} \frac{V_j^{(i)}}{G_j}}{\sum_{j=0}^{15} M_{0j} \frac{V_j^{(i)}}{G_j}} \right)^2 \quad (5.16)$$

そこで、以下の方法を用いて N 個の $\sigma^{(i)}$ ができるだけ一致、つまり、分散 $V(\sigma(\{G_j\}))$ ができるだけ小さくなる点 $\{G_j\}$ を探すことにした。分散 $V(\sigma^{(i)}(\{G_j\}))$ の定義は以下である。

$$V(\sigma(\{G_j\})) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\sigma^{(i)}(\{G_j\}) - \bar{\sigma})^2 \quad (5.17)$$

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sigma^{(i)}(\{G_j\}) \quad (5.18)$$

まず、ある点 $\{G_j^{(0)}\}$ を決める。各 j について、 G_j を微小量 ΔG_j だけ増加させた点で $V(\sigma(\{G_j\}))$ を求めることにより、偏微分 $\left. \frac{\partial V(\sigma(\{G_j\}))}{\partial G_j} \right|_{\{G_j^{(0)}\}}$ を計算する。 $\left. \frac{\partial V(\sigma(\{G_j\}))}{\partial G_j} \right|_{\{G_j^{(0)}\}} < 0$ なら $G_j^{(1)} = G_j^{(0)} + \Delta G_j$ 、 $\left. \frac{\partial V(\sigma(\{G_j\}))}{\partial G_j} \right|_{\{G_j^{(0)}\}} > 0$ なら $G_j^{(1)} = G_j^{(0)} - \Delta G_j$ とする。これを各 j について行えば、次の点 $\{G_j^{(1)}\}$ が求まる。 $G_j^{(1)}$ で上と同じ操作をして、 $G_j^{(2)}$ を求める。... これを繰り返していけば、 $V(\sigma(\{G_j\}))$ が極小となる点 $\{G_j\}$ に収束していく。このとき、初期値として $G_j = 1$ を取った。各チャンネルのばらつきはそれほど大きくなく、求めるゲインは $G_j = 1$ の近くに存在すると考えられるからである。

次に BBGC のデータ取得について説明する。16 チャンネルの信号を同時にとるため 14 ビット、4 チャンネルオシロスコープ 4 台⁶を用いた。オシロスコープはビームの入射から 499 ms 後をトリガーとして、5 ms のデータを取得した⁷。加速器は DC mode⁸、8 bunch mode⁹で、強度は 8.6×10^{11} proton/bunch だった。図 5.20 の 21 点のビーム軌道でデータを取った。

データ解析について述べる。取得した各 5 ms のデータをフーリエ変換すると、図 5.21 のようになった。この図は取ったデータの 1 つであるが、他のチャンネル、他の軌道のデータも同じ位置にスペクトルのピークがあった。拡大してピークの位置を見たところ、ピークは 3.343 MHz のところにあった。これは、DC モードのときの RF 周波数、約 1.67 MHz の 2 倍の値である。

各チャンネルで観測したビームモニターの出力 V'_j としては、3.343 MHz のピークの値を用いた。また、 (V'_0, \dots, V'_{15}) からモーメントを算出するときの係数 M_{ij} としてはワイヤーキャリブレーションの 3.4 MHz のデータから求めた係数行列の逆行列を使った。

このデータを用いて行ったゲイン算出の計算を表 5.3.1 に示す。上で述べたようにゲインを微小変化させていくが、この時の微小量 ΔG_j としては 1×10^{-5} とし、繰り返しは 1×10^5 回行った。

求めたゲインは 1 から離れており、正確に求められていないと考えられる。極小点を求められていないことを疑い、求めた点の近傍で、各 G_j を変化させた時の $V(\sigma(\{G_j\}))$ を計算してみた。求めた点の近傍での $V(\sigma(\{G_j\}))$ の偏微分を計算する操作に対応する。 G_j を変化させた時の $V(\sigma(\{G_j\}))$ の変化の様子の例を図 5.22 に示す。図 5.22 は G_0 と $V(\sigma(\{G_j\}))$ の関係である。これを見ると、求めたゲインで極小になっている。他の j についても同様に極小になっていた。したがって、極小点

⁶agilent6104,6054,4034,6034

⁷軌道が安定しているときのデータを取るため入射直後は避けた。

⁸RCS からの 3 GeV のビームを加速せずに保持し、3 GeV のまま出射するモード。

⁹利用運転と同じ

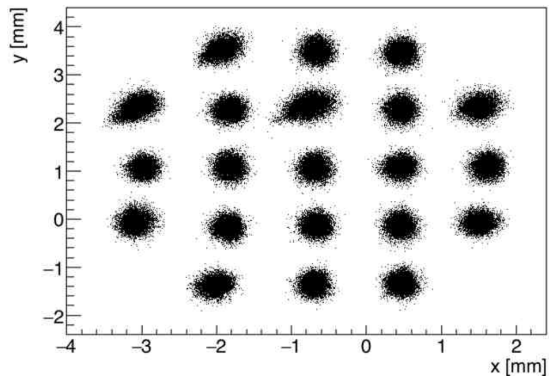


図 5.19: 軌道を変えて取ったデータの場合

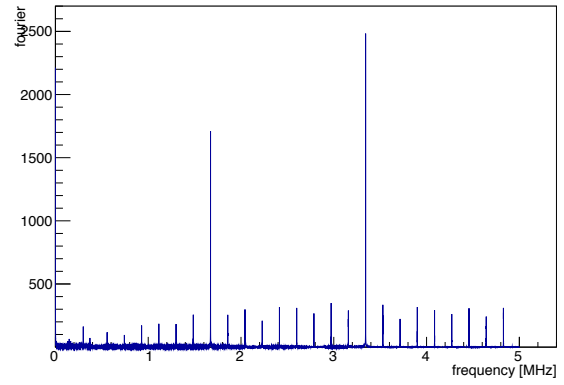


図 5.20: BBGC のために取ったデータのフーリエ変換の例

表 5.1: $V(\sigma(\{G_j\}))$ が極小になる $\{G_j\}$

j	G_j
0	0.34214
1	0.79442
2	1.36352
3	0.36274
4	1.60606
5	0.5145
6	1.2352
7	0.13406
8	1.31084
9	0.44496
10	0.26406
11	1.32022
12	0.29576
13	0.13218
14	1.39842

を求めること自体は問題なく行えていることがわかる。なぜうまくいかなかったは未だわかっていないので、現在考察中である。

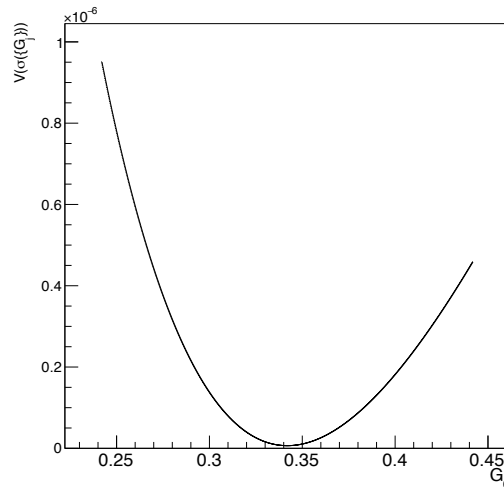


図 5.21: G_0 を変化させた時の $V(\sigma(\{G_j\}))$ の変化

5.3.2 BBA について

隣接する収束マグネットの中心とビームモニターの中心のズレを算出するために BBA を行った。まず、BBA の方法を説明する。

前節で述べた通り、隣接するマグネットを用いてビームモニターの位置でのビームの軌道を変えることができる。また、隣接する収束マグネットに流すに電流に補正電流を加えることによって、収束マグネットの収束力を少し変えることができる。収束マグネットの磁場は図 5.23 のようなので、ビームが収束マグネットの中心を通過する場合は、補正電流の大きさを変えてもビーム軌道が変化しない。補正電流を変えてもビーム軌道が変化しない時にビームモニターで位置を算出すれば、収束マグネットの中心を通過するビームの、ビームモニターでの通過位置が算出できる。つまり、収束マグネットの中心とビームモニターの中心のズレを算出できる。

ビーム軌道を約 $(-4, 0, +4 \text{ mm})$ に設定した時のそれぞれについて、補正電流を $(-4, -2, 0, 2, 4 \text{ A})$ に設定して 16 電極ビームモニターからの波形データをオシロスコープで取得した。ビーム軌道以外のビームの設定条件は BBGC の時と同じである。これを x 軸方向、 y 軸方向のそれぞれについて行った。

次に具体的な解析手法を説明する。取得した波形のフーリエ変換は BBGC のときの波形のフーリエ変換 (図 5.21) と同じようになった。16 電極ビームモニターの出力から位置を求める計算は BBGC と同じように、それぞれのチャンネルの 3.343 MHz のスペクトルとワイヤーキャリブレーションで求めた係数行列の逆行列を使った。

各ビーム軌道 $x_Q = -4, 0, 4 \text{ mm}$ について、補正電流 I_Q を変化させた時の 16 電極ビームモニターでの算出位置 x の変化 $\partial x / \partial I_Q$ を見る。この x はオシロスコープで取得した波形データから算出し、 $\partial x / \partial I_Q$ は補正電流の大きさを変えた時の 5 つのデータを直線でフィットすることによって求める。そして $I_Q = 0$ の時のビームモニターデータから算出位置 x と $\partial x / \partial I_Q$ の関係を調べ、 $\partial x / \partial I_Q = 0$ となる x を求めれば、ビームが収束マグネットの中心を通過した時のビームモニター内のビームの通過位置が求められる。 y についても同様に求められる。

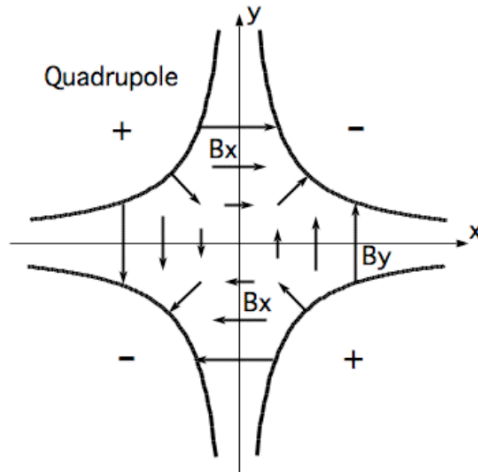


図 5.22: 収束マグネットの磁場の様子

まず、 x 方向の結果について説明する。 x と I_Q には線形関係がある。アンペールの法則より流れる電流とそれにより作られる磁場は比例する。よって、収束マグネットに流す電流と収束マグネットに生じる磁場 B は比例する。図 5.24 のように長さ l の磁場 B の領域を速度 v の荷電粒子が通過する場合を考える。磁場領域が十分短いとすれば通過によって x 方向の速度は変化しないと近似できる。すると、磁場領域中で y 方向に加わる力は qvB となる。磁場領域の通過時間は lv なので、通過後の y 方向の速度 v_y は $mv_y = qvB \times l/v$ より、 $v_y = qBl/m$ 。よって、 $\tan \theta = v_y/v_x = qBl/mv$ 。収束マグネットからビームモニターまでの距離を L とすればビームモニターでのビーム位置は $L \tan \theta = qBlL/mv$ となる。以上より、ビームモニターでのビームの位置は収束マグネットの電流 I_Q に比例する。

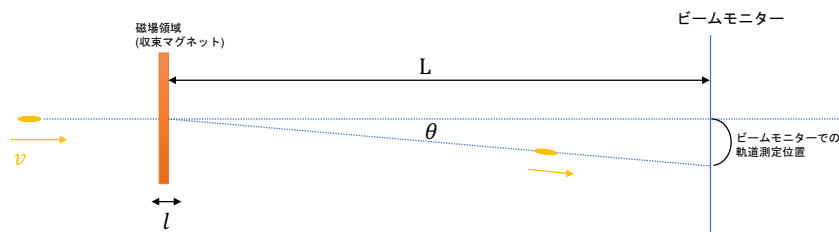


図 5.23: 収束マグネットの磁場領域を荷電粒子が通過するときの軌道変化の図

図 5.25, 5.26, 5.27 がそれぞれ $x_Q = -4, 0, 4$ mm についての x と I_Q の関係である。図中の赤線はそれぞれのデータを直線でフィットしたものである。(フィット結果が box 内の数値である。フィット関数は $x = p_0 + p_1 \times I_Q$)

また、図 5.25~5.27 のフィット結果を元に、 $\partial x / \partial I_Q$ と x の関係をプロットしたものが図 5.28 である。図中の赤線はデータを直線でフィットしたものである。(フィット関数は $\partial x / \partial I_Q = p_0 + p_1 \times x$)

フィット結果より、 $\partial x / \partial I_Q = 0$ となる x は $x = -1.11 \pm 0.15$ mm である。誤差はフィットの誤差から求めた。

次に、 y 方向についての結果を示す。 y 方向でも x 方向と同様に計算を行った。結果が図 5.29~5.31 と図 5.32 である。フィット結果より、 $\partial x / \partial I_Q = 0$ となる y は $y = 1.80 \pm 0.15$ mm である。

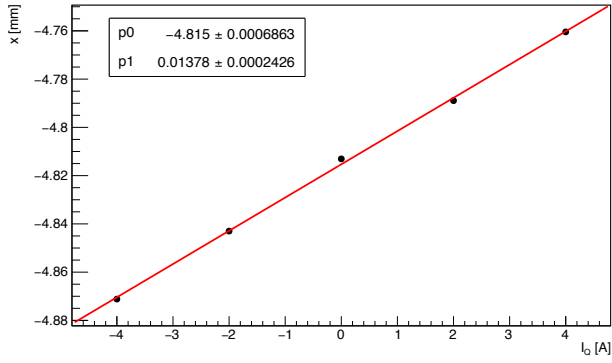


図 5.24: $x_Q = -4$ mm のときの x と I_Q の関係

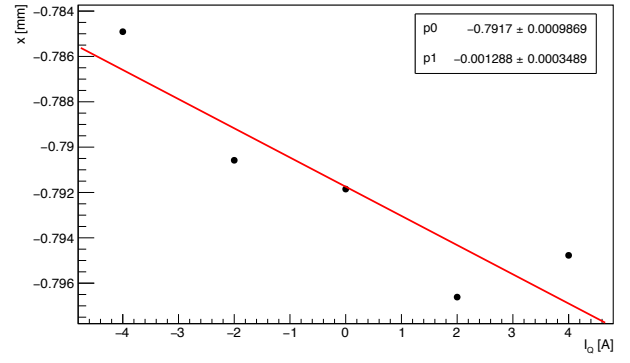


図 5.25: $x_Q = 0$ mm のときの x と I_Q の関係

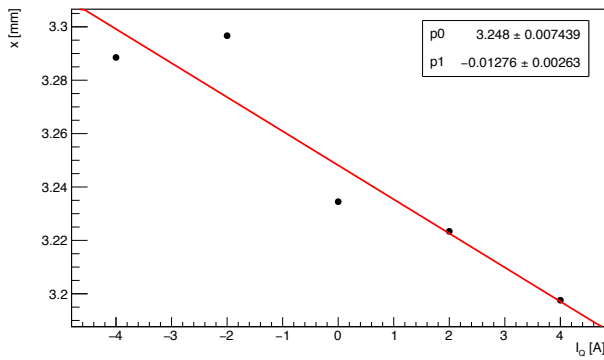


図 5.26: $x_Q = 4$ mm のときの x と I_Q の関係

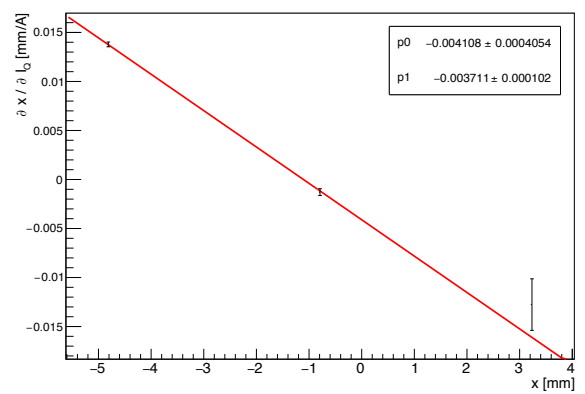


図 5.27: $\partial x / \partial I_Q$ と x の関係

結果をまとめる。上の計算より収束マグネットの中心は16電極ビームモニターでは $(x, y) = (-1.11 \pm 0.15, 1.80 \pm 0.15)$ mm に対応する。したがって、収束マグネットから見ると、16電極ビームモニターは x 方向に $+1.11 \pm 0.15$ mm、 y 方向に -1.80 ± 0.15 mm ズレていることがわかる。これは、レーザートラッカーによる測定と概ね整合的である。

