

2025年度 修士論文

LHC-ALICE実験高度化に向けた FoCal検出器の
開発における読み出しASIC HGCROCの性能評価

奈良女子大学大学院 人間文化総合科学研究科
数物科学専攻 高エネルギー物理学研究室

博士前期課程2年
学籍番号：24810112
高村 舞

指導教官：下村 真弥

2026年2月27日

概要

LHC-ALICE 実験は、欧州原子核研究機構（CERN）に設置された大型ハドロン衝突型加速器（LHC）を用いて、超高温・高密度状態の物質であるクォーク・グルーオン・プラズマ（QGP）の性質を解明することを目的とした重イオン衝突実験である。QGP は、通常ハドロン内部に閉じ込められているパートンが、超高温・高密度環境において閉じ込めから解放された極限状態の物質であり、その性質の理解は初期宇宙の物理の解明に大きく寄与すると期待されている。

QGP の性質を理解する上で重要な鍵の一つが、衝突初期における原子核中のグルーオン分布である。特に高エネルギー領域では、原子核中で運動量が小さいグルーオンの数が急激に増加し、ある臨界密度で飽和すると予想されている。この飽和現象は Color Glass Condensate（CGC）と呼ばれる理論的枠組みで記述されているが、CGC を直接的に証明する実験的証拠は未だ得られていない。このため、CGC に高い感度をもつ新たなプローブとして前方領域における直接光子測定が注目されている。直接光子は強い力に影響されず衝突初期の情報を保持したまま検出器へ到達するため、CGC の検証に有効な観測量であると期待されている。

この目的のため、ALICE 実験では 2030 年から始まる実験期間における運用に向けて前方カロリメータ FoCal（Forward Calorimeter）の導入が計画されており、現在量産が進められている。FoCal は電磁カロリメータ部である FoCal-E とハドロンカロリメータ部である FoCal-H から構成される。FoCal-E は、光子や電子のエネルギー測定を担う Low Granular Layer（LGL）と、位置測定を担う High Granular Layer（HGL）で構成され、LGL は、Si パッドセンサーと読み出し ASIC である HGCROC を組み合わせた FoCal-E pad が検出器の基本単位である。FoCal-E pad の量産段階においては、個々のチャンネルおよびチップの性能ばらつきが検出器全体の性能に影響を及ぼす可能性があるため、客観的かつ実用的な不良判定基準を確立することが不可欠である。

本研究では、FoCal-E pad の量産評価を見据え、不良チャンネルおよび不良チップの判別基準を確立することを目的とした。具体的には、HGCROC 内部のコンデンサを用いて制御可能な疑似電荷信号（内部電荷）を入力し、その応答に基づいて性能評価を行った。入力電荷に対する応答の直線性および安定性を”DAC Scan”により評価し、測定可能域の異なる 2 つのモード（それぞれ ADC, TOT と呼ぶ）に対して取得した。センサー付きチップおよび単体チップの合計 11 チップを対象に解析を行い、評価項目として (1) 内部電荷測定の安定性、(2) ADC の傾き、(3) ADC の線形性、(4) 増幅率応答特性の 4 つを設定した。

内部電荷測定の安定性評価では、各入力電荷量における分布幅の平均値を指標として、良好／不良チャンネルの判定範囲を定義した。ADC の傾き評価では、直線フィットにより傾きおよびオフセットの許容範囲を決定し、それぞれに基づいて良好／不良チャンネルを判定した。ADC の線形性評価では、線形性をカイ 2 乗テストを用いた詳細解析を行い、小さい電荷信号において系統的な非線形性が存在することを明らかにした。さらに、増幅率設定を変化させた測定から、出力が設定値に応じて系統的に変化すること、およびセンサー容量の付加により出力が低下することを確認した。

これらの結果を統合し、不良チャンネル判定基準を定量的に確立するとともに、不良チャンネルがチップ全体の 80% 以上を占める場合を不良チップとする基準を確立した。本論文では、これらの測定手法を説明し、得られた結果に基づいて不良チャンネルおよび不良チップの判定基準を報告する。

