

# J-PARC E16 実験での飛跡検出に用いるシリコン ストリップ検出器の読み出し回路の開発

京都大学大学院理学研究科 物理学・宇宙物理学専攻  
物理学第二教室 原子核・ハドロン物理学研究室  
山口佳奈子

令和5年1月





## 概要

J-PARC E16 実験では、原子核中でのベクター中間子の質量スペクトルとその変化を測定する。ハドロンは QCD (Quantum Chromo Dynamics) 真空中のクォーク凝縮と相互作用し、質量を獲得すると考えられている。クォーク凝縮量は高温・高密度環境下では減少すると予想されており、このような環境下でハドロンの質量を測定することによりハドロン質量とクォーク凝縮の関係を明らかにすることが出来る。先行実験である KEK-PS E325 実験は  $\phi$  中間子について有意な質量ピークの変化を確認した。本実験では、E325 実験の 100 倍のデータ統計量を実現し、また質量分解能 5.8MeV を達成することにより、ベクター中間子の質量スペクトルの運動量依存性、標的サイズ依存性などを系統的に測定する。

実験では大強度陽子加速器施設 J-PARC の高運動量陽子ビームを原子核標的に照射し、生成されたベクター中間子の電子・陽電子対への崩壊を測定する。運動量測定のために用いられる飛跡検出器の 1 つがシリコンストリップ検出器 (SSD) である。SSD は 2023 年のビームタイムから新たに運用を開始する予定で、検出器及び読み出し回路を GSI-FAIR の CBM 実験と共同で開発中である。読み出し回路は、セルフトリガーで動作する連続読み出し用の STS-XYTER ASIC をフロントエンド回路として用いる点が特徴である。

読み出し回路については、E16 実験の要求を満たすために、いくつか開発が必要となる。まず、SSD が磁場約 1.7 T の電磁石中に設置されるため、読み出し回路は十分磁場の弱い場所に設置しなければならない。そこで、回路を磁場外に置くために 10m 以上の長距離のデータ伝送手段について検討を行った。データは 320Mbps という高レートで送られるため、これに対応したケーブルを選定すると同時に LVDS リピーターの製作を行った。セルフトリガーの回路を用いるためノイズレベルが検出効率に大きく影響することから、長距離のデータ伝送に伴うノイズレベルの変動についても評価を行った。また、ビームとして 30GeV,  $1 \times 10^{10}$  proton/spill (1 spill は 2 秒) の高運動量・大強度の陽子ビームを用いるため、標的での反応レートは 10 MHz, SSD でのヒットレートは 1 台あたり最大 ~ 128 MHz と予想されている。この高レートのデータを転送することが必要であるが、CBM 実験で開発されたプロトタイプの回路では下流へ転送するデータ帯域の制限から E16 で想定される最大レートのデータを PC まで転送することが出来ない。これに対処するため読み出し回路の FPGA ファームウェアを更新し、回路下流へ転送するデータ量の削減を行った。このファームウェアを用いてレー

ト耐性の評価を行った結果, 約 135MHz まで検出効率 95% で下流にデータを転送できることが確認された.

# 目次

<b>第 1 章</b>	<b>序論</b>	<b>7</b>
1.1	量子色力学：QCD	7
1.2	QCD 和則	10
1.3	先行実験	11
1.4	J-PARC E16 実験	13
1.5	本論文の目的と構成	15
<b>第 2 章</b>	<b>J-PARC E16 実験</b>	<b>16</b>
2.1	E16 実験の概要	16
2.2	実験施設	16
2.3	スペクトロメータ	18
<b>第 3 章</b>	<b>シリコンストリップ検出器の読み出しシステム</b>	<b>29</b>
3.1	読み出しシステムの概略	29
3.2	STS-XYTER ASIC	30
3.3	FEB-8	33
3.4	GBTxEMU ボード	34
3.5	GERI ボード	36
<b>第 4 章</b>	<b>E16 実験のための開発</b>	<b>37</b>
4.1	開発の概要	37
4.2	FEB-8-GBTxEMU board 間の長距離信号伝送	39
4.3	GBTxEMU, GERI のファームウェアの更新	46
<b>第 5 章</b>	<b>読み出し回路の動作試験及び性能評価</b>	<b>51</b>
5.1	ケーブルの動作試験及びノイズ評価	51
5.2	GBTxEMU と GERI のレート耐性の評価	60

目次	2
<hr/>	
第 6 章 結論	69
付録 A LVDS	71
A.1 LVDS の動作原理 . . . . .	72
A.2 LVDS の信号波形 . . . . .	72
付録 B STS-XYTER ASIC の諸性質	74
B.1 データ構造 . . . . .	74
B.2 閾値の設定 . . . . .	75
謝辞	79
参考文献	79

# 目次

1.1	QCD の結合定数 $\alpha_s$ の値をエネルギースケール $Q$ 依存性 . . . . .	8
1.2	クォーク凝縮 $\langle \bar{q}q \rangle$ の密度, 温度依存性 . . . . .	9
1.3	$\rho, \omega$ 中間子の質量の密度 $\rho/\rho_0$ 依存性 . . . . .	10
1.4	$\phi$ 中間子の質量の密度 $\rho/\rho_0$ 依存性 . . . . .	10
1.5	核物質密度中での $\phi$ 中間子の $\sigma_{N_s}$ の依存性 . . . . .	11
1.6	E325 実験で得られた質量スペクトル . . . . .	13
1.7	p + Pb 反応の場合に予測される $\phi$ 中間子の質量スペクトル . . . . .	14
1.8	予想される $\phi$ 中間子の質量の運動量依存性 . . . . .	14
2.1	J-PARC の加速器施設と実験施設 . . . . .	17
2.2	高運動量ビームライン, スイッチヤード, ハドロン実験ホール . . . . .	18
2.3	branching point に置かれている Lambertson 電磁石 . . . . .	18
2.4	Run-1 でのスペクトロメータの立体図 . . . . .	19
2.5	Run-2 でのスペクトロメータの立体図 . . . . .	20
2.6	スペクトロメータの上面図 . . . . .	20
2.7	FM 電磁石 . . . . .	21
2.8	DSSD の概念図 . . . . .	22
2.9	SSD のストリップの写真 . . . . .	23
2.10	シリコンセンサーとマイクロケーブルで繋がった FEB-8 . . . . .	24
2.11	GTR の構造 . . . . .	25
2.12	フレームに取り付けられた GTR . . . . .	25
2.13	HBD の検出原理 . . . . .	26
2.14	HBD2 モジュールの写真 . . . . .	26
2.15	インストールされた LG 4 モジュール . . . . .	27
2.16	E16 実験の DAQ 全体図とトリガーの流れ . . . . .	28

3.1	STS 読み出し回路の構成 . . . . .	30
3.2	STS-XYTER ASIC の回路図 . . . . .	31
3.3	セルフトリガーモードでのヒットデータ生成のタイミング . . . . .	32
3.4	flash ADC の回路図とデジタルピーク検出器 . . . . .	33
3.5	FEB-8 . . . . .	34
3.6	GBTxEMU ボード . . . . .	35
3.7	GERI ボード . . . . .	36
4.1	STS のモジュール ID とインストール位置の対応 . . . . .	38
4.2	FEB-8 と GBTxEMU ボードの間の長距離信号伝送ケーブルの概観 . . . . .	39
4.3	3 m のケーブルを通す前の信号 . . . . .	40
4.4	3 m のケーブルを通った後の信号 . . . . .	40
4.5	5m のケーブルを通す前の信号 . . . . .	41
4.6	5m のケーブルを通った後の信号 . . . . .	41
4.7	シールドツイストペアケーブル . . . . .	42
4.8	cat6a ケーブル . . . . .	43
4.9	5m のケーブルを通す前の信号 . . . . .	44
4.10	5m のケーブルを通った後の信号 . . . . .	44
4.11	変換基板にケーブルを接続した様子 . . . . .	45
4.12	リピーターにケーブルを接続した様子 . . . . .	46
4.13	GBT frame . . . . .	47
4.14	8b10b encoding frame . . . . .	47
4.15	WideBus frame . . . . .	48
4.16	GBTxEMU ファームウェアのブロック図 . . . . .	49
4.17	使用する uplink 数の違いによる GBTxEMU から GERI への光リンクの本数の違い . . . . .	50
5.1	ADC スレッシュホールドスキンの概念図 . . . . .	53
5.2	あるチャンネルで ADC スレッシュホールドスキンによって得られたグラフ . . . . .	54
5.3	キャリブレーションパルスと入射電荷の関係 . . . . .	55
5.4	LAN ケーブルとリピーターを使用せずに FEB-8 と GBTxEMU を接続した場合の ENC . . . . .	56
5.5	LAN ケーブルとリピーターを使用して接続したときの ENC. . . . .	57



5.6	1.3GeV の $\pi$ 中間子がシリコンを通過した際に発生する電子・正孔対の数を電荷で表した分布. シミュレーションによる. . . . .	59
5.7	スレッシュホールドの値による検出効率の変化 . . . . .	60
5.8	テストパルスが発生させる手順 . . . . .	61
5.9	チップ毎の検出効率の推移 . . . . .	62
5.10	検出効率の時間依存性 . . . . .	63
5.11	チップ内グループごとの検出効率. ヒットレートは 10kHz/channel .	64
5.12	チップ内グループごとの検出効率. ヒットレートは 40kHz/channel .	65
5.13	16 uplink トータルでの検出効率の推移. . . . .	66
5.14	ヒットがランダムに発生した場合の slow SHAPER 部の検出効率 . .	68
A.1	LVDS ドライバとレシーバの概略図 . . . . .	72
A.2	LVDS の信号波形 . . . . .	73
B.1	STS-XYTER ASIC のデータ構造 . . . . .	75
B.2	vref_p, vref_n, vref_t のイメージ . . . . .	76
B.3	STS-XYTER ASIC の ADC 部分 . . . . .	76

# 表目次

2.1	SSD センサーの性能 . . . . .	23
3.1	STS-XYTER の仕様 . . . . .	30
4.1	Run-1 で想定される STS のシングルカウンティングレート . . . . .	38
4.2	cat5e, cat6, cat6a の性能比較 . . . . .	42
4.3	FEB-8 から出力される信号の配列と変換後の信号の配列 . . . . .	45
5.1	ヒットレート毎の検出効率 . . . . .	66
5.2	Run-1 で予想される STS のシングルカウンティングレート 4.1 を参照 . . . . .	67
B.1	STS-XYTER ASIC のデータフレームの種類 . . . . .	74

# 第 1 章

## 序論

本章では, E16 実験の物理的背景, それに関わる理論と先行実験, E16 実験の目的について述べた後, 本論文の目的と構成を説明する.

### 1.1 量子色力学 : QCD

自然界には強い相互作用, 電磁相互作用, 弱い相互作用, 重力の 4 種類の基本相互作用が存在する. 基本粒子であるクォークが強い相互作用で結合した複合粒子をハドロンと呼ぶ. クォークを結び付ける強い相互作用の担い手はグルーオンと呼ばれる. 強い相互作用の基礎理論は, クォークとグルーオンが持つカラーの自由度を使ったゲージ場の理論である量子色力学 (Quantum Chromodynamics, QCD) で与えられる. QCD のラグランジアンは以下のように書ける [1].

$$\mathcal{L}^{cl} = \bar{q}(i\gamma^\mu D_\mu - \mathbf{m})q - \frac{1}{4}F_{\mu\nu}^a F_a^{\mu\nu} \quad (1.1)$$

ここで,

$$D_\mu = \partial_\mu + igt^a A_\mu^a \quad (1.2)$$

$$F_{\mu\nu}^a = \partial_\mu A_\nu^a - \partial_\nu A_\mu^a + gf_{abc}A_\mu^b A_\nu^c \quad (1.3)$$

また,  $q = t(u, d, s, c, b, t)$  はクォーク場,  $\mathbf{m} = \text{diag}(m_u, m_d, m_s, \dots)$  はクォークの質量,  $g$  は無次元の結合定数,  $\gamma^\mu$  はディラックのガンマ行列,  $f_{abc}$  は SU(3) の構造定数である. ここで,  $a, b, c = 1, 2, \dots, 8$  は SU(3) の随伴表現の自由度を走る添え字である. QCD は図 1.1 に見られるように, エネルギーが大きいほど結合定数が小さくなる漸近的自由性という摂動的な性質を持つが, 一方で低エネルギー領域における非摂動的な性質はいまだ解明しきれていない. 場の量子論という視点で見ると, すべての物質

の属性の背景に量子場という場があり、物質とは量子場が励起したエネルギーが高い状態のことであると考えることができる。逆に、真空というのは場が励起していないエネルギーが一番低い状態にすぎない。したがって、真空を決めるということは何が物質として見えるのかを決定するということと等価であると言える。

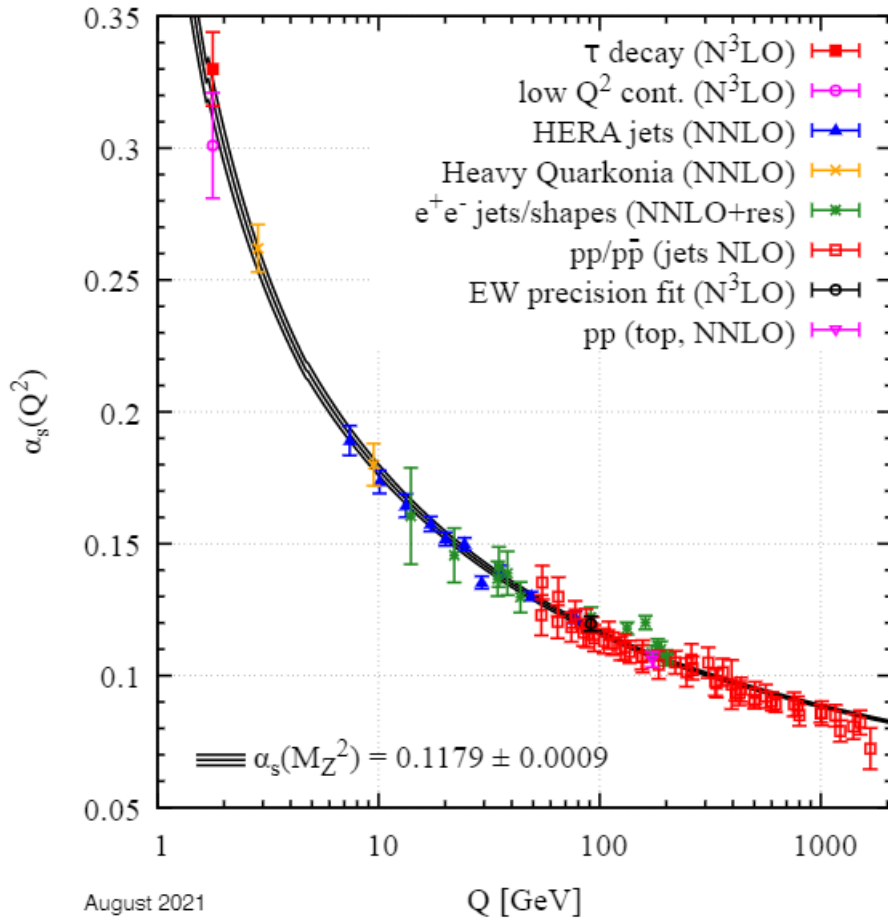


図 1.1: QCD の結合定数  $\alpha_s$  の値をエネルギースケール  $Q$  の関数として表示した図 [2]

この、いわば「物質と真空の相互規定性」[1] をより発展させた理論が南部陽一郎の自発的対称性の破れの理論である。温度や密度などの環境によって真空そのものが変わり、それはまた物質の性質の変化へとつながる。自発的対称性の破れにより、QCD 真空中にはクォーク凝縮  $\langle \bar{q}q \rangle$  が現れる。また、南部-ゴールドストーン (NG) の定理によれば、カイラル対称性の自発的破れにより、質量ゼロの NG ボソンが現れる。 $\pi$  中間子は NG ボソンの一例である。また、クォークの質量を導入することによる明らかなカイラル対称性の破れは、NG ボソンに質量をもたらす。この明らかな対称性の破れと

$\pi$  中間子の質量の関係は Gell-Mann, Oakes, Renner(GOR) 関係式によって

$$m_\pi^2 f_\pi^2 = -\frac{1}{2}(m_u + m_d) \langle \bar{u}u + \bar{d}d \rangle \quad (1.4)$$

と表される [3].

では, クォーク凝縮  $\langle \bar{q}q \rangle$  は核物質中で密度とともにどのように変化するだろうか. 核密度中でのクォーク凝縮の期待値は, 行列要素  $\langle N | \bar{q}q | N \rangle$  を用いて以下のように表せる.

$$\langle \bar{q}q \rangle_\rho = \langle \bar{q}q \rangle_{\rho=0} + \langle N | \bar{q}q | N \rangle \rho + \dots \quad (1.5)$$

この行列要素と以下の式で関係づけられる  $\pi N$  シグマ項

$$\sigma_N = 2m \langle N | \bar{q}q | N \rangle \quad (1.6)$$

及び, GOR 関係式 1.4 を使うと, クォーク凝縮の変化量は

$$\frac{\langle \bar{q}q \rangle_\rho}{\langle \bar{q}q \rangle_0} = 1 - \frac{\sigma_N}{m_\pi^2 f_\pi^2} \rho + \dots \quad (1.7)$$

一方,  $\langle \bar{q}q \rangle$  の温度依存性は

$$\frac{\langle \bar{q}q \rangle_T}{\langle \bar{q}q \rangle_{T=0}} = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2f_\pi} \right)^2 + \mathcal{O} \left( \frac{T}{f_\pi} \right)^4 \quad (1.8)$$

と表される.  $\pi$  中間子の崩壊定数  $f_\pi = 93.3 \text{ MeV}$  であるので,  $T \lesssim 100 \text{ MeV}$  の領域ではほとんどクォーク凝縮の変化は見られない. 一方, 密度方向では, 標準原子核密度程度でもクォーク凝縮の変化が見られることが分かる.

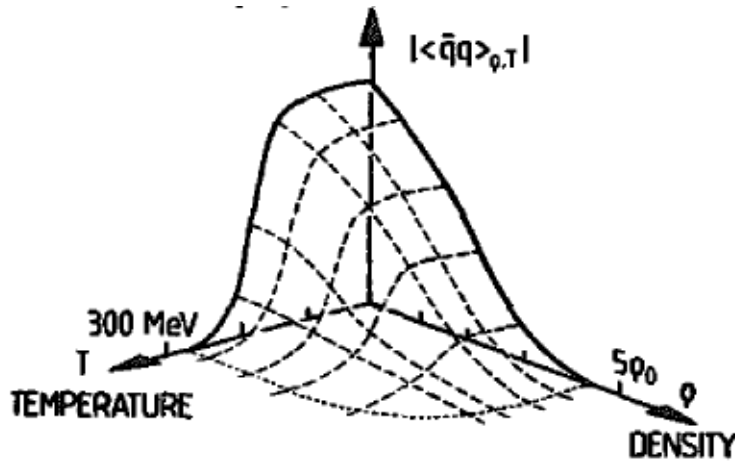


図 1.2: クォーク凝縮  $\langle \bar{q}q \rangle$  の密度, 温度依存性 [3]

## 1.2 QCD 和則

QCD の非摂動領域の性質をモデルに依存しない形で解析する方法の一つとして、QCD 和則がある。これは、分散式と演算子展開を用いてハドロンの物理量とクォーク・グルーオン演算子の真空期待値との関係を与える [4]。初田と Lee は、核媒質中での QCD 和則をベクター中間子  $\rho$ ,  $\omega$ ,  $\phi$  の質量スペクトル変化に適用し、図 1.3, 1.4 のように質量が密度に比例して減少することを見出した [5]。

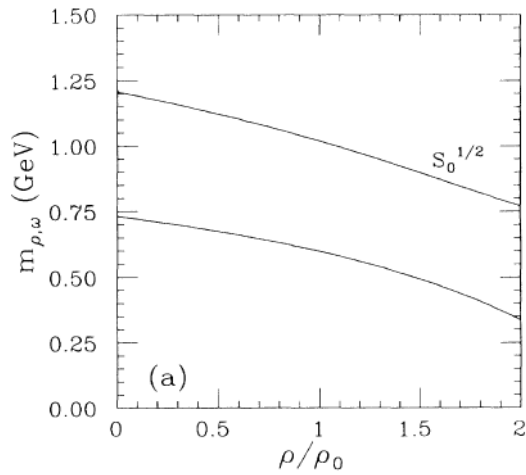


図 1.3:  $\rho$ ,  $\omega$  中間子の質量を密度  $\rho/\rho_0$  の関数として表したグラフ [5]。

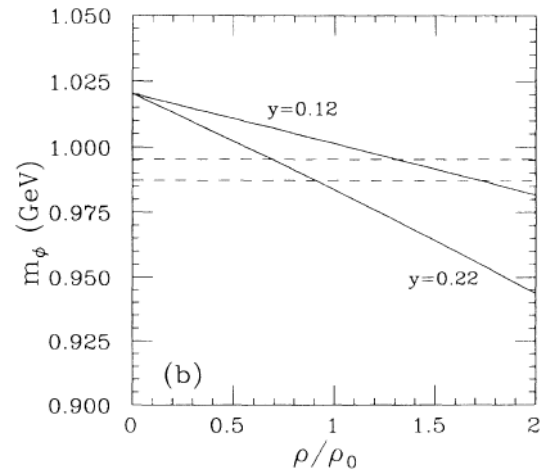


図 1.4:  $\phi$  中間子の質量を密度  $\rho/\rho_0$  の関数として表したグラフ [5]。  $y$  は  $y = 2 \langle \bar{s}s \rangle_N / (\langle \bar{u}u \rangle_N + \langle \bar{d}d \rangle_N)$  で表される核子中のストレンジネス含有量である。

Gubler と Ohtani は、QCD 和則と最大エントロピー法 (MEM) を組み合わせ、原子核中での中間子の質量と核子中でのストレンジネス凝縮量との関係を導出した [6]。核物質中でのストレンジクォーク凝縮量は、核子中でのストレンジクォーク凝縮量の期待値と以下のように関係づけられる。

$$\langle \bar{s}s \rangle_\rho = \langle \bar{s}s \rangle_0 + \langle N | \bar{s}s | N \rangle \rho \quad (1.9)$$

$\langle \bar{s}s \rangle_\rho$  を用いて以下の式で表されるストレンジシグマ項

$$\sigma_{sN} = m_s \langle N | \bar{s}s | N \rangle \quad (1.10)$$

と原子核密度における  $\phi$  中間子の質量スペクトルのピーク値の関係をプロットしたのが図 1.5 である. このグラフから,  $\phi$  中間子の質量移行と  $\sigma_{sN}$  は, 以下の式で表せるような比例関係にあることが分かる.

$$\frac{m_\phi(\rho)}{m_\phi(0)} - 1 = \left[ b_0 - b_1 \left( \frac{\sigma_{sN}}{1\text{MeV}} \right) \right] \frac{\rho}{\rho_0} \quad (1.11)$$

ここで,  $b_0 = (1.00 \pm 0.34) \cdot 10^{-2}$ ,  $b_1 = (2.86 \pm 0.48) \cdot 10^{-4}$  である. この式から,  $\sigma_{sN}/1\text{MeV}$  が  $b_0/b_1 = 34.9 \pm 13.1$  で質量変化の符号が変わることが分かる.

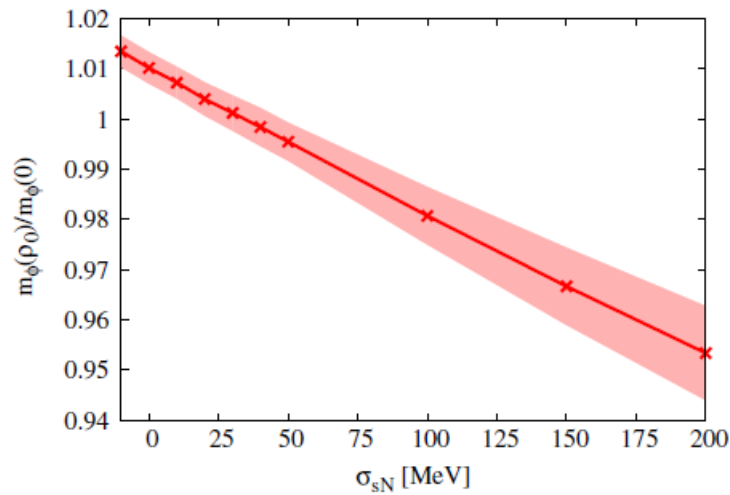


図 1.5: 核物質密度中での  $\phi$  中間子の  $\sigma_{Ns}$  の依存性 [6]

次節で述べる KEK-PS E325 実験では, 12 GeV の  $p + A$  反応で低速の  $\phi$  中間子についてのみ有意な質量超過を観測した. 質量変化は  $35 \pm 7$  MeV であったが, これは上の計算では  $\sigma_{sN}$  が 100MeV 以上に対応し,  $\sigma_{sN}$  が 70MeV 以下であるとする近年の格子 QCD のデータとは矛盾している. 理論・実験双方からのさらなる検証が必要であると言える.