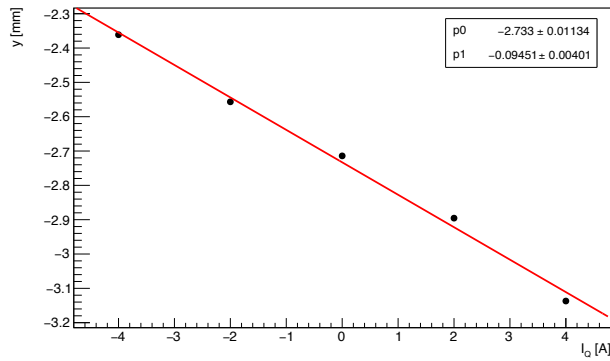


図 5.28: $y_Q = -4$ mm のときの y と I_Q の関係

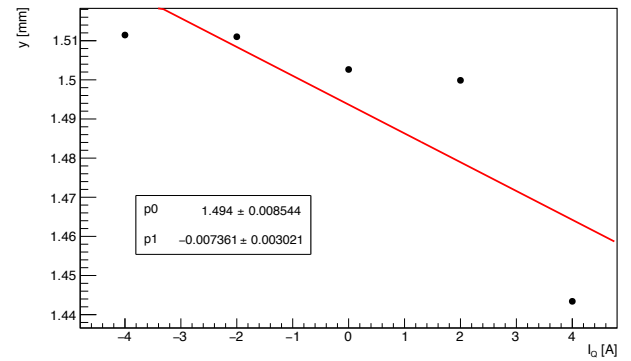


図 5.29: $y_Q = 0$ mm のときの y と I_Q の関係

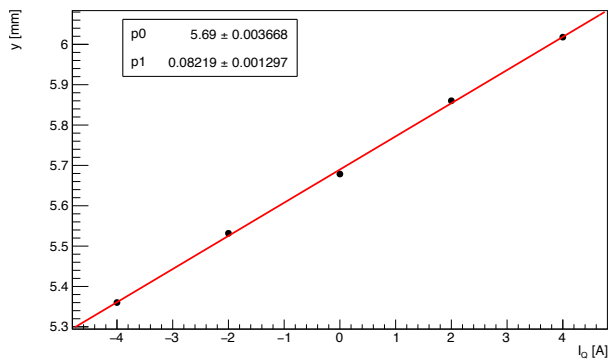


図 5.30: $y_Q = 4$ mm のときの y と I_Q の関係

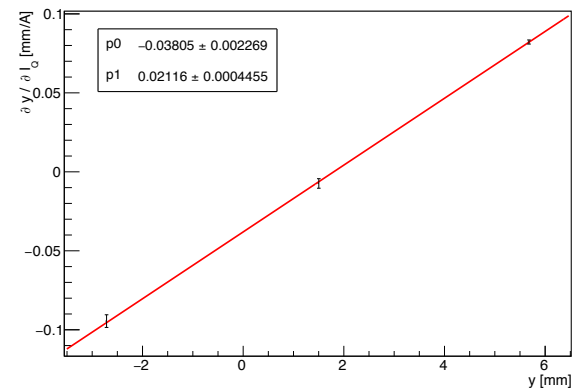


図 5.31: $\partial y / \partial I_Q$ と y の関係

第6章 処理回路、DAQシステムの開発

16 電極ビームモニターの信号をリアルタイムで処理できる専用回路 (処理回路) を開発した。また、処理回路からのデータの受け取りや処理回路の制御を行う DAQ システムをソフトウェアで製作した。本章では、まずオシロスコープで取ったデータを使って、処理回路の要求性能と要求機能について考えたのち、処理回路の設計、開発、設置について述べ、処理回路の性能を評価する。

6.1 処理回路に対する要求性能と必要な機能

6.1.1 オシロスコープを用いたデータ観測

16 電極ビームモニターの専用処理回路を製作するのに先立ち、まず 4ch オシロスコープ 4 台を用いて信号の観測を行った。測定方法としては、初めの 2 バンチの入射のタイミングをトリガーとして、12 ビットの 4ch オシロスコープ 4 台¹でデータを取った。0.4 ns サンプルングでトリガーから 5 ms 間の 16 電極ビームモニターからの波形データを取得した。

16ch 全てを同時にデータ取得したが、ここでは代表して ch0 の信号 5 ms 分を図 6.1 に示す。他のチャンネルも同様の波形が観測された。

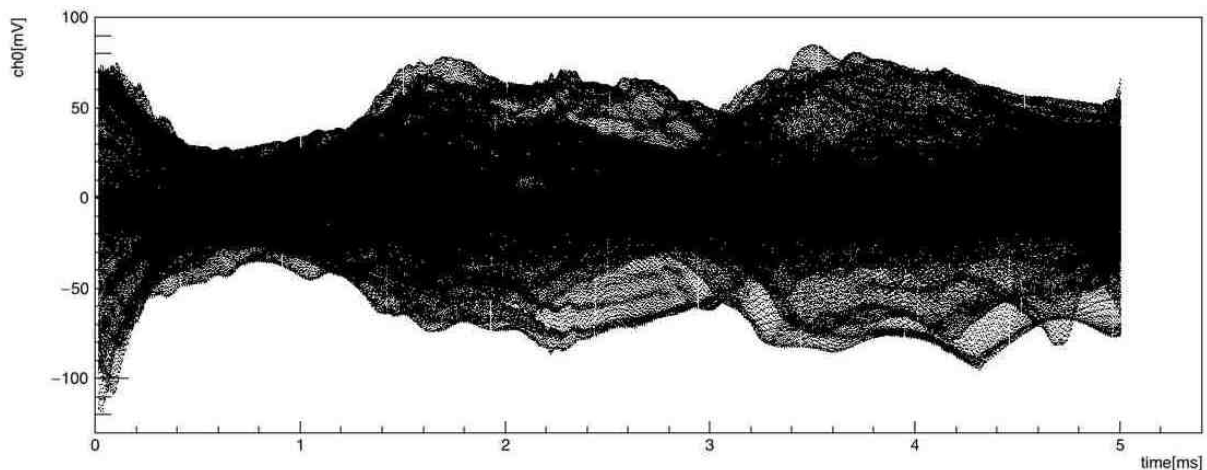


図 6.1: 入射後の ch0 の信号

MR のビームは約 $5 \mu\text{s}$ で 1 周するので、図 6.1 のように 5 ms のデータを見ると、約 1000 周分の波形が詰まって見える。図 6.1 を拡大し、バンチ構造を見たものが図 6.2 である。J-PARC MR では RCS から 2 バンチずつ計 4 回ビームが入るが、入射は 40 ms おきに行われる。図 6.2 で波形が 2 つしか見えないのは、最初の 2 つのバンチが入射した直後の 5 ms 間を見ているため、RCS から残りの 6 バンチがまだ入射していないからである。

¹agilent 6104,6054, 6034,4034 を使用

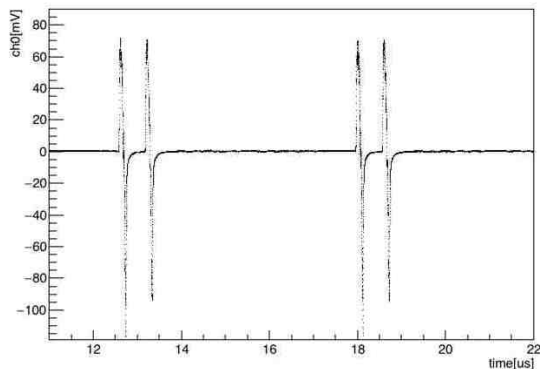


図 6.2: 入射後の ch0 の信号の拡大図

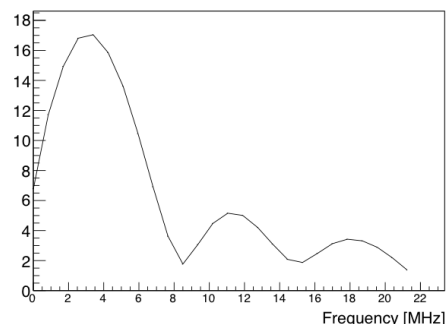


図 6.3: 初めのバンチの入射直後の 1 波形のフーリエ変換

図 6.2 の初めのバンチの波形を切り分け、フーリエ変換したものが図 6.3 である。図 6.3 をみると、3.4 MHz の周波数のあたりにピークが出ている事がわかる。これは J-PARC 加速器 MR の RF 周波数約 1.7 MHz の 2 倍高調波に対応する²。

ここで、各電極からのデータを処理する上で、波形からのどのような値を信号の大きさ V_j と定めるのが良いかを考える。ビームモニターからの信号は様々な周波数を含んでおり、どの周波数にもノイズが含まれている。信号に対するノイズの割合を減らすためには、フーリエ変換した時のピークを取るが良い。上のように、各バンチの信号のフーリエ変換は RF 周波数の整数倍のところにピークが出る。特に、16 電極ビームモニターの周波数特性が、4.1 節の図 4.14 のようになっているため、RF 周波数の 2 倍のところに一番大きなピークが出る。ビームモニターからの信号の周波数成分はビームの周波数成分とビームモニターの周波数特性の兼ね合いによって決まっているため、このビームモニターの場合の周波数応答では RF 周波数の 2 倍のところにピークが出ている。よって、SN の観点から V_j として RF 周波数の 2 倍の周波数のピークを取ることとした。

6.1.2 処理回路に対する要求性能

今回製作する処理回路は前章や前節で述べたように、各バンチの波形から RF の 2 倍の周波数成分を取り出し、各電極から取り出した周波数成分からビームの横方向モーメントを算出する回路である。

ここで、処理回路の要求性能を決めるために、処理すべきデータレートを確認しておく。J-PARC の MR では前段の加速器 RSC から 3 GeV のビームが 2 バンチずつ 4 回、合計 8 バンチのビームが入射され、約 1.5 s 間 MR の中でビームが加速された後、ニュートリノビームラインに出射される。16 電極ビームモニターはリング中のある地点に設置されており、ビームは約 $5 \mu\text{s}$ でリングを一周する。信号はバンチがビームモニターを通過するたびに出力されるが、MR ではバンチが入るポケットが 9 つある。つまり、 $5 \mu\text{s}$ の間に処理すべき信号が 9 つある。よって、約 1.7 MHz のレートで処理すべきデータがある事になる。

オシロスコープでデータ取得した波形のフーリエ変換を図 6.4 に示す。これをみると、ビームモニターからの信号に含まれる周波数成分は約 40 MHz 以上の領域で十分に小さくなっている。サンプリング定理によれば、波形の最大周波数の 2 倍の周波数でサンプリングする必要があるので、今回の場合は ADC のサンプリングレートとしては 80 MHz ほど必要である。図 6.4 の通り、40

²特に、いまオシロスコープを用いてとったデータは入射直後のデータであるため、RF 周波数は約 1.67 MHz である。

MHz以上の領域でスペクトラムが完全に0になっているわけではない。ある波形をサンプリング周波数 f_s でサンプリングしたとする。この時、サンプリングの結果として得られる波形データの周波数 $f (< f_s/2)$ の成分には、もとの波形の $f_s - f$ の周波数成分が入る。これは、エイリアシングノイズと呼ばれる。今回、観測したい周波数は3.4 MHz付近である。したがって、80 MHzでサンプリングを行えば77 MHz付近の周波数成分が観測する周波数に入り込む。図6.4の結果、3.4 MHzの周波数成分に対する77 MHz付近の周波数成分の割合は約5%程度であるので、エイリアシングノイズは5%程度となる。

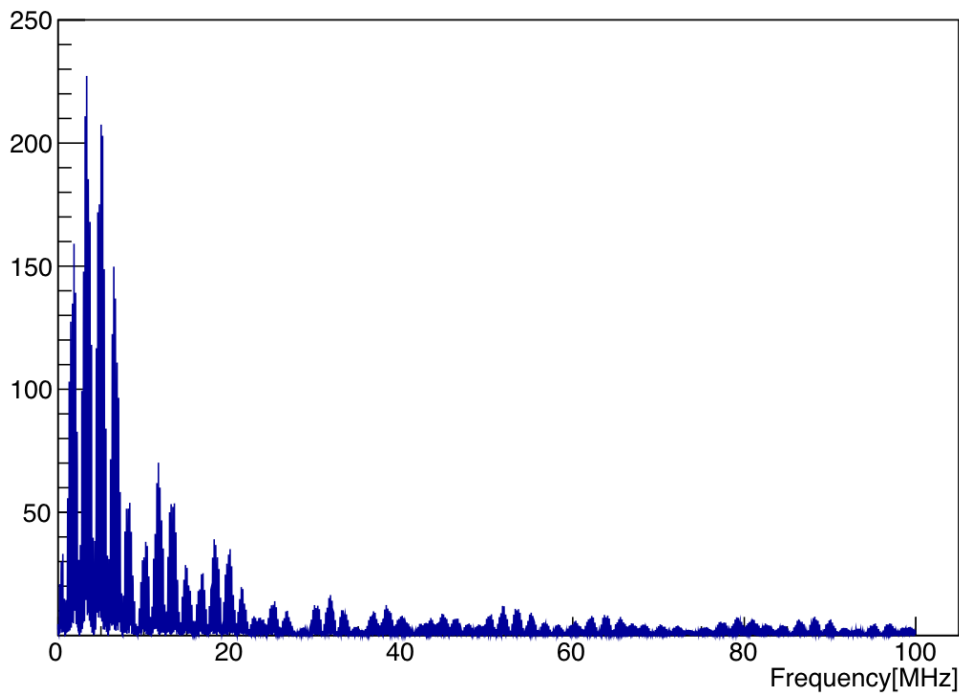


図 6.4: ビームの信号に含まれる周波数成分 (データは前節の図 6.1 と同じだが、バンドの切り分けを行わずにフーリエ変換したもの)

16本の電極からADCのサンプリングデータが送られてくるため、仮に80 MHzでサンプリングし、逐次処理しようとするれば、少なくとも $(\text{ADCの分解能}) \times 0.77 \text{ Gbps}$ のスループット³が必要である。ADCの分解能として14ビットを取れば、必要なスループットは少なくとも10.78 Gbpsとなる。

以上が処理回路に対する要求性能である。まとめると、

- ADCのサンプリング周波数は80 MHz以上。
- 処理のスループットは少なくとも10.78 Gbps

6.1.3 処理回路に対する要求機能

処理回路には、ADCからのデータを処理してモーメントを出力するのとは別に、ADCからの波形データをそのまま記録できるモードをつける。加速器スタディーでビームモニター自体のキャ

³単位時間に処理する情報量。今回の場合、 $(\text{ADCの分解能}) \times 16 \text{本} \times 80 \text{MHz} \times 1.5 \text{s} / 2.48 \text{s}$ である。加速器中にビームが存在する時間1.5 sのデータを加速器のサイクル2.48 sで処理する必要がある。これに加えて、各電極の信号からモーメントを算出する演算がある。

リブレーションや性能確認を行う時、またはビームモーメントを算出する以外の解析を行う時のためのものである。実際、J-PARC MR の Beam Position Monitor の処理回路もビーム位置を出力するモードとは別に波形モードと呼ばれる波形をそのまま記録するモードがあり、加速器スタディーの時に使われている。

処理回路はトリガー信号によって、処理の開始時間を操作できるようにしておく。なぜなら、データを取るタイミングにはいくつか可能性があるからである。例えば、3番目のバンチの入射直後や、ビーム加速開始のデータを取るなどといったことが考えられる。このような場合に備えて、処理回路にトリガー信号を入れ、データ処理開始時点をコントロールできるようにする⁴。また、処理するデータのターン数、つまりトリガーからどこまでのデータを処理するかも制御できるようにする機能もつける。16電極ビームモニターは主に入射直後のデータを取り、入射ミスマッチを補正することを目的にしているため、入射直後以外のデータは常時取る必要がない、可能性も考えられるからである。また、スタディーの時は入射から出射までの全データを取りたいが利用運転の時は保存するのデータ容量の節約のため入射直後のデータのみで良い、というようなことも考えられる。よって、処理するデータ長が可変であることは保存するデータ容量削減の観点からも有益である。

16電極ビームモニターの各電極のゲインを後から調整できるようにしておく。これは、のちに各チャンネルごとに補正係数をかける必要性が生じた時のためである。補正係数をかける必要性が生じるのは、5.3.1節のビームを使ったキャリブレーションの結果を処理に反映させる場合が考えられる。

加速器スタディーは中央制御室でビームの設定を変えながら行われる。回路の制御やデータ取得は、ネットワークを通じて行い、中央制御室などからコントロールできることが必要である。