目次

第 1 章	序論	5
1.1	標準模型	5
1.2	量子色力学	5
1.3	クォーク・グルーオン・プラズマ	6
1.4	重イオン衝突の時間発展	7
1.5	衝突初期状態	8
1.5.1	パートン分布関数	8
1.5.2	カラーガラス凝縮	9
1.6	高エネルギー領域におけるエネルギー測定	11
1.6.1	光子の相互作用	11
1.6.2	荷電粒子の相互作用	13
1.6.3	電磁カロリメータ	15
第 2 章	研究背景	16
2.1	LHC-ALICE 実験	16
2.2	FoCal 検出器	17
2.2.1	FoCal-E の構成	18
2.2.2	Si 半導体検出器	19
2.2.3	Si pad センサー	21
2.3	HGCROC	22
2.3.1	ADC	24
2.3.2	TOT	25
2.4	本研究の目的	26
第 3 章	内部電荷測定	27
3.1	測定セットアップの構築	27
3.1.1	測定セットアップ I	27
3.1.2	測定セットアップ II	28
3.2	DAC Scan および増幅率の設定	29
3.2.1	DAC Scan 設定	29
3.2.2	ADC の増幅率設定	30
3.3	ADC 応答測定	30
3.3.1	ADC DAC Scan	31
3.3.2	ADC の増幅率応答測定方法	32
3.4	TOT 応答測定	33
3.4.1	TOT DAC Scan	33
3.4.2	TOT の増幅率応答測定方法	34

第 4 章	解析方法	36
4.1	内部電荷測定 の 安定性	36
4.2	ADC の 傾き	38
4.2.1	横ばい点とスパイク点 の 補正方法	38
4.2.2	ADC の 傾き解析方法	39
4.3	ADC の 線形性	40
4.4	増幅率 応答 特性	40
第 5 章	解析結果と考察	42
5.1	内部電荷測定 の 安定性	42
5.2	ADC の 傾き	45
5.2.1	オフセット の 安定性	46
5.3	ADC の 線形性	48
5.3.1	Residual および Pull による 線形性評価	49
5.4	増幅率 応答 特性	50
5.5	不良チップ の 判定	53
第 6 章	今後の展望	54
第 7 章	まとめ	55
	謝辞	56

目次

1.1	標準模型	5
1.2	クォーク間距離 r と結合ポテンシャルの関係	6
1.3	運動量移行 Q と結合定数 α_s の関係	6
1.4	ビッグバン直後から現在までの宇宙の過程	7
1.5	重イオン衝突の時間発展図	7
1.6	パートン分布関数	8
1.7	ビーム軸からの角度 θ と擬ラピディティ η の関係	9
1.8	カラーガラス凝縮	10
1.9	光子の相互作用の模式図	11
1.10	光子エネルギーに対する全断面積	12
1.11	物質別の電離損失	14
1.12	制動放射の模式図	14
2.1	LHC 加速器	16
2.2	ALICE 実験	17
2.3	FoCal 検出器	17
2.4	各実験における測定可能範囲	18
2.5	FoCal-E の構成	19
2.6	n 型半導体	19
2.7	p 型半導体	20
2.8	pn 接合	20
2.9	pn 接合の逆方向電圧	20
2.10	半導体検出器の模式図	21
2.11	p 型 Si センサー	21
2.12	プリント基板	21
2.13	HGCROC のブロック図	23
2.14	プリアンプの回路図	23
2.15	ADC	24
2.16	TOT	25
3.1	Si センサー付き HGCROC の内部電荷測定セットアップ (模式図)	27
3.2	Si センサー付き HGCROC の内部電荷測定セットアップ (写真)	28
3.3	HGCROC 単体の内部電荷測定セットアップ (模式図)	28
3.4	HGCROC 単体の内部電荷測定セットアップ (写真)	29
3.5	DAC Scan の模式図	29
3.6	1 チップ 4 チャンネルの ADC DAC Scan 結果	31
3.7	同一チップ同一チャンネルにおける ADC DAC Scan 結果の比較	32