### 1.3 先行実験

J-PARC E16 実験の先行実験研究として, KEK-PS E325 実験があげられる. この実験は, KEK の陽子シンクロトロンで 12 GeV の陽子を炭素と銅の標的に当て,

$$p + A \rightarrow \rho, \omega, \phi + X \rightarrow e^+e^- + X'$$

の反応によってベクター中間子の質量スペクトルを測定した. 図 1.6 は E325 実験で得られた不変質量スペクトルである. 図 1.6a は, 観測された  $e^+e^-$  の不変質量分布を,

$\rho \rightarrow e^+e^-$ ,  $\omega \rightarrow e^+e^-$ ,  $\phi \rightarrow e^+e^-$ ,  $\eta \rightarrow e^+e^-\gamma$ ,  $\omega \rightarrow e^+e^-\pi^0$  のハドロン崩壊過程とイベントミキシング法で評価されたバックグラウンドによってフィッティングした結果である。  $\omega$  中間子のピークの低質量側,  $0.6 \sim 0.76 \text{ GeV}/c^2$  の領域に有意な超過が見られた。この質量分布を再現するため, 媒質中での質量変化を考慮にいたしたモデルとデータの比較が行われた。このモデルでは,  $\omega$  中間子の質量の密度依存性を以下のよ

$$\frac{m_\omega(\rho)}{m_\omega(0)} = 1 - k \frac{\rho}{\rho_0} \quad (1.12)$$

ここで,  $\rho$  は系の密度,  $\rho_0$  は標準原子核密度を表す。これを用いてフィットを行った結果,  $k = 0.092 \pm 0.002$  が得られた。これは, 標準原子核密度で  $\omega$  中間子の質量が 9 % 減少したことを意味する。

図 1.6b は, 観測された  $e^+e^-$  の不変質量分布を,  $\phi$  中間子について Breit-Wigner 分布と二次多項式によって記述されるバックグラウンドを用いてフィッティングした結果である。銅標的で得られたデータのうち,  $\beta\gamma < 1.25$  の領域についてのみ,  $\phi$  中間子のピークの低質量側に超過が見られた。

上の手法と同様, 媒質中での質量変化

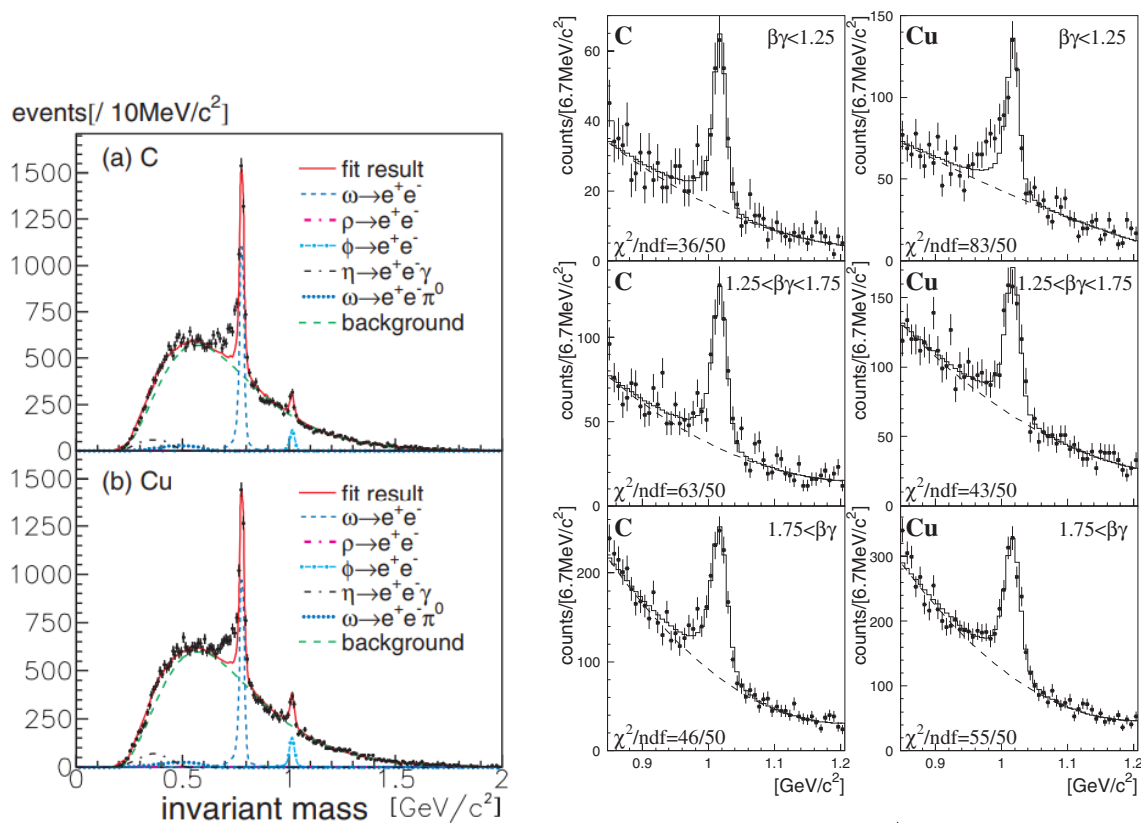
$$\frac{m_\phi(\rho)}{m_\phi(0)} = 1 - k_1 \frac{\rho}{\rho_0} \quad (1.13)$$

を考慮にいたしたモデルでの検証が行われた。また,  $\beta\gamma < 1.25$  の領域での質量の超過 22% を説明するために, 崩壊幅の広がりも考慮された。

$$\frac{\Gamma_\phi(\rho)}{\Gamma_\phi(0)} = 1 + k_2 \frac{\rho}{\rho_0} \quad (1.14)$$

これらを用いてフィッティングを行った結果, 最適なフィットを導き出したパラメーターの値は  $k_1 = 0.034_{-0.007}^{+0.006}$ ,  $k_2 = 2.6_{-1.2}^{+1.8}$  であった。これは, 標準的な核密度において,  $\phi$  中間子の質量が 3.4 % 減少し, 崩壊幅が 3.6 倍に増加したことを示している。





(a) 全質量領域での  $e^+e^-$  の不変質量分布 [7]. 上段は C 標的, 下段は Cu 標的の結果である. 実線は  $\omega \rightarrow e^+e^-$ ,  $\phi \rightarrow e^+e^-$ ,  $\eta \rightarrow e^+e^-\gamma$ ,  $\omega \rightarrow e^+e^-\pi^0$  とバックグラウンドによるフィッティング結果である.

(b)  $\phi$  中間子質量付近での  $e^+e^-$  の不変質量分布 [8]. 実線は  $\phi \rightarrow e^+e^-$  によるピークとバックグラウンドによるフィッティング結果を表す. 左列が C 標的, 右列が Cu 標的の結果であり, それぞれ  $\beta\gamma$  の値によって 3 つの領域に分けられている.

図 1.6: E325 実験で得られた質量スペクトル

## 1.4 J-PARC E16 実験

これまで, 上で述べた E325 実験以外にも, Pb-Au の衝突からの  $e^+e^-$  対を測定した CERN-SPS での CERES 実験 [9], In-In 衝突からの  $\mu^+\mu^-$  対を測定した NA60 実験 [10], 電子ビームを用いた Jefferson Lab での CLAS 実験 [11] など, 原子核中でのベクター中間子の質量スペクトルの変化を調べる実験が行われてきた. しかし, いずれの実験もベクター中間子の質量スペクトルの変化をハドロンの多体効果などによるスペクトル幅の広がりのためであると結論付けており, ハドロン質量とクォーク凝縮との関係には未だ決着がつかないのが現状である.

そこで計画されたのが, J-PARC E16 実験である. E16 実験では, E325 実験の 100

倍の統計量の  $\phi \rightarrow e^+e^-$  の測定を目指し,  $\phi$  中間子の運動量依存性 (図 1.8) や標的サイズ依存性などを系統的に調べる予定である. 100 倍の統計量は

- E325 実験の 5 倍のアクセプタンスを持つスペクトロメータの使用
- 30GeV の高運動量陽子ビームを使用することによる 2 倍の  $\phi$  中間子の生成断面積
- E325 実験の 10 倍の強度である  $1 \times 10^{10}$  proton/spill(2sec) の大強度ビームの利用

によって実現される [12].

また, 図 1.7 のように予想される 20 ~ 40 MeV の質量ピークの変化に感度を持たせるため, Pb 標的で  $\beta\gamma < 0.5$  の場合の質量分解能 5.8MeV を目標としてスペクトロメータが設計されている. E16 実験のスペクトロメータについては第 2 章で詳しく説明する.

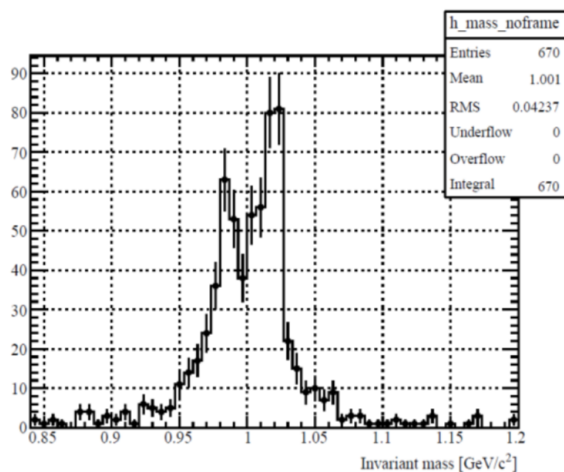


図 1.7: Pb 標的の場合に  $\beta\gamma < 0.5$  で予測される  $\phi$  中間子の質量スペクトル.  $\phi$  中間子の質量が 20 - 40 MeV 変化する場合に相当する.

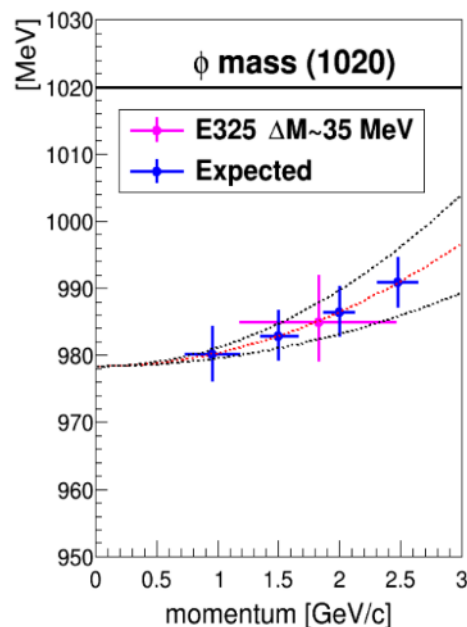


図 1.8: 予想される  $\phi$  中間子の質量変化の運動量依存性. マゼンタが E325 実験の結果, 青は E16 実験で得られると予想される点である. 線は理論に基づく計算である.

## 1.5 本論文の目的と構成

J-PARC E16 実験では, 2021 年 6 月までに 3 回のコミッショニングランを行い, 2023 年には 4 回目のコミッショニングラン, 更に物理データ取得のためのビームタイムを予定している. 次のコミッショニングランからは新たなシリコンストリップ検出器 (SSD) を導入する予定である. SSD はスペクトロメータの一番内側に設置され, 飛跡の測定区間を長くすることにより実験全体で高い運動量分解能を実現するために重要となる飛跡検出器である.

これに伴い, 検出器に対応する読み出し回路も新しいものを導入する. 検出器と読み出し回路は共に GSI-FAIR の CBM 実験と共同開発をしているものであるが, E16 実験の検出器の構成やヒットレートに合わせて開発が必要となる. 本研究の目的は, E16 実験に最適となるように回路を改造し, 実験の目標となる高統計・高分解能を達成することである.

本論文の構成は, 以下の通りである. まず第 2 章で J-PARC E16 実験の概要を述べる. 実験施設と実験で用いるスペクトロメータについて説明する. 第 3 章では, 本論文のテーマである SSD の読み出し回路の性能について詳しく説明する. 第 4 章では, E16 実験の要請から必要となる回路の開発点について述べ, それぞれの点について説明する. 第 5 章では, 開発した回路に対し行った動作試験及び性能評価の方法及び結果について述べ, 第 6 章で結論を述べる.

## 第 2 章

# J-PARC E16 実験

### 2.1 E16 実験の概要

E16 実験は、原子核中でのベクター中間子の質量スペクトルの系統的な測定を目的として行われる。高運動量かつ大強度の陽子ビームを炭素、銅及び鉛の標的に照射し、生成した  $\phi$  中間子の  $e^+e^-$  への崩壊を測定する。 $\phi$  中間子は質量スペクトルの幅が狭く、質量が近い粒子がないことから、質量変化を捉えるのに適している。

以下では、実験施設、実験で用いられるスペクトロメータについて詳しく説明する。検出器は順次アップグレード予定であり、コミッショニング期を Run-0、初の物理データ取得用のランを Run-1、アクセプタンス増強後の物理ランを Run-2 と呼ぶ。

### 2.2 実験施設

#### 2.2.1 J-PARC

J-PARC(Japan Proton Accelerator Research Complex) は、日本原子力研究開発機構 (JAEA) と高エネルギー加速器研究機構 (KEK) が共同で建設した大強度陽子加速器施設である。J-PARC の加速器は図 2.1 のように

- リニアック (直線型加速器, 400MeV)
- RCS(シンクロトロン, 3GeV)
- MR(シンクロトロン, 30GeV)

の三台で構成されている。まず、リニアックで負水素イオンのプラズマの塊を 400MeV まで加速する。RCS に入射する際に薄い炭素膜を通過させることで 2 個の電子をはぎとり、陽子ビームを生成する。RCS で加速された陽子ビームのうち大部分は物質・生

命科学実験施設に送られ、一部が MR に送られる。MR では RCS からの 3GeV ビームを 1.4 秒で 30GeV に加速し、一挙に取り出す速い取り出しモードでニュートリノビームラインへ、2 秒間で徐々に取り出す遅い取り出しモードでハドロンビームラインへ送り出し、各施設で標的にぶつけて二次粒子を生成し素粒子・原子核実験が行われる。



図 2.1: J-PARC の加速器施設と実験施設 [13]

## 2.2.2 ハドロン実験施設と高運動量陽子ビームライン

MR から取り出された陽子ビームは、スイッチヤード (SY) と呼ばれる 200m の区間を一次ビームラインを通じて輸送され、ハドロン実験ホール内に設置された二次粒子生成標的 (T1) に照射される。二次粒子生成標的で生成した K 中間子,  $\pi$  中間子, 反陽子等の二次粒子は、二次ビームラインでそれぞれの実験エリアに輸送され、実験に利用される。

また、スイッチヤードに T1 より約 100m 上流に置かれた Lambertson 電磁石 (図 2.3) により、陽子ビームを 0.02% 程分岐してハドロン実験ホール内の高運動量ビームライ

ン (high-p beam line) へと輸送している. E16 実験ではこの高運動量ビームラインを使用する. 図 2.2 は高運動量ビームライン, スイッチヤード, ハドロン実験ホールの概観である.

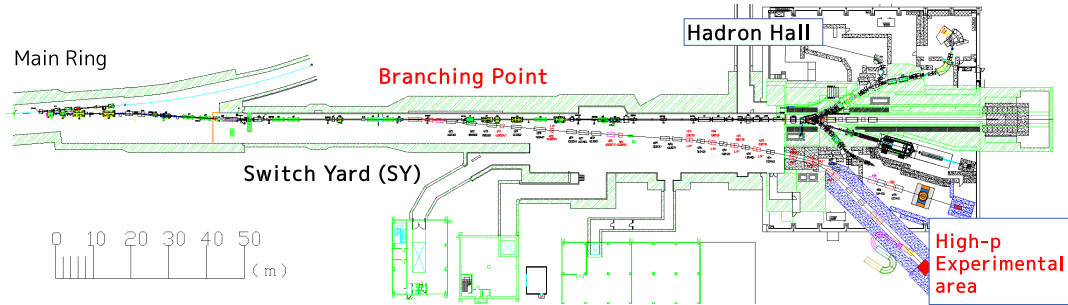


図 2.2: 高運動量ビームライン, スイッチヤード, ハドロン実験ホール

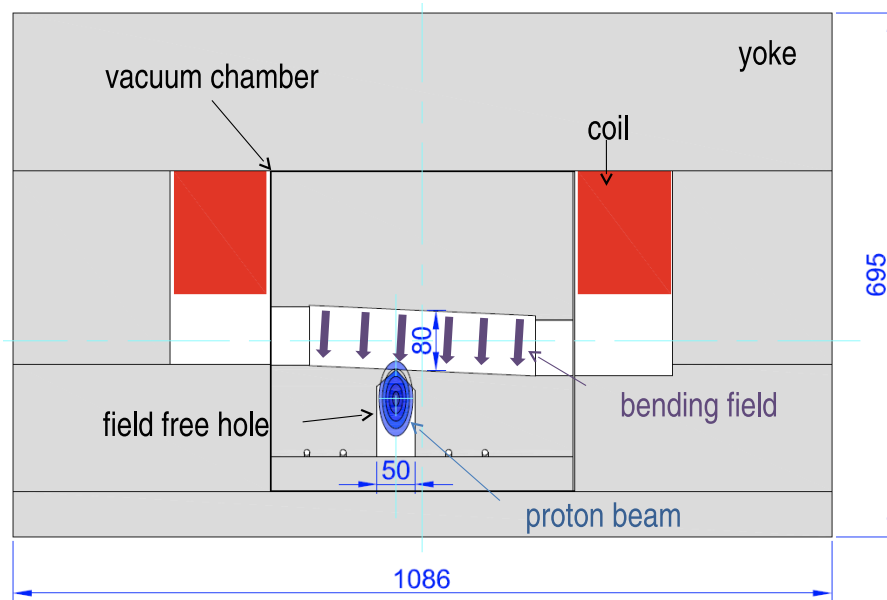


図 2.3: branching point に置かれている Lambertson 電磁石

### 2.3 スペクトロメータ

E16 実験では原子核中のベクター中間子の  $e^+e^-$  への崩壊を測定する. 図 2.6 はスペクトロメータの上面図である. スペクトロメータの中央には標的を配置したターゲットチェンバーが置かれ, 外側に向かって順にシリコンストリップ検出器 (SSD), GEM 飛跡検出器 (GEM Trackers, GTR), ハドロンブラインド検出器 (hadron blind

Cherenkov counters, HBD), 鉛ガラスカロリメータ (lead-glass EM calorimeters, LG) が配置される. FM 電磁石による磁場で曲げられた粒子の飛跡を SSD および三層の GTR で検出する. また, HBD, LG は電子識別検出器として用いられる. 水平方向  $30^\circ$  を覆う SSD, GTR 三層, HBD, LG のセットを 1 モジュールと呼び, Run-1 では図 2.4 のように中段 8 モジュールをインストール予定である. また, Run-1 終了後には, 図 2.5 のように上下段にもモジュールをインストールし, E325 実験の 100 倍の統計量を取得する Run-2 を実施予定である.

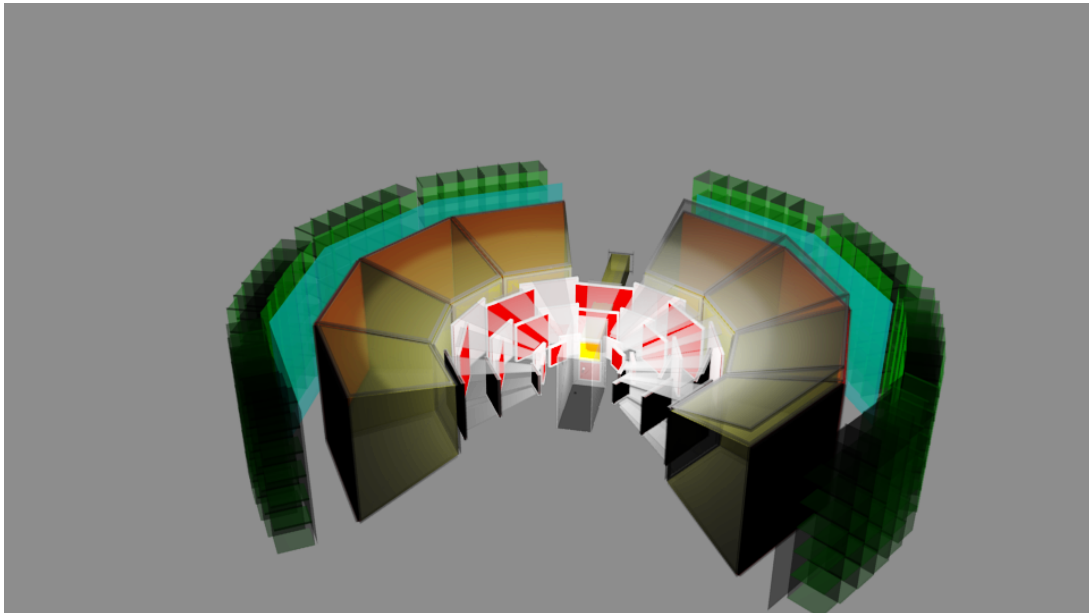


図 2.4: Run-1 でのスペクトロメータの立体図. Run-1 では 8 モジュールを使用予定である.

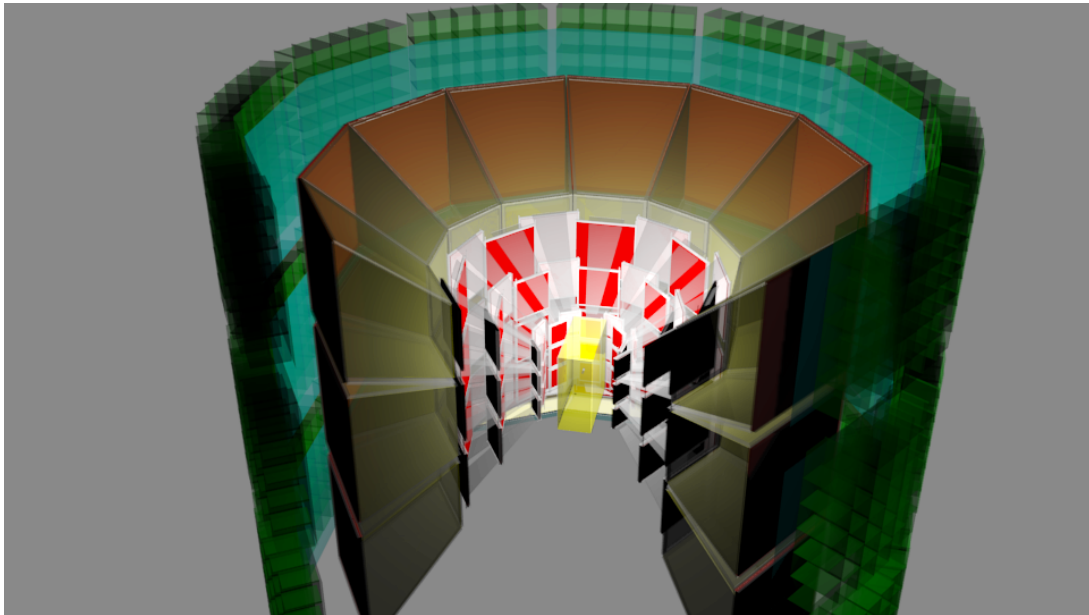


図 2.5: Run-2 でのスペクトロメータの立体図. Run-2 では 26 モジュール使用予定である. アクセプタンスとしては水平方向に  $\pm 135^\circ$  (前方  $\pm 12^\circ$  を除く), 垂直方向に  $\pm 45^\circ$  をカバーする.

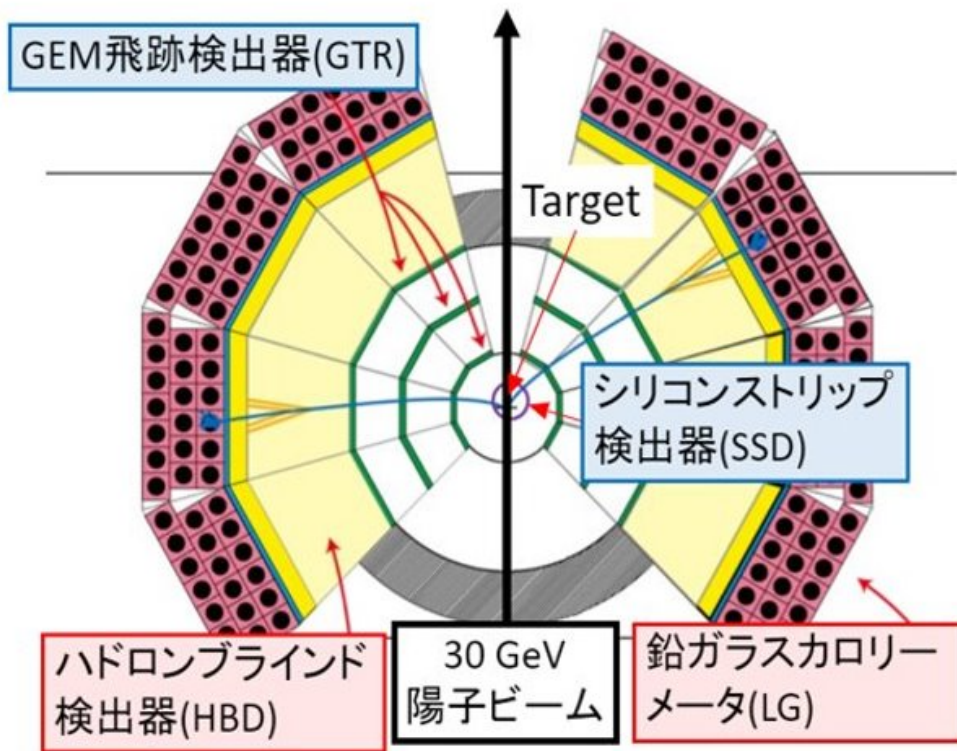


図 2.6: スペクトロメータの上面図.