以上が、処理回路に対して要求される機能である。まとめると、

- 波形記録モードをつける。
- 処理開始タイミングをトリガー信号で制御できるようにする。
- 処理するデータ長を制御できるようにする。
- 各電極のゲインを制御できるようにする。
- 処理回路の制御はネットワークを通じて行う。

6.2 処理回路の設計、用いた装置、実装

6.2.1 設計

6.1.2節で述べたように、処理回路ではまず、ADCから出力される各電極の1バンチ分の波形からRF周波数の2倍の周波数成分を取り出す。それについてのアルゴリズムはGoertzelアルゴリズム [51] を用いることにした。Goertzelアルゴリズムとは以下の式で表されるデジタルフィルタである。

⁴J-PARC MR では timing module というものがあり、これは加速器のタイミングのうち、欲しいタイミングで信号を出力できるものである。信号の出力タイミングは約 10 ns の精度でタイミングの調整が可能で、中央制御室のコンピュータから簡単に操作できるようになっている。

$$s[n] = x[n] + 2 \cos \omega_0 s[n-1] - s[n-2] \quad (6.1)$$

$$y[N] = s[N] - e^{-j\omega_0} s[N-1] \quad (6.2)$$

ここで、 $x[n]$ は n 番目のサンプリングデータ、 N はサンプリングデータの数、 $\omega_0 = \frac{2\pi k}{N}$ ($k \in \mathcal{N}$) は取り出したい周波数であり、 $y[N]$ は取り出される周波数成分である。

このようなアルゴリズムは IIR フィルターと呼ばれる。IIR フィルタとは Infinite Impulse Response の略で、ある時刻の情報が無限にフィルタ内に残るフィルタである。つまり、フィードバックパスがある回路である。今回のアルゴリズムでは、ある時刻での $s[n]$ が後の時刻で $s[n-1]$, $s[n-2]$ として使われているため、フィードバックパスがある。Z 変換を使って求めた周波数応答 $H(e^{j\omega})$ が式 6.3 であり、それをグラフにしたものが図 6.5 である。周波数応答の導出の詳細については付録 D を参照。

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{|1 - e^{-j(\omega - \omega_0)}|} \quad (6.3)$$

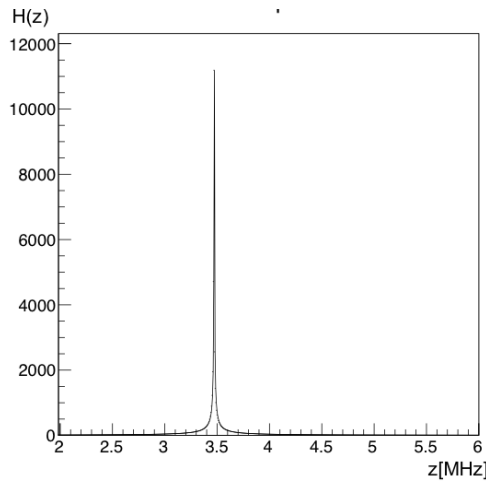


図 6.5: デジタルフィルタの周波数応答 (式 6.3) ($N = 52, k = 2$ の場合)

このフィルタの利点は、処理に N 個のサンプリングデータ全てが必要なのではなく、 n 番目のサンプリングデータの値が ADC から転送され次第、順次処理を行えることである。また、かける係数が $2 \cos \omega_0$ と一定であることは処理の単純さの観点から有効である。6.1.2 節で述べたように、ADC のサンプリング周波数として 80 MHz 以上が必要であるため、今回はサンプリングの周波数として RF の 52 倍を用いることにした⁵。RF の周波数が 1.67~1.72 MHz であることから、サンプリング周波数は 86.84~89.44 MHz である。また、使用する ADC としては 14 ビットの分解能にした。

16 電極ビームモニターは処理する信号数が 16 本と多いため、前述したように 10.78 Gbps という非常に大きなスループットが必要である。そこで、データの処理アルゴリズムは FPGA で実装する。FPGA なら 16 本を並列に処理し、さらにモーメントへの変換をパイプライン処理することでスループットを高めることができる。

算出されるモーメントは幅広い値を取ることが予想されるため、固定小数点ではなく、浮動小数点に変換して出力する。ADC が 14 ビットであることを考慮して、浮動小数点数の有効桁数は

⁵Goertzel アルゴリズムの式でいえば、 $N=52, k=2$

14ビット以上が望ましい。よって今回は、仮数部として18ビット、指数部として5ビットを取ることにした。これに、符号部1ビットが加わり合計で24ビット = 3バイトで各モーメントが出力される。

算出するモーメントは16個なので、転送されるデータ量は1バンチあたり $16 \times 3 = 48$ バイトである。ビームの入射から出射までの全データを処理し転送しようとする、 $1.5 \text{ s} \times 1.7 \text{ MHz} \times 48 \text{ バイト} \sim 122 \text{ MB}$ である。これを加速器のサイクル2.48 sで転送する必要がある。よって、 $122 \text{ MB} / 2.48 \text{ s} \sim 400 \text{ Mbps}$ の転送速度が必要である。FPGA からのデータ転送にはギガビットイーサネットを用いる。

波形モードの実現には、ADC からのデータを分岐させて、一方を処理のライン、もう一方をメモリへの書き込みラインにつなぐ。波形データの読み出しは、処理データの転送ののちにメモリから読み出す。

データ処理の流れを図 6.6 に図示する。実際のファームウェアは ADC からシリアル形式で送られるデータをパラレルへの変換部や結果を読み出すための通信部、回路のモードを切り替える部分などがあり、より複雑になっている。それらについては、6.2.3 節で後述する。

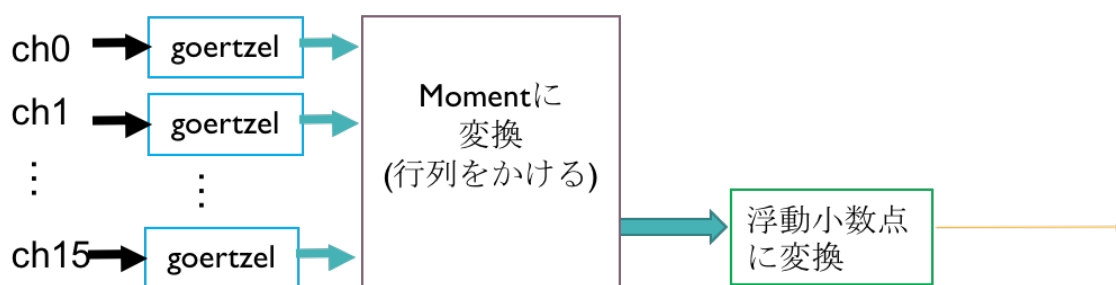


図 6.6: FPGA でのデータ処理の流れの簡略図

6.2.2 処理回路に用いた装置

前節で述べた性能を満たす処理回路を ADC と FPGA を用いて製作した。処理回路は1点製作すれば良いので、ADC チップの評価ボードと FPGA チップの評価ボードを組み合わせで製作した。ADC チップ LT9011-14 の評価ボード DC1884A-A(Linear Technology)2 枚と FPGA チップ Virtex-7 の評価ボード VC707(Xilinx) を用いた。VC707 に ADC の評価ボード 2 つを接続するが、VC707 の 2 つの接続ポートの配置は近すぎてそのまま 2 台の ADC をつなぐことはできなかった。そこで、延長ケーブル (HiTech Global 社 FMC-TO-FMC-9-88-86-OS) を使い、2 台の ADC を接続した。図 6.7 が配線図であり、図 6.8 が実際に VC707 と ADC 2 台を延長ケーブルを介して接続した処理回路の写真である。

6.2.3 実装

前節の処理を行うためのファームウェア⁶を製作した。ファームウェアは verilog-HDL を用いて記述し、コンパイラには Xilinx 社の Vivado(ver.2017.2) を用いた。

⁶FPGA で行いたい処理を記述するプログラム。コンパイルし、FPGA に書き込むことで FPGA がファームウェアで記述した動作をするようになる。

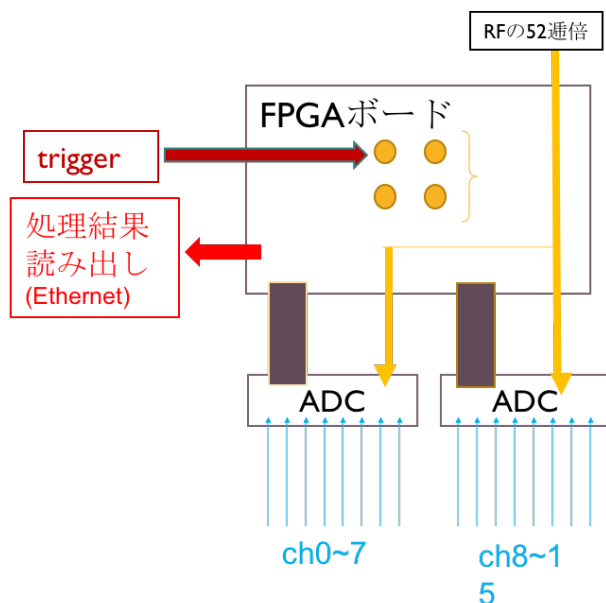


図 6.7: 処理モジュールの配線図

以下ではファームウェアでの実装をデータの上流側⁷から説明する。ただし、処理回路製作で直面した困難と対処は付録 B に書き残しておく。

まず、ADC からのシリアルデータのサンプリングデータをパラレルに直す。ADC(DC1884A-A) は 14 ビットのサンプリングデータの下位 2 ビットに '00' を付加し、フレームクロックとデータクロックとともに 2 本の信号線 (OUTA, OUTB) を使ってシリアルで転送する。図 6.9 は ADC から転送されるデータのタイミングチャートである。D13-D12-...-D0 がサンプリングされた 14 ビットのデータ、00 が付加された 2 ビットである。

今回の配線では、ADC と FPGA を 9 インチの延長ケーブルを用いて接続しており、ADC からのデータのレートが約 700 MHz⁸ と比較的高速であることからデータの波形は相当なまってしまうと考えられる。よって、以下のような工夫をした。

まず、サンプリングデータとともに転送されるクロックはフレームクロック (FR)、データクロック (DCO) の 2 種類ある。図 6.9 のように FR は 8 ビットのデータを包むように、DCO は各ビットデータの中央にエッジが来るようにデータに同期している。データクロックは約 640 MHz であり、速い周波数であるため、延長ケーブルのせいではなまってしまう。そのため使用しない。その代わりに、フレームクロックを FPGA 内の MMCM⁹ で 4 通倍し、転送されるデータクロックの代わりに使った。ADC から転送されるデータクロックを用いる場合と FPGA で通倍したクロックを用いる場合で比較したところ、後者の方が高いサンプリングレートにも対応できていた¹⁰。

なまってしまった波形を安定的にうまく受け取るためには、ADC からのビットデータのアイパ

⁷ADC に近い側

⁸サンプリングレート約 88 MHz × シリアル化されるデータのビット数 8

⁹Xilinx 社の FPGA にプリミティブに備え付けられているクロックのコントローラであり、分周、通倍、位相の変換などを行うことができる。

¹⁰もともと、ADC のサンプリングレートとしては RF の 64 通倍を使おうと思っていたが、延長ケーブルによるなまりのせいで ADC からの安定的なデータ転送が行えなかった。そこで安定的なデータ転送が行えるレベルまでサンプリングレートを下げていったが、ADC からのデータクロックを使う場合、RF45 通倍が上限であった。フレームクロックを FPGA で通倍してデータクロックとして使う場合は RF52 通倍まで対応できた。

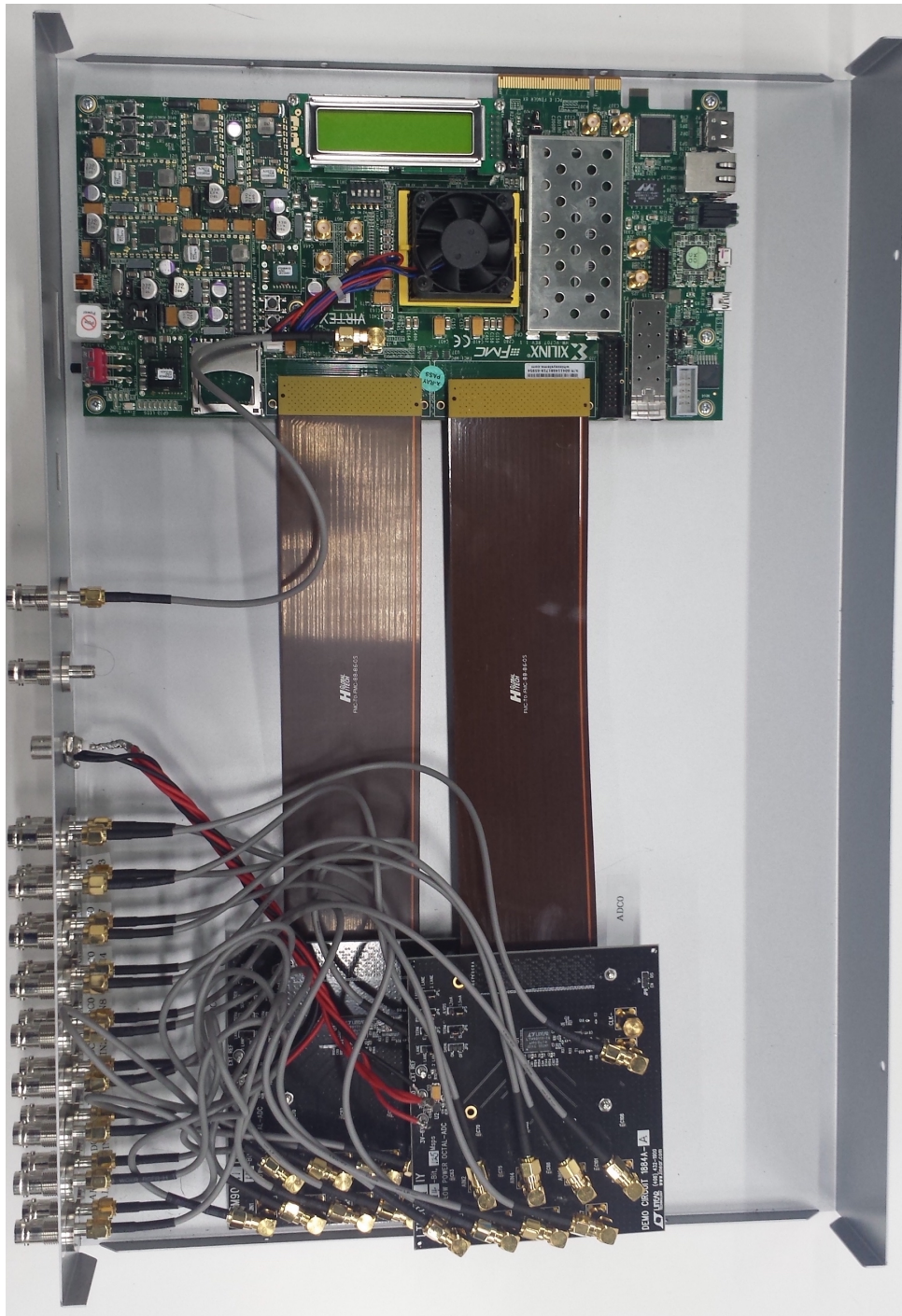


図 6.8: vc707 と ADC2 台を接続した写真。上側が FPGA の評価ボード vc707, 下側が ADC の評価ボード DC1884A-A である。ADC ボードは 2 枚を互い違いに少し重ねて配置している。

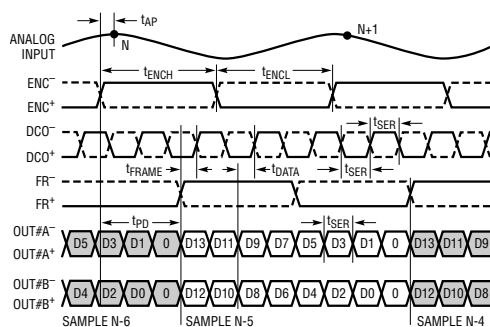


図 6.9: ADC から送られるデータのタイミングチャート [54]