3.8	DAC400 入力時の 1 チップ 36 チャンネルの増幅率応答	32
3.9	1 チップ 4 チャンネルの TOT DAC Scan 結果	33
3.10	同一チップ同一チャンネルにおける TOT DAC Scan 結果の比較	34
3.11	DAC1000 入力時の 1 チップ 36 チャンネルの増幅率応答	35
4.1	1 チャンネル分の ADC DAC Scan 結果	36
4.2	1 チャンネルにおける ADC 分布	37
4.3	1 チャンネル分における各 DAC 値の標準偏差分布	37
4.4	各チャンネルにおける標準偏差の平均値	38
4.5	同一チップ同一チャンネルにおける DAC Scan 結果の比較	39
4.6	1 チャンネルの直線フィッティング	39
4.7	DAC400 入力時の出力 ADC 分布に対するフィッティング	41
5.1	センサー付きチップにおける ADC の標準偏差の平均値とチャンネルの関係	42
5.2	センサー付きチップにおける TOT の標準偏差の平均値とチャンネルの関係	42
5.3	ADC の標準偏差の平均値とチャンネルの関係 (chip1-10)	43
5.4	TOT の標準偏差の平均値とチャンネルの関係 (chip1-10)	43
5.5	ADC における 36 チャンネル分の標準偏差の平均値分布	44
5.6	TOT における 36 チャンネル分の標準偏差の平均値分布	44
5.7	ADC における 360 チャンネル分の標準偏差の平均値分布	44
5.8	TOT における 360 チャンネル分の標準偏差の平均値分布	44
5.9	36 チャンネル分の ADC の傾き分布	45
5.10	360 チャンネル分の ADC の傾き分布	45
5.11	36 チャンネル分のオフセット分布	46
5.12	360 チャンネル分のオフセット分布	46
5.13	396 チャンネル分の χ^2/ndf 分布	48
5.14	測定値とフィット点の関係	49
5.15	1 チャンネル分の Residual 分布 (DAC 0-700)	49
5.16	1 チャンネル分の Pull 分布 (0-700)	50
5.17	増幅率設定別の 36 チャンネル分の出力 ADC 分布	51
5.18	増幅率設定別の 360 チャンネル分の出力 ADC 分布	51
5.19	増幅率設定別の 36 チャンネル分の出力 TOT 分布	52
5.20	増幅率設定別の 360 チャンネル分の出力 TOT 分布	52
5.21	センサー付きチップ (赤) とチップ単体 (青) における増幅率設定による出力変化	53

第1章 序論

1.1 標準模型

私たちの身の回りにある全ての物質は原子からできており、原子は中心にある原子核とその周囲を回る電子で構成されている。原子核は陽子と中性子で構成されており、これらをまとめて核子と呼ぶ。核子はクォークと呼ばれる粒子3つでできており、クォーク間の相互作用をグルーオンという粒子が媒介している。クォークやグルーオン、電子などは物質を構成する最小の単位であり、素粒子と呼ばれる。

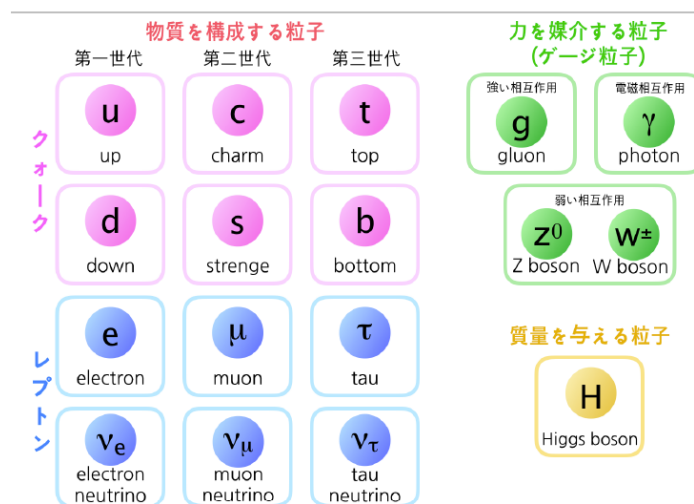


図 1.1: 標準模型 [1]