### 2.3.1 FM 電磁石

実験で用いる検出器は電磁石の中に設置され、磁場が加えられる。実験時にコイルに流す電流は 2450A であり、中心磁場は約 1.77 T[14] である。ヨークの大きさは幅 5.3 m, 高さ 4.9 m, 奥行き 2.1 m である。また、磁石のギャップのサイズは 400 mm であり、強磁場領域を生成するためにポールピースは円錐形をしている。



図 2.7: FM 電磁石

### 2.3.2 シリコンストリップ検出器 (SSD)

SSD は飛跡検出のための半導体検出器である。シリコンに不純物を混ぜると、シリコンと共有結合を形成する際に電子または正孔が余り、これは半導体中の電荷の移動を担うことになる (これをキャリアと呼ぶ)。キャリアが電子であるものを n 型半導体、キャリアが正孔であるものを p 型半導体と呼び、中でも特に不純物密度が高いものを  $n^+$  型,  $p^+$  型と呼ぶ。

E16 実験で用いる SSD は、いわゆる double-sided silicon strip detector(DSSD) であり、n 型半導体の板 (バルク) の両面にそれぞれ  $n^+$  型半導体と  $p^+$  型半導体のストリップが配置されている。また、ストリップには読み出し用のアルミニウム電極が併設されている。 $p^+$  型半導体と n 型半導体バルクの接合部では電子・正孔対の再結合が起こり、キャリアが存在しない空乏層が生じる。この空乏層は逆バイアス電圧をかけることで、さらに広げることができる。空乏層に荷電粒子が入射すると、落としたエネルギーに比例してキャリアが生成され、これが逆バイアス電圧によって  $n^+$  型、 $p^+$  型のストリップに収集される。これらのストリップ面をそれぞれ n サイド、p サイドと呼ぶ。また、DSSD では図 2.8 のように p ストップと呼ばれる  $p^+$  型ストリップが  $n^+$  ストリップの間に挿入されており、 $n^+$  型ストリップ同士を電氣的に分離させている。

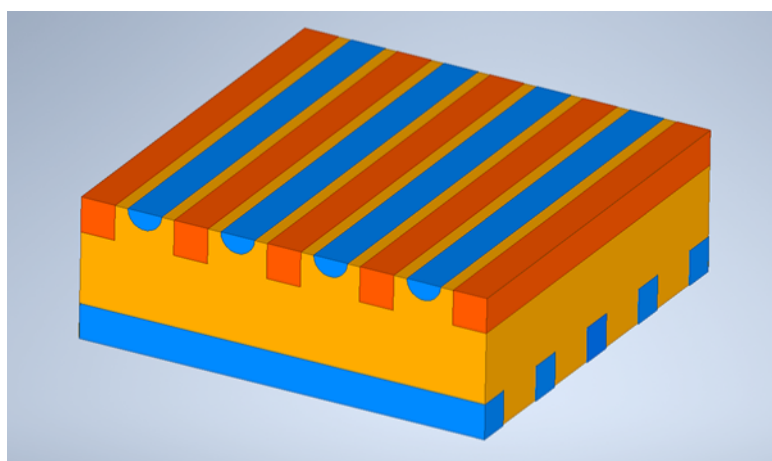


図 2.8: DSSD(double-sided silicon detector) の概念図 [15]. 図中上部の橙色の直方体が  $n^+$  ストリップ、青色の半円柱が p ストップ、中央の黄色の層は n 型半導体バルク、下部の青色の直方体は  $p^+$  ストリップを表している。ただし、実際に用いる SSD は  $n^+$  ストリップと  $p^+$  ストリップは直交ではなく  $7.5^\circ$  の角度を成している。

2023 年に予定されているビームタイムでは、新たに GSI-FAIR の CBM 実験と共同で開発した SSD[16] が使用される。以下にこの SSD の性能を示す [15] [17]. E16 実験で要求される質量分解能  $5.8\text{MeV}$  を達成するために SSD に要求される位置分解能は  $30\ \mu\text{m}$ , 時間分解能は  $6\text{ns}$  であり、要求性能を満たしていることが分かる。

項目	数値
センサーサイズ	$62 \times 62 \text{ mm}^2$
厚さ	$320 \text{ }\mu\text{m}$
ストリップピッチ	$58 \text{ }\mu\text{m}$
ステレオ角	$7.5 \text{ deg}$
ストリップ数	1024
位置分解能	$15 \text{ }\mu\text{m}$
時間分解能	$6 \text{ ns}$

表 2.1: SSD センサーの性能. ステレオ角とは, 鉛直に配置された  $n^+$  型ストリップに対して  $p^+$  型ストリップがなす角のことである.

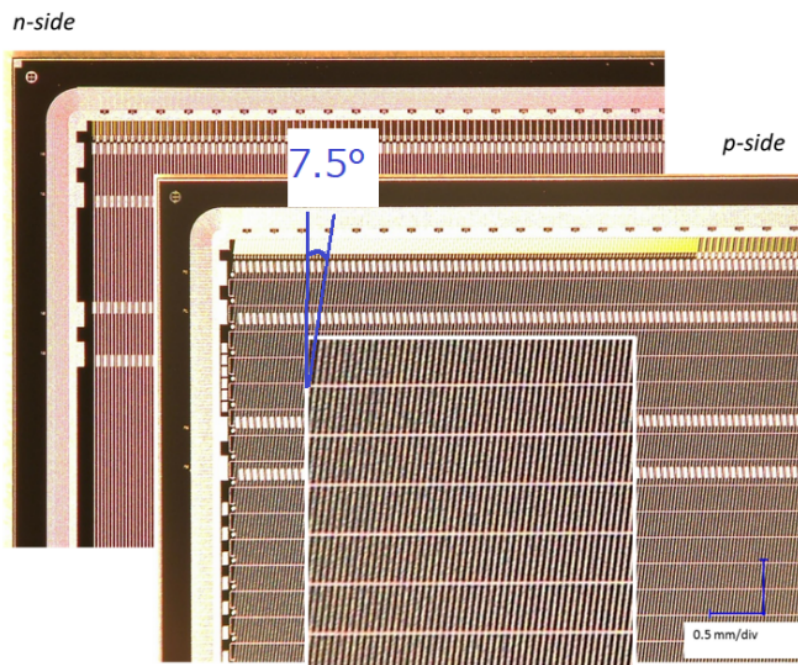


図 2.9: SSD のストリップの写真 [18]

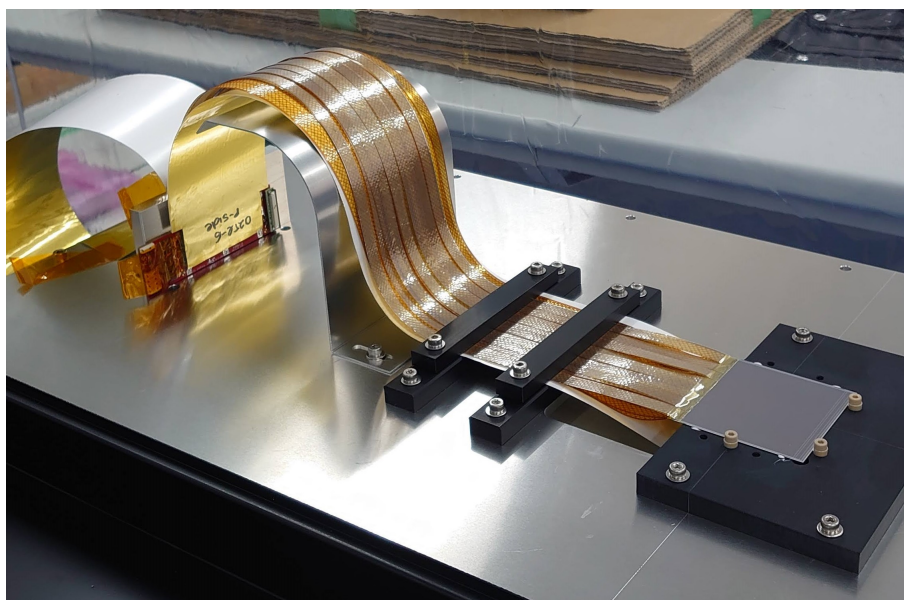


図 2.10: シリコンセンサーとマイクロケーブルで繋がった FEB-8. 写真右側の正方形部分がセンサー, 写真左側のボードが FEB-8 である.

SSD の読み出し回路については, 第 3 章で詳しく説明する.

### 2.3.3 GEM 飛跡検出器 (GTR)

E16 実験で SSD とともに飛跡検出を担うガス検出器である. ガス検出器は, 入射した荷電粒子がガスを電離させ, その電離電子を増幅して読み出すことで信号を出力する. GTR は, 電子増幅部に高計数耐性を持つ Gas Electron Multiplier を用いている.

GTR は 3 枚の GEM と読み出しフォイルから成る. 入射した電子・陽電子によりガス中で電離した電子はそれぞれの GEM で増幅され, 読み出しフォイル上の電極に正の電荷を誘起し, データ信号として読み出される. GTR には  $100 \times 100$  mm (100GTR),  $200 \times 200$  mm (200GTR),  $300 \times 300$  mm (300GTR) の 3 サイズがあり, 炭素繊維強化性プラスチック (Carbon Fiber Reinforced Plastic, CFRP) 製のフレームに取り付けられ, 設置される.

GTR は二次元ストリップ読み出しで, ストリップピッチを x 方向と y 方向それぞれ  $350 \mu\text{m}$ ,  $1400 \mu\text{m}$  に設計しており, 運動量分解能  $5\text{MeV}/c$  を達成するために要求される x 方向の位置分解能  $100 \mu\text{m}$ , y 方向の位置分解能  $700 \mu\text{m}$  を達成することが確認されている [19]. また, GEM の高計数耐性は  $25\text{kHz}/\text{mm}^2$  まで確認されており, E16 実験で予想される粒子計測数  $\sim 5\text{kHz}/\text{mm}^2$  に十分対応できるようになっている [20].

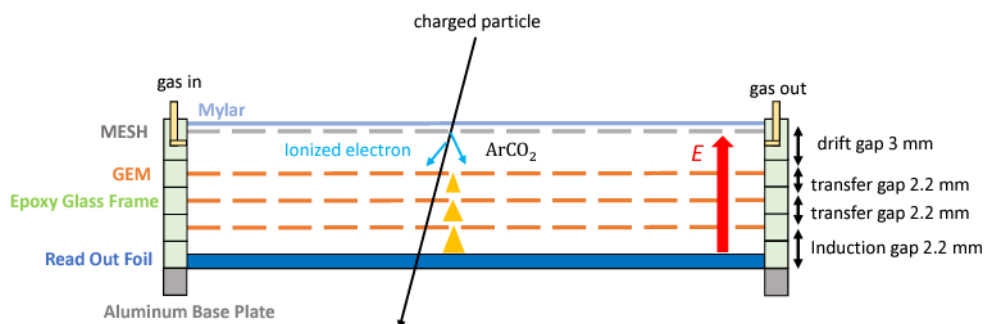


図 2.11: GTR の検出原理 [20]. チェンバー内にはガスが充填され, 入射した粒子によって電離した電子が 3 段の GEM によって増幅される.



図 2.12: フレームに取り付けられた GTR[20]. 中段左から 100GTR, 200GTR, 300GTR が取り付けられている.

### 2.3.4 ハドロンブラインド検出器 (HBD)

E16 実験では  $\phi$  中間子の  $e^+e^-$  への崩壊を検出するため, 2 段の電子識別検出器を用いる.  $\phi$  中間子の電子対への崩壊分岐比は  $10^{-4}$  と小さく, また背景事象が 100 倍程度存在する. これを抑えて電子を検出するために, 99.97% の高い  $\pi$  中間子除去率が要求される.

HBD は主な背景事象である  $\pi$  中間子を除去するためのガスチェレンコフ検出器で

ある。チェレンコフ光を 1 回以上鏡で反射し光電子増倍管などで読み出す従来のガスチェレンコフ検出器とは異なり, GEM に蒸着された光電面から直接読み出すミラーレス構造のため, 大立体角を覆う設計が可能となる。オンラインレベルで電子検出効率 68 % に対し, 98 % と高い背景事象除去率が確認されている [21]。

HBD は輻射体として  $\text{CF}_4$  を用いる。HBD ガスベッセルに入射した運動量  $14\text{MeV}/c$  以上の電子が出すチェレンコフ光を, GEM の 1 段目に蒸着した CsI フォトカソードで光電子に変換する。変換された光電子は 3 段の GEM で増幅され, 一辺  $10\text{mm}$  の六角形のパッドで読み出される。背景事象となる  $\pi$  中間子などの荷電粒子は, 1 段目の GEM とメッシュの間に逆電場をかけておくことで, 電離で生じた電子をメッシュに吸収させる。こうすることで, チェレンコフ光由来の光電子のみを検出できるようにしている。また,  $\pi$  中間子がチェレンコフ光を出す閾値は  $4.2\text{ GeV}/c$  であり, これは E16 実験で検出したい電子の運動量領域に比べて十分高い。

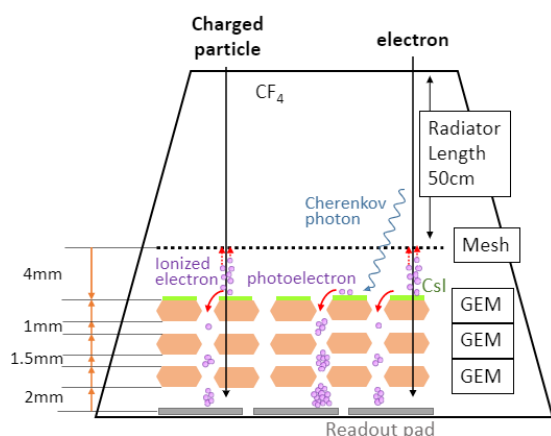


図 2.13: HBD の検出原理 [21]

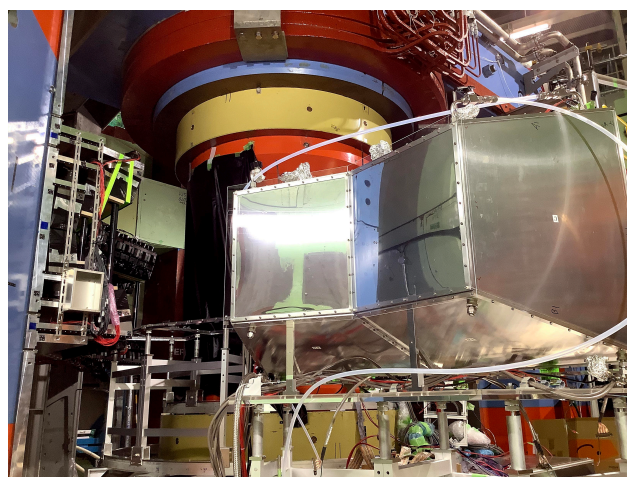


図 2.14: HBD2 モジュールの写真

### 2.3.5 鉛ガラスカロリメータ (LG)

鉛ガラス (Lead Glass, LG) を輻射体にもつ電磁カロリメータである。鉛ガラスに入射した電子が引き起こした電磁シャワーを光電子増倍管で検出する。鉛ガラスに入射した電子が電磁シャワーを起こす一方,  $\pi$  中間子などのハドロンにより発生する光子は電子ほど多くないため, 発光量により粒子を識別することが可能である。

E16 実験で使用する LG ブロックは, 入射粒子の向きと平行に光電子増倍管の光電面が取り付けられていることが特徴である。これは, 光電面に垂直に粒子が入射した場合, 光電子増倍管で検出される光量が多くなり, 粒子の識別が困難になるためである。

特に,  $\pi$  中間子に対する光量が電子に対して相対的に増える. 信号感度を最大にするため設置角度の最適化が図られている [22].

LG については, E16 実験で検出したい最低運動量である  $0.4\text{GeV}/c$  の粒子に対し, 電子検出効率 90% の閾値における  $\pi$  中間子棄却率は 92.7% であることが確認されている [22].



図 2.15: インストールされた LG 4 モジュール

### 2.3.6 トリガーシステム

トリガー信号は, GTR の 3 段目 (300GTR), HBD, LG の計 2,620 チャンネルのディスクリミネータ信号を用いて生成される. 三段の検出器でタイミングのコインシデンスと位置のマッチングを取り, 標的からの 2 本の電子飛跡を検出する. ここで, 主な背景事象は

- $\pi^0 \rightarrow \gamma e^+ e^-$
- $\pi^0 \rightarrow 2\gamma$
- $\gamma \rightarrow e^+ e^-$

の反応により生じる電子対であるが, これらの反応由来の電子対は開き角度が小さいため, 開き角度に制限を付けることで多くを棄却することが出来る. このようにして生

成されたトリガーのレートは、 $\phi$  中間子の損失を 26% に抑えながら 1 kHz 程度まで落とされる。

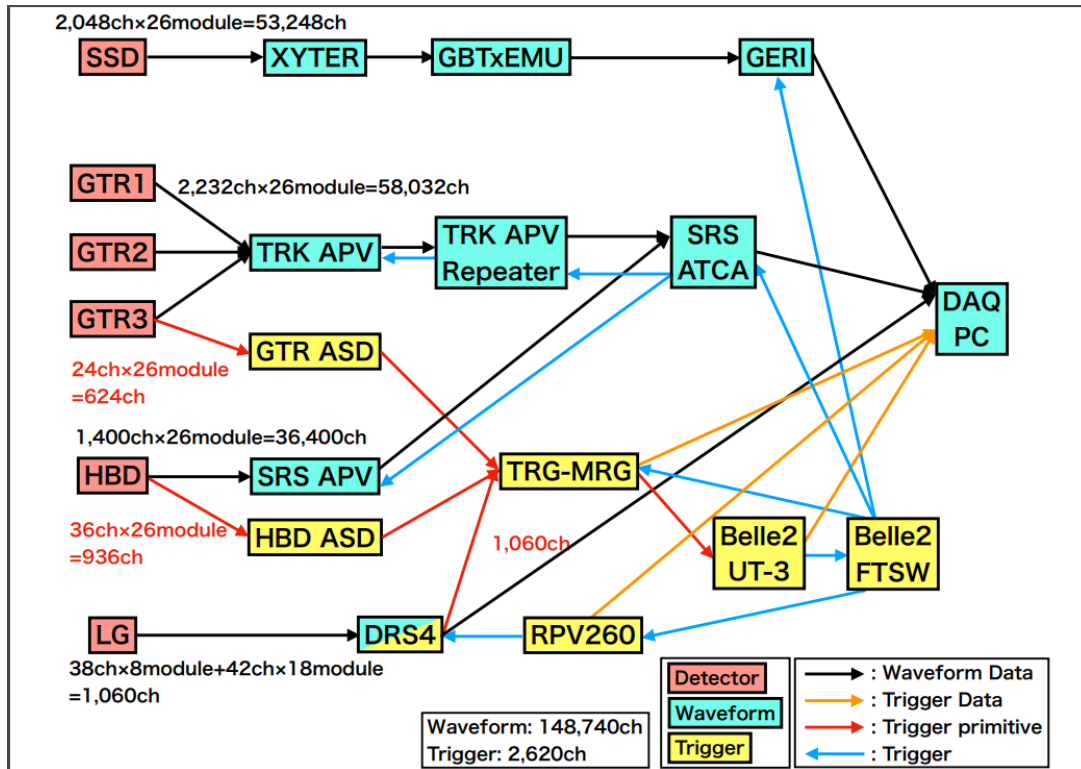


図 2.16: E16 実験の DAQ 全体図とトリガーの流れ



## 第 3 章

# シリコンストリップ検出器の読み出しシステム

### 3.1 読み出しシステムの概略

シリコンストリップ検出器 (SSD) の読み出し回路には, GSI-FAIR (ドイツ・重イオン研究所, Facility for Antiproton and Ion Research) の CBM (Compressed Baryonic Matter) 実験 [16] 及び JINR (Joint Institute for Nuclear Research) の BM@N (Baryonic Matter at Nuclotron) 実験 [23] の読み出し回路が用いられる. また以下では, SSD を用いた飛跡検出器全体を STS (Silicon Tracking System) と呼ぶ.

フロントエンド回路としては, セルフトリガーによる連続読み出し用 ASIC である STS-XYTER ASIC[24] を用いる. また, 読み出しシステムは FEB-8[16], GBTxEMU[25], GERI[26] の 3 種類の基板から構成される.

SSD の読み出しシステムの構成図は図 3.1 の通りである. Run-1 では 10 枚のシリコンセンサーを使用予定である. 1 枚のセンサーにつき  $p^+$  型ストリップ面,  $n^+$  型ストリップ面があり, 片面に対して 1 枚の FEB-8 で読み出すため, 合計で 20 枚の FEB-8 を使用する. 20 枚の FEB-8 からの信号を 10 台の GBTxEMU ボードで受け, それをさらに後段の 2 台の GERI ボードに集約する. GERI に付いている 8 つの SFP+ ポートのうち, 7 ポートを GBTxEMU からのデータ受信に充て, 1 ポートを外部からのクロック, トリガー受信に充てる. GERI から DAQ frontend PC へは PCI express でデータが転送される.

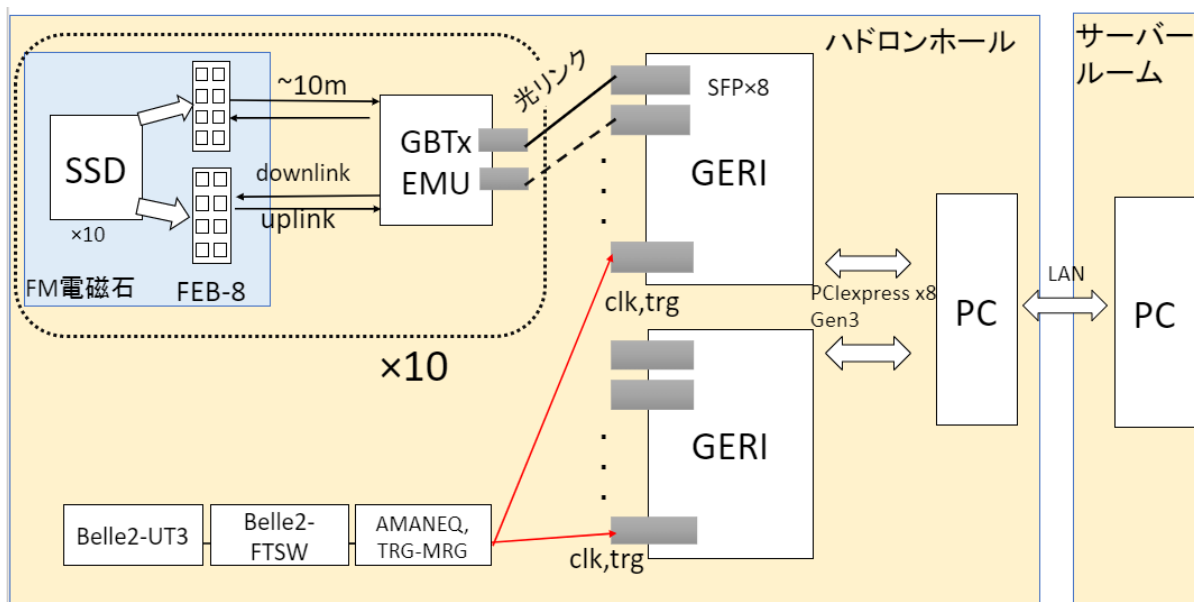


図 3.1: STS 読み出し回路の構成

以下では、各基板について述べる。

### 3.2 STS-XYTER ASIC

STS-XYTER (X,Y, coordinate, Time and Energy Resolution ASIC) は、GSI-FAIR の CBM 実験においてシリコンストリップ検出器と GEM 検出器のために開発された、セルフトリガーで動作する連続読み出し用の ASIC である。STS-XYTER の仕様は表 3.1 の通りである。

項目	数値
チャンネル数	128 + 2(テストチャンネル)
input capacitance(detector + cable)	30 pF
ENC(Equivalent Noise Charge)@30 pF	900e <sup>-</sup>
ADC bits	5 bits
TDC bits	14 bits

表 3.1: STS-XYTER の仕様

STS-XYTER ASIC の簡単な回路図を図 3.2 に示す。検出器で生成された電荷信号は、Charge Sensitive Amplifier(CSA) によって積分される。CSA からの出力信号は Polarity Selection Circuit(PSC) に与えられ、信号の極性が揃えられる。これは両面か

ら違う極性の電荷信号が入力されるダブルサイドの SSD を読み出すために必要となる部分である。PSC からの出力信号は 2 つの経路に分けられ, fast SHAPER と DISCR LOGIC ではタイムスタンプが, slow SHAPER と ADC LOGIC では, 入射電荷に対応した波形のピーク値を記録する。また, CSA のキャパシタの値を変えることにより, STS モード (ADC range : 0 - 14fC), MUCH モード (ADC range : 0 - 90fC) を切り替えることが出来る。STS の読み出しには STS モードを使用する。

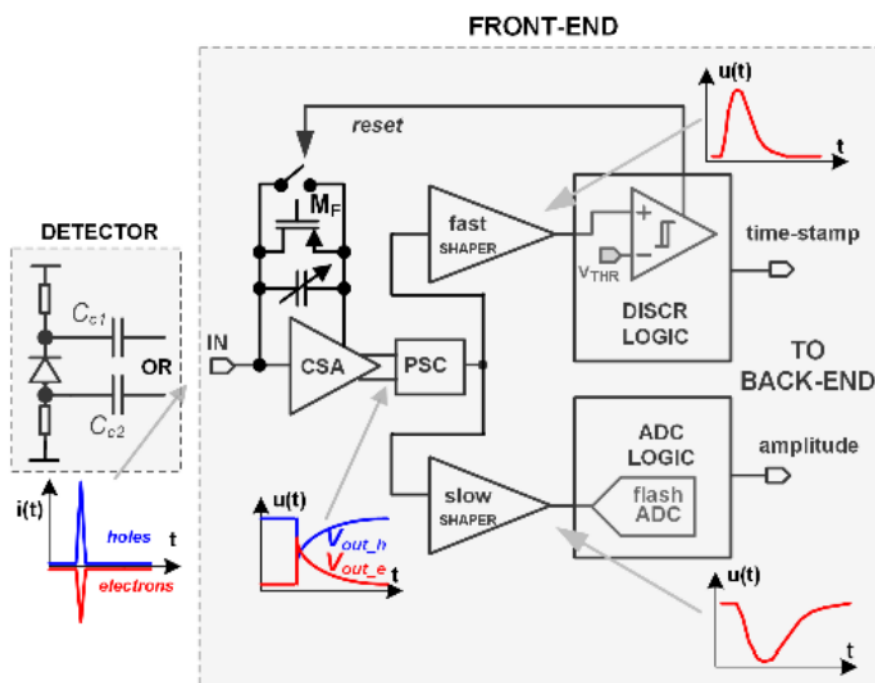


図 3.2: STS-XYTER ASIC の回路図 [27]