ターンのできるだけ中央をサンプリングする必要がある。今回は Xilinx 社のアプリケーションノート xapp585[53] とサンプルプログラムを参考にファームウェアを記述した。そこに用いられているタイミング調整の工夫を説明する。まず、“マスター”のシリアル-パラレル変換に対してビットレートの周期の半分の時間だけ遅らせたサンプリングを“スレーブ”として行う。もしマスターがアイパターンの中央をサンプリングしている場合はスレーブはビットの変わり目をサンプリングする。このときマスターとスレーブの一致、不一致はだいたい同じ確率であり、早めたり遅らせたりする操作が 1:1 で起こる。そのためマスターサンプリングのタイミングがアイパターンの中央付近になって以降はそこから大きくずれる可能性は非常に低くなり、サンプリングタイミングがアイパターンの中央に安定する。一方、マスターがアイパターンの中央より早くサンプリングしている場合は、図 6.10 のような状況になる。このときマスターとスレーブのサンプリング結果が一致する。したがってマスターとスレーブのサンプリングが一致した場合はデータを遅らせることによって、マスターのサンプリングを適切な位置にする。マスターがアイパターンの中央より遅くサンプリングしている場合は図 6.11 のような状況になるため、マスターとスレーブのサンプリング結果が異なる。したがって、マスター、スレーブが一致しない場合はデータのタイミングを早めることでサンプリングを適切なタイミングにする。以上のようにマスターとスレーブの結果を使ってサンプリングのタイミングにフィードバックをかけることで、サンプリングのタイミングがビットのアイパターンの中央からずれるのを防いでいる。

データラインの信号を遅らせたり早めたりの操作は、IDELAY¹¹を用い、シリアル-パラレル変換には ISERDES¹²を用いた。

¹¹Xilinx 社の FPGA がプリミティブに備えている機能で、データラインやクロックラインの信号を約 78 ps 単位で動的に遅らせられる機能である。

¹²Xilinx の FPGA の IO にプリミティブに備え付けられているシリアル-パラレル変換の機能。SDR, DDR とともに対応しており、今回は DDR, 1:8 に設定した。

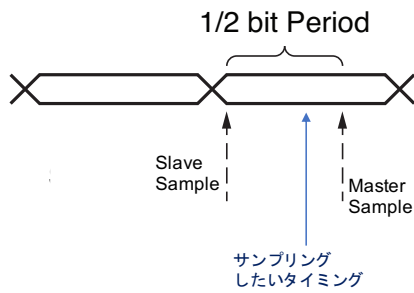


図 6.10: マスターのサンプリングタイミングが遅すぎる場合の状況 [53]

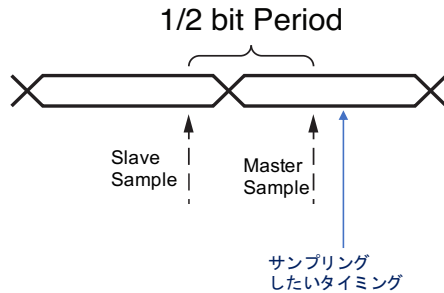


図 6.11: マスターのサンプリングタイミングが早すぎる場合の状況 [53]

$A_{IN}^+ - A_{IN}^-$ (2V RANGE)	D13-D0 (OFFSET BINARY)
>1.000000V	11 1111 1111 1111
+0.999878V	11 1111 1111 1111
+0.999756V	11 1111 1111 1110
+0.000122V	10 0000 0000 0001
+0.000000V	10 0000 0000 0000
-0.000122V	01 1111 1111 1111
-0.000244V	01 1111 1111 1110
-0.999878V	00 0000 0000 0001
-1.000000V	00 0000 0000 0000
<-1.000000V	00 0000 0000 0000

図 6.12: ADC に入力された電圧値と出力されるデジタルデータの関係 [54]

ADC に入力された電圧値と ADC により変換された 14 ビットの出力データの関係を図 6.12 に示す。これをみると、出力データの 14 ビット目 (最上位ビット) をビット反転したものは、実際の電圧値の 2^{13} 倍の補数表現になっていることがわかる。したがって、後段の演算に使いやすい表現にするために、シリアル-パラレル変換ののちに 14 ビット目のビット反転を行った。

次に、Goertzel アルゴリズムの実装について説明する。先に説明したように、ADC のサンプリングレートとしては RF の 52 週倍のクロックを使っているため、トリガーが入ってから 52 個の ADC のサンプリングデータごとに 1 バンチのデータとして処理すればよい。その時、式 6.1 の $s[n]$ の桁数としては、オーバーフローしないために十分な桁数として、22 ビットを取った。これは $s[n]$ が図 6.13 のような最も起きる値を取る場合 (周波数 ω_0 の正弦波である場合) でもオーバーフローしない桁数である。

次に、Goertzel アルゴリズムのうち、 $s[N], s[N-1]$ から周波数成分 $y[N]$ を求める部分である。これは 1 バンチ分 52 個のデータの処理が終わるごとに行う。 $y[N]$ の実部と虚部を求める計算は下

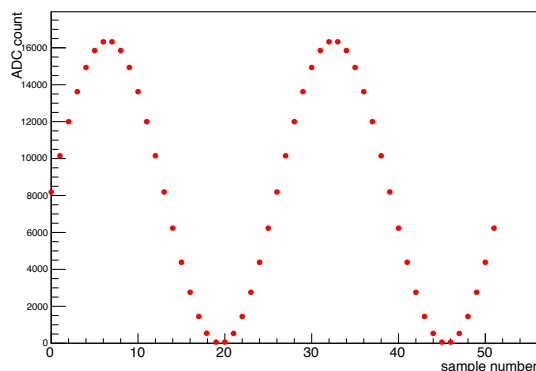


図 6.13: $s[n]$ が最も大きな値を取る場合の ADC データ

の式のように掛け算を含むので FPGA チップ内の DSP 機能¹³を用いた。

$$\operatorname{Re} y[N] = s[N] - \cos \omega_0 s[N - 1] \quad (6.4)$$

$$\operatorname{Im} y[N] = \sin \omega_0 s[N - 1] \quad (6.5)$$

実部と虚部から絶対値を求める計算でも掛け算には DSP を用いた。平方根を取る操作では Xilinx の LogiCORE CORDIC という IP¹⁴を用いた。

次に、各電極から波形のフーリエ成分 V_j に行列をかけてモーメントに変換する演算では、256 個の掛け算を含むがそれらを 256 個の DSP を用いて並列に 1 サイクルで実現し、それらの積を後段で足し合わせることで行列計算を行った。

FPGA からの出力結果の転送には、SiTCP[55] を用いた。これは FPGA とコンピュータを TCP や UDP のプロトコルで通信するための技術で、KEK で開発されたものである。ファームウェアのうちデータ処理部分と SiTCP の部分は異なる周波数のクロックで動作しているため、間に非同期 FIFO を挟んだ。算出したモーメントや ADC からの波形など、データ転送のプロトコルには TCP を使い、回路の制御 (モードの切り替え、ゲインや処理データ数の設定、波形データ読み出しタイミングの制御) のプロトコルには UDP を使う。

前節で述べた通り、算出された各モーメントはそれぞれ 3 バイトの浮動小数点に直されて出力される。算出されるモーメントは 16 個あるので、出力データ量は 1 バンチあたり $3 \times 16 = 48$ バイトである。ただし、算出結果はバイナリ形式で出力されるので、データのズレが生じるとあとで復元することはできなくなる。データズレを防ぐために各データの先頭に 2 バイトのデータ番号を付与した。データ番号とはトリガーがかかってから何番目のデータであるかを示す番号で、0 からインクリメントされるようになっている。これにより、データズレの有無の確認と万が一、データがズレてしまっていた場合、オフラインでデータのズレを復元できる。トリガーを検出するとデータに先立って「TRANSVERSE MOMENT measured with sixteen-pu-monitor at address 15」という 65 文字のヘッダを送る。その後、処理するデータ数や各電極の設定ゲインなどの処理回路の設定パラメータをヘッダの後に送る。これは解析を行う段階で回路の設定パラメータを使う必要が出てきた場合に備えたものである。さらに、処理すべきデータを全て処理し終えたら、「DATA processed with the 16-pu-monitor circuit」という 50 文字のフッタを送る。ヘッダ、フッタの送信は、後述するデータ受信のプログラムで用いるためにつけた。算出結果のデータ構造をまとめたものを次ページに示す。

¹³Xilinx の FPGA に搭載されている、掛け算を行うことに特化した機能。DSP を使えば FPGA のロジックエレメントのリソースを節約できる。

¹⁴IP とは Xilinx が提供するライブラリである

< データ位置 [バイト] : データ内容 (データ長 [バイト])
備考

<0> : ヘッダ (65)

“TRANSVERSE MOMENT measured with sixteen-pu-monitor at address 15”

<65> : 電極 0 の設定ゲイン (2)

ゲインの 2^{15} 倍の値

<67> : 電極 1 の設定ゲイン (2)

ゲインの 2^{15} 倍の値

⋮

<95> : 電極 15 の設定ゲイン (2)

ゲインの 2^{15} 倍の値

<97> : 処理するデータ数 (3)

符号なし 3 バイト 整数

<100> : 0 番目のデータ (50)

データ番号 (2 バイト) + モーメントデータ (浮動小数点数 3 バイト \times 16)

<150> : 1 番目のデータ (50)

データ番号 (2 バイト) + モーメントデータ (浮動小数点数 3 バイト \times 16)

⋮

<-> : 最後のデータ (50)

データ番号 (2 バイト) + モーメントデータ (浮動小数点数 3 バイト \times 16)

<-> : フッタ (50)

“DATA processed with the 16-pu-monitor circuit”

波形モードは、トリガーがかかってからの ADC の波形データを FPGA 内のメモリに書き込み、後からメモリのデータを読み出して SiTCP で転送する。

実装したファームウェアを図示したものが図 6.14 である。図中の ” 処理モード (モーメント算出) ” の部分の中身が図 6.6 にあたる。図ではクロックやデータ渡しのための非同期 FIFO は省略してある。

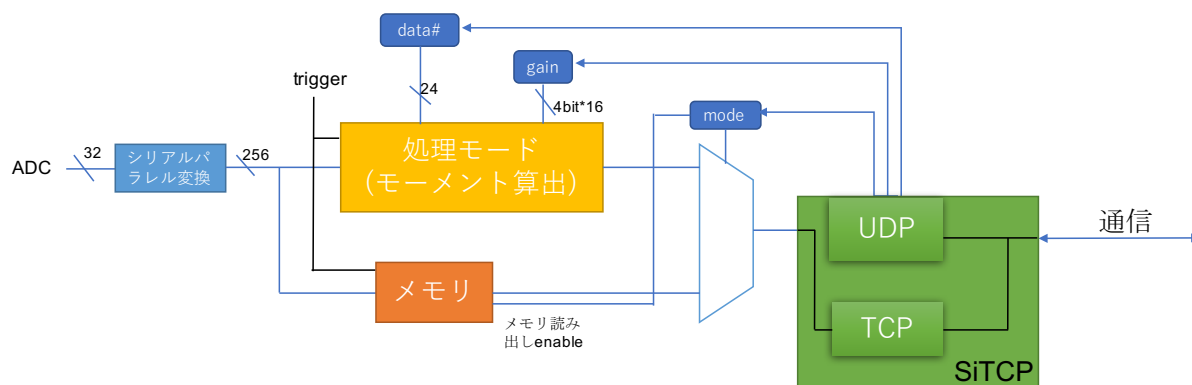


図 6.14: FPGA に実装したファームウェアの図 (角丸四角は回路制御のためのレジスタである)

6.2.4 DAQ ネットワーク、データ受信ソフトウェアの開発



図 6.15: D1 に設置したマイクロサーバー

J-PARC では、加速器周りの装置と通信し、制御やデータ取得するために制御 LAN と呼ばれる、外部とはほとんど閉じた LAN を使う。制御 LAN を使い、処理回路と通信する環境を整えたので説明する。まず、処理回路は D1 電源棟に設置した。地下にインストールされた 16 電極ビームモニターのカベが D1 に伝わっており、信号は D1 のローカルコントロールルームで観測できる。処理回路の制御と処理されたデータの受けとりを行うために、処理回路と制御 LAN の間に図 6.15 のようなマイクロサーバーを設置した。これは CPU とメモリが搭載された箱で、CPU では Linux を動かすことができる。イーサネットケーブルをつなぐポートが 2 個用意されているため、片方を処理回路に、もう片方を制御 LAN につなぎ回路を遠隔で制御できるようにする。今回はピノー社のサバ太郎 type-p を使った。

マイクロサーバー上で処理回路からのデータを受け取るプログラムを C 言語で製作した。処理回路のデータ転送では SiTCP を使い、TCP のプロトコルを使っているため、それに合わせソケッ

トプログラミングで製作した。このプログラムは、処理回路から転送されるデータの中からヘッダとフッタを検出してデータをファイルに書き出す。ネットワーク通信は処理回路、マイクロサーバの2つのポートにそれぞれ IP アドレスを割り振って行っている。解析でショットを区別するためにヘッダを検出した時点の時刻をファイルの先頭を書くようにした。オフラインで時間情報から shot の識別が可能になるため、解析に他のビームモニターの測定結果や加速器パラメータの情報を使えるようになる。データは制御 LAN のデータストレージに保存される。

```
16pu_control$ help
Command list:
set_gain [ch#] [gain]           : Set the gain of a channel
set_data_number [data#]       : Set data number
check                          : Check the setting parameter
mode [process/wave] [(wave)write/read] : Set mode(process or waveform)
get_wave                       : Get wavedata
quit                           : quit from this program
```

図 6.16: 回路制御のインターフェース (help の画面)

回路の制御を簡単に行えるインターフェースを C 言語で製作し、マイクロサーバ上にインストールした。図 6.16 のように、CUI で回路の制御をできるようになっている。

上のような DAQ プログラムや回路制御プログラムの実行は中央制御室の制御 LAN につながったコンピュータから ssh でマイクロサーバに入ったうで行う。

6.3 処理回路の設置

マイクロサーバと製作した処理回路と D1 のローカルコントロールルームに設置した。その写真が図 6.17 である。写真最下段が処理回路でその上の段の右端が ADC の電源、その上に置いてあるのがマイクロサーバである。

6.4 処理回路の評価 (SN, 処理結果の確認)

処理回路の性能評価を行った。評価としては ADC の SN の評価と FPGA によるデータ処理結果の確認である。

6.4.1 ADC の SN 評価

ADC の Signal-to-Noise Ratio(SNR) の評価を行った。ADC の入力にシグナルジェネレータ¹⁵で発生させた 3.4 MHz, 2 dBm の正弦波を入力し、ADC の波形データを取得した。2 dBm は振幅にすると約 398 mV である。ADC のレンジが 1 V_{pp} なので最大入力の約 79.6%にあたる。ADC のクロックはシグナルジェネレータで発生させた 74.5 MHz の方形波を使った。データ取得には波形モードを使った。

波形モードで取ったデータを図 6.18 に示す。図 6.18 は ch0 のデータであるが、他のチャンネルも同様の波形データが取れた。

図 6.18 をフーリエ変換してスペクトルを見たものが図 6.22 である。ただし、フーリエ変換を行う前処理として、取ったデータに式 6.6 で表される関数をかけた。この関数は Hann の窓関数と呼

¹⁵Agilent Technology E8663D

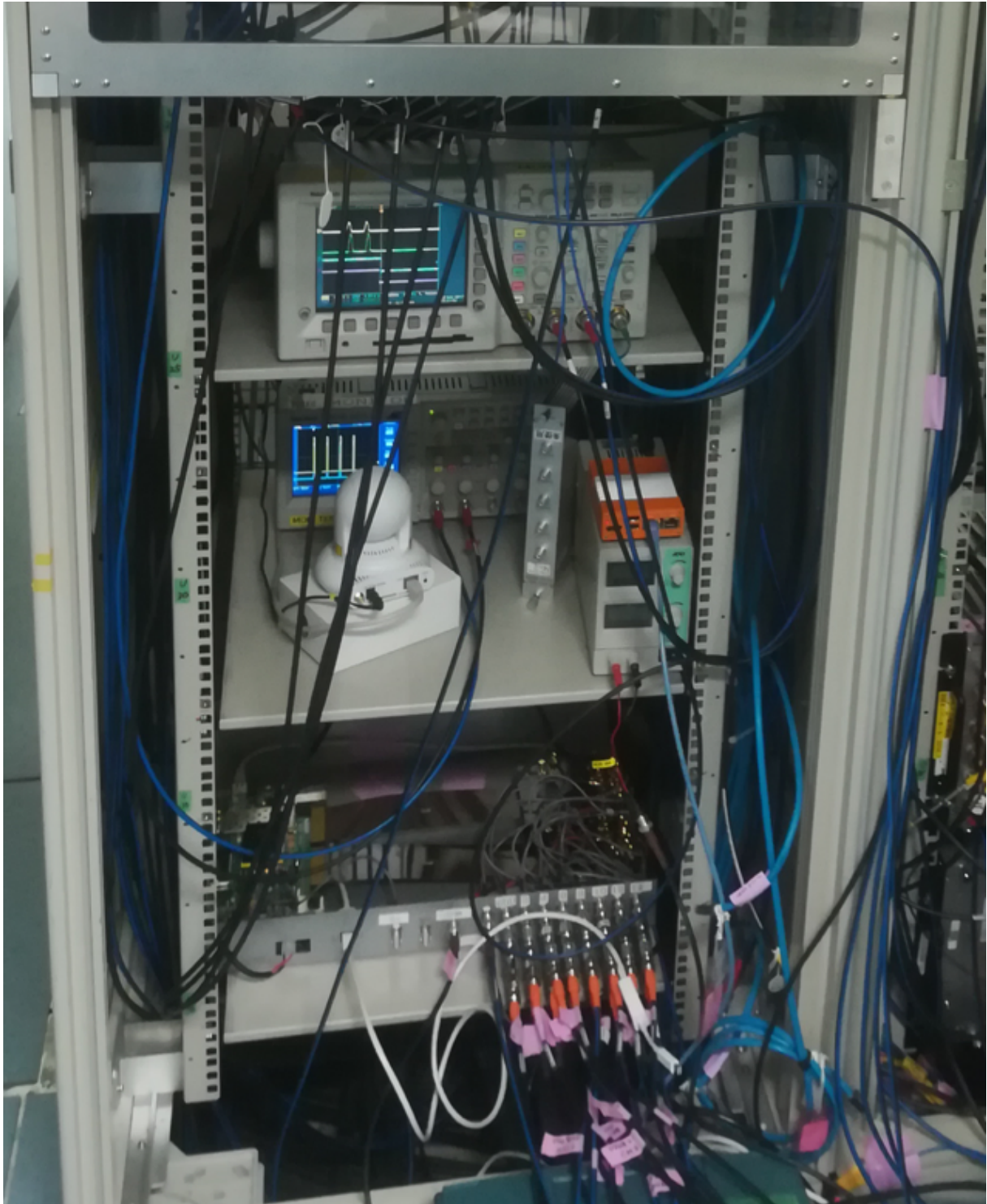


図 6.17: D1 のローカルコントロールルームに設置した処理回路 (写真の棚の最下段が処理回路である)