現在、素粒子には図 1.1 のように 6 種類のクォーク、6 種類のレプトン、相互作用を媒介するゲージ粒子、および素粒子に質量を与えるヒッグス粒子がある。クォークとレプトンはそれぞれ 3 世代に分類され、各粒子は電荷の符号が反対の性質をもつ反粒子を伴う。また、自然界には「強い相互作用」、「電磁相互作用」、「弱い相互作用」、「重力相互作用」という 4 つの基本的相互作用が存在する。標準模型は、このうち重力相互作用を除く 3 つを記述する理論モデルであり、強い相互作用を記述する量子色力学と、電磁相互作用および弱い相互作用を統一した電弱統一理論から構成されている。

1.2 量子色力学

量子色力学 (Quantum Chromo Dynamics, QCD) は、クォークとグルーオンの間に働く強い相互作用を記述する場の量子論である。クォークは 3 種類、グルーオンは 8 種類の「色荷」と呼ばれる量子数を持ち、この色荷が相互作用の起源となる。クォークとグルーオンは、光の三原色のよ

うに色を組み合わせることで色荷を中和することで安定した束縛状態を形成し、「ハドロン」と呼ばれる複合粒子として観測される。例えば、陽子や中性子のように 3 つの異なる色荷を持つクォークから構成される粒子は「バリオン」と呼ばれ、 π 中間子や K 中間子のように補色関係にあるクォークと反クォーク対は「メソン」と呼ばれる。理論的には、QCD におけるクォーク・反クォーク間 ($q\bar{q}$) の相互作用ポテンシャルは、距離 r に対して次の式 1.1 ように表される：

$$V_{q\bar{q}} = -\frac{4}{3} \frac{\alpha_s \hbar c}{r} + Kr \tag{1.1}$$

α_s は QCD の結合定数であり、相互作用の強さを定める。短距離ではクーロン力である第一項が支配的となり、長距離では第二項が支配的になり弾性係数 K に比例してポテンシャルが増大する。その結果、長距離では 2 つのクォークを引き離すために必要なエネルギーが無限大となり、孤立したクォークを取り出すことはできなくなる。これを「クォークの閉じ込め (confinement)」と呼ぶ。図 1.2 はクォークの閉じ込めを表しており、横軸は規格化されたクォーク間距離 r 、縦軸は規格化された結合ポテンシャル $V(r)$ である。クォーク間距離が大きくなるにつれ、結合ポテンシャルが増加し、引き離すには無限のエネルギーが必要なことがわかる。さらに、QCD の特徴として結合定数 α_s のスケール依存性が挙げられる。図 1.3 に示すように、運動量移行 Q (粒子の運動量差) が大きくなるほど α_s の値は小さくなりクォークやグルーオン間の相互作用が弱まる。この性質を「漸近的自由性」と呼び、高エネルギー領域においてクォークやグルーオンがほぼ自由粒子のように振る舞うことを表している。

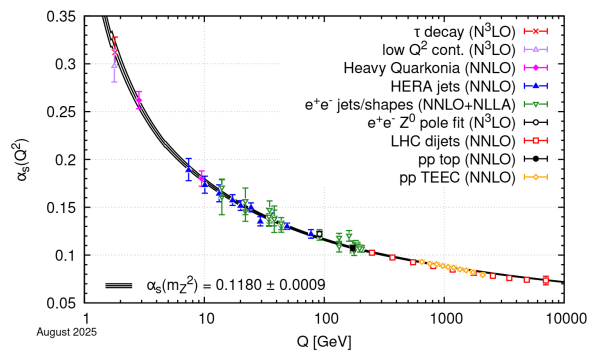
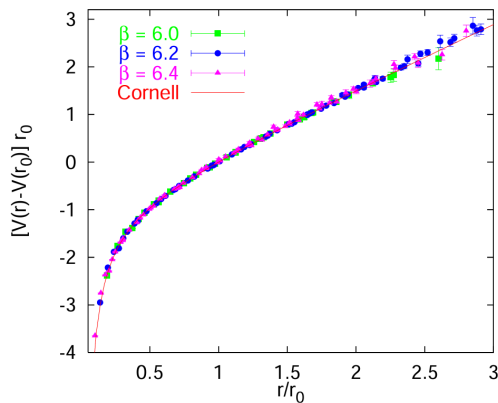