セルフトリガモードでのヒット情報の生成は, 次のような手順で行われる (図 3.3). まず, fast SHAPER の信号がディスクリミネータの閾値を超える度に, タイムスタンプの値がラッチに格納される。slow SHAPER の信号が 5 bit の ADC ディスクリミネータの一番低い閾値を超えると, タイムスタンプのラッチへの格納は block\_ts 信号によってブロックされる。slow SHAPER の信号がピークに達し, 再び ADC ディスクリミネータの一番低い閾値へ戻ると, data\_valid flag がアサートされ, ヒットデータが FIFO に書き込まれる。その後, reset 信号によってチャンネルの状態はリセットされる。もしこの間に新しいヒットがあった場合は, event missed flag がヒット情報に加えられる。

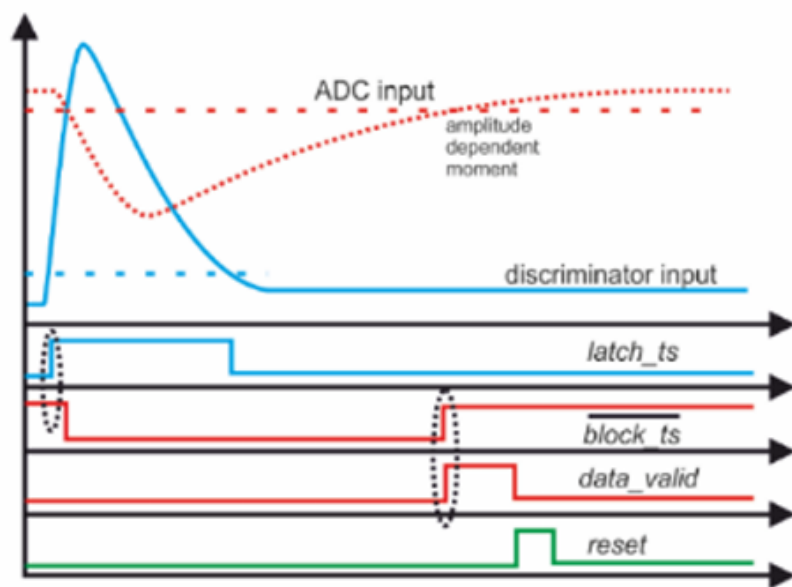


図 3.3: セルフトリガーモードでのヒットデータ生成のタイミング [27]

次に, flash ADC 部分について説明する. flash ADC は slow SHAPER から出力されたパルスの波高を記録する. 入力信号は AC 結合になっており, 電圧の参照閾値は全チャンネルに共通したレジスタによって設定される. 31 個のコンパレータが図 3.4 のように SR ラッチに接続されており, パルスのピーク値を保持する. slow SHAPER の信号がディスクリミネータの一番低い値に戻ると, 保持されたピーク値はバイナリに変換され, ピーク検出器はリセットされる. このコンパレータのオフセット電圧のばらつきを補正するために, 各コンパレータには 8 bit のオフセットトリミング DAC (Digital to Analog Converter) がついている. このトリミングの値を決めるために, 5.1.2 で説明する ADC スレッシュホールドスキャンを行う.

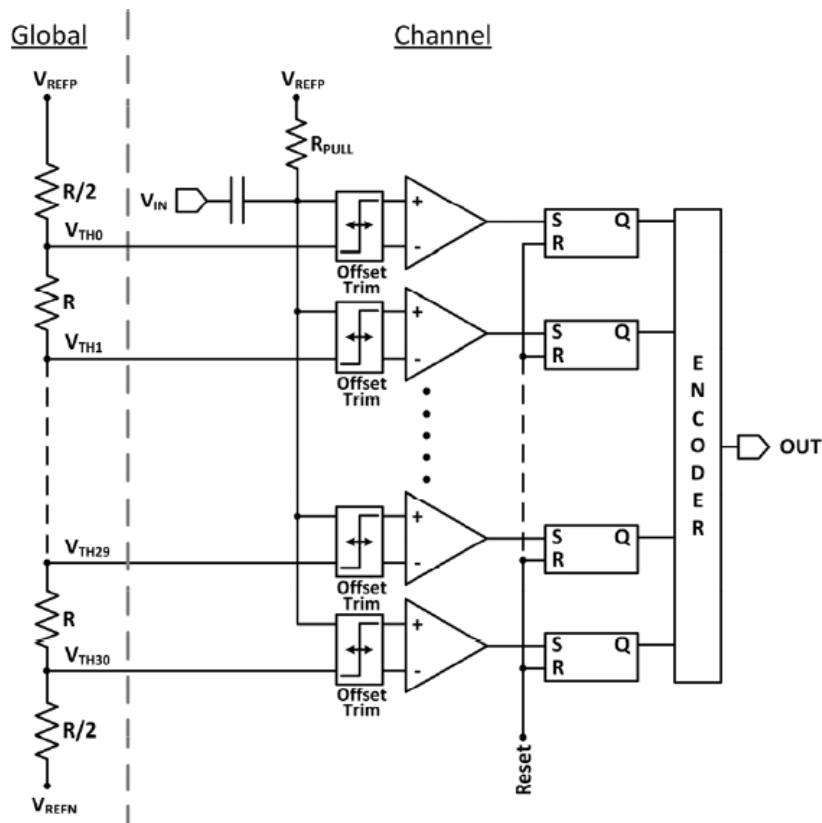


図 3.4: flash ADC の回路図とデジタルピーク検出器 [24]. flash ADC には 31 個のコンパレータがあり, 出力が SR ラッチに保持される.

### 3.3 FEB-8

FEB-8 (Front-End Board) は, STS-XYTER ASIC を 8 つ搭載した読み出しボードである. 1 枚の FEB-8 で 1024 ch を読み出すことが可能である. FEB-8 には信号の並び順が対称となる 2 種類があり, それぞれ STS センサーの p サイドと n サイドに対応する. 図 3.5 は p サイドに対応する FEB-8 である. FEB-8 上の XYTER は, シリコン本体とマイクロケーブルによって接続されている (図 2.10). また, FEB-8 と GBTxEMU は 40 極の FFC(フレキシブルフラットケーブル) によって接続される.



図 3.5: FEB-8

FEB-8 と GBTxEMU の間には 18 ペア 36 本の信号線が繋がっている。それらのうち 2 ペアは FEB-8 へのクロックとコントロールに使われる”downlink”と呼ばれ、8 チップで共有される。残りの 16 ペアは FEB-8 からデータやコントロールに対する応答などを転送する”uplink”と呼ばれる。クロックの周波数は選択することができ、80 MHz の時に downlink は 80 Mbps, uplink は 160 Mbps, 160 MHz の時に downlink は 160 Mbps, uplink は 320 Mbps でデータを転送する。uplink はクロックの立ち上がり・立下り両方を使う DDR(double data rate) 方式のため、クロック周波数の 2 倍のレートでデータを転送することが出来る。E16 実験ではヒットレートの要請から 160 MHz でデータを転送する予定である。

### 3.4 GBTxEMU ボード

FEB-8 から転送されたデータは GBTxEMU (GBTxEMUlator) ボードで集約される。CBM 実験では放射線耐性を備えたチップである GBTX ASIC が用いられるが、その放射線耐性技術のために GBTX ASIC には輸出制限がかけられている。そこで、GBTX ASIC を輸入できない地域でも利用できるよう、COTS(Commercial Off-The-Shelf: 市販されている既製品) を用いて GBTX ASIC の基本機能を再現できるよう開発された GBT-FPGA [28] を埋め込んだ FPGA(Field Programmable Gate

Array) ボードが GBTxEMU(図 3.6) である。

GBT-FPGA はデータ転送, slow control (SC), timing and trigger control (TTC) に用いられる。320 Mbps では 14 uplink までのデータを 1 本の光リンクにまとめてシリアル化してデータ処理用の FPGA デバイスに送ることが出来る。通信には, 4.8 Gbps の GBT link protocol が用いられる [25]。

ボードには FPGA system-on-module Trenz TE0712 [29], (Artix-7 XC7A200T-2FBG484C, AMD-Xilinx), 2 SFP+(光トランシーバ), 100 Mbps イーサネットインターフェイスが搭載されている。また, ZIF コネクタを備え付けた FMC (FPGA Mezzanine Card) を取り付けることにより, FFC を使用して最大 6 枚の FEB-8 を接続可能である。

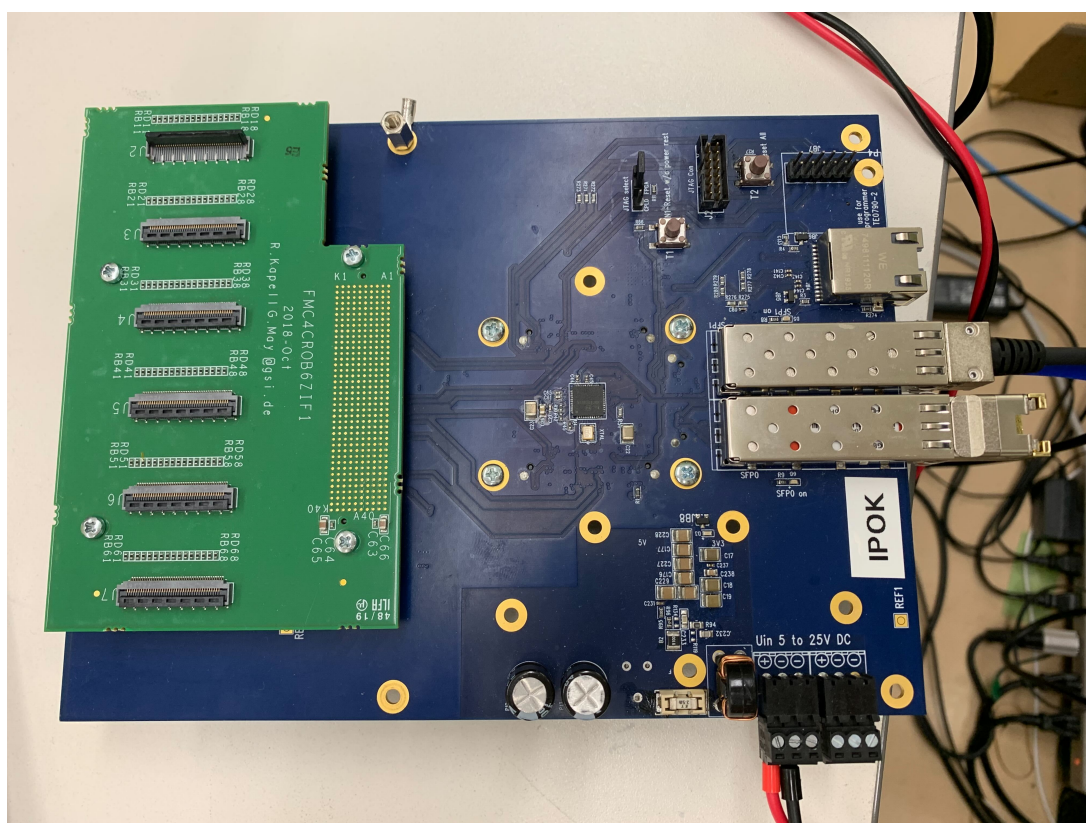


図 3.6: GBTxEMU ボード。緑色のボードは FMC, ボード右端に取り付けられているポートは上からイーサネットインターフェイス, 2つの SFP+ である。

### 3.5 GERI ボード

複数の GBTxEMU ボードからのデータは光リンクを通して, GERI (GBTx Emulator Readout Interface) と呼ばれる基板 (図 3.7) に送られる. GBTxEMU から送られてきたデータは, GERI でタイムスタンプやヒットアドレスなどの情報の追加, ヒットデータの並び替えなどの処理を行い, PC へ DMA (Direct Memory Access) 転送を行う. GERI には PCI express Gen 3 x8 lane が搭載されており, 8Gbps/lane, トータル 64 GT/s で PC にデータを転送することが可能である. GERI は PCI express インターフェースを持つ Trenz TEC0330 [30] (Virtex-7 XC7VX330T-2FFG1157C, AMD-Xilinx) と 8SFP+ ポートを持つ Faster Technology FM-S18 [31] から構成される.



図 3.7: GERI ボード



## 第 4 章

# E16 実験のための開発

### 4.1 開発の概要

GBTxEMU ボード, GERI ボードのプロトタイプは GSI-FAIR の CBM 実験グループによって開発されたが, J-PARC E16 実験とは使用する検出器の個数や動作環境, 予想されるヒットレートが異なるため, E16 実験に合わせた読み出し回路の設計が必要となる. E16 実験のために開発が必要な点は以下の点である.

- GBTxEMU ボードを磁場の外に設置するためのデータの長距離伝送の実現
- 高ヒットレートに対応できるデータ転送のためのファームウェア更新

#### GBTxEMU ボードを磁場の外に設置するためのデータの長距離伝送の実現

SSD 本体及び FEB-8 は約 1.7 T の電磁石中に設置されるが, GBTxEMU ボードは磁場中で動作させることができない. このため, FEB-8 と GBTxEMU ボードの間に約 10 m のケーブルを挟み, GBTxEMU を十分磁場が弱い場所に設置できるようにする必要がある. 10m という長距離を 320 Mbps の高レートで転送できるケーブルの検討, 及び基板の製作などを行った.

#### 高ヒットレートに対応できるデータ転送のためのファームウェア更新

30GeV,  $1 \times 10^{10}$ /spill のビームを用いる時, 標的での相互作用レートは約 10MHz であると予想される [12]. そして標的の最も近くに位置する SSD もまた, 高レートでヒットが発生することが予想される.

表 4.1 に, 2021 年に実施されたコミッションングランでの測定に基づいて計算された, Run-1 で想定されるカウンティングレートと, 1 台の GBTxEMU で処理する uplink

数をまとめた. STS-XYTER ASIC は, 最大 5 本までの uplink を使用することが可能である. 1 uplink のデータ転送速度は最大 9.41 Mhits/s [27] であるため, カウンティングレートが高いモジュール 106, 206 (図 4.1 参照) では 1 ASIC あたり 2 本の uplink を使う必要がある.

STS モジュール ID	109	108	107 207	106 206		104	103	102	101	total (10 modules)
rate(M hits/sec/FEB-8)	27	27	64	86		64	43	21	21	503
rate(M hits/sec/2FEB-8)	54	54	128	172		128	86	42	42	1,006
1 台の GBTxEMU で 処理する uplink 数	16	16	16	32		16	16	16	16	192

表 4.1: Run-1 で想定される STS のシングルカウンティングレート. 上段は FEB-8 1 枚あたりのレート, 中段は SSD1 台あたりのレートを表している.

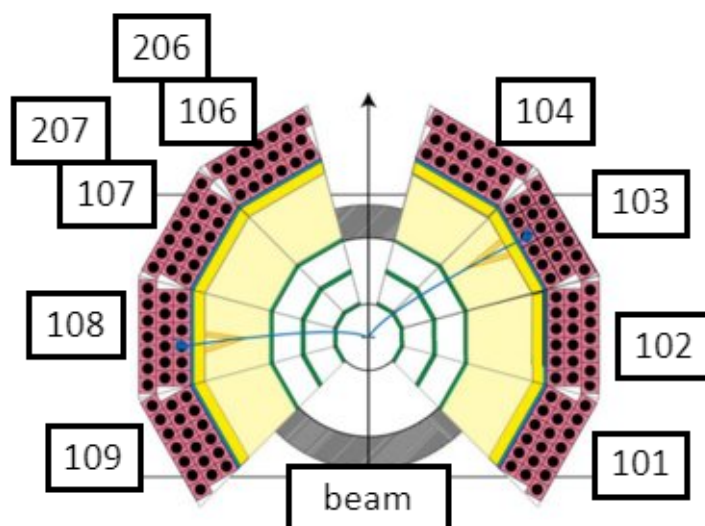


図 4.1: STS のモジュール ID とインストール位置の対応. モジュール 206, 207 は上段に設置される

1 台の GBTxEMU では, 検出器 1 モジュール, つまり FEB-8 2 枚分である 16 uplink(モジュール 106, 206 は 32 uplink) を読み出すが, 第 3.4 節で述べたように従来の GBTxEMU は 320 Mbps のデータ転送レートでは 1 本の光リンクに対し 14 uplink までしかデータを転送することが出来ない. これに対処するため, FEB-8 からエンコードされて送られてくるデータを, GBT-FPGA でシリアルライズして GERI に

転送する前にデコードする。これには、GBTxEMU と GERI の FPGA ファームウェアの変更が必要である。

## 4.2 FEB-8-GBTxEMU board 間の長距離信号伝送

SSD 本体及び FEB-8 は電磁石中に設置されるのに対し、GBTxEMU ボードはコイルが磁気飽和しないように磁場が十分弱い場所に設置する必要がある。これは、GBTxEMU ボード上に載っているコイルのコア材が電磁石の強磁場の影響で磁気飽和するとインダクタンスが下がり、正常に動作しなくなったり過電流になり回路を損傷する可能性があるためである。これを満たすために FEB-8 から GBTxEMU の設置場所までの距離を約 10 ~ 15m 確保する必要があるが、FFC では信号の高周波成分の減衰量が大きく長距離のデータ伝送を行うことが出来ない。この長距離を安定してデータを転送するため、図 4.2 のような構想で設計をした。

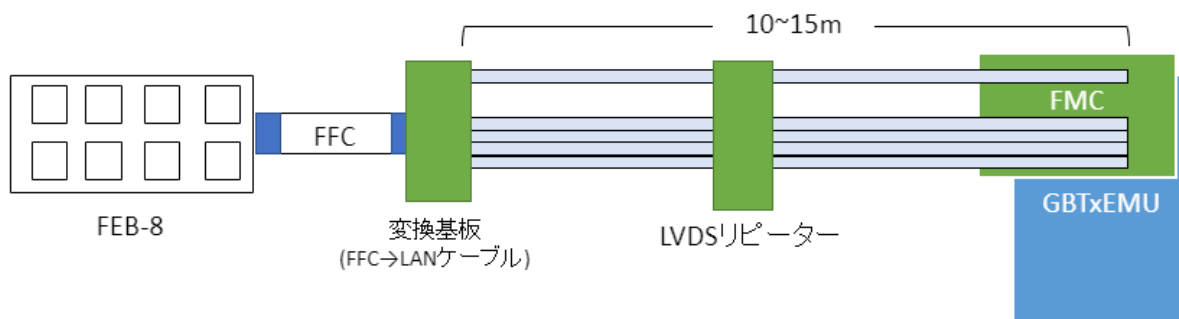


図 4.2: FEB-8 と GBTxEMU ボードの間の長距離信号伝送ケーブルの概観

まず、表 4.3 のような複雑な信号の配置を並べ替え、通常ツイストペアケーブルで信号を飛ばせるように、変換基板を製作した。また、10m 以上の長距離を一度に信号を伝送するのは難しいため、信号をバッファして出力するための LVDS リピーター基板も製作した。ケーブルは、ノイズに強く減衰に耐えうる LAN(cat6a) ケーブルを使用することにした。

### 4.2.1 ケーブルの選定

FEB-8 からの信号は LVDS 差動信号で送られる。長距離信号を減衰させず、またケーブルの使用によってノイズが多くならないようなものが望ましい。数種類のケー

ブルについてこの条件を満たすものを検討した。以下で検討したそれぞれのケーブルを用いた結果について述べる。

### フラットツイストペアケーブル

初めに 3 m, 5 m のフラットツイストペアケーブルを製作し、ケーブルを通過する前と後の差動信号をオシロスコープで確認した。3 m のケーブルではほとんど信号の減衰は見られなかった (図 4.3, 4.4) 一方, 5 m のケーブルでは 324 mV から 110 mV と信号の減衰が見られた (図 4.5, 4.6)。また, SSD センサーと 3 m のケーブルを接続し, テストパルスの読み出しを行おうとしたところ, ほとんどのチャンネルに ADC 最大値に近いノイズが入ったため, 正しく ADC の値を読み出すことが出来なかった。

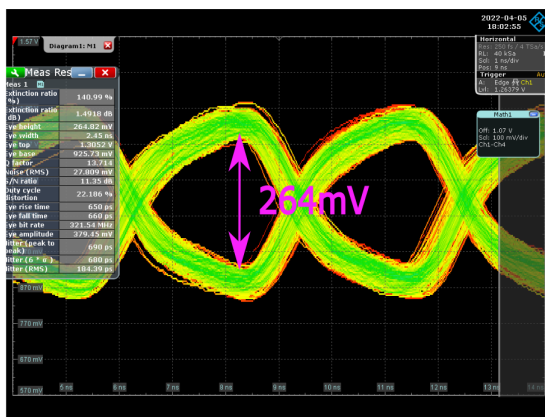


図 4.3: 3 m のケーブルを通す前の信号  
振幅は 264 mV

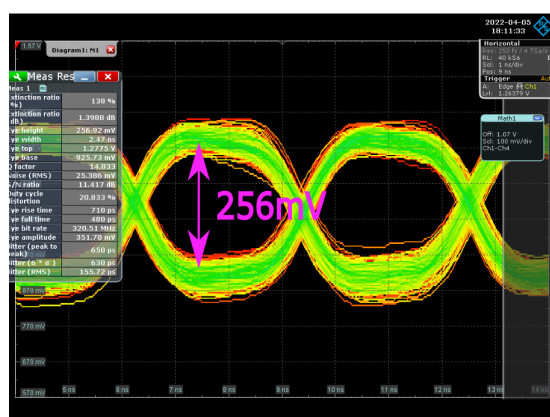


図 4.4: 3 m のケーブルを通った後の  
信号  
振幅は 256 mV

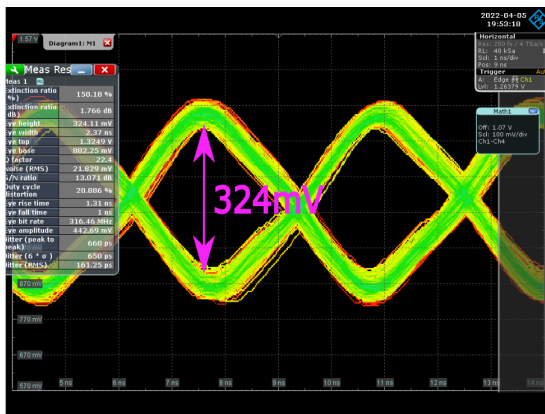


図 4.5: 5 m のケーブルを通す前の信号  
振幅は 324 mV

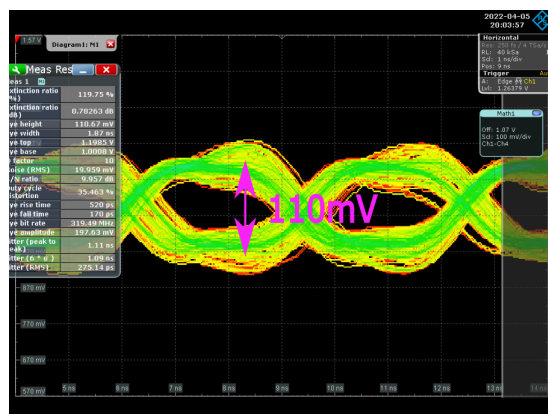


図 4.6: 5 m のケーブルを通った後の  
信号  
振幅は 110 mV

LVDS 差動信号の閾値電圧が  $\pm 100$  mV であることから (A 参照), 5 m のケーブルでは信号の減衰により正しくデータ伝送が行われないう恐れがある。また、ノイズが信号と同等であったため、フラットツイストペアケーブルは適切でないと判断した。

#### シールドツイストペアケーブル

ノイズを軽減するために、シールドが施されたツイストペアケーブルを使用してテストを行ったが、このケーブルは 160 MHz のクロックでは FEB-8 と GBTxEMU の同期を確立することができなかった。これは、図 4.7 のようにケーブルが束ねられていることにより芯線同士の距離が近くなり、クロストークが発生しやすくなっているためと考えられる。したがってこのシールドツイストペアケーブルも適切でないと判断した。



図 4.7: シールドツイストペアケーブル

### LAN ケーブル

次に, LAN ケーブルについて検討した. FEB-8 からの信号は 160 MHz DDR, 320 Mbps で送られるため, それに対応する LAN ケーブルを選ぶ必要がある. LAN ケーブルには通信速度や伝送帯域によって複数規格が存在する. これを表 4.2 にまとめた.