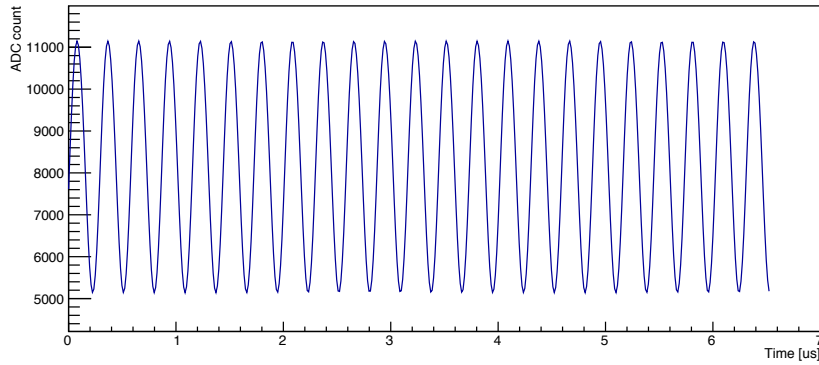


図 6.18: シグナルジェネレータからの正弦波を入力にしたときの ADC の波形データ

ばれる。関数形を図 6.19 に図示する。

$$w(n) = 0.5 - 0.5 \cos 2\pi \frac{n\Delta t}{T} \quad (6.6)$$

ここで、 n はサンプリングしたデータの番号、 Δt はサンプリング間隔、 T は取ったデータの長さである。

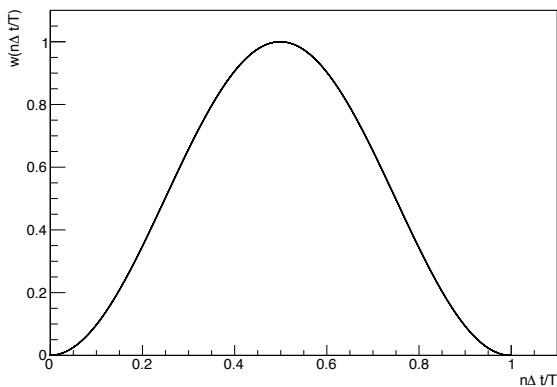


図 6.19: Hann の窓関数の関数形

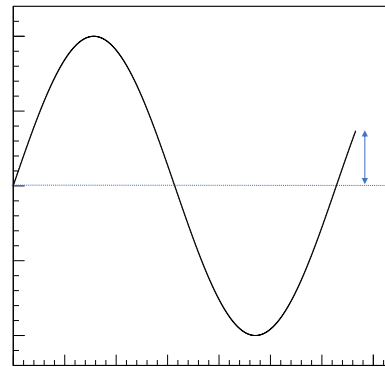


図 6.20: 波形の始まりと終わりが一致しない周期関数の例

Hann の窓関数をかける理由を説明する。一般に、周期関数の波形をサンプリングし、フーリエ変換する場合について説明する。記録する波形の長さは周期の整数倍とは限らない。波形の長さが周期の整数倍でないとき、図 6.20 のように波形の始まりと終わりの電圧レベルが一致しない。このままフーリエ変換すると、図 6.20 のように連続的でない波形をフーリエ変換することになってしまう。これでは、元々の波形のスペクトル以外にも意図しない周波数成分が混ざりこんでしまう。このような周波数成分は SNR を計算するときにノイズとして計算されてしまうため、不都合である。Hann の窓関数をかけることで波形の始めと終わりを一致させ、ノイズとして入り込んでしまう意図しない周波数成分を落とす。このような目的のためにフーリエ変換前にかける関数は一般に窓関数と呼ばれる。さまざま窓関数が考えられており、Hann の窓関数はその一例である。

SNR を算出する。SNR はシグナルとノイズの電力の比である。シグナルの電力は 3.4 MHz の信号の電力、ノイズの電力は 37.25 MHz までのうち 2~6 倍高調波のピークと DC 成分を取り除いた電力の総和と定義する。この定義は Analog Devices 社のアプリケーションノート AN-835[56] を参考にして決めた

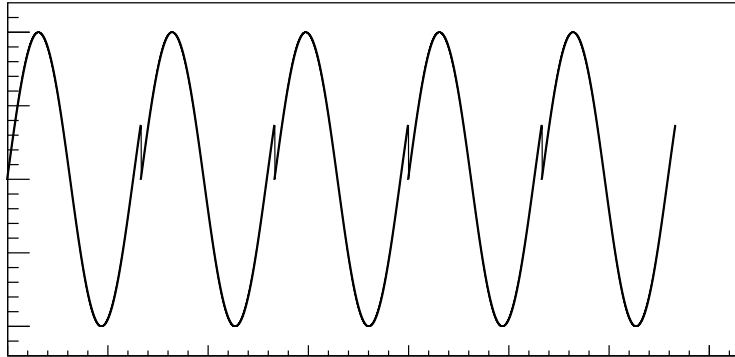


図 6.21: 図 6.20 を繰り返した波。図 6.20 に窓関数をかけずにフーリエ変換した場合、このような波形のスペクトルが計算される。

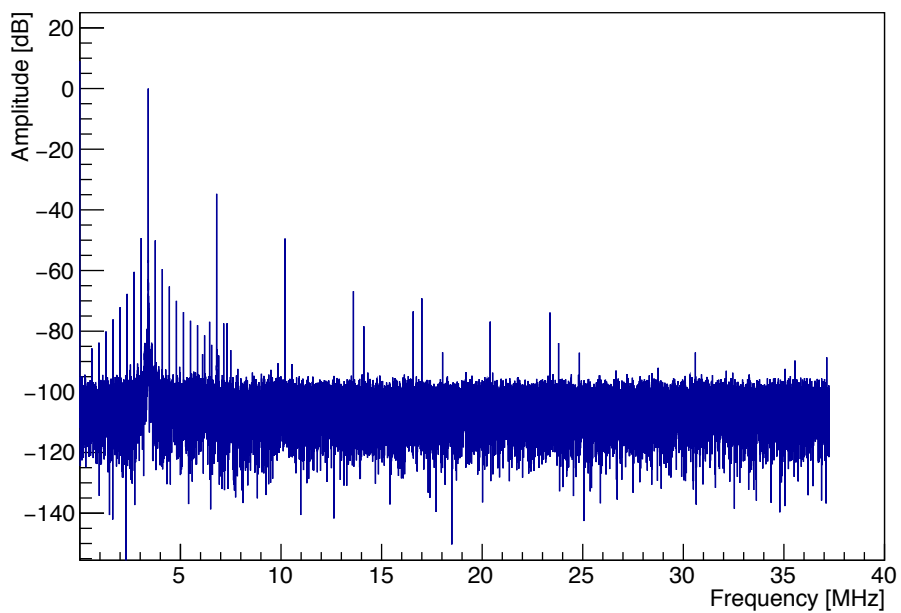


図 6.22: 図 6.18 のスペクトル。3.4 MHz のピークの値を基準として dB で表示している。

図 6.22 のうち 6 倍高調波までのピークを拡大したものが、図 6.23～図 6.28 である。これをみると、ピークは 0.01 MHz ほどの範囲に広がっている。したがって、ピークの範囲としては ± 0.005 MHz、つまり ± 5 KHz の範囲を取ることにする。

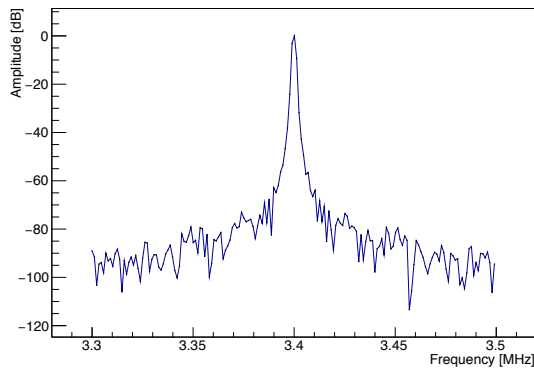


図 6.23: シグナルのピークの拡大図

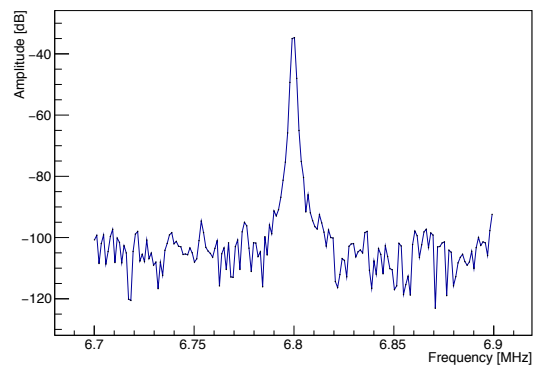


図 6.24: 2 倍高調波のピークの拡大図

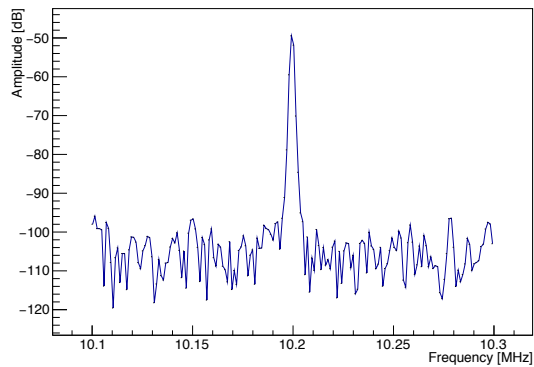


図 6.25: 3 倍高調波のピークの拡大図

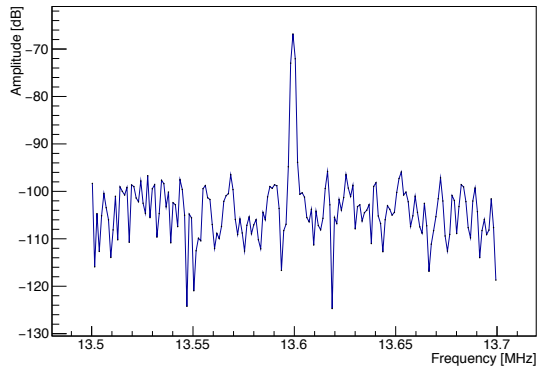


図 6.26: 4 倍高調波のピークの拡大図

上の定義に基づき、各チャンネルの SNR を計算した。計算結果を表 6.4.1 に示す。

SNR はどのチャンネルも 40 dB ほどである。ただし、チャンネル 11 だけは他のチャンネルと大きくズレている。このチャンネルは、コネクタが緩んでいた可能性がある。チャンネル 11 の SNR を測定するために、コネクタを確認して再度データをとって見る必要がある。

また、上で測定したノイズには ADC で発生したものだけではなくシグナルジェネレータから発生したものも含まれている可能性がある。シグナルジェネレータから発生したノイズがどれほどあるかを測定してみる必要がある。

次にクロストークの測定について説明する。ADC ボードの回路図の一部を図 6.29 に示す [57]。これは ADC の ch1 と ch2 の入力から ADC チップの間の回路図である。図中の J4, J5 がそれぞれ ch1, ch2 の信号入力の端子、右側の AIN1+, AIN1-, VCM12, AIN2+, AIN2- が ADC チップにつながっている。ch3 と ch4 など隣接する他のチャンネルも図 6.29 と同じ回路になっている。図 6.29 を見ると、真ん中で電気的につながっている。これによるクロストークを調べた。ch1 に正弦波を入れた時の ch2 からの波形データを取った。この時、ch2 には何もつないでいない。入れた正弦波の周波数、使った装置などは SNR のデータ取得条件と同様である。

取得した ch2 の波形データのスペクトルが図 6.30 である。ch1 に入力した周波数は 3.4 MHz である。図 6.30 の 3.4 MHz 付近には特に大きなスペクトルは見当たらない。したがって、3.4 MHz

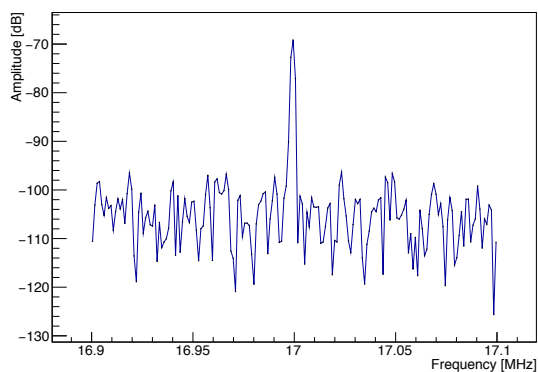


図 6.27: 5 倍高調波のピークの拡大図

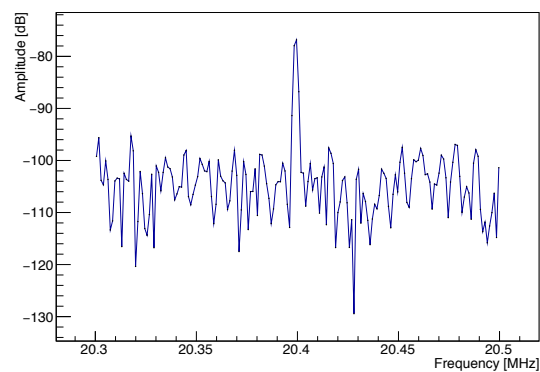


図 6.28: 6 倍高調波のピークの拡大図

表 6.1: 各チャンネルの SNR の値
チャンネル SNR [dB]

チャンネル	SNR [dB]
0	43.8503
1	44.4297
2	44.0438
3	44.885
4	44.4348
5	42.582
6	41.8967
7	43.435
8	42.7008
9	41.3671
10	41.7829
11	33.3211
12	37.355
13	42.6817
14	40.3245
15	36.0723

のクロストークはないと言える。

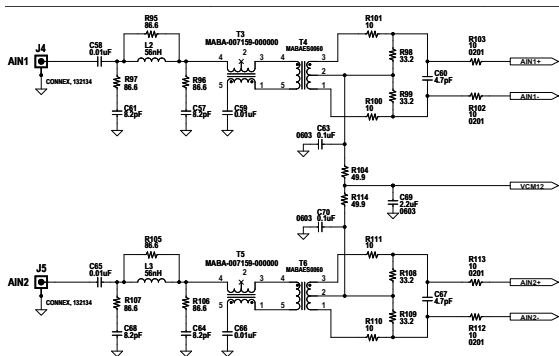


図 6.29: ADC ボードのうち ADC チップに入るまでの部分の回路図 (ch1,ch2)[57]