図 1.2: クォーク間距離 r と結合ポテンシャル $V(r)$ の関係 [2] 図 1.3: 運動量移行 Q と結合定数 α_s の関係 [3]

1.3 クォーク・グルーオン・プラズマ

クォークとグルーオンは総称してパートンと呼ばれ、通常ハドロン内部に閉じ込められており単体で取り出すことはできない。しかしクォークを超高温・高密度な高エネルギー状態にすることでその閉じ込めから解放される。この状態はクォーク・グルーオン・プラズマ (Quark-Gluon-Plasma, QGP) と呼ばれる。図 1.4 は宇宙誕生から現在に至るまでの過程を示している。QGP はビッグバン直後、数 10^{-6} 秒後に存在していたと考えられており、その性質を解明することは、初期宇宙における物質の形成過程や宇宙起源の理解に大きく寄与すると期待されている。

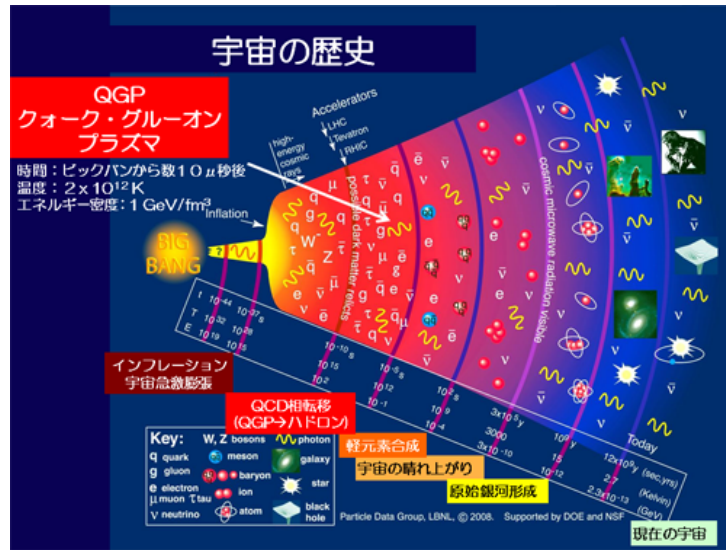


図 1.4: ビッグバン直後から現在までの宇宙の過程 [4]

1.4 重イオン衝突の時間発展

光速に近い速度まで加速された原子核同士が衝突した時刻を $t=0$ sec とすると、その後の反応領域では図 1.5 に示すようなミンコフスキー空間上での時空発展が起こることが知られている。現在までに、時間発展は大きく以下の段階に分けて理解されている。[1][5]

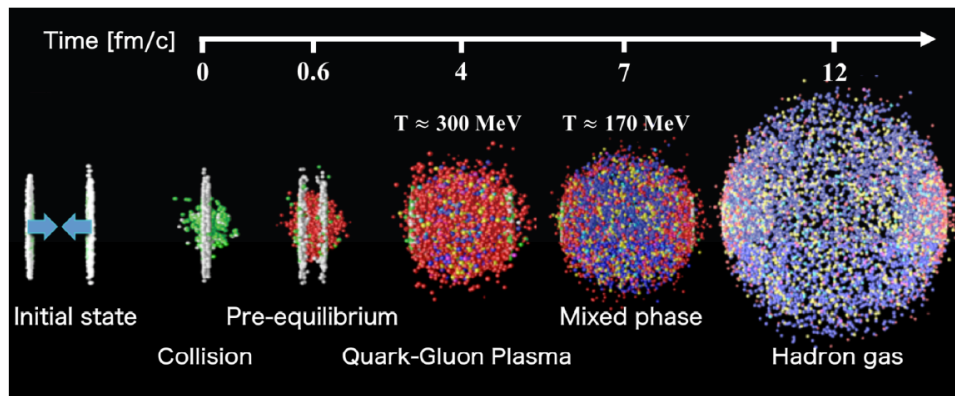


図 1.5: 重イオン衝突の時間発展図 [5]