規格	cat5e	cat6	cat6a
最大通信速度	1 Gbps	1 Gbps	10 Gbps
適合イーサネット	100BASE-TX 1000BASE-T 1000BASE-TX	100BASE-TX 1000BASE-T 1000BASE-TX	100BASE-TX 1000BASE-T 1000BASE-TX 10GBASE-T
伝送帯域	100 MHz	250 MHz	500 MHz

表 4.2: cat5e, cat6, cat6a の性能比較 [32] [33]

320 Mbps に対応する伝送帯域を持つケーブルとして, cat6a を選定した. また, cat6, cat6a には cat5e 以前にはなかった十字フィラーが入っており, ケーブル同士の距離が近くなりすぎないようにすることで, クロストークが起これないようにして

いる。(図 4.8). 対になっているケーブルペアを見ると, 隣り合うペアケーブルのツイストピッチが違うことで, これもまたクロストーク対策になっていることが分かる. さらに, ケーブル内の芯線には, 複数の細いワイヤーから構成される撚り線と単線の 2 種類がある. より細い導体は, より太い導体よりも挿入損失が大きいいため, 撚り線ケーブルは単線の銅導体よりも減衰が 20 ~ 50 % 大きくなる. また, 撚り線導体の断面には隙間があるため, 固体ケーブルよりも高い直流抵抗を持っている. 単線ケーブルはより広い周波数範囲で優れた安定した電気特性を持つ. 単線の方が長距離安定して通信ができることが知られている [34]. これらの点から, 単線の cat6a ケーブルを使うこととした.

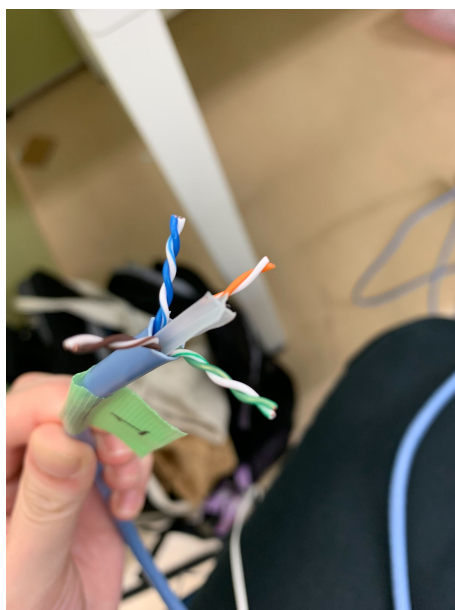


図 4.8: cat6a ケーブル. 十字フィラーが確認できる.

LAN ケーブルのテストとしては, cat6a ケーブルがすぐに手に入らなかったため, 代わりに cat6 ケーブルを用いた. 5m のケーブルを試作し, ケーブルを通過する前と通過した後の信号をオシロスコープで確認した.

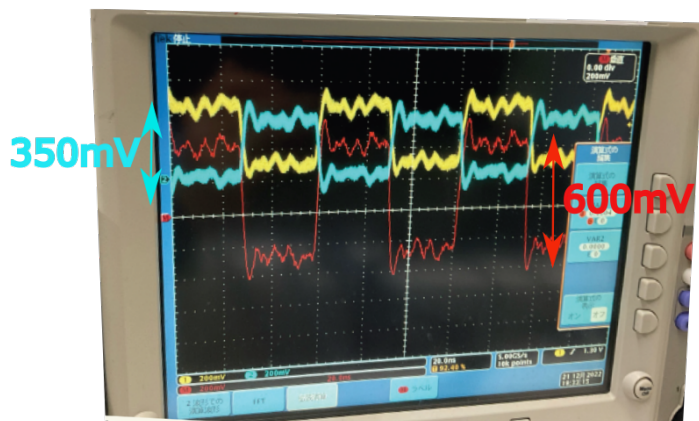


図 4.9: 5m のケーブルを通す前の信号. 黄色, 青色, 赤色の波形はそれぞれシングルエンド信号の +, -, 差動信号を表す.

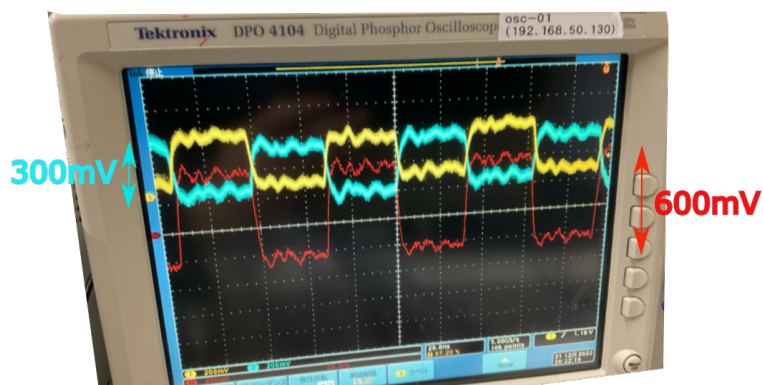


図 4.10: 5m のケーブルを通った後の信号. 黄色, 青色, 赤色の波形はそれぞれシングルエンド信号の +, -, 差動信号を表す.

5 m の cat6 ケーブルでは信号にほとんど減衰は見られなかった (図 4.9, 4.10). しかし, 12 m のケーブルを試作してテストしたところ, GBTxEMU と FEB-8 の同期は確認できなかった. これらの結果から, ケーブルの長さは最大で 5 m とし, LVDS リピーターを使って一度信号を出力し直すことにした.

#### 4.2.2 ケーブル変換基板

FEB-8 から出力される信号は表 4.3 のような配線になっている. これを順番を変更せずに通常のペアケーブルに変換してしまうと, ポジティブ信号とネガティブ信号の組がペアにならずに送られてしまう. これに対応するため, 信号が端から順にペアになるように信号線を入れ替える変換基板を作成した. 回路設計, 基板製作は有限会社ギガに依頼した.



pin 番号	信号の名称	信号の説明	変換後の信号の名称
1	GND	グラウンド	0_A_P
2	0_A_P	address A の ASIC の 1 本目の uplink のポジティブ信号	0_A_N
3	0_A_N	address A の ASIC の 1 本目の uplink のネガティブ信号	1_A_N
4	1_A_N	address A の ASIC の 2 本目の uplink のネガティブ信号	1_A_P
5	1_A_P	address A の ASIC の 2 本目の uplink のポジティブ信号	0_B_P
⋮	⋮	⋮	⋮
30	0_H_P	address H の ASIC の 1 本目の uplink のポジティブ信号	0_H_N
31	0_H_N	address H の ASIC の 1 本目の uplink のネガティブ信号	DIN_P
32	DIN_P	GBTxEMU から FEB-8 へのコントロールのポジティブ信号	DIN_N
33	DIN_N	GBTxEMU から FEB-8 へのコントロールのネガティブ信号	GND
34	GND	グラウンド	GND
35	1_H_N	address H の ASIC の 2 本目の uplink のネガティブ信号	1_H_N
36	1_H_P	address H の ASIC の 2 本目の uplink のポジティブ信号	1_H_P
37	GND	グラウンド	SERCLK_P
38	SERCLK_P	クロックのポジティブ信号	SERCLK_N
39	SERCLK_N	クロックのネガティブ信号	GND
40	GND	グラウンド	GND

表 4.3: FEB-8 から出力される信号の配列と変換後の信号の配列

図 4.11 は完成した基板である。

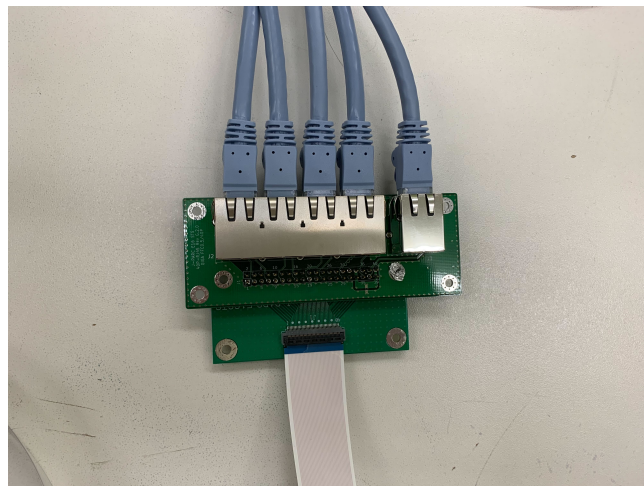


図 4.11: 変換基板にケーブルを接続した様子

### 4.2.3 LVDS リピーター基板

LVDS リピーターは、入力信号をバッファして出力するために使用する。また、突然磁場が落ちて大電流が流れ、読み出し回路が故障することを防ぐため [35], FEB-8 とリピーターの間にトランスフォーマーを実装することにした。回路設計, 基板製作は有限会社ギガに依頼した。図 4.12 は完成した LVDS リピーター基板である。

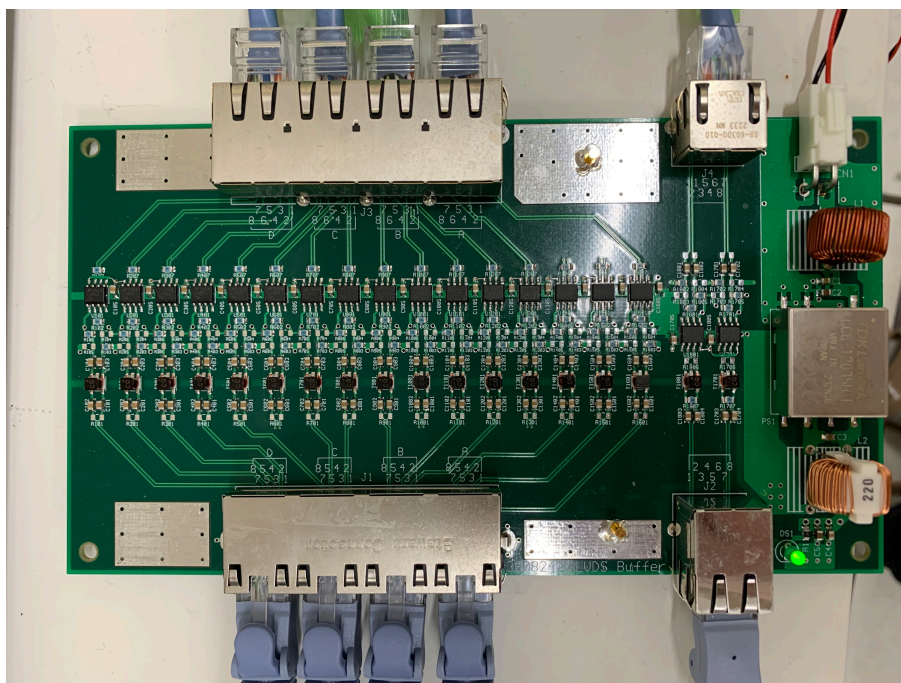


図 4.12: リピーターにケーブルを接続した様子。左側 4 口が uplink, 右側 1 口が downlink である。

第 5 章で、製作した変換基板, ケーブル, リピーターを用いて長距離伝送の性能評価を行った結果を述べる。

## 4.3 GBTxEMU, GERI のファームウェアの更新

第 4.1 節で述べたように、1 本の光リンクで 16uplink 分のデータを GERI に転送する必要がある。まず、GBTxEMU から送られるデータフレームの構造を見た後、要求を満たすために行ったファームウェアの更新内容について述べる。

### 4.3.1 GBT protocol のフレーム構造

GBTxEMU から GERI へのデータ転送は GBTxEMU に埋め込まれた GBT-FPGA core から, GBT protocol を用いて行われる. フレーム構造には GBT frame と 8b10b encoding frame と WideBus frame の 3 種類があり, それぞれ以下のような特徴を備えている.

#### 1. GBT frame

Reed-Solomon 符号\*<sup>1</sup> に基づいたフレーム. User Data としては 40 MHz で 120 bit 中 84bit(3.2 Gbps) が使える.

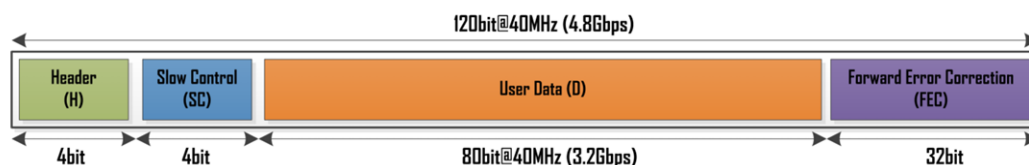


図 4.13: GBT frame

#### 2. 8b10b encoding frame

8b10b encoding\*<sup>2</sup> に基づいたフレーム. User Data としては 40 MHz で 120 bit 中 88 bit(3.526 Gbps) が使える.

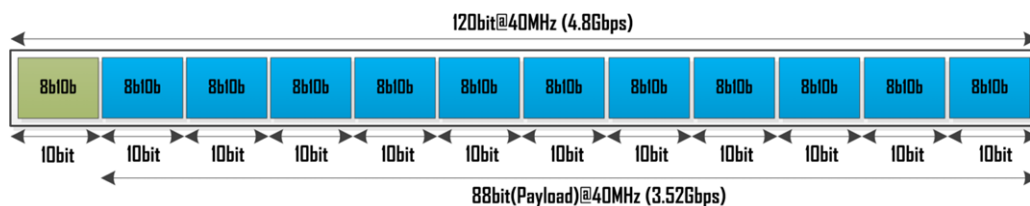


図 4.14: 8b10b encoding frame

#### 3. WideBus frame

GBT frame で Forward Error Correction (FEC) に充てられていたビットを

\*<sup>1</sup> 誤り訂正符号の一種. 複数個のビットを 1 シンボルとみなし, シンボル単位で誤りの検出と訂正を行うため, 特に連続して起こるビット誤り (バースト誤り) に強い [36].

\*<sup>2</sup> IBM 社が開発した高速シリアルインターフェイスに用いられる符号化方式. 8 bit のデータを 10 bit に変換する際に 5bit 以上「0」か「1」が連続しないように変換される. あらかじめ決められた変換テーブルによってデータをシンボルに変換する. 各シンボルにはプラス (+) とマイナス (-) の 2 種類が用意されており, +/- を交互に送出することでエラー検出を行うことができる.[37]

User data に置き換えることで、40 MHz で 120 bit 中 112 bit(4.48 Gbps) を User data として利用できる。

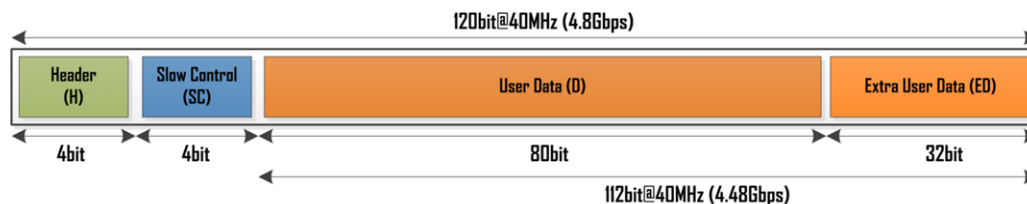


図 4.15: WideBus frame

GBTxEMU では downlink に GBT frame を, uplink に WideBus frame を用いる。つまり, GERI へのデータ転送速度は最大 4.48 Gbps となる。

#### FEB-8 からのデータ

FEB-8 との通信には 80 MHz, 160 MHz からクロック周波数が選択可能だが, E16 実験では高ビットレートに対応するため, 160 MHz のクロックを使用する。FEB-8 からは, クロックの立ち上がり・立ち下り両方のタイミングで処理することにより 320 Mbps でデータが転送される。しかし, 320 Mbps でデータを転送した場合,  $4.48\text{Gbps}/320\text{Mbps} = 14\text{uplink}$  という計算から, GERI に転送できるデータ量は 14 uplink 分しかない。

#### 4.3.2 ファームウェアの更新内容

FEB-8 からのデータは, 1 フレーム 24 bit を 8b10b encoding した後 30 bit で送られてくる。プロトタイプでは FEB-8 からのデータを 30 bit のまま GERI に送り, GERI ファームウェア内の”Uplink module”(Uplink からの同期信号検出やデータのデコードを行うモジュール) でデータをデコードするようにしていた。この Uplink module を GBTxEMU ファームウェア内に組み込み, GBT-FPGA モジュールにデータが入る前にデコードを行うようにした(図 4.16)。これにより, FEB-8 からのデータ転送速度は 320 Mbps から実質 256 Mbps になる。16uplink 全て合わせたデータ量は  $256\text{Mbps} \times 16\text{uplink} = 4.096\text{Gbps}$  となり, WideBus frame を用いて 16uplink 分のデータを 1 本の光リンクで転送できるようになった。

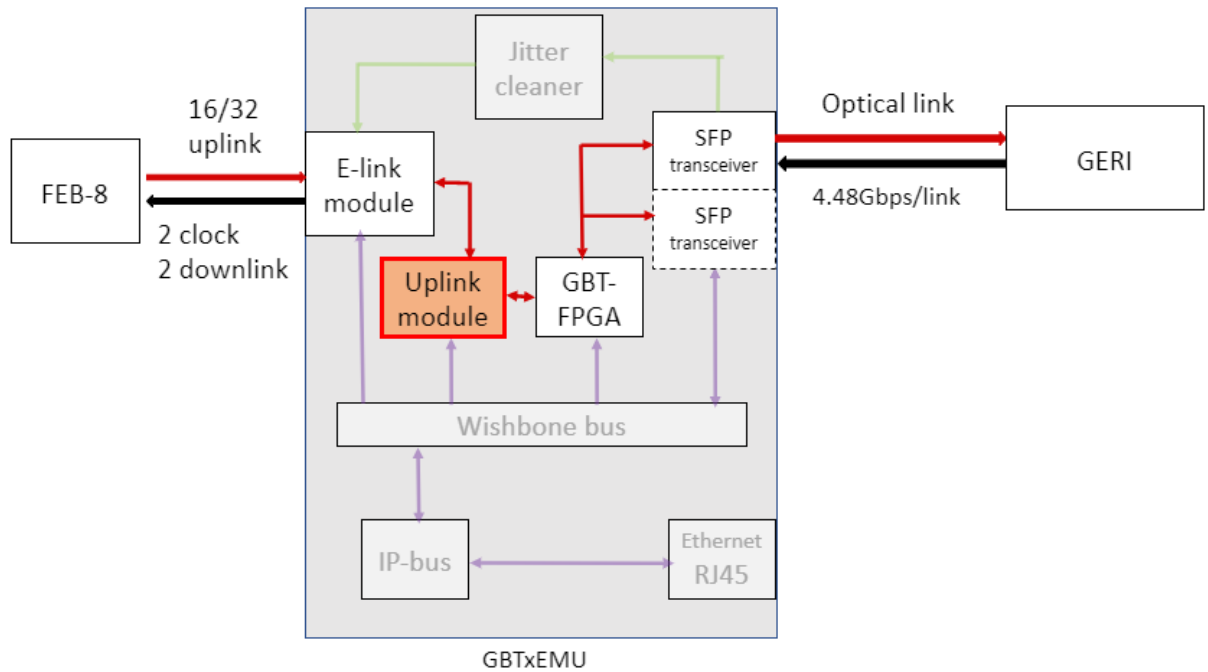
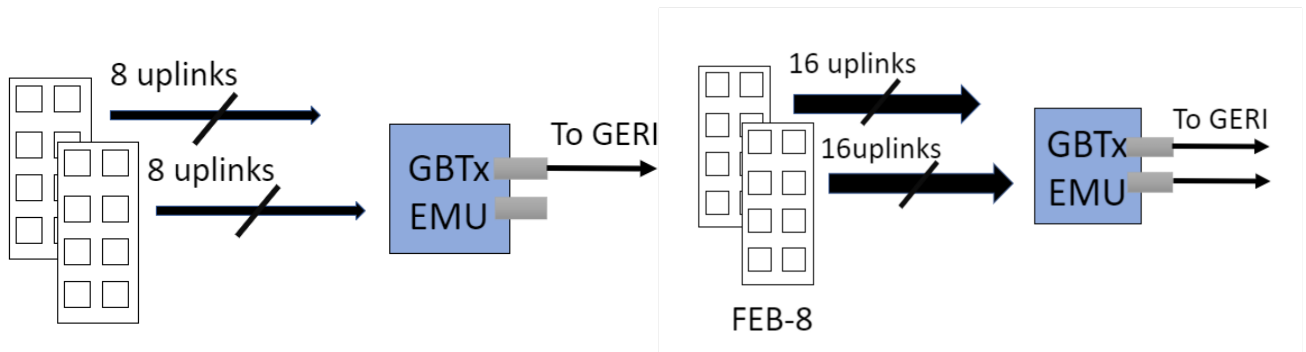


図 4.16: GBTxEMU ファームウェアのブロック図  
赤線はデータの流れを表す

また、ヒットレートが特に高いモジュール 106, 206 では、FEB-8 の 1 ASIC あたり 2 本の uplink を使用する。この場合、GBTxEMU の SFP ポートを 2 つ使用し、16uplink ずつ GERI に送ることで、1 台の GBTxEMU で FEB-8 2 枚 (=32 uplink) 分のデータを扱うことができる (図 4.17b)。



FEB-8

(a) 1 ASIC あたり 1 本の uplink を使う場合. GBTxEMU1 台で処理する uplink は 16 本となり, この時 GERI への光リンクは 1 本だけ使用する

(b) 1 ASIC あたり 2 本の uplink を使う場合. GBTxEMU1 台で処理する uplink は 32 本となり, この時 GERI への光リンクは 2 本使用する. モジュール 106, 206 がこれに当たる

図 4.17: 使用する uplink 数の違いによる GBTxEMU から GERI への光リンクの本数の違い

このような方針で FPGA の開発を行った. 性能評価の結果については第 5 章で述べる.

## 第 5 章

# 読み出し回路の動作試験及び性能評価

この章では、第 4 章で述べた開発項目について評価を行った結果を示す。開発を行った点は以下の 2 点であった。

- GBTxEMU ボードを磁場の外に設置するためのデータの長距離伝送の実現
- 高ヒットレートに対応できるデータ転送のためのファームウェア更新

1 点目については、長距離伝送のためのケーブルを使用してもデータが読み出せること、ノイズがどの程度変化したかを確認する。2 点目については、1 台の GBTxEMU で 2 枚の FEB-8 が読み出せることを確認し、要求されるヒットレートでどの程度の効率でデータ転送を行えるかを評価した。

### 5.1 ケーブルの動作試験及びノイズ評価

#### 5.1.1 FEB8 との同期

FEB-8 からデータを取得するためには、初めに同期を行う必要がある。同期の手順は

1. GBTxEMU から SOS(Start Of Synchronization) 信号を送り, 同期を開始する.
2. STS-XYTER chip は SOS を受信すると, 同じ SOS 信号で応答する.
3. GBTxEMU がすべての STS-XYTER chip から SOS を受信したら, K28.1 コンマキャラクターを送信する. この時, STS-XYTER chip からの応答によって clock / downlink data phase の調整を行う.
4. 上の調整が終わると, GBTxEMU から EOS(End Of Synchronization) 信号が送られる. すべての STS-XYTER chip から EOS 信号の応答が返ってきたら, 同期は完了である.

これらの手順を踏んで同期が確立できることを確認した.

### 5.1.2 ケーブルの使用によるノイズの変化

ケーブルを使用することによりノイズが悪化することで, SSD の検出効率が下がることが懸念される. そこで, 以下の手順でノイズの変化を評価した.

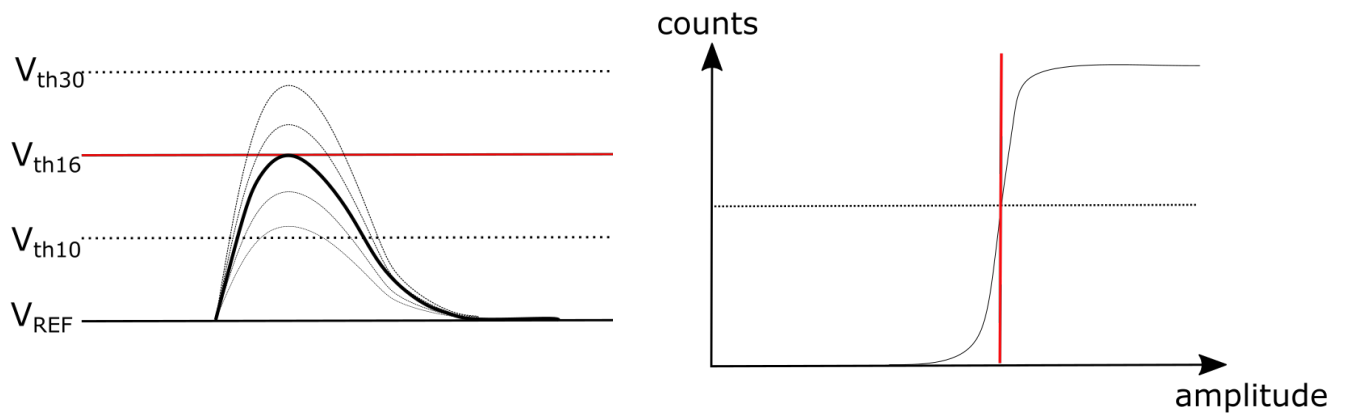
1. FEB-8 の各チップ・各チャンネルについて ADC スレッシュホールドスキャンを行う.
2. スキャンで得られたグラフに対し, 誤差関数でフィッティングを行う.
3. 誤差関数の標準偏差  $\sigma$  の値を素電荷を基準とした値 ENC に変換する.

各手順について説明する.

#### 1. FEB-8 の各チップ・各チャンネルの ADC スレッシュホールドスキャン

ADC はデジタル化のために 5bit, 31 段階の閾値を持ち, 各閾値を超えるパルスを検出した回数をカウントするカウンタが内蔵されている. キャリブレーションパルスは波高 0 ~ 255(0 ~ 約 14fC に対応) の範囲で発生させることができる. キャリブレーションパルスを 200 回ずつ発生させ, そのときのカウンタ値を読み取る. これをパルス波高を段階的に変更して繰り返す (図 5.1a) ことにより, ADC のキャリブレーションが可能である. このキャリブレーションによって図 5.1b のようなグラフが得られる. 横軸はキャリブレーションパルスの波高, 縦軸は ADC のある値に対応するカウンタのカウント値を表す. このグラフが各チャンネルの各 ADC 値について作成される. 実際のグラフが図 5.2 である.