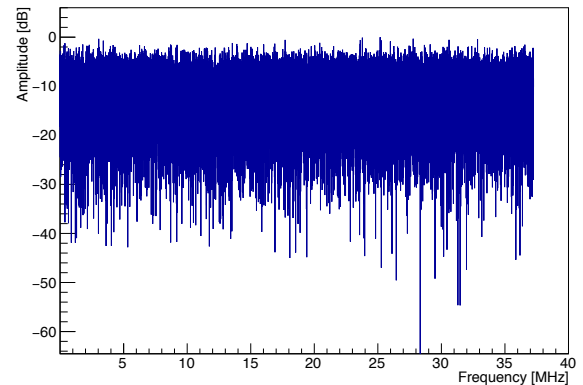


図 6.30: ch1 に 3.4 MHz の正弦波を入れた時の ch2 の波形のスペクトル。3.4 MHz 付近に特にピークは見当たらない

6.4.2 処理結果の確認

処理モードと波形モードで同時にデータを取り、FPGA によるデータ処理が適切かどうかを確認した。波形モードで取ったデータからオフラインで処理モードと同じアルゴリズムでモーメントを算出し、処理モードの出力結果との比較を行った。

その結果、データ処理は正しく行われていることが確認できた。ただし、波形モードと処理モードの開始に ADC の 1 サンプル分のズレがあった。波形モードのデータを取り始める 1 サンプル前から処理モードのデータ処理が開始されていた。波形モードのデータを 1 サンプル後ろにずらしたもののから計算したモーメントと処理モードの出力結果が完全に一致した。

1 サンプルのズレは RF52 逡倍のクロックでサンプリングした場合、11 ns ほどのズレである。1 バンチ分の波形は約 580 ns であり、バンチ波形の区切りが 1 サンプリングだけズレても算出されるモーメントにはほとんど影響がない。FPGA は ADC の 52 サンプルのデータを 1 つのバンチとして処理するので、52 サンプルごとに 1 波形があるようになっていれば、モーメントは適切に算出される。よって、このズレは実用上、特に問題とはならない。ズレについての様子を図 6.31 に示す。波形のスケールから見て、1 サンプルのズレがバンチ区切りに取って問題にならないことが見て取れる。

また、処理結果として出力したデータ例を示しておく。まず、0 次のモーメントを図 6.32 に示す。トリガーは初めのバンチの入射のタイミングとした。ポケットは 9 個あるので、あるデータからみて 9 個後のデータが 1 周して戻ってきた同じバンチのデータである。バンチごとに色をかえ重ね書きしている。バンチが 4 回に分けて入射される様子が見て取れる。初めから終わりまで 0 付近で一定になっているデータは、空になっているポケットのデータである。

初めの 8000 周ほどのデータを拡大したものが図 6.33 である。初めのバンチが 7500 周したほどで次の 2 バンチが入射している。拡大してみると正確には 7429 周目であった。1 周は約 $5.4 \mu\text{s}$ である¹⁶ から、7429 周目は約 40.11 ms に相当する。J-PARC ではバンチの入射間隔が 40 ms に設

¹⁶ 入射直後の RF 周波数が 1.672 MHz である。RF が 9 サイクルする間にバンチは 1 周するから周回周波数は $1.672/9$ MHz、つまり周期は $5.383 \mu\text{s}$

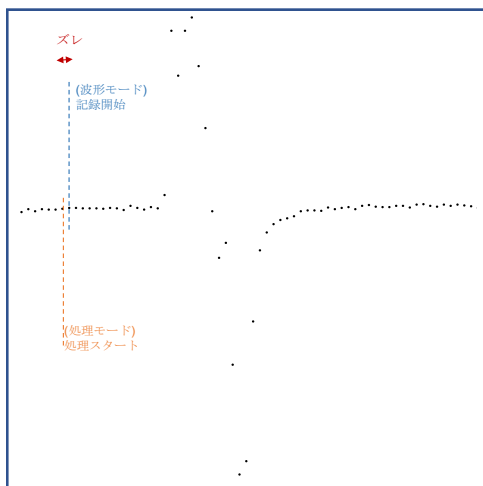


図 6.31: 波形モードの記録開始と処理モードの処理開始のズレの概略図

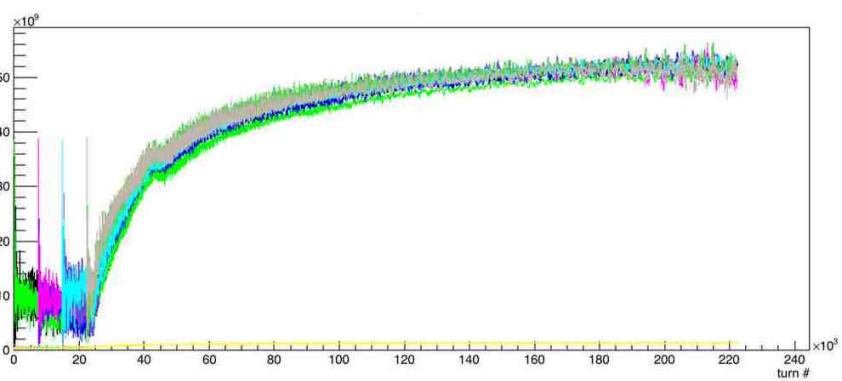


図 6.32: 処理回路から出力された 0 次のモーメント。各バンチで色を変えて表示している。黄色は空のバンチのデータである。

定されており、データと一致する。

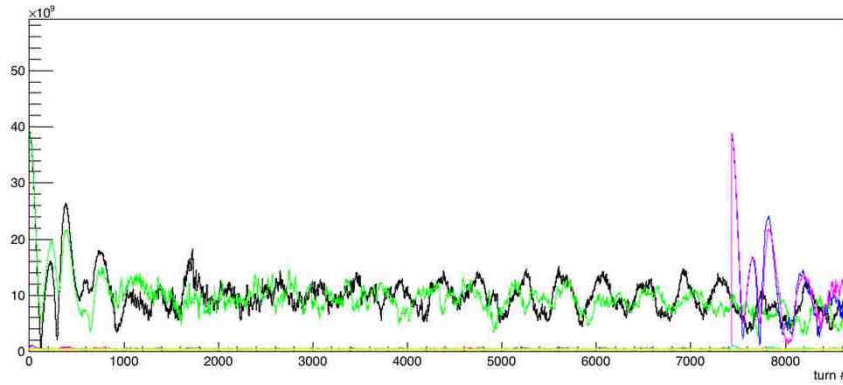


図 6.33: 0 次のモーメントのうち 8000 周目までを拡大した図

また、1 次のモーメント $\langle x/R \rangle$, $\langle y/R \rangle$ を図示したものが図 6.34, 図 6.35 である。2 次のモーメント $\langle x^2 - y^2/R^2 \rangle$, $\langle 2xy/R^2 \rangle$ を図示したものが図 6.36, 図 6.37、3 次のモーメント $\langle x^3 - 3xy^2/R^3 \rangle$, $\langle -y^3 - 3x^2y/R^3 \rangle$ を図示したものが図 6.38, 図 6.39 である。R はビームモニターの内径 82.5mm である。第 1 バンチのみを図示している。入射後は激しく振動しているが、30 周ほどで安定している。ただし、モニター自体がどれほどの精度でモーメントを測定できているかは不明なので、今後検討する必要がある。

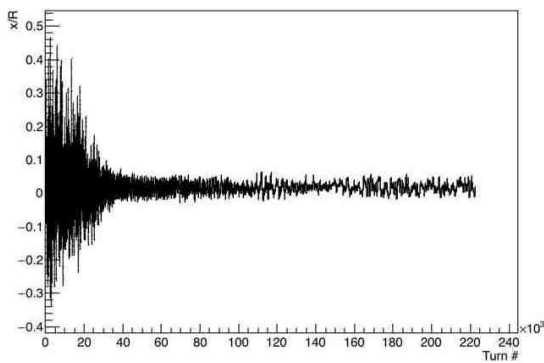


図 6.34: 処理回路により算出した 1 次のモーメント $\langle x/R \rangle$ 、1 バンチ目のみのデータを描いている

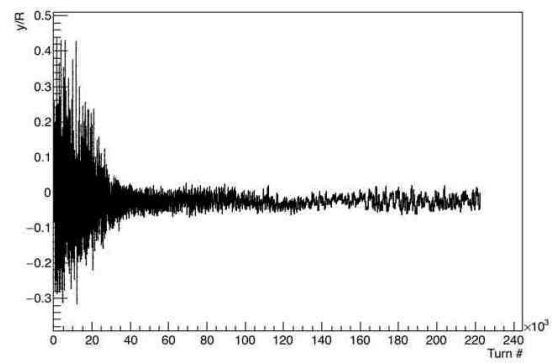


図 6.35: 処理回路により算出した 1 次のモーメント $\langle y/R \rangle$ 、1 バンチ目のみのデータを描いている

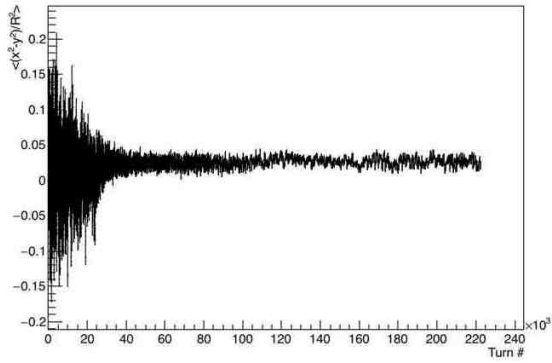


図 6.36: 処理回路により算出した2次のモーメント $\langle (x^2 - y^2)/R^2 \rangle$ 、1バンチ目のみのデータを描いている

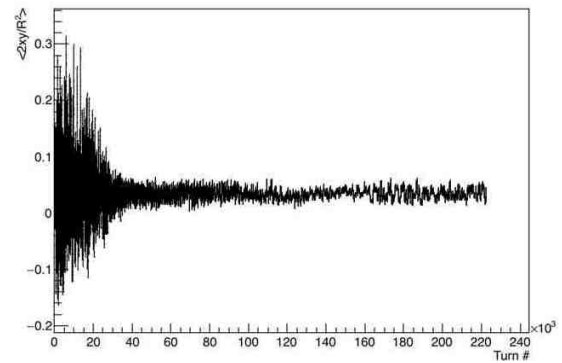


図 6.37: 処理回路により算出した2次のモーメント $\langle 2xy/R^2 \rangle$ 、1バンチ目のみのデータを描いている

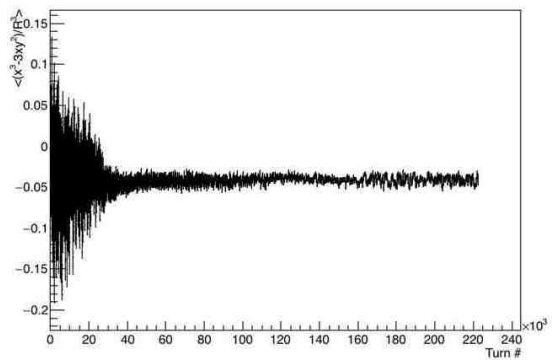


図 6.38: 処理回路により算出した3次のモーメント $\langle (x^3 - 3xy^2)/R^3 \rangle$ 、1バンチ目のみのデータを描いている

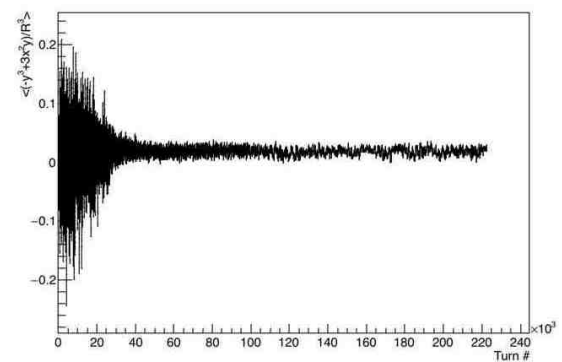


図 6.39: 処理回路により算出した3次のモーメント $\langle (-y^3 + 3x^2y)/R^3 \rangle$ 、1バンチ目のみのデータを描いている

第7章 今後の展望

16 電極ビームモニターについて今後すべきことをまとめる。

7.1 処理回路やDAQシステム関連

1つめは、受信したデータにソフトウェア側でショット番号をつけることである。J-PARC ではビームの各ショットを識別するためにショット番号という数値を割り振り、データを記録している。現在、16 電極ビームモニターのデータにはマイクロサーバーがデータを受け取った時刻をファイルの先頭に書き込みショットを識別している。データを他のビームモニターの情報と比較するには、時間とショット番号をオフラインで対応付ければよいが、一手間増える。初めからショット番号を書き込むようにしておく方が良い。

2つめはリアルタイムでデータをディスプレイに表示するソフトウェアを製作することである。現在は出力されたデータをオフラインでデコードし結果を見ている。他のビームモニターはCCRのディスプレイにリアルタイムで表示できるようになっている。16 電極ビームモニターも同じように自動で表示できるようにしておくのが理想である。

3つめは回路制御を簡単に行えるインターフェースを作成することである。J-PARC ではほとんどのビームモニターは中央制御室のディスプレイに表示されるビームモニター制御ウィンドウから操作できるようになっている。これにより誰でも操作がしやすくなっている。現在、処理回路はマイクロサーバーに制御LANからログインしてコマンドを送ることにより操作できるようになっている。多くの人が簡単に操作できるようにするにはコマンドによる操作ではなく、グラフィックによる操作の方が望ましい。

4つめは、正確なADCのSNRを算出するために、追加でデータを取ることである。前述したように、1つのチャンネルは他のチャンネルと比べてSNRが大きくズレていた。問題のチャンネルのコネクタを確認して、再度データをとってみる必要がある。また、シグナルジェネレータがどれほどノイズを出していたかを測定してみる必要がある。

7.2 モニターの精度について

上で述べたことが完了し、16 電極ビームモニターのデータを取る環境が整えば、ビームモニターによるモーメント測定の精度の算出が行える。位置の精度の算出には他の2台のを測定できるビームモニターと16 電極ビームモニターで同時にデータを取り、測定したプロファイルと16 電極モニターで測定したモーメントを比較することが有効であると考えられる。ただし、強度の高いビームでプロファイルを測定できるビームモニターはJ-PARC MRには存在しないので、ビームの強度を下げてデータを取る必要がある。低強度シングルバンチのビームでの、16 電極ビームモニターとIPM(3.10節を参照)の同時測定のデータはすでに取得した(解析はまだ途中なので本修論では掲載できなかった)。さらに、RCSとMRのビーム転送ライン(3-50BT)の収束マグネットの設定を変えて、あえてビームのモーメントが周回ごとに振動するようにした状態で2つのモニターか

らのデータを取った。このデータで16電極ビームモニターから算出したモーメントとIPMで測定したプロファイルの間に相関が見えれば、16電極ビームモニターのデータから算出したモーメントが正しいことが確かめられる。

7.3 加速器パラメータの最適化

16電極ビームモニターでモーメントを信頼できる精度で測定できるようになれば、大強度ビームのモーメントなど今まで測定できていなかったビームの情報が新たにわかる。16電極ビームモニターで測定したモーメントがMRの入射調整に使えるようになれば、陽子ビームのロスを削減できる。ニュートリノビームの大強度化にもつながることが期待できる。

第8章 結論

J-PARC MR のビームの横方向モーメントの測定を行うために 16 電極ビームモニターが開発された。16 電極ビームモニターについて、ワイヤーキャリブレーションを行い、ビームモニター自体のキャリブレーションを行った。キャリブレーション結果を使って、16 電極ビームモニターの信号からビーム横方向モーメントを算出するデータ処理アルゴリズムを構築した。さらに構築したアルゴリズムに従い、リアルタイムでビームの横方向モーメントを算出する処理回路を製作した。また、処理回路のデータを受信するシステムをソフトウェアで作成した。処理回路には波形を記録するモードと処理結果を出力するモードをつけ、それらのモードで同時にデータを取ることで、データ処理が正しく行われていることが確かめられた。

今後、ビームモニターのデータを中央制御室のディスプレイにリアルタイムで表示するインターフェースを製作する予定である。これにより、16 電極ビームモニターのデータがリアルタイムで見られるようになる。

16 電極ビームモニターのデータを詳しく解析することにより、ビームのダイナミクスのさらなる理解につながる。そして、J-PARC MR のパワーアップ、またニュートリノビームの大強度化に役立つことが期待できる。

謝辞

2年間の修士の研究を支えてくださった多くの皆様に感謝を申し上げます。

J-PARCでの研究や学会での発表、研究会参加の機会を与えてくださったを中家さんには心から感謝いたします。中家さんには4回生の実験から3年間お世話になりました。4回生のときの実験、修士課程での研究では貴重な経験をすることができ、大変成長できたと実感しております。

加速器のことを全く知らない私をJ-PARCに受け入れてくださった、外山さん、小関さんにも感謝いたします。加速器の勉強を始めるにあたり、外山さんには1対1のゼミをしていただき、丁寧に指導してくださいました。研究が始まってからも、加速器のみならず、電子回路、データ処理、実験のノウハウなど、非常に幅広く多くのことを教えていただきました。研究が有意義に進められたのは外山さんの指導があったからこそであると思っております。大変ありがとうございました。

市川さんには研究内容についてアドバイスをいただく以外にも、東海村での生活、J-PARCでの研究生活についても大変お世話になりました。ありがとうございました。J-PARCではIDカードの紛失など数々の失敗をしてしまいましたが忙しい中、助けていただきました。その節は失礼いたしました。

先輩の中西さんには卒業されるまでの1年間、研究や東海村での暮らしなど大変多くのお世話になりました。中西さんのモニター開発の研究があったからこそ私の研究があります。感謝しています。また、就活についてのアドバイスや練習など研究以外の部分でも相談に乗っていただきありがとうございました。

先輩の仲村さんには加速器の研究だけでなくMUMON作業でも大変お世話になりました。ありがとうございました。出来の悪い後輩で面倒をかけてしまったことを反省しています。

J-PARCの皆様には、実際の研究現場で大変お世話になりました。ありがとうございます。特に、J-PARCモニターグループの佐藤さん、岡田さん、久保木さん、小林さんには加速器スタディーのときなどに大変お世話になりました。心から感謝いたします。内藤さん、下川さんにはJ-PARCで時折、声をかけていただき研究の応援をいただきました。おかげで前向きに研究を進めることができました。杉山さんにはUSでのワークショップの時、発表練習でアドバイスをいただきました。ありがとうございました。

芦田さん、安留くんにはMUMON作業で大変お世話になりました。ありがとうございました。すばらしい先輩と後輩で、とても尊敬しています。古賀さん、林野さん、金さん、竹馬さん、細見さん、平本さん、原田さん、岩本さん、東くん、田村くん、井上くんには東海村で一緒にご飯に行ったりなど、東海村での生活で大変お世話になりました。みなさんのおかげで楽しい東海生活でした。

京都ATLASグループの赤塚さん、岡崎くんには処理回路製作でFPGAについてわからないことが出てきた時に多くのアドバイスをいただきました。おかげさまで、処理回路はなんとか完成させることができました。ありがとうございました。

研究室同期の岡崎くん、中村くん、森くん、吉田くんとはコーヒブレイクや飲み会での会話など、楽しい京都生活でした。ありがとう。優秀な人たちばかりで、4人と同期だったことを光栄に思います。潘さんには、修論執筆の過程で様々なサポートをしていただき、大変ありがとうございました。研究室の先輩、後輩にも感謝いたします。ありがとうございました。

T2K コラボレータの皆様にも大変お世話になりました。大きな発見に向けた研究グループの一員として研究に参加できたことを非常に誇りに思います。Thank you. Merci.