- Pre-equilibrium ($t \sim 1$ fm/c) : 衝突直後、パートンが散乱しあうことでその数が急激に増加し、この過程で高い横運動量を持つ粒子が生成される。横運動量とはビーム軸方向に垂直な方向の運動量成分のことを示す。
- Thermalization ($t \sim 1 \sim 10$ fm/c) : 生成されたパートンは多重散乱を繰り返すことで熱平衡に近づき、QGP へ相転移する。パートンの運動量分布はボルツマン分布に近づき、局所熱平衡が成立する。

- Hadronization : 膨張に伴い反応領域のエネルギー密度が低下し QGP の温度も減少する。温度が臨界温度 $T_c \approx 170$ MeV を下回ると、QGP はハドロン相へと相転移し、再びクォークの閉じ込めが起これ、最終的にメソンやバリオンといったハドロンが形成される。
- Freeze-out :
 - 化学的凍結 (Chemical Freeze-out) : ハドロン相に転移した直後は、非弾性衝突によるハドロンの生成・消滅が繰り返される。しかし一定時間が経過すると、ハドロンの種類と数が固定される。この時の温度は $T_{ch} \approx 150 \sim 170$ MeV とされる。
 - 運動学的凍結 (Kinematic Freeze-out) : さらに膨張・冷却が進むと、ハドロン間での相互作用自体がほとんど起こらなくなり、運動量分布が固定される。この時の温度は $T_{kin} \approx 120 \sim 140$ MeV である。最終的に検出器で観測されるのはこの時点での粒子である。

QGP 自体を直接観測することはできず、実際に観測されるのは最終的に凍結後のハドロン、または電子やミュー粒子といったレプトンである。これらの観測粒子は、生成された QGP との相互作用に加え、衝突初期における核子内のパートン分布や量子揺らぎの影響を受けていると考えられる。そのため、衝突初期状態における核子内のパートン分布を明らかにすることは QGP の性質をより詳細に明らかにする上で不可欠である。次節で衝突初期状態における核子の内部構造をパートン分布関数を用いて説明する。

1.5 衝突初期状態

1.5.1 パートン分布関数

パートン分布関数 (Parton Distribution Function, PDF) は、パートンが核子全体の運動量の内どれくらいの割合を担っているかを表す確率分布関数である。

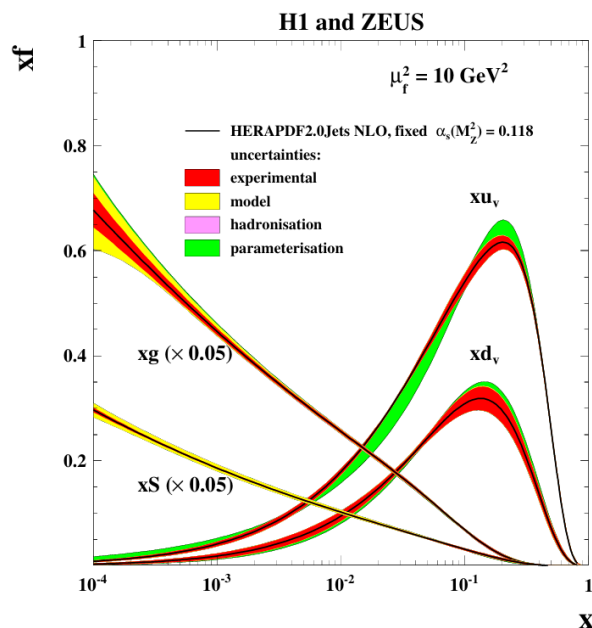


図 1.6: パートン分布関数 [6]