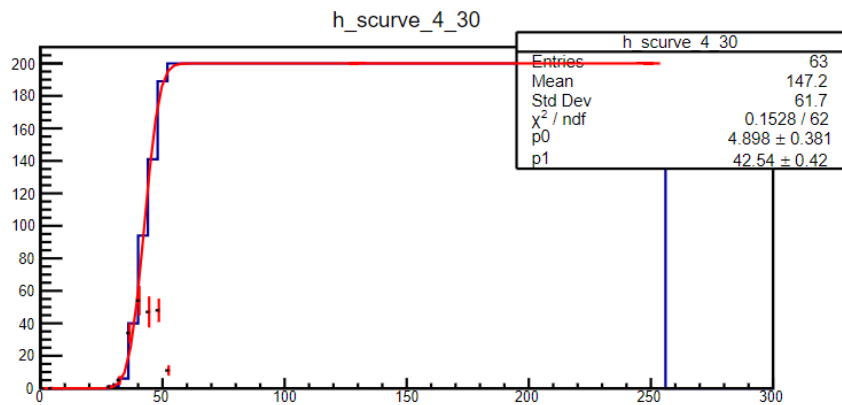




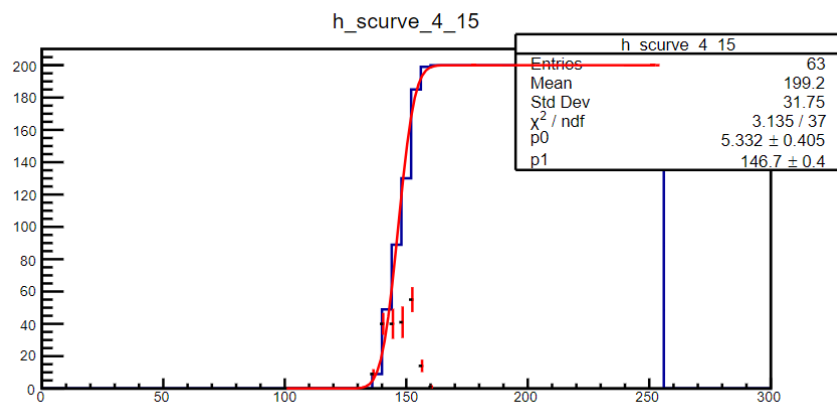
(a) 波高を変えながらパルスが発生させる。スレッシュヨルド (赤線) を超えるパルスのみがカウントされる。

(b) あるスレッシュヨルドで得られるグラフ。スレッシュヨルド (赤線) より大きいパルスのみがカウントされた結果、スレッシュヨルド付近でカウント数が大きく変化する。

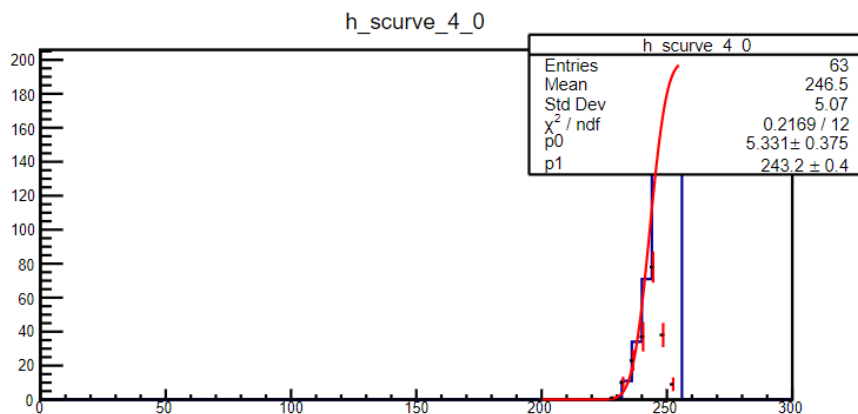
図 5.1: ADC スレッシュヨルドスキャンの概念図



(a) ADC スレッシュホールド=2



(b) ADC スレッシュホールド=16



(c) ADC スレッシュホールド=31

図 5.2: あるチャンネルで ADC スレッシュホールドスキャンによって得られたグラフ. 例として3つのスレッシュホールドのグラフを示した. 横軸がキャリブレーションの波高, 縦軸がパルスのカウントを表す. ヒストグラムの下部にある点群は, 誤差関数の微分係数をプロットしたものであるが, ノイズの解析には用いていない.

## 2. スキャン結果のフィッティング

上で得られたグラフを誤差関数

$$D(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-x'^2/2\sigma^2} dx' \quad (5.1)$$

でフィッティングする (図 (5.2) 中の赤線). これにより誤差関数の標準偏差  $\sigma$  が得られる.

## 3. ENC への変換

図 5.3 に示すように, キャリブレーションパルスの振幅と入射電荷  $Q_{in}[\text{fC}]$  の関係が測定されている [27]. これを線形関数でフィッティングし, キャリブレーションパルスの値を  $Q_{in}[\text{fC}]$  へ変換する関数を得る. この関数を用いて  $\sigma$  を  $\sigma[\text{fC}]$  に変換し, 素電荷を単位とした値 ENC (Equivalent Noise Charge) に変換する.

$$\text{ENC}[e^-] = \sigma[\text{fC}] / (1.6 \times 10^{-19} / 10^{-15}) \quad (5.2)$$

ノイズレベルは, この ENC の値で評価する.

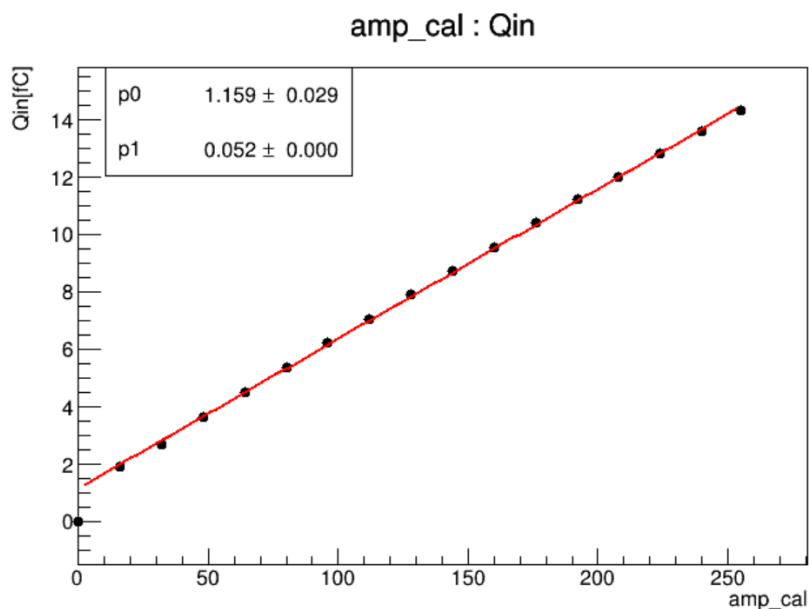


図 5.3: キャリブレーションパルスと入射電荷の関係

### 5.1.3 測定結果

#### SSD センサーに繋がった FEB-8 と GBTxEMU を接続した場合

初めに, LAN ケーブルとリピーターを用いずにノイズを測定した (図 5.4). ENC の値が 1300 付近と 2000 付近で二つに分かれているように見えるが, これは奇数番目のストリップよりも偶数番目のストリップの方がノイズが高い傾向にあるためである [15].

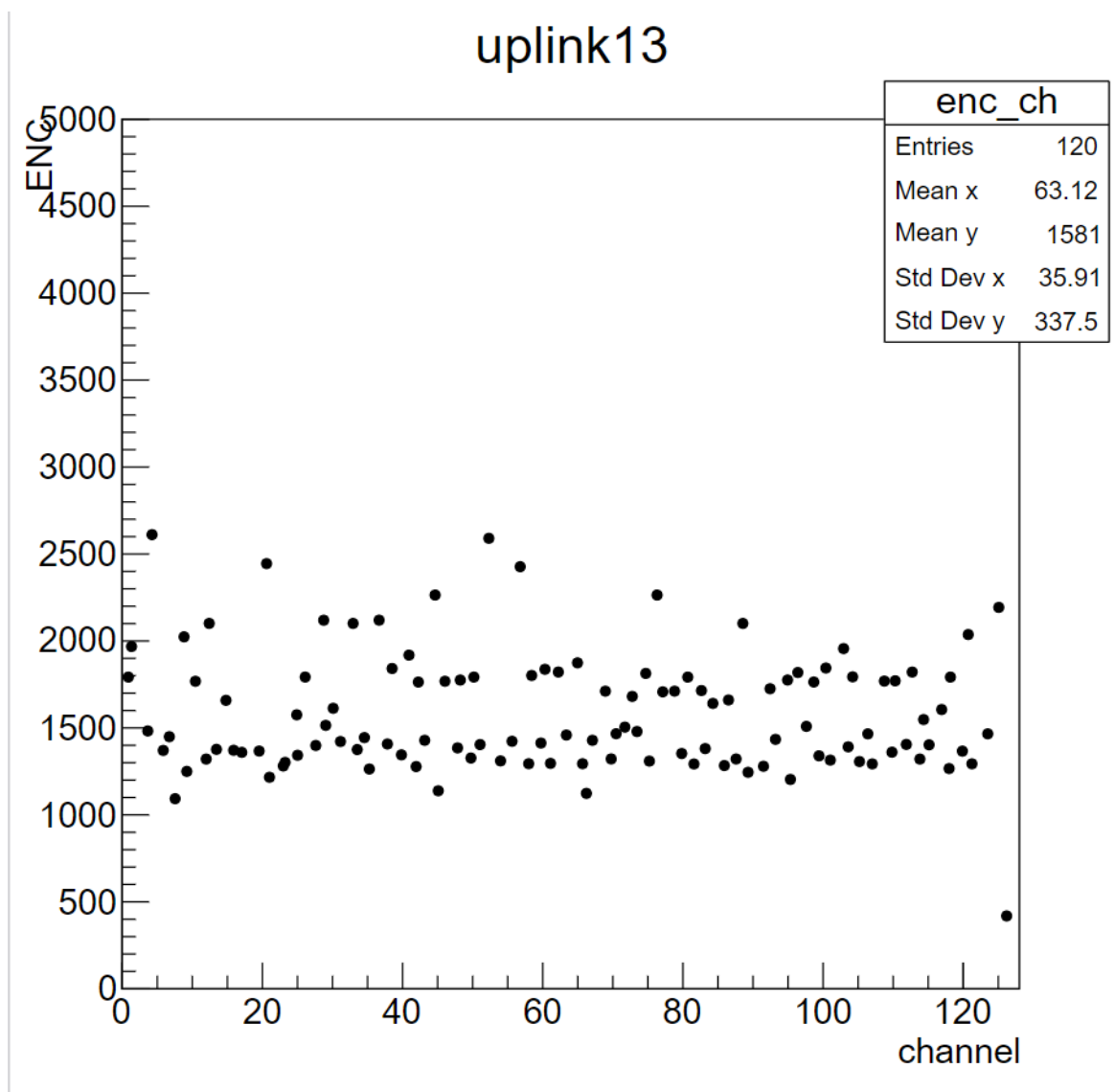


図 5.4: LAN ケーブルとリピーターを使用せずに FEB-8 と GBTxEMU を接続した場合の ENC. 横軸はチャンネルである. これは FEB-8 に搭載されたある STS-XYTER の挙動を示している.

次に、ケーブルとリピーターを使用して FEB-8 と GBTxEMU を接続し、ノイズを測定した結果が図 5.5 である。ENC は 2000 と 3500 前後となった。

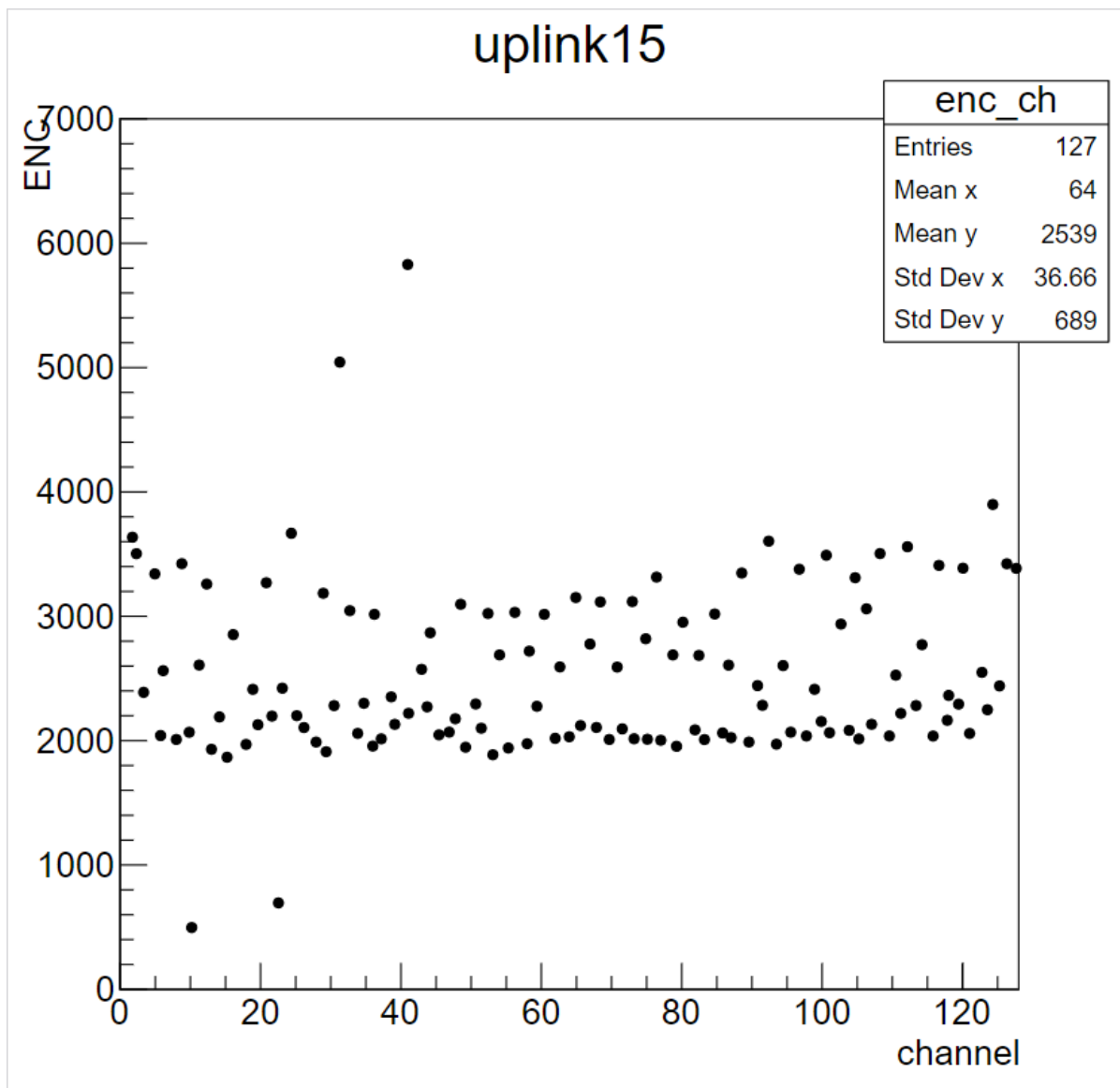


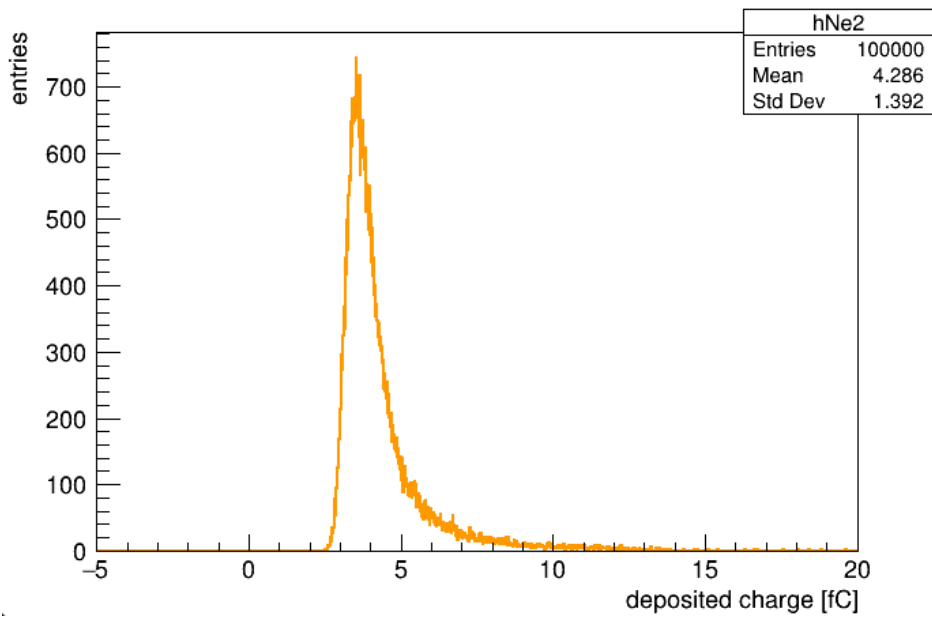
図 5.5: LAN ケーブルとリピーターを使用して接続したときの ENC. 横軸はチャンネルである。これは FEB-8 に搭載されたある STS-XYTER の挙動を示している。

#### 5.1.4 考察

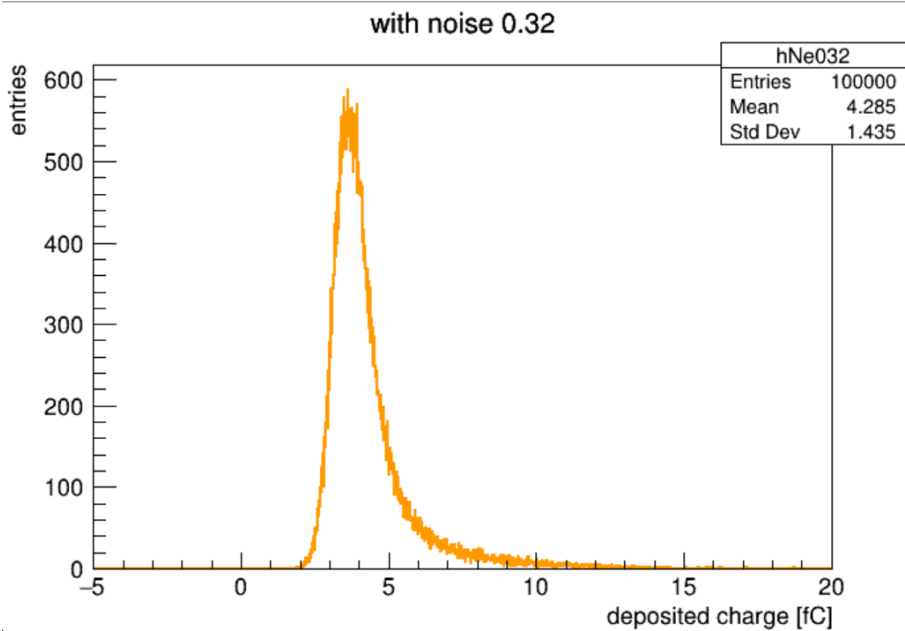
合計 10m の LAN ケーブルとリピーターを使用することにより、ENC が 700 ～ 1000、割合にして 50 ～ 53% 程高くなった。STS の読み出し回路はセルフトリガーによる連続読み出し回路として設計されており、真の信号であれノイズであれ、ADC の

一番低い閾値を超えたものはデータとして記録されてしまう。つまり外部からのトリガーによってデータを転送する回路と違い、ノイズを多く拾ってしまうと真の信号が入った時にデータを取得できなくなる確率が高くなり、検出効率の低下につながる。このような理由から、ノイズレベルを十分に低くしておくことが重要となる。

ここで、現在のノイズレベルにおける閾値と検出効率の関係を求めておく。図 5.6 は、シミュレーションによって得られた、1.3GeV の  $\pi$  中間子 100000 個がシリコンを通過した際に発生する電子・正孔対の電荷分布である。図 5.6a はノイズがない場合、図 5.6b は今回長距離信号伝送ケーブルを実装した場合に測定された 2000ENC を仮定した場合の分布を示している。この分布をもとに、スレッシュホールドの設定値と検出器の検出効率の関係を示したのが図 5.7 である。



(a) ノイズがない場合の電荷分布



(b) ノイズが 2000ENC であると仮定した場合の電荷分布

図 5.6: 1.3GeV の  $\pi$  中間子がシリコンを通過した際に発生する電子・正孔対の数を電荷で表した分布. シミュレーションによる.

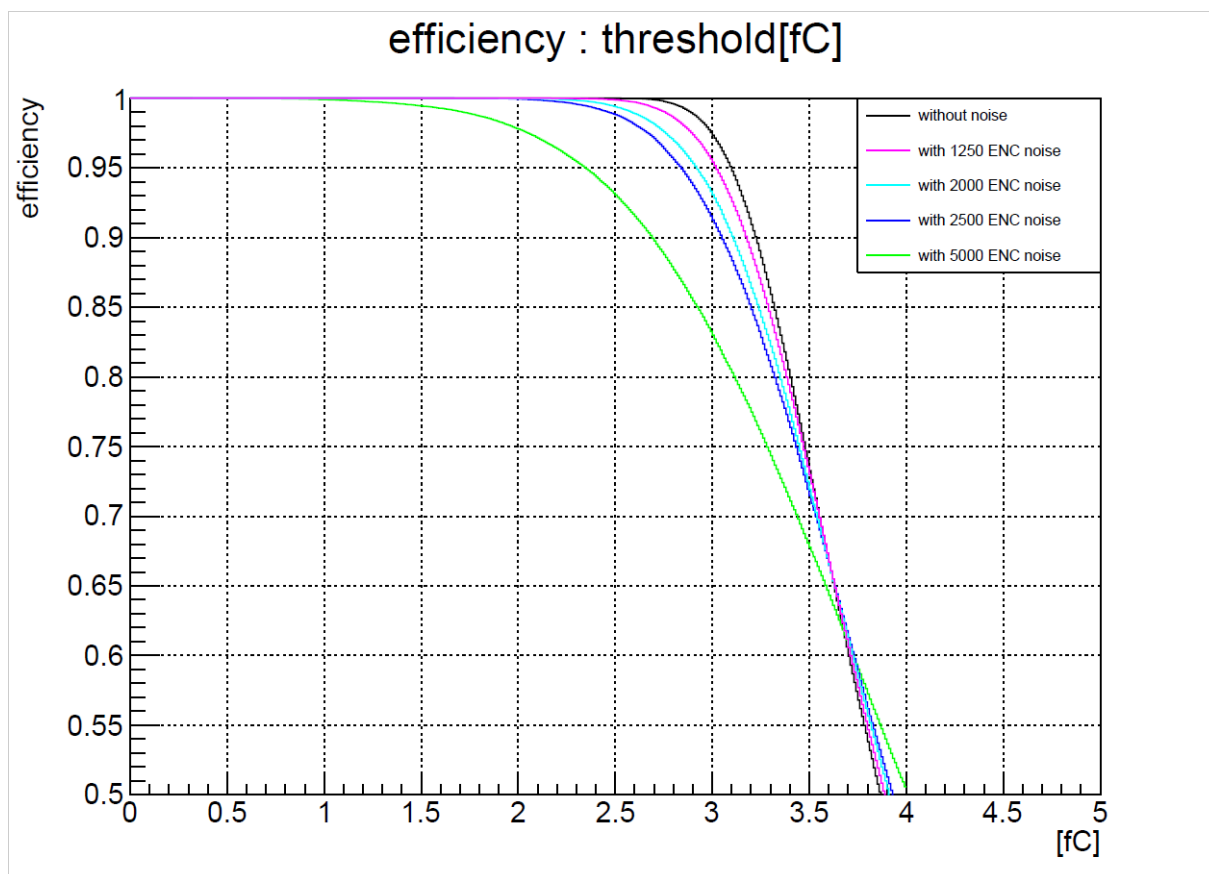


図 5.7: スレッシュホールドの値による検出効率の変化

上のグラフから、ノイズレベルが高いほど、検出効率が早く下がり始めることが分かる。今回は間に合わなかったが、今後 LAN ケーブルやリピーターの電源ケーブル部分にシールド対策を施す予定である。実際に STS を運用する場合には、設置場所におけるノイズを測定し、検出効率を可能な限り高く保ちながらノイズを除去できるように、適切な閾値を選択する予定である。

## 5.2 GBTxEMU と GERI のレート耐性の評価

このセクションでは、第 4.3 節で述べた GBTxEMU, GERI のファームウェアの更新の妥当性の確認として、レート耐性の評価を行った結果について述べる。

### 5.2.1 レート耐性評価の方法

レート耐性評価の方法として、FEB-8 はファンクションジェネレータなどの入力口を持たないため、ビームを用いずに高周波数の信号を入力することは難しい。そこで、



STS-XYTER チップ内のキャリブレーションパルスを発生させるためのレジスタを用いて、2 秒間ビーム ON, 3.2 秒間ビーム OFF という実際のビーム構造と同じ時間間隔で、テストパルスを高レートで発生させる方法を取ることにした。手順は以下の通りである。また、概要を図 5.8 に示す。