ここに書ききれなかった大変多くの方のサポートのおかげで研究が成り立っていたと思います。本当にありがとうございました。

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, N. Mistry, M. Schwartz and J. Steinberger, Observation of High-Energy Neutrino Reactions and the Existence of Two Kinds of Neutrinos, Phys. Rev. Lett. 9, 36, 1962
- [4] DONUT Collaboration, Observation of Tau Neutrino Interactions, Phys.Lett.B504:218-224, 2001
- [5] The ALEPH Collaboration, the DELPHI Collaboration, the L3 Collaboration, the OPAL Col- laboration, the SLD Collaboration, the LEP Electroweak Working Group and the SLD Elec- troweak and Heavy Flavour Groups, Precision Electroweak Measurements on the Z Resonance ,Phys. Rept. 427, 257 ,2006
- [6] Z.Maki, M.Nakagawa, and S.Sakata. ,Remarks on the unified model of elementary particles , Prog. Theor. Phys. Vol. 28, p. 870 ,1962
- [7] Y.Ashie et al. [Super-Kamiokande Collaboration], Evidence for an oscillatory signature in atmospheric neutrino oscillation, Phys. Rev. Lett. 93, 101801 ,2004
- [8] Ch. Kraus, Final Results from phase II of the Mainz Neutrino Mass Search in Tritium β Decay, 2005
- [9] A. Gando et al. (KamLAND-Zen Collaboration), Search for Majorana Neutrinos Near the Inverted Mass Hierarchy Region with KamLAND-Zen,Phys. Rev. Lett. 117, 109903,2016
- [10] Phillip S. Barbeau, Particle physics: The search for no neutrinos, Nature 544, 38–39, 2017
- [11] R. Acciarri(The DUNE Collaboration) ,Long-Baseline Neutrino Facility (LBNF) and Deep Underground Neutrino Experiment (DUNE) Conceptual Design Report, 2016
- [12] S.K. Agarwalla et al(LAGUNA-LBNO Collaboration),The mass-hierarchy and CP-violation discovery reach of the LBNO long-baseline neutrino experiment,2014
- [13] K. Abe et al(Hyper-Kamiokande working group), Letter of Intent: The Hyper-Kamiokande Experiment — Detector Design and Physics Potential, 2011
- [14] Filip Jediny on behalf of the NOvA Collaboration, NOvA latest results, 2017
- [15] E.Aliu et al. [K2K Collaboration],Evidence for muon neutrino oscillation in an accelerator-based experiment , arXiv:hep-ex/0411038 ,2005

- [16] N.Agafonova et al. [OPERA collaboration], Observation of a first $\nu \tau$ candidate in the OPERA experiment in the CNGS beam , Phys. Lett. B691 ,2010
- [17] Particle Data Book 2017
- [18] 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
- [19] 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
- [20] T.Araki et al. [The KamLAND collaboration], Measurement of Neutrino Oscillation with KamLAND: Evidence of Spectral Distortion , Phys.Rev.Lett.94,081801, 2005
- [21] Y.Ashie et al. (Super-Kamiokande Collaboration), Phys.Rev. D 71, 112005 (2005)
- [22] M.H.Ahn et al. [K2K Collaboration], Measurement of Neutrino Oscillation by the K2K Experiment, Phys. Rev. D 74, 072003 ,2006
- [23] P.Adamson et al. (MINOS Collaboration), Measurement of the Neutrino Mass Splitting and Flavor Mixing by MINOS,Phys. Rev.Lett. 106, 181801, 2011
- [24] K.Abe et al., Phys.Rev.Lett., 112, 181801, 2014
- [25] David M. Webber, on behalf of the Daya Bay Collaboration, An Improved Measurement of Electron Antineutrino Disappearance at Daya Bay, 2012
- [26] Soo-Bong Kim (for RENO collaboration), Observation of Reactor Electron Antineutrino Disappearance in the RENO Experiment, 2012
- [27] Erica Caden, for the Double Chooz collaboration, Studying Neutrino Directionality with Double Chooz, 2012
- [28] K. Abe et al (The T2K Collaboration), Observation of Electron Neutrino Appearance in a Muon Neutrino Beam, 2014
- [29] Y. Ashie et al. (Super-Kamiokande Collaboration),Measurement of atmospheric neutrino oscillation parameters by Super-Kamiokande I, Phys.Rev. D 71, 112005,2005
- [30] K. Abe et al.,Precise Measurement of the Neutrino Mixing Parameter θ_{23} from Muon Neutrino Disappearance in an Off-Axis Beam,Phys. Rev. Lett. 112, 181801,2014
- [31] <http://t2k-experiment.org/ja/2017/08/t2k-2017-cpv/> , T2K presents hint of CP violation by neutrinos, 2017
- [32] Mark Hartz for the T2K Collaboration, T2K NEUTRINO OSCILLATION RESULTS WITH DATA UP TO 2017 SUMMER, KEK colloquium, 2017
- [33] T2K Collaboration, First combined analysis of neutrino and antineutrino oscillations at T2K, Phys. Rev. Lett. 118, 151801, 2017

- [34] K. Abe et al, The T2K Experiment, 2011
- [35] T2K Collaboration (Yury Kudenko (Moscow, INR) for the collaboration), The Near neutrino detector for the T2K experiment, 2008
- [36] 村上明, ミューオンビームモニター及びニュートリノビームモニターによる T2K 実験ニュートリノビームの評価, Kyoto Univ., Master thesis, 2009
- [37] Marcela Batkiewicz a, for the T2K collaboration, LATEST RESULTS FROM T2K, 2017
- [38] S. Igarashi, Y. Hashimoto, K. Ohmi, K. Satou, Y. Sato, M. Shirakata, M. Tejima, T. Toyama, BEAM PROFILE MEASUREMENT USING FLYING WIRE MONITORS AT THE J-PARC MAIN RING, 2011
- [39] K.Abe et al.(The T2K Collaboration), Proposal for an Extended Run of T2K to 20×10^{21} POT, 2016
- [40] <https://www2.kek.jp/ja/news/press/2006/J-PARCLinac.html>, 2006
- [41] T.Toyama,J-PARC 加速器の非破壊ビームモニター,2016
- [42] T.Toyama, D.Arakawa, Y.Hashimoto, S.Lee, T. Miura, H.Nakagawa,BEAM POSITION MONITOR FOR THE J-PARC MAIN RING SYNCHROTRON, 2005
- [43] Aine Kobayashi , Takeshi Toyama, Kenichirou Satou, Hironori Kuboki, J-PARC Main Ring 大強度運転のためのビーム位置モニター (BPM) の高度化, Proceedings of the 14th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, 2017
- [44] Kenichirou Satou, Takeshi Toyama, Yoshinori Hashimoto, Masaki Tejima, and Hiroyuki Harada, Development of IPM for J-PARC MR, 2009
- [45] Fujio Naito, J-PARC Accelerator Status, Nuclear and Particle Physics Proceedings ,Volumes 273–275,2016
- [46] W.R.Leo, Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments,2nd Edition, 183 page,1993
- [47] T.Miura, Y.Hanamura, Y.Hashimoto, T.Toyama, D.Arakawa, H.Ishii, M.Tejima, S.Hiramatsu, H.Matsumoto, K.Mori, S.Lee, Y.Watanabe, R.Toyokawa , Calibration of Beam Position Monitor for J-PARC Main Ring Synchrotron, Proceedings of the 3rd Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan And the 31st Linear Accelerator Meeting in Japan, 2006
- [48] K.Hanamura, " DEVELOPMENT OF CALIBRATION SYSTEM FOR BPM AT J-PARC 50GEV SYNCHROTRON", Proceedings of the 3rd Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan And the 31st Linear Accelerator Meeting in Japan, Sendai, Japan, August 2-4, 2006, pp.466-468, 2016
- [49] H. Kuboki, T. Toyama, J. Takano, and M. Tejima, S. Hatakeyama, BEAM BASED GAIN CALIBRATION FOR BEAM POSITION MONITOR AT J-PARC MAIN RING, 2015

- [50] Takeshi Toyama, et al, J-PARC MR における BPM のビームベースドアラインメント, 2014
- [51] Gerald Goertzel, An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series, The American Mathematical Monthly, Vol. 65, No. 1, Jan., 1958
- [52] 中西芳枝, T2K 実験のための J-PARC MR における 多電極ビームモニターの開発, Kyoto Univ., Master thesis, 2016
- [53] XILINX, 逡倍させたクロックを使用する LVDS ソース同期の 7:1 シリアライズおよびデシリアライズ, 2012
- [54] LINEAR TECHNOLOGY, LTM9011-14/ LTM9010-14/LTM9009-14 14-Bit, 125Msps/105Msps/ 80Msps Low Power Octal ADCs Manual, 2017
- [55] T.Uchida, Hardware-based tcp processor for gigabit ethernet, Nuclear Science, IEEE Transactions on, Vol. 55, No. 3, pp. 1631-1637, June 2008.
- [56] Alex Arrants, Brad Brannon and Rob Reeder, Understanding High Speed ADC Testing and Evaluation(application note an-835), Analog Devices
- [57] Linear Technology, LOW POWER OCTAL-ADC, 2013
- [58] 村田製作所, コンデンサのインピーダンス ESR の周波数特性とは?, <https://www.murata.com/ja-jp/products/emiconfun/capacitor/2013/02/14/en-20130214-p1>, 2012

付録A 横方向モーメント測定理論式の導出

実際の16電極ビームモニターの電極は図A.1のように溝の中にある。理論式の導出では簡単のために図A.2のように導体の筒とみなし、 (x, y) に線電荷密度 λ の電荷がある時の筒上の点 θ の電荷 $\sigma(\theta)$ を求める。

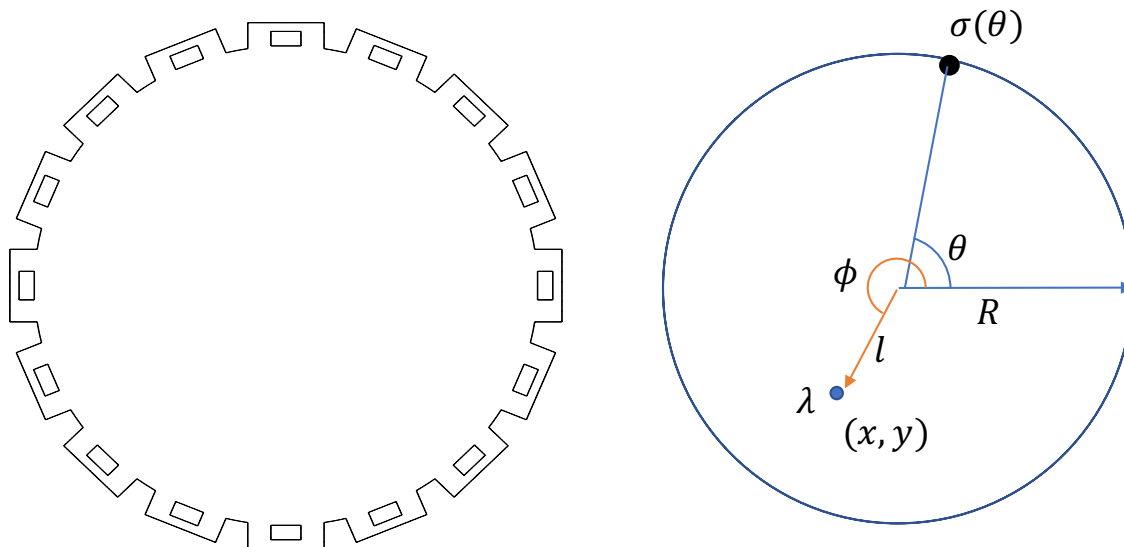


図 A.1: 16 電極ビームモニターの断面図

図 A.2: 理論式の導出のためにモニターの断面を近似した筒

まず、電荷を導体筒の内側に置いた時に導体筒内の静電ポテンシャルを鏡像法を用いて求める。系は導体筒の中心について回転対称なので、設置電荷 Q が x 軸上にある場合を考えれば良い。図

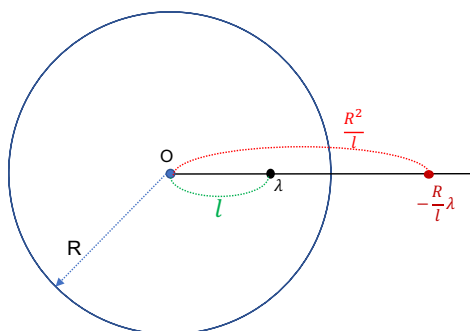


図 A.3: 鏡像電荷の位置

A.3のように、導体筒の中心と電荷を結ぶ線上の点 $(\frac{R^2}{l}, 0)$ に鏡像電荷 $-\frac{R}{l}\lambda$ を置く。アポロニウスの定理より、電荷と鏡像電荷からの距離の比が $R-l : \frac{R^2}{l} - R$ になる点の集合が導体筒に一致

し、導体筒上の静電ポテンシャルが同一になる。特に今の場合、導体上の静電ポテンシャルは0になる。導体筒の内側の点 (x, y) の静電ポテンシャル $\phi(x, y)$ は

$$\phi(x, y) = -\frac{1}{2\pi\epsilon_0} \left\{ \lambda \log \sqrt{(x-l)^2 + y^2} - \frac{R}{l} \lambda \log \sqrt{\left(x - \frac{R^2}{l}\right)^2 + y^2} \right\} \quad (\text{A.1})$$

(x, y) を極座標 (r, θ) に取り直すと、

$$\phi(r, \theta) = -\frac{\lambda}{4\pi\epsilon_0} \left\{ \log(r^2 - 2rl \cos \theta + l^2) - \frac{R}{l} \log \left(\frac{l^2}{R^2} r^2 - 2rl \cos \theta + R^2 \right) \right\} \quad (\text{A.2})$$

従って、導体筒上に生じる電荷は

$$\sigma(\theta) = \epsilon_0 \frac{\partial \phi}{\partial r} \Big|_{r=R} = -\frac{\lambda}{2\pi} \left\{ \frac{r - l \cos \theta}{(r^2 - 2rl \cos \theta + l^2)} - \frac{\frac{l^2}{R^2} r - l \cos \theta}{\left(\frac{l^2}{R^2} r^2 - 2rl \cos \theta + R^2\right)} \right\} \Big|_{r=R} \quad (\text{A.3})$$

$$= -\frac{\lambda}{2\pi R} \frac{R^2 - l^2}{R^2 + l^2 - 2lR \cos \theta} \quad (\text{A.4})$$