図 1.6 は $Q^2 = 10 \text{ GeV}^2$ における核子内のパートンの割合を示しており、 xu はアップクォーク、 xd はダウンクォーク、 xg はグルーオン、 xS はシークォークを表している。なお、グルーオンとシークォークは 0.05 倍で表示されている。横軸 x は Bjorken- x と呼ばれる核子全体の運動量に対するパートンの運動量比であり、次の式 1.2 で定義される。

$$x = \frac{2p_T}{\sqrt{s}} e^{-\eta} \quad (1.2)$$

p_T は横運動量、 \sqrt{s} は衝突エネルギー、 η は擬ラピディティを表す。ここで横運動量 p_T とは、ビーム軸に対して垂直な方向の運動量成分を指す。ビーム軸を z とした場合、 xy 平面内の運動量として定義され運動量の x 成分を p_x 、 y 成分を p_y とすると、

$$p_T = \sqrt{p_x^2 + p_y^2} \quad (1.3)$$

と表される。また、擬ラピディティ η は粒子の散乱角度をエネルギーに依存せずに表すことができる物理量である。ビーム軸に対する粒子の角度 θ とすると η は 1.3 で表される。[7]

$$\eta \approx -\ln \left(\tan \frac{\theta}{2} \right) \quad (1.4)$$

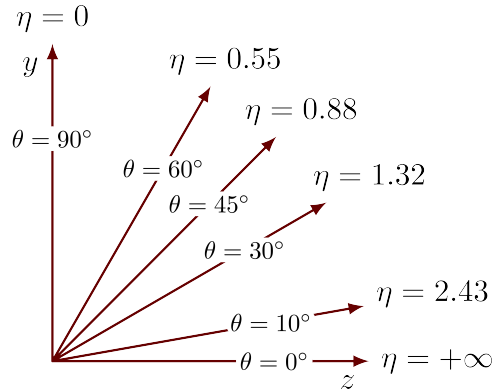


図 1.7: ビーム軸からの角度 θ と擬ラピディティ η の関係 [7]

大きい x 領域 ($x \sim \frac{1}{3}x$) では、アップクォークとダウンクォークの存在確率がおよそ 2:1 の割合を示しており、(u,u,d) の 3 つのクォークから構成されるという単純なクォーク模型と一致する。一方で、小さい x 領域 ($x < 10^{-2}$) では、クォーク分布が減少し、その代わりにグルーオンやシークォークが支配的になる。特に高エネルギー衝突においては、前方ラピディティ領域 (η が大きい領域) ほど、より小さい x を持つパートンが観測されることになる。

1.5.2 カラーグラス凝縮

パートン分布関数からわかるように、小さい x ではグルーオンの数が急激に増加するが、この増加は無限に続くのではなく、ある臨界密度で飽和すると予想されている。この現象はカラーグラス凝縮 (Color Glass Condensate, CGC) と呼ばれる理論的枠組みで記述されている。現在 CGC の影響を示唆する実験結果はいくつか報告されており、例えば RHIC における重陽子 + 金衝突の前方ラピディティ領域での粒子生成抑制が知られている。このような結果は CGC の存在を示唆し

ていると考えられるが、現時点では CGC を直接的に証明する決定的な実験的証拠は得られていない。[8]

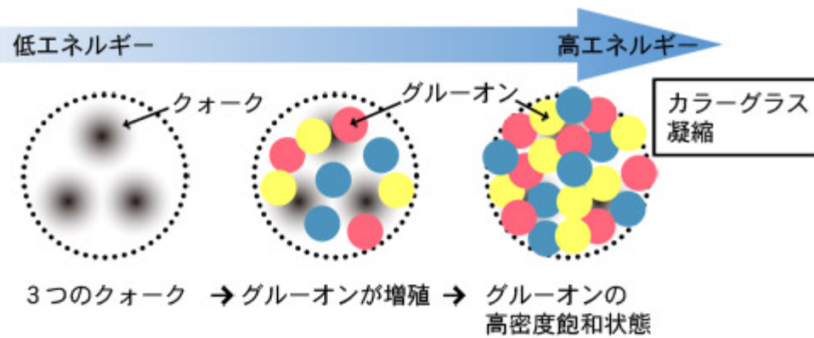


図 1.8: カラーグラス凝縮 [9]