1. PC からヒットレートを指定する。
2. GERI の FPGA の 40 MHz のクロックを利用して、指定したレートでレジスタコントロール信号を FEB-8 に送る。
3. 2 秒間パルス発生, 3.2 秒間停止を 120 回 (約 10 分間) 繰り返す
4. FEB-8 が生成したテストパルスのデータを GERI でカウントする。
5. GERI でのヒットのカウント数を読み出し、検出効率を計算する。

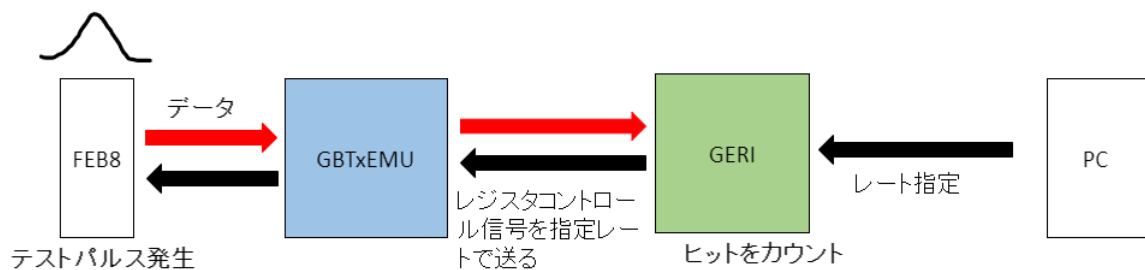


図 5.8: テストパルスを発生させる手順

検出効率は、以下の式で計算する。

$$\text{検出効率} = \text{GERI でのカウント数} / \text{計算上のヒット生成数 (レート} \times 120) \quad (5.3)$$

この動作を実現できるように、GERI のファームウェアに指定のレートでコントロール信号を送出する部分と、ヒットデータをカウントする部分を追加した。上の手順をレートを変えながら実施し、検出効率を計算した。

## 5.2.2 測定結果

まず、FEB-8 の各チップ (ASIC) の特性を見るため、FEB-8 1 枚についてレート依存性を見た。図 5.9 は、チップ毎の検出効率の推移である。1 チップに 1 uplink を対応させデータを読み出したところ、約 8.5 MHz までは 90% 近い検出効率を得られた。

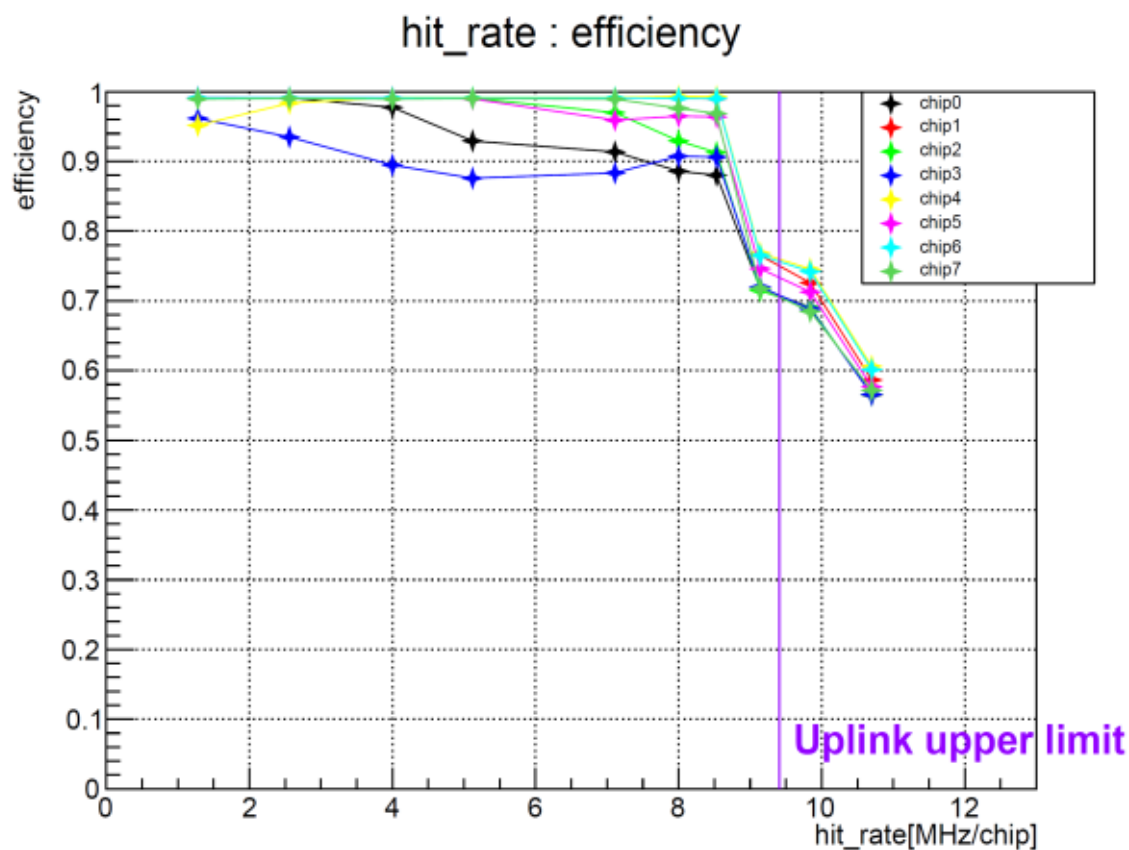


図 5.9: チップ毎の検出効率の推移. 1 uplink(1 チップに対応) のデータ転送速度上限値 9.41 MHz を縦線で示した.

### 5.2.3 考察

#### チップ毎のレート耐性について

図 5.9 はチップ毎のレート依存性を示したグラフである. この時, 1 チップを 1 uplink で読み出している. 1 uplink のデータ転送速度の上限値は 9.41 MHits/sec であるが, この評価方法ではテストパルスが発生させるたびに FEB-8 のレジスタにコントロールビットを書き込んでおり, この書き込みへの応答のデータも同時に送られてくるために上限値よりも低くなっていると考えられる. また, チップ 0 と 3 についてはレートが低い時点から検出効率が下がり始めているが, これについて検証した.

#### 時間依存性

パルスを連続的に発生させる 2 秒の間に検出効率が低下しているかどうかについて検討した. テストパルスのヒットレートを 1.28 MHz/chip に固定してテストを行っ

た. 結果は図 5.10 である. チップ 3 以外は, 検出効率の時間依存性は見られなかった. チップ 3 については, 単純に時間に応じて低下するような依存性では説明できない検出効率の変動が見られたため, 他の要因についても調べた.

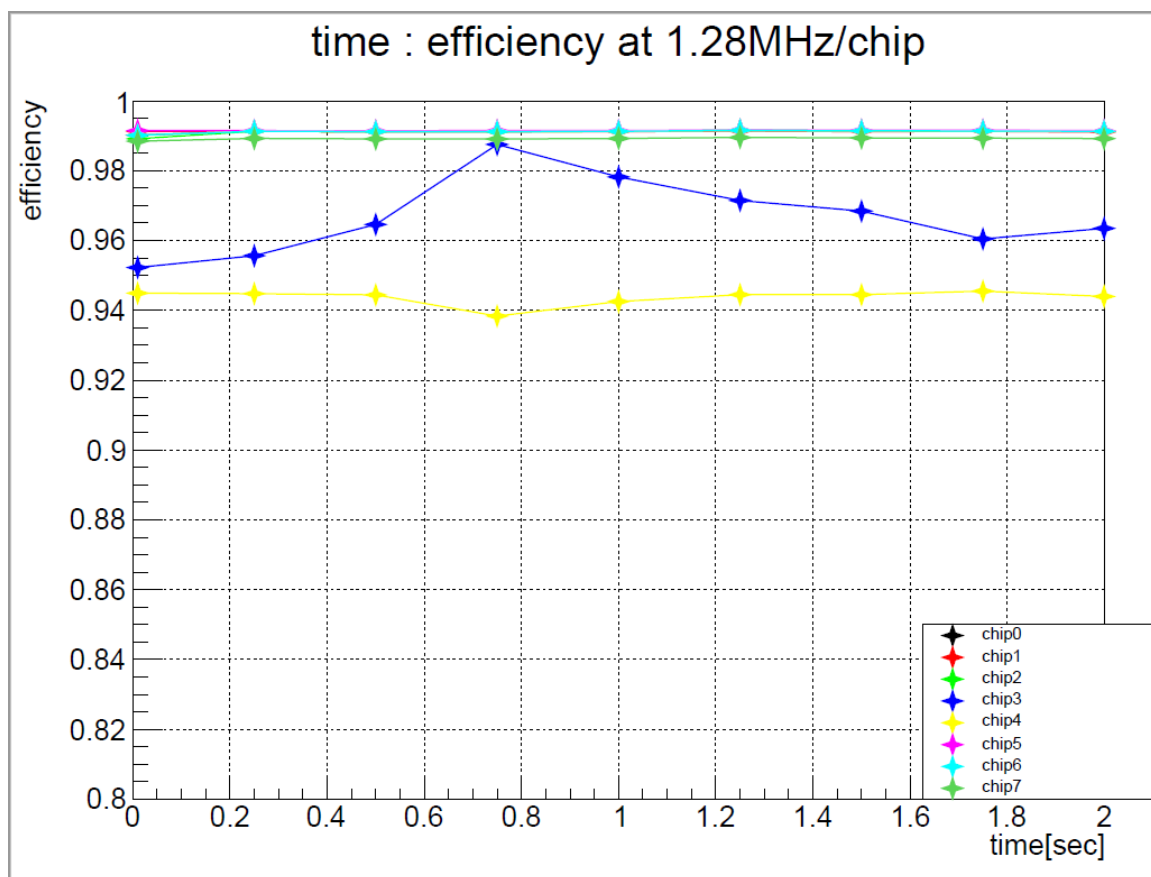


図 5.10: 検出効率の時間依存性

### デッドチャンネルの存在

次に, 検出効率が低くなる特定のチャンネルが存在するかどうかを検証するため, 32 チャンネルずつの 4 グループに分けてテストパルスが発生させた. このような方法を取ったのは, STS-XYTER が 32 チャンネルずつのグループに対してしかコントロールができない仕様になっているからである.

図 5.11 はヒットレート 10kHz/ch, 図 5.12 はヒットレート 40kHz/ch にしてテストパルスが発生させた時のチップ別グループ毎の検出効率である. チップ 3 のグループ 1, チップ 0 のグループ 1, チップ 4 のグループ 3 の検出効率が他のグループに比べ低くなっていることが分かる. このグループの中のいずれかのチャンネルが, ヒットに対し不感となっているか, 高レートに対する耐性が著しく落ちていると考えられる. 今後

検出効率が低いチャンネルの特定や原因の特定が出来れば, 改善することで全体の検出効率を上げられる可能性がある.

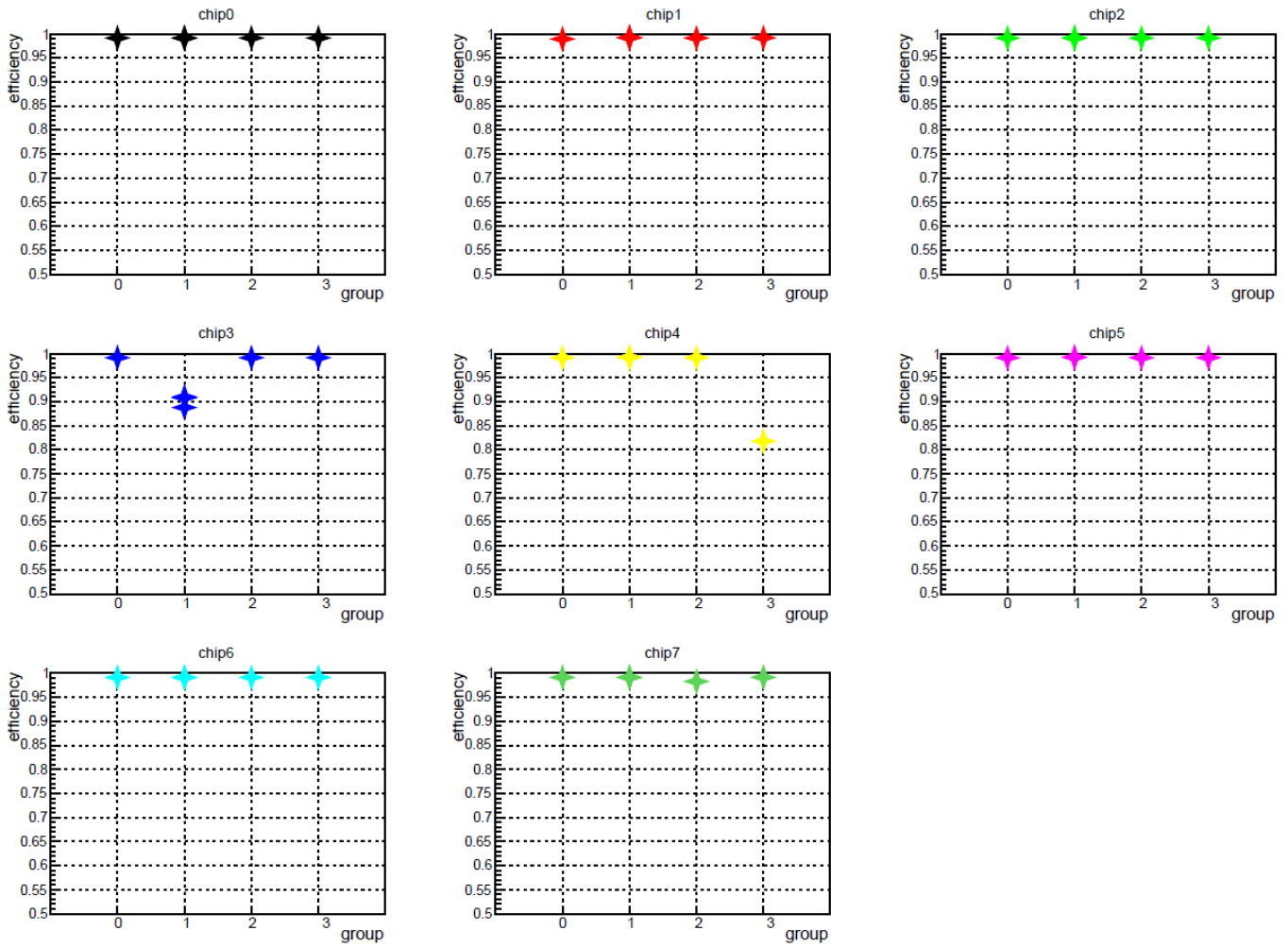


図 5.11: チップ内グループごとの検出効率. ヒットレートは 10kHz/channel

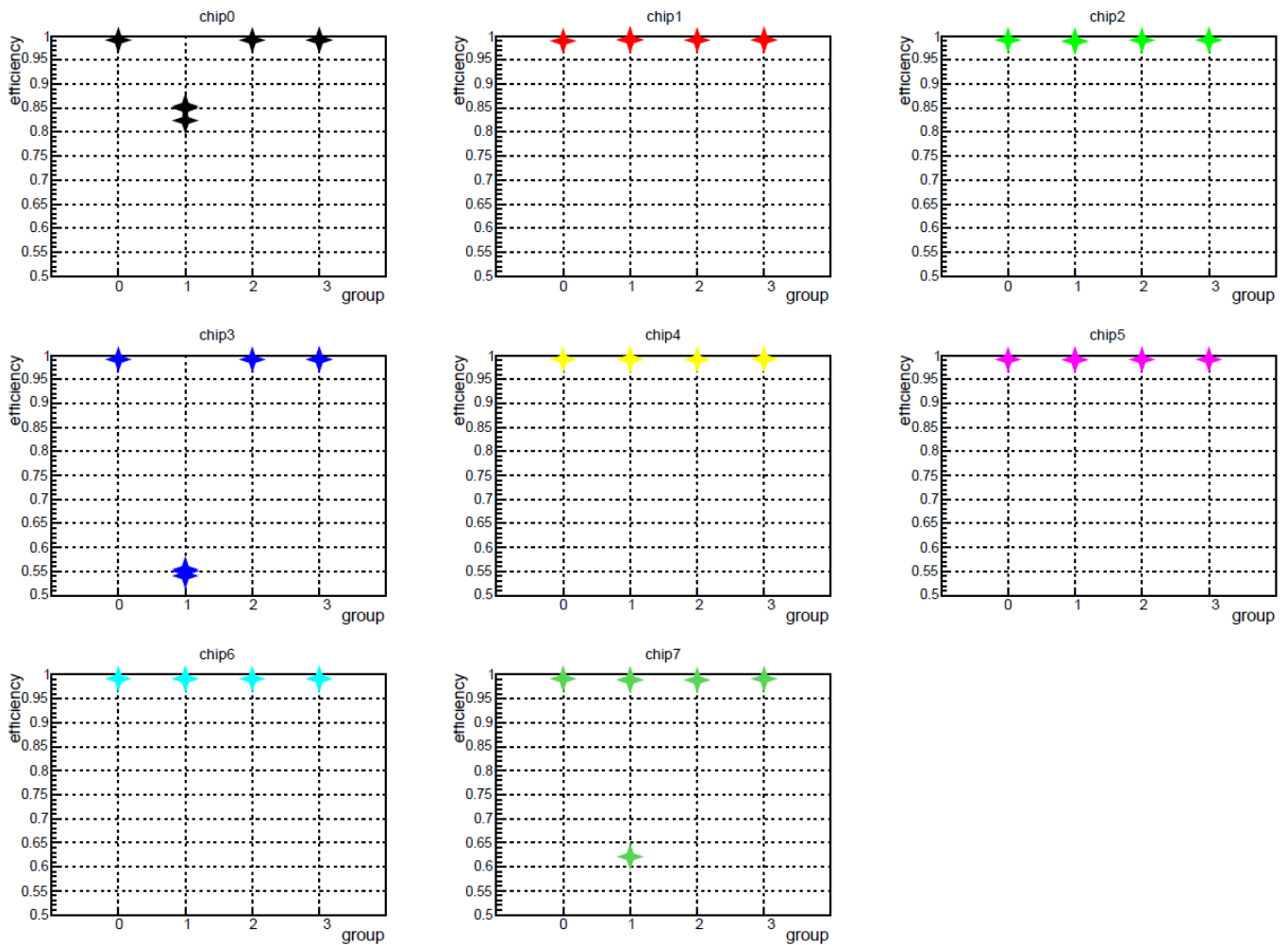


図 5.12: チップ内グループごとの検出効率. ヒットレートは 40kHz/channel

#### 5.2.4 16 uplink 分のデータを流したときの測定結果

次に, 1 枚の FEB-8 からの 8 uplink 分のデータを GBTxEMU のファームウェア内で複製し, 16 uplink 分のデータを GBTxEMU から GERI に転送した. 結果を表 5.1 と図 5.13 に示した. 約 135 MHz/16 uplinks で約 95% の検出効率を保持できることが分かった.

ヒットレート [MHz/16 uplinks]	検出効率 [%]
20.5	0.98
41.0	0.98
64.0	0.98
81.9	0.97
113.8	0.96
128.0	0.95
136.5	0.95
146.2	0.74
157.4	0.71
171.2	0.58

表 5.1: ヒットレート毎の検出効率

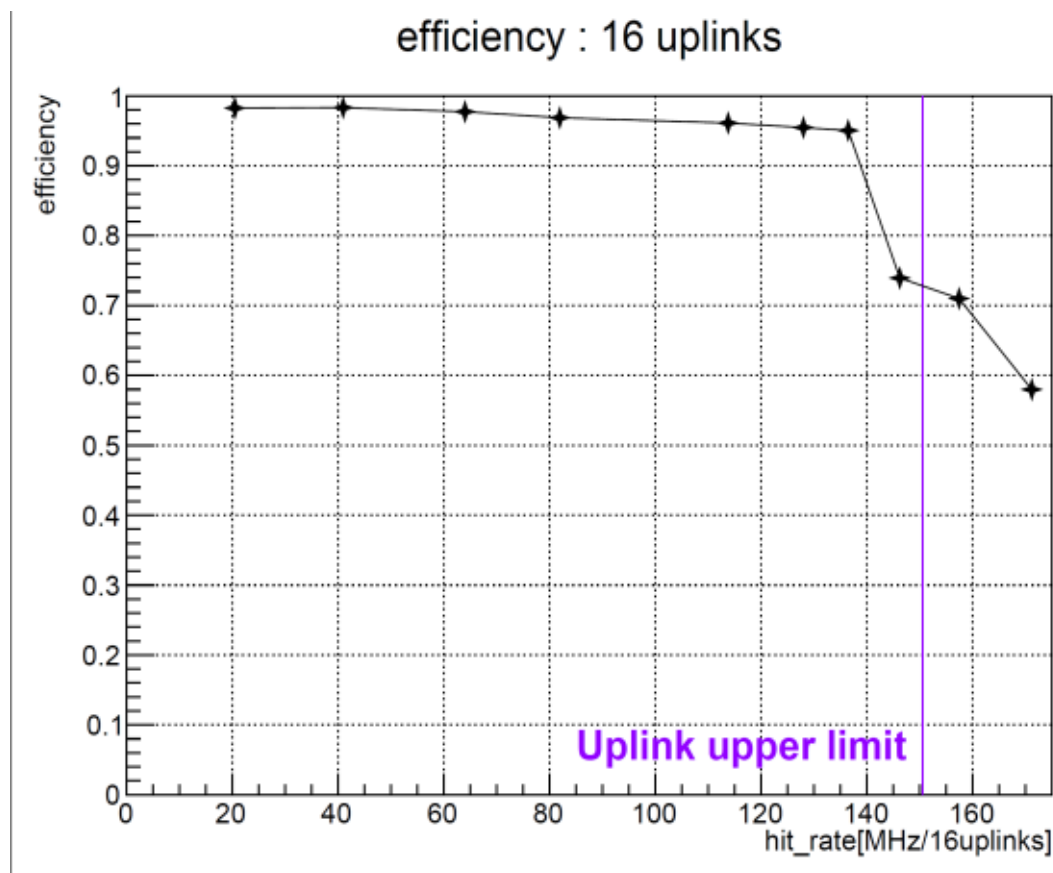


図 5.13: 16 uplink トータルでの検出効率の推移.