ここで、図 A.2 のように電荷が ϕ の位置にある時は、上の式で θ を $\phi - \theta$ とすれば良い。

よって、電荷が (l, ϕ) にある時に導体上の点 (R, θ) に生じる電荷 $\sigma(\theta)$ は以下のように求まる。

$$\begin{aligned} \sigma(\theta) &= -\frac{\lambda}{2\pi R} \frac{R^2 - l^2}{R^2 + l^2 - 2lR \cos(\phi - \theta)} \\ &= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{l}{R}\right)^n \cos \{n(\theta - \phi)\} \right] \\ &= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{l}{R}\right)^n \frac{e^{in(\theta-\phi)} + e^{-in(\theta-\phi)}}{2} \right] \\ &= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^n} \left\{ (l \cos \phi - i \sin \phi)^n e^{in\theta} + (l \cos \phi + i \sin \phi)^n e^{-in\theta} \right\} \right] \\ &= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^n} \left\{ (x - iy)^n (\cos n\theta + i \sin n\theta) + (x + iy)^n (\cos n\theta - i \sin n\theta) \right\} \right] \\ &= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{R^n} \left\{ \cos n\theta \times 2\text{Re}(x + iy)^n + \sin n\theta \times 2\text{Im}(x + iy)^n \right\} \right] \\ &= \frac{\lambda}{2\pi R} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{\cos n\theta}{R^n} \text{Re}(x + iy)^n + \frac{\sin n\theta}{R^n} \text{Im}(x + iy)^n \right\} \right] \end{aligned}$$

ただし、1行目から2行目への変形には、

$$\frac{1 - x^2}{1 - 2x \cos \theta + x^2} = 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} x^n \cos n\theta$$

を用いた。これは、以下のように証明できる。

$$\begin{aligned}(\text{右辺}) &= 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} x^n \operatorname{Re} e^{in\theta} \\ &= 1 + 2 \operatorname{Re} \sum_{n=1}^{\infty} (xe^{i\theta})^n \\ &= 1 + 2 \operatorname{Re} \frac{xe^{i\theta}}{1 - xe^{i\theta}} \\ &= 1 + \frac{xe^{i\theta}}{1 - xe^{i\theta}} + \frac{xe^{-i\theta}}{1 - xe^{-i\theta}} \\ &= \frac{(1 - xe^{i\theta})(1 - xe^{-i\theta}) + xe^{i\theta}(1 - xe^{-i\theta}) + xe^{-i\theta}(1 - xe^{i\theta})}{(1 - xe^{i\theta})(1 - xe^{-i\theta})} \\ &= \frac{(1 - 2x \cos \theta + x^2) + (xe^{i\theta} - x^2) + (xe^{-i\theta} - x^2)}{1 - 2x \cos \theta + x^2} \\ &= (\text{左辺})\end{aligned}$$

付録B 回路製作で直面した問題点と対処法

本章では処理回路製作の段階で直面した問題と対処法を述べる。製作段階ではADCからのデータを安定して受け取る部分と処理したデータを送信の通信速度について問題に直面した。今のところ、後者の問題は部分的な改善しかできておらず、さらなる調査が必要である。

B.1 ADCからのデータ受け取りについて

始めADCのサンプリングレートとしてはRF周波数の64倍クロックを使おうと考えていた。J-PARCのD1電源棟に1.7 MHz 64通倍器として使えるものがあったからである。これは以前、バンチバイバンチフィードバックシステムのためのクロックとして使われていたものである。現在は、イントラバンチフィードバックなどの補正方法がインストールされたことによりバンチバイバンチフィードバックを行わなくてもビームロスが削減できるようになった。そのため、使われていない。RFの64通倍クロックを使うとサンプリング周波数は約109 MHzである。ADCのサンプリングクロックとして約109 MHzを用いて、ビームの信号の波形を取った時のデータ例を図B.1に示す。実際は5 msほどの波形データが取れるが、図B.1では問題箇所が見やすいように拡大してある。実際は本文中で説明した”波形モード”を使ってデータ取得した。図B.1をみると、

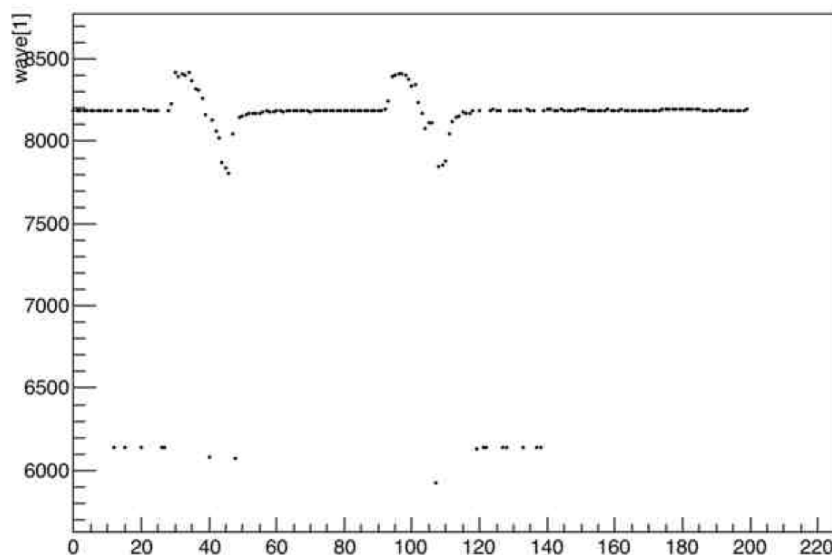


図 B.1: RF64 通倍信号のサンプリングクロックを使って取ったビームの波形データの拡大図、横軸はサンプリングの番号である。

ところどころデータが大きくなりすぎてしまっているサンプルがある。この部分だけ電圧が大きく変化したとは考えづらい。また、ファームウェアをタイミング解析したところ¹、109 MHz で動作す

¹Xilinx 社の Vivado を用いた。

るはずの結果が出た。よって、FPGA 内の処理で発生した問題であるとは考えにくい。ADC からのデータが FPGA ボード側へうまく送信できていないと考えられる。今回の ADC は本文中でも述べた通り、14 ビットのサンプリングデータの下位 2 ビットに 00 が付与され、16 ビットになったのち 2 本の信号線でデータが送信される。つまり、送信データのビットレートはサンプリングデータの 8 倍になる。サンプリング周波数として 109 MHz を用いば 872 MHz である。これだけ早いと、転送の途中でデジタル信号の波形がなまってしまう。特に今回は ADC ボードと FPGA ボードを延長ケーブルでつないでおり、転送経路が長い。転送経路での波形のなまりのせいで FPGA が安定してデータを受け取れなかったのである。

そこで、FPGA が ADC からのビットデータを安定して受け取れるレベルまで ADC のサンプリング周波数を下げることにした。サンプリング周波数を RF64 通倍から徐々に下げていったところ、RF52 通倍なら安定してデータを受け取れることがわかった。そこで、RF52 通倍で ADC のサンプリングを行うことにした。ただし、前述の 1.7 MHz、64 通倍器は通倍数が可変ではない。そこで、64 通倍器からのクロック波形を一度 FPGA に入れ、FPGA 内の MMCM で周波数を 52/64 に落とした後 FPGA から出力し、ADC のクロックとして使うことにした。

B.2 処理データ送信の通信速度について

処理したデータの送信には SiTCP を用いている。本文中でも述べた通り、400 Mbps ほどの通信速度があれば処理データを時間内で送信できる。送信にはギガビットイーサネットを使用しており、この条件はクリアできるものと考えていた。ところが、実際に動作させてみると、転送速度が出ておらずすべてのデータが送信できていなかった。ファームウェアでは処理したデータを一度バッファに入れ、SiTCP に渡す。通信速度が出ていなかったため、バッファが溢れ一部のデータが送れていなかった。この異常は各データの前に付与したデータ番号が、ある時点以降からずれていることから判明した。ずれが生じた後のデータを見たところ、データに抜けがあったのち、再び正常にデータ番号が続き、また抜けが生じ、... と繰り返していた。バッファが溢れたのち、データ転送によりバッファのデータが空き、そこに処理データが入り、ふたたび溢れ、... と繰り返されたと考えられる。データを受け取るマイクロサーバ上のソフトウェアを改善した。ソケットプログラムでは通信のための "ソケット" を準備し通信を行う。C 言語ではソケットの作成やデータの送受信のためのライブラリが整備されている。データ受信ソフトウェア作成ではそれらのライブラリを用いた。ソケットが用意したメモリ (ソケットバッファ) に送信データが書き込まれる。TCP では通信のはじめに相互のソケットバッファのサイズを通知しあい、ソケットバッファが溢れない量のデータを一度に送信する。したがって、ソケットバッファのサイズが通信速度に影響を与える可能性がある。マイクロサーバのソケットバッファのサイズを大きくしてみた。すると、データに抜けが生じるタイミングが後ろにずれていた。転送速度が少し向上し、バッファ溢れを起こすまでの時間が長くなったのである。ただし、すべてのデータを完全に転送できるまでのデータ速度は出ていない。どこかに通信速度のボトルネックが存在するはずであり、さらなる調査が必要である。今後の調査のために、状況をまとめておく。

1. SiTCP のシステムクロックは 130 MHz で、これは推奨される最低の周波数である。
2. マイクロサーバは、受け取ったデータを即座に遠方のデータストレージに送っている。つまり、データ受け取りとデータ送信を同時に行っている。
3. 通信開始直後は転送速度が低く、だんだん早くなっていく。ただし、安定して早くなった後も、目的の転送速度には達していない。

1. について、SiTCP 中の処理はブラックボックスになっていて不明である。システムクロックが転送速度に影響を与える可能性も否定できない。システムクロックの周波数を変更して動作させてみる必要がある。3. については理由がわかっている。TCP の輻輳制御機能によるものである。これは、通信トラフィックの混雑具合に応じて転送速度を調整する機能 (輻輳制御) である。輻輳制御では、通信の初めは混雑具合が不明なので遅い転送速度からスタートする (スロースタート)。転送がだんだん早くなっていったのは、スロースタート機能が効いているからである。

また、ボトルネックが解消できなかった場合のアイデアを説明する。1 つめは、各データのはじめに付与しているデータ番号を 2 バイトから 1 バイトにすることである。これにより、送信するデータ量が $49/50$ に削減される。

2 つめはからのバンチのデータを送らないことである。本文で述べたように、J-PARC MR ではバンチのポケットが 9 つあるが実際にバンチが入っているのは 8 つである。現在のファームウェアでは空のポケットのデータも処理して転送している。空のポケットのデータを送らないことにすれば、送信するデータ量が $8/9$ に削減される。

付録C 自作したアナログの回路について

ADCのサンプリングクロックとして使うRF 通倍クロックはそのままでは電圧レベルがADC(DC1884A-A)の入力電圧と合っていないなかったため、電圧レベルを変換する必要があった。電圧レベルを変換するために bias-tee というアナログ回路をコンデンサとコイルを用いて自作した。bias-tee とは図 C.1 のような回路である。A から RF、B から DC を入れると、C から RF と DC が足し合わされ

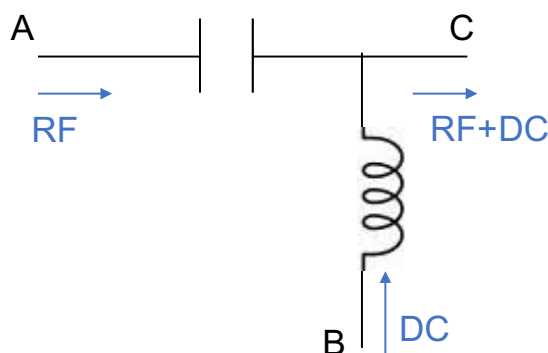


図 C.1: bias-tee の回路図

た信号が出てくるとい回路である¹。詳しい原理は以下のようなものである。まず、コイルのインピーダンスは RF に対して大きく、DC に対して小さい。また、コンデンサのインピーダンスは RF に対して小さく、DC に対して大きい。具体的には、

$$Z_L = i\omega L, \quad Z_C = \frac{1}{i\omega C}$$

である。ただし、 ω は角周波数、 L, C はそれぞれコイルのインダクタンス、コンデンサのキャパシタンスである。A から入った RF に対してコイルは抵抗として振る舞うので、RF 電流は B 側へはほとんど流れず、C 側へ多く流れる。また、B から入った DC に対してコンデンサは抵抗として振る舞うので、DC 電流は A 側へはほとんど流れず、C 側へ多く流れる。その結果、C からは RF と DC が重なり合った電流が取り出される。

この性質を用いて、RF 通倍クロックに DC 成分を混ぜ、オフセットを乗せることにより電圧レベルを ADC の入力レベルと合わせた。

今回は、コイルとして $0.68 \mu\text{H}$ 、コンデンサとして 3.3 nC の素子を用いた。製作したアナログ回路に入れる RF 通倍クロックは約 109 MHz なので、コイル、コンデンサのインピーダンスとしてはそれぞれ $470\Omega, 0.44\Omega$ である。C のインピーダンスが 50Ω であることから、A から入れた RF は $90\%^2$ が C へ流れ、残りが B へ流れることになる。

¹もしくは、C から RF と DC の両成分を持つ信号を入れると、A から RF 成分が、B から DC 成分が取り出される。

² $100 \times 470\Omega / (470\Omega + 50\Omega)\%$

付録D Goertzel アルゴリズムの周波数応答について

本文中でも述べた通り、Goertzel アルゴリズムとは以下で表されるデジタルフィルタである¹。

$$s[n] = x[n] + 2 \cos \omega_0 s[n-1] - s[n-2] \quad (\text{D.1})$$

$$y[n] = s[n] - e^{-j\omega_0} s[n-1] \quad (\text{D.2})$$

この応答関数を z 変換を使って求める。まず、 z 変換とは数列 $x[n]$ に対して以下のように定義される変換 $x[n] \mapsto X(z)$ である。

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n}$$

この式は、ラプラス変換²で $e^{-st} = z$ とし、積分を離散和にしたものである。

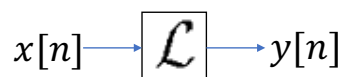


図 D.1: 数列 $x[n]$ から $y[n]$ への変換 \mathcal{L}

ラプラス変換との類似により、図 D.1 のような $x[n]$ から $y[n]$ への変換 \mathcal{L} があった時、変換 \mathcal{L} の伝達関数 $H(z; \mathcal{L})$ は、

$$H(z; \mathcal{L}) = \frac{Y(z)}{X(z)}$$

と表せる。ただし、 $X(z), Y(z)$ はそれぞれ $x[n], y[n]$ の z 変換である。

式 D.1 の両辺を z 変換する。 $s[n]$ の z 変換を $S(z)$ 、 $x[n]$ の z 変換を $X(z)$ とすると、第 1 式より

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]z^{-n} + 2 \cos \omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n-1]z^{-n} - \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n-2]z^{-n} \quad (\text{D.3})$$

$$S(z) = X(z) + 2 \cos \omega_0 \frac{S(z)}{z} - \frac{S(z)}{z^2} \quad (\text{D.4})$$

$$\therefore \frac{S(z)}{X(z)} = \frac{1}{1 - 2z^{-1} \cos \omega_0 + z^{-2}} \quad (\text{D.5})$$

$$= \frac{1}{(1 - e^{j\omega_0} z^{-1})(1 - e^{-j\omega_0} z^{-1})} \quad (\text{D.6})$$

¹ 今回のアルゴリズムでは、第 2 式はパンチの終わり ($n = N$) のみで行われる

² $x(t)$ に対して、

$$\mathcal{L}[x(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-st} x(t) dt$$

とする変換。

また、 $y[n]$ の z 変換を $Y(z)$ とすれば、第 2 式より、

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} y[n]z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]z^{-n} - e^{-j\omega_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n-1]z^{-n} \quad (\text{D.7})$$

$$Y(z) = S(z) - e^{-j\omega_0} \frac{S(z)}{z} \quad (\text{D.8})$$

$$\therefore \frac{Y(z)}{S(z)} = 1 - e^{-j\omega_0} z^{-1} \quad (\text{D.9})$$

よって、Goertzel アルゴリズムの応答関数 $H(z)$ は

$$H(z) = \left| \frac{Y(z)}{X(z)} \right| = \left| \frac{Y(z)}{S(z)} \frac{S(z)}{X(z)} \right| = \frac{1}{|1 - e^{j\omega_0} z^{-1}|}$$

となるので、周波数応答は、

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{|1 - e^{-j(\omega-\omega_0)}|}$$