### 5.2.5 考察

図 5.13 はチップ毎のレート依存性を示したグラフである。このグラフからは、約 135 MHz まで検出効率 95% を保てていることが分かる。ここで、STS で予想されるヒットレートの表を再掲する。

STS モジュール ID	109	108	107 207	106 206		104	103	102	101	total (10 modules)
rate(M hits/spill/FEB-8)	27	27	64	86		64	43	21	21	503
rate(M hits/spill/2FEB-8)	54	54	128	172		128	86	42	42	1,006
1 台の GBTxEMU で 処理する uplink 数	16	16	16	32		16	16	16	16	192

表 5.2: Run-1 で予想される STS のシングルカウンティングレート  
4.1 を参照

16 uplink あたり最大のヒットレートが予想されるのはモジュール 107, 207, 104 の 128 Mhits/s であるため、今回の仕様変更によってこの回路は STS 全体に対して 95% の検出効率を実現できることが分かった。

また、チップ毎の検出効率を示した際に述べた通り、レジスタに値を書き込むことで uplink の転送レートの上限よりも早く検出効率が落ちてしまっていることが考えられる。実際は図 5.13 中の uplink upper limit = 150 MHz 近くまで検出効率を高く保てると考えられる。

#### ヒットがランダムに発生した場合

上の評価はテストパルスを定期的に発生させて行ったが、実際にはランダムでヒットが発生することが予想される。平均レート  $\lambda$  の事象が発生する時間間隔の確率分布は

$$P(t) = \lambda \exp(-\lambda t) \quad (5.4)$$

で表される。STS-XYTER ASIC の slow SHAPER の出力波形が ADC の最低閾値に戻る前に新たなヒットが発生した場合、そのヒットは STS-XYTER ASIC によって検出されないことになる。これを考慮すると、slow SHAPER 部分の検出効率を以下のよ

うに考えることができる。

$$\text{検出効率} = 1 - \int_0^{\tau} P(t) dt \quad (5.5)$$

$$= \exp(-\lambda\tau) \quad (5.6)$$

ここで,  $\tau$  は slow SHAPER の出力波形が ADC の最低閾値に戻るまでの時間である。 $\tau$  は最大 500ns 程度であるので [27],  $\tau = 500 \text{ ns}$  として検出効率の変化を計算したのが図 5.14 である。ヒットレートが高い場合は slow SHAPER への入力地点で数 % 検出効率が落ちてしまうと考えられる。

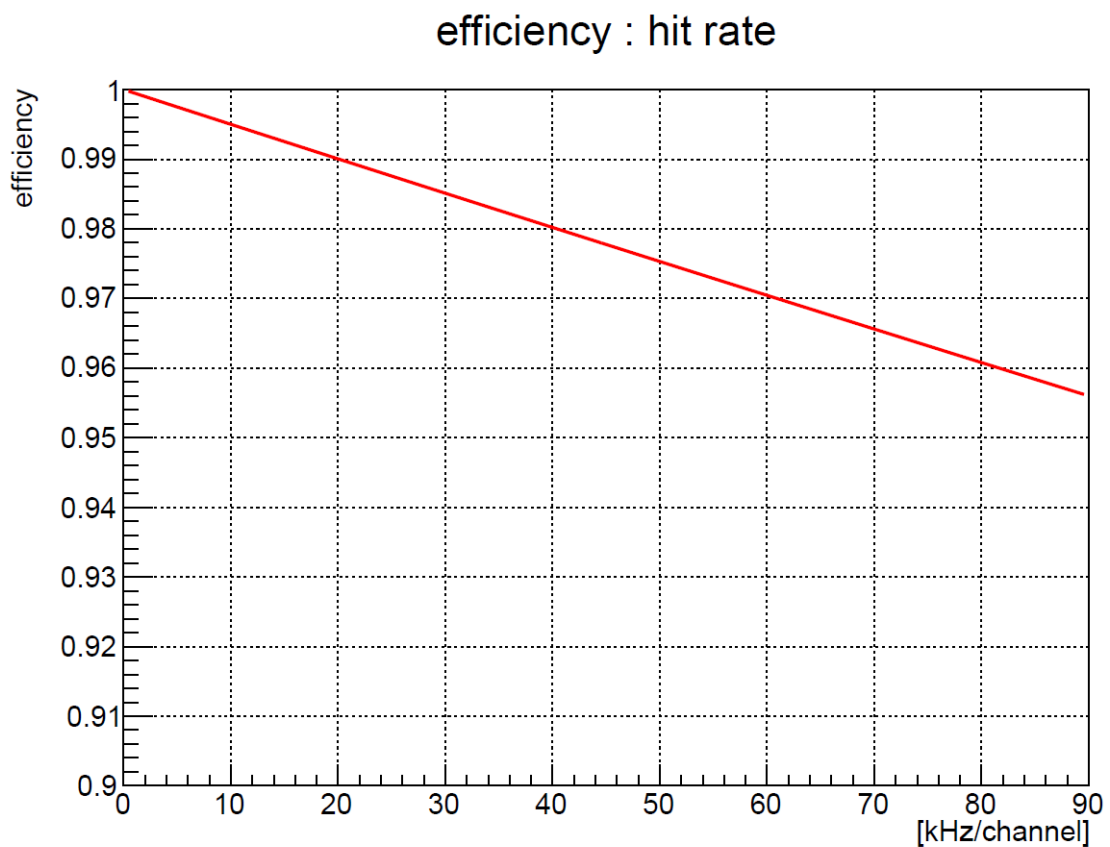


図 5.14: ヒットがランダムに発生した場合の slow SHAPER 部の検出効率



## 第6章

### 結論

J-PARC E16 実験では、原子核中でのベクター中間子の質量スペクトルとその変化を測定する。実験では大強度・高運動量陽子ビームを原子核に照射し、生成されたベクター中間子の電子・陽電子対への崩壊を測定する。運動量測定のために用いられる飛跡検出器の1つがシリコンストリップ検出器 (SSD) である。SSD は 2023 年のビームタイムから新たに運用を開始する予定で、検出器及び読み出し回路を GSI-FAIR の CBM 実験と共同で開発中である。

読み出し回路については、E16 実験の要求を満たす開発がいくつか必要となる。まず、SSD が電磁石中に設置されるのに対し、読み出し回路は十分磁場の弱い場所に置かなければならない。回路を磁場外に置くために 10m 以上の長距離のデータ伝送手段について検討を行った。データは 320Mbps という高レートで送られるため、これに対応したケーブルを選定し、また LVDS リピーターを製作した。セルフトリガーの回路を用いるためノイズレベルが検出効率に大きく影響することから、長距離のデータ伝送に伴うノイズレベルの変化についても評価を行った。ノイズレベルは、ケーブルとリピーターを使用しない場合に比べて、約 50% 増加した。また、ノイズの混入によって電荷分布がどのように変化するかをシミュレーションし、現在のノイズレベルにおける検出効率と閾値の関係を求めた。今後、ノイズ除去対策を施した後、実際のノイズレベルに応じた適切な閾値の選択を行う予定である。

また、ビームとして 30 GeV,  $1 \times 10^{10}$  proton/spill (1 spill は 2 秒) の高運動量・大強度の陽子ビームを用いるため、標的での反応レートは 10 MHz, SSD でのヒットレートは 1 台あたり最大 ~ 128 MHz と予想されている。この高ヒットレートのデータを転送することが必要であるが、CBM 実験で開発されたプロトタイプの回路では下流へ転送するデータ帯域の制限から E16 で想定される最大レートのデータを PC まで転送することが出来ない。これに対処するため読み出し回路の FPGA ファームウェアを更

新し, 回路下流へ転送するデータ量の削減を行った. このファームウェアを用いてレート耐性の評価を行った結果, 約 135MHz まで検出効率 95% で下流にデータを転送できることが確認された.

今後は検出器の構成に合わせた回路の調整を行い, 来年度に予定されているビームタイムでの運用を目指していく.

## 付録 A

# LVDS

LVDS(Low-Voltage Differential Signaling) は, TIA/EIA(米国電気通信工業会/米国電子工業会) によって ANSI/TIA/EIA-644(LVDS) として標準化されている, 差動データ伝送の規格の一つである. LVDS の特徴として

- 低消費電力
- コモンモードノイズに強い

が挙げられる. LVDS は 2 本の信号線を使う差動信号方式であるため, コモンモードノイズを除去することが出来, その結果信号振幅を数百 mV に抑えることが可能となっている. 振幅が小さいため遷移時間が短くなり, 高データレートの実現にもつながっている.

## A.1 LVDS の動作原理

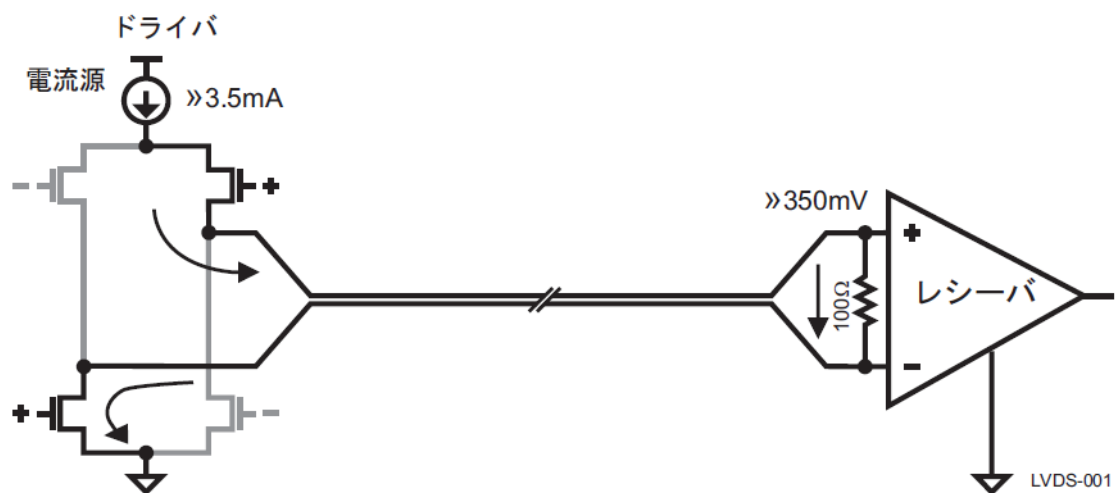


図 A.1: LVDS ドライバとレシーバの概略図 [38]

LVDS の出力部は差動ペア信号を駆動する電流源 3.5mA で構成される。ドライバ側には 100  $\Omega$  の終端抵抗があり、ドライバ電流がこの終端抵抗を流れることでレシーバ入力間に約 350mV の電圧が発生する。

## A.2 LVDS の信号波形

図 A.2 に LVDS の信号波形を示す。2 本の信号線ではそれぞれ振幅  $\pm 350\text{mV}$  のシングルエンド信号が伝達され (図中 A, B), レシーバはその差動信号 (図中 A-B) を出力する。スレッショルド電圧は  $\pm 100\text{mV}$  である。

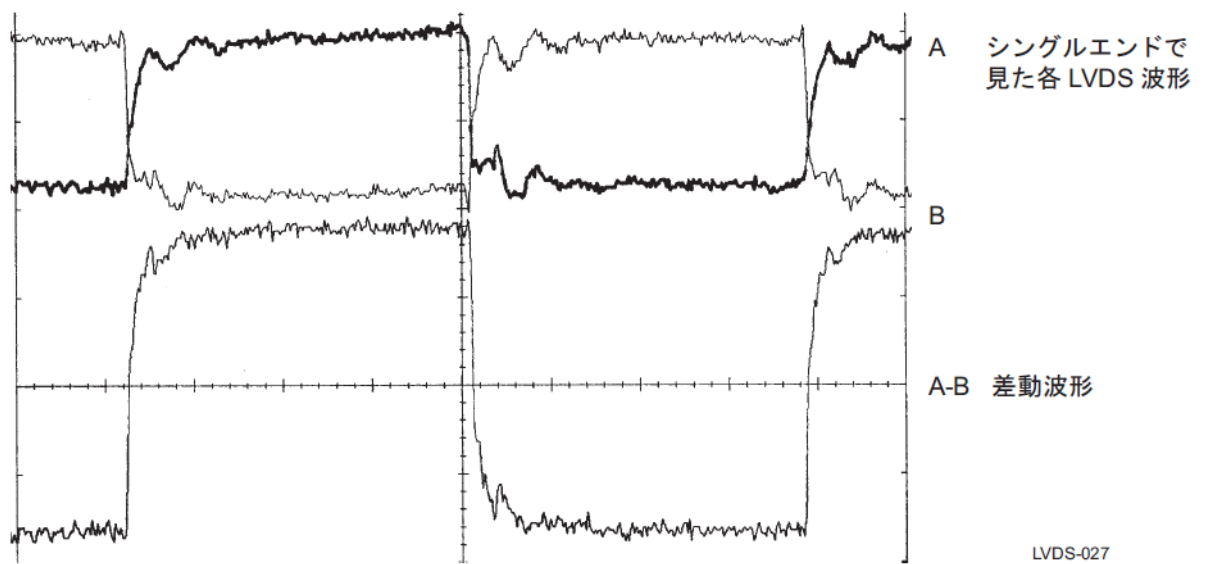


図 A.2: LVDS の信号波形 [38]

## 付録 B

# STS-XYTER ASIC の諸性質

### B.1 データ構造

STS-XYTER ASIC から uplink を通して送られてくるデータフレームには以下の 7 種類がある [27].

種類	説明
Dummy Hit	Hit が発生しない状態の時に timestamp を正常に同期させるために送られるフレーム
Hit	通常のヒット情報を送るフレーム
TS_MSB	timestamp 上位 6bit を記録し, 800ns 毎に送られるフレーム
RDdata_ack	データを読み出した際に送られる acknowledgement(確認応答) フレーム
Ack	データ読み出し以外で使われる acknowledgement(確認応答) フレーム
ALERT_FRM	チップの状態を記録する status レジスタの値によって送られるフレーム
SEQ_ERR	sequence error

表 B.1: STS-XYTER ASIC のデータフレームの種類

どのデータフレームも 24bit で構成されており, GBTxEMU へ送られるときには 8b10b encoding により 30bit になっている. 図 B.1 に詳細なデータフレームの構造を示す.

Structure of the uplink frames (before 8b/10b encoding)																								
	BYTE<0> frame_bits<23:16> bits_8b10b<29:20>								BYTE<1> frame_bits<15:8> bits_8b10b<19:10>								BYTE<2> frame_bits<7:0> bits_8b10b<9:0>							
Type	23	22	21	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Dummy Hit	0	7-bit channel address = 0x00							5-bit ADC = 0x00					0x0	0x0 (SMX2.1: Timestamp<13:6> (actual state of counter) can be switched on by CONFIG register 192, 3) <2>								0	
Hit	0	7-bit channel address							5-bit ADC > 0x00					TS<9:8> (overlap)	Timestamp<7:0>								EM	
TS_MSB	1	1	Timestamp<13:8>							Timestamp<13:8>					Timestamp<13:8>				4-bit CRC poly 0x9 = (x <sup>4</sup> )+x+1					
RDdata_ack (implemented)	1	0	1	15-bit register content											3-bit sequence number (LSB)			3-bit CRC poly 0x5 = (x <sup>3</sup> )+x+1						
Ack (SMX2)	1	0	0	ACK	4-bit sequence number			CP	4-bit status value			0x00 or Timestamp<7:2> depending on CONFIG<1> register setting				4-bit CRC poly 0x9 = (x <sup>4</sup> )+x+1								
Ack (SMX2.1)	1	0	0	ACK 0x1 Or NACK 0x2	4-bit sequence number			CP	4-bit status value			0x00 or Timestamp<13:8> Depending on the config register col=3 bit <1>.				4-bit CRC poly 0x9 = (x <sup>4</sup> )+x+1								
ALERT_FRM (SMX2.1)	1	0	0	0x3	11-bit STATUS register content (not masked by Col=36 register!)															4-bit CRC poly 0x9 = (x <sup>4</sup> )+x+1				
SEQ_ERR	1	0	0	0x0	TBU											TBU				TBU				

図 B.1: STS-XYTER ASIC のデータ構造 [27]

## B.2 閾値の設定

STS-XYTER ASIC には, ADC の highest threshold, lowest threshold, global threshold を設定できる機能がある. これらはそれぞれ vref\_p, vref\_n, vref\_t と呼ばれる. vref\_t は ADC 入力パルスのオフセットを決めるのに使い、vref\_p と vref\_n は ADC の測定レンジを決めるのに使う. これらを検出器固体に合わせて設定することで, 適切な ADC 測定レンジと閾値を適用できる. vref\_t を適切に設定することでノイズを効率よくカットできると期待される.

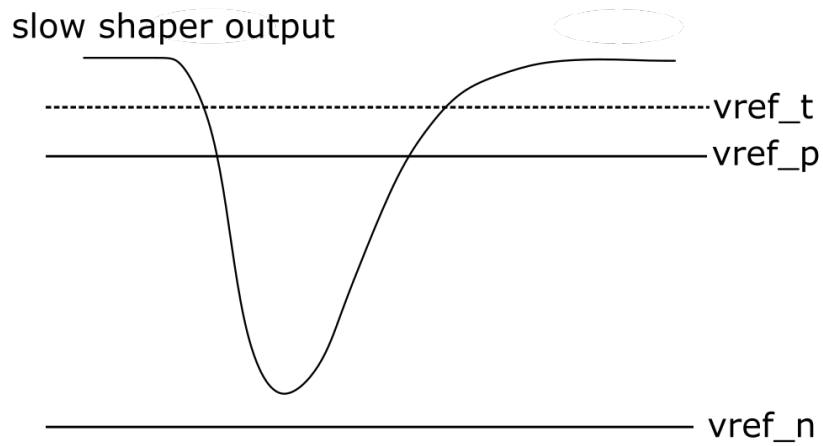


図 B.2: vref\_p, vref\_n, vref.t のイメージ

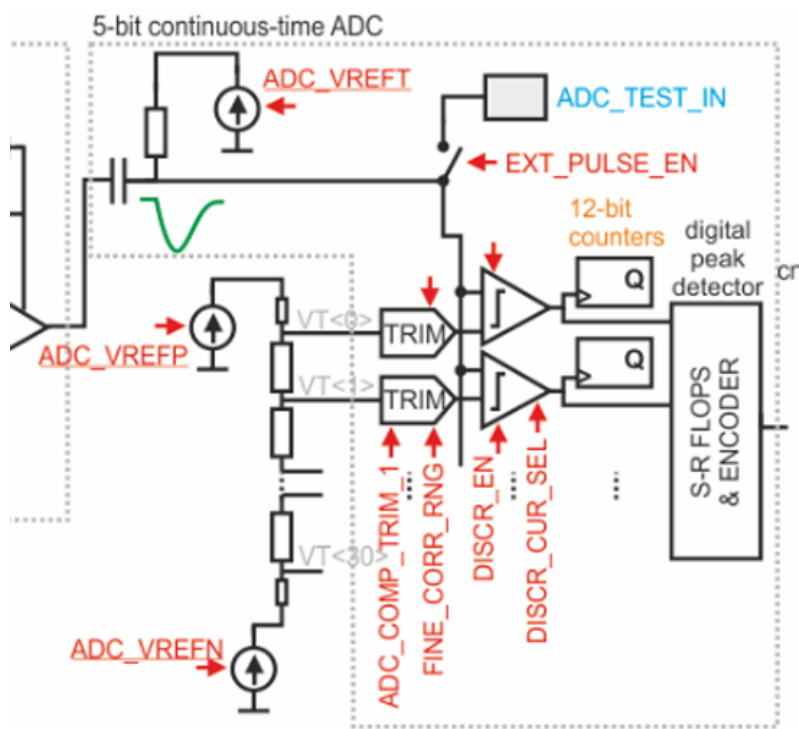


図 B.3: STS-XYTER ASIC の ADC 部分. vref\_p, vref\_n, vref.t を設定できるようになっている.





## 謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方にお世話になりました。

指導教官である成木恵准教授は、研究を進めるにあたっての方針や、行き詰った時にはどのように考えて進めていけばよいかを常に示してくださいました。本論文を書き上げるまで丁寧にご指導いただきありがとうございました。

J-PARC E16 実験の皆様にも大変お世話になりました。理化学研究所の四日市悟専任研究員、KEK の小沢恭一郎准教授には、ミーティングの際に多くの指摘をいただき、自分の研究の方向性が正しいものであるかを折々で考えながら進めていくことが出来ました。KEK の青木和也研究機関講師には、STS 全般について日頃からよくご相談させていただきました。いつも私の考えが足りない部分について指摘してくださり、また困難に当たった時には議論をしながら一緒に考えてくださいました。理化学研究所の高橋智則さんは、回路や FPGA について何も分からなかった私に、一から丁寧に教えてくださいました。基板製作やファームウェア開発の際には知識不足な私に様々な助言や提案をしていただきました。

KEK E-Sys グループの皆様には、J-PARC での作業スペースを貸していただきました。庄子正剛技師には、度々ケーブルテストのための基板の半田付けをお願いさせていただき、おかげさまでケーブルの製作を前に進めることが出来ました。

同じグループの先輩である市川真也さん、中須賀さとみさん、東京大学の村上智紀さんには、J-PARC での生活や研究の進捗についてよく気にかけていただきました。日々の他愛ない会話から研究での困りごとまで親身になって話を聞いていただきとても感謝しています。また、落合秀太さんはデータ測定や基板製作を手伝ってくれました。長房俊之介さんには回路の動作チェックのために PC をお借りしました。

永江知文教授をはじめ、原子核ハドロン物理学研究室の皆様には、京都の研究室に顔を出した時には温かく声をかけていただき、また発表の際には助言やご指摘をいただきました。ありがとうございました。

最後に、いつも私の自主性を尊重し見守ってくれる家族に感謝の意を表したいと思います。

## 参考文献

- [1] 国広悌二. クォーク・ハドロン物理学入門; 真空の南部理論を基礎として. サイエンス社, 2013.
- [2] R.L.Workman *et al*(Particle Data Group). The review of particle physics (2022).
- [3] W. Weise. Nuclear aspects of chiral symmetry. *Nuclear Physics A*, Vol. 553, pp. 59–72, 1993.
- [4] 熊野俊三. KEK 物理学シリーズ 2 原子核物理学. 共立出版, 2015.
- [5] Tetsuo Hatsuda and Su Houng Lee. Qcd sum rules for vector mesons in the nuclear medium. *Phys. Rev. C*, Vol. 46, pp. R34–R38, Jul 1992.
- [6] Philipp Gubler and Keisuke Ohtani. Constraining the strangeness content of the nucleon by measuring the  $\phi$  meson mass shift in nuclear matter. *Phys. Rev. D*, Vol. 90, p. 094002, Nov 2014.
- [7] M. Naruki, et al. Experimental Signature of Medium Modifications for  $\rho$  and  $\omega$  Mesons in the 12 GeV  $p + a$  Reactions.
- [8] R. Muto, et al. Evidence for In-Medium Modification of the  $\phi$  Meson at Normal Nuclear Density.
- [9] D. Adamová, et al. Modification of the  $\rho$  meson detected by low-mass electron–positron pairs in central PbAu collisions at 158A GeV/c. *Physics Letters B*, Vol. 666, No. 5, pp. 425–429, 2008.
- [10] R. Arnaldi, et al. First measurement of the  $\rho$  spectral function in high-energy nuclear collisions.
- [11] M. H. Wood, et al. Light vector mesons in the nuclear medium. *Phys. Rev. C*, Vol. 78, p. 015201, Jul 2008.
- [12] S.Yokkaichi, H.En’yo, M.Naruki, R.Muto, T.Tabaru, K.Ozawa, H.Hamagaki, K.Shigaki, S.Sawada, M.Sekimoto, F.Sakuma, and K.Aoki. Proposal Electron pair spectrometer at the J-PARC 50-GeV PS to explore the chiral symmetry

- in QCD.
- [13] 加速器施設の概要. <https://j-parc.jp/c/for-researchers/accelerators.html>.
- [14] S.Yokkaichi, et al. Addendum to the J-PARC E16 Technical Design Report -for Run-1 approval-. Jun. 2022.
- [15] 有水大地. 修士論文. 2021.
- [16] Johann Heuser, Walter Müller, V. Pugatch, Peter Senger, Christian Joachim Schmidt, Christian Sturm, and Ulrich Frankenfeld, editors. [*GSI Report 2013-4*] *Technical Design Report for the CBM Silicon Tracking System (STS)*. GSI, Darmstadt, 2013.
- [17] Johann M.Heuser. The CBM experiment at FAIR –Overview of detector and technologies. <https://sites.google.com/view/j-parc-hi-evening/>, 2022.
- [18] Christian J. Schmidt. The CBM Silicon Tracking Station and CBM-related ASIC developments. [https://indico.cern.ch/event/586317/contributions/2460523/attachments/1414733/2165474/C.J.Schmidt\\_Kolkata\\_Bose\\_Conference\\_on\\_Detectors\\_17\\_02\\_2017.pdf](https://indico.cern.ch/event/586317/contributions/2460523/attachments/1414733/2165474/C.J.Schmidt_Kolkata_Bose_Conference_on_Detectors_17_02_2017.pdf), 2017.
- [19] Y.Komatsu. Master thesis. 2011.
- [20] 村上智紀. 修士論文. 2019.
- [21] 中須賀さとみ. 修士論文. 2020.
- [22] 足利沙希子. 修士論文. 2017.
- [23] BM@N STS Group. Silicon Tracking System of the BM@N Experiment: Technical Design Report. 2020.
- [24] Krzysztof Kasinski, Rafal Kleczek, Piotr Otfinowski, Robert Szczygiel, and Pawel Grybos. Sts-xyter, a high count-rate self-triggering silicon strip detector readout ic for high resolution time and energy measurements. In *2014 IEEE Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference (NSS/MIC)*, pp. 1–6, 2014.
- [25] W.M. Zabołotny, A.P. Byszuk, D. Dementev, D. Emschermann, M. Gumiński, M. Kruszewski, P. Miedzik, K. Poźniak, R. Romaniuk, C.J. Schmidt, and M. Shitenkov. GBTX emulator for development and special versions of GBT-based readout chains. *Journal of Instrumentation*, Vol. 16, No. 12, p. C12022, dec 2021.
- [26] D. Dementev, M. Guminski, I. Kovalev, M. Kruszewski, I. Kudryashov,

- A. Kurganov, P. Miedzik, Yu. Murin, K. Pozniak, C. J. Schmidt, M. Shitenkow, A. G. Voronin, and W. M. Zabolotny. Fast Data-Driven Read-out System for the Wide Aperture Silicon Tracking System of the BM@N Experiment. *Physics of particles and nuclei*, Vol. 52, No. 4, pp. 830 – 834, 2021.
- [27] K.Kasinski, et al. SMX2.0, SMX2.1, SMX2.2, Manual v4.00. 2021.
- [28] M. Barros Marin, S. Baron, S.S. Feger, P. Leitao, E.S. Lupu, C. Soos, P. Vichoudis, and K. Wyllie. The gbt-fpga core: features and challenges. *Journal of Instrumentation*, Vol. 10, No. 03, p. C03021, mar 2015.
- [29] Trenz electronic. Trenz Electronic TE07x FPGA modules with Xilinx Artix-7. <https://shop.trenz-electronic.de/en/Products/Trenz-Electronic/TE07XX-Artix-7/>.
- [30] Trenz electronic. TEC0330 PCIe FMC carrier with Xilinx Virtex-7 FPGA. <https://shop.trenz-electronic.de/en/Products/Trenz-Electronic/PCIe-FMC-Carrier/TEC0330-Xilinx-Virtex-7/>.
- [31] Faster Technology. FM-S18 optical SFP/SFP+ transceiver FMC. <https://www.fastertechnology.com/products/fmc/fm-s18.html>.
- [32] 情報配線システム標準化委員会 JEITA. ツイストペア配線 最新規格動向と関連情報. [https://home.jeita.or.jp/upload\\_file/20170526155244\\_UOL4f8GSAu.pdf](https://home.jeita.or.jp/upload_file/20170526155244_UOL4f8GSAu.pdf).
- [33] 情報配線システム標準化委員会 JEITA. Lan 配線技術セミナー lan 配線に必要な JIS 規格. [https://home.jeita.or.jp/upload\\_file/20180618105816\\_zpmcj1CM3.pdf](https://home.jeita.or.jp/upload_file/20180618105816_zpmcj1CM3.pdf).
- [34] FLUKE networks. 撚り線と単線ケーブルを選択する際の考慮事項. [https://cfc-eng.com/pdf/20210930\\_info1.pdf](https://cfc-eng.com/pdf/20210930_info1.pdf).
- [35] W.M. Zabolotny. private communication, 2022.
- [36] 三谷政昭. やり直しのための工業数学. CQ 出版社, 2001.
- [37] EDN Japan. 山下勝己の「これだけは知っておきたいアナログ用語」8b10b, 2011. <https://edn.itmedia.co.jp/edn/articles/1003/03/news128.html>.
- [38] TEXAS INSTRUMENTS. Lvs オーナーズ・マニュアル part 1. Dec. 2004.