実験的証拠を得るために、CGC に感度の高い新たなプローブとして前方領域における直接光子の測定が注目されている。直接光子は、衝突後のパートン散乱によって生成される即発光子と、衝突初期に表れる QGP から熱的に放射される熱光子の総称である。前方領域において支配的なのは即発光子であり、コンプトン散乱 (式 1.5)、対生成 (式 1.6)、パートンの破碎 (式 1.7) を経て生成される。これらの過程は以下の式で表される：

$$q(\bar{q}) + g \rightarrow \gamma + q(\bar{q}) \quad (1.5)$$

$$q + \bar{q} \rightarrow \gamma + g \quad (1.6)$$

$$q(\bar{q}) \rightarrow q(\bar{q}) + \gamma \quad (1.7)$$

上記の過程で生成された直接光子は、クォークやグルーオンのように強い相互作用を受けないため、衝突初期の状態を反映した情報を運んでくる。直接光子の内、始状態にグルーオンを含むコンプトン散乱 (式 1.5) で生成される直接光子は、小さい x 領域のグルーオン分布を直接反映する。そのため、前方領域における直接光子の測定はグルーオンが支配的となる小さい x 領域の物理、すなわち CGC を詳細に調べるための重要なプローブとなる。

また、衝突初期に表れる QGP は熱平衡化までの時間が理論予想の $1\text{fm}/c$ よりもはるかに短い、 $0.6\text{fm}/c$ であることが知られている。したがって、衝突初期の核子内で一体何が起きているのかを解明するために、前方領域での直接光子の測定を通じて小さい x 領域を探ることが非常に重要である。

1.6 高エネルギー領域におけるエネルギー測定

光子の測定には電磁カロリメータという電子や光子のエネルギーを測定するための検出器が用いられる。検出器で電子や光子といった粒子のエネルギーを測定するためには、検出器に粒子が入射した際の相互作用を用いる。ここでは、光子と荷電粒子が物質中に入射した際の相互作用についてそれぞれ説明する。

1.6.1 光子の相互作用

- 光電効果

物質に入射した光子の全エネルギー $h\nu$ が物質中の束縛電子に吸収され、電子が原子から放出される現象。電子の束縛エネルギーを E_B とすると、 $E = h\nu - E_B$ のエネルギーを持つ電子が放出される。光電効果は 10keV 以下で支配的である。

- コンプトン散乱

光子が物質中の電子と衝突して散乱する際、入射光子のエネルギーの一部が電子に与えられ、散乱後の光子のエネルギーが減少する。電子に与えられたエネルギーが束縛エネルギーを上回る場合、その電子は束縛から解放され自由電子として放出される。この現象をコンプトン散乱と呼ぶ。コンプトン散乱は光子のエネルギーが約 10~100keV で支配的になる。

- 電子対生成

電子の静止質量 $m_e (=0.511\text{MeV})$ の 2 倍以上のエネルギーを持つ光子が、原子核によるクーロン場の影響を受けて電子-陽電子のペアに崩壊する現象。

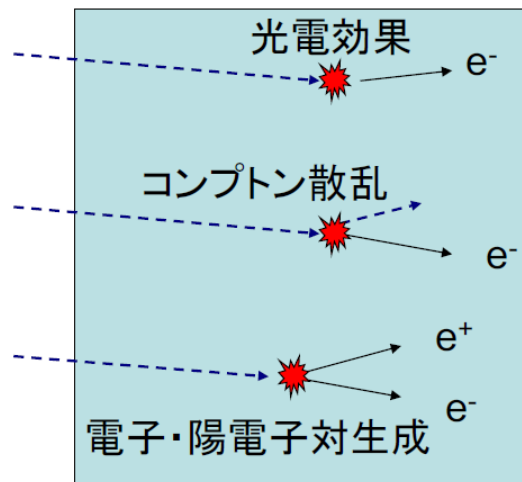


図 1.9: 光子の相互作用の模式図 [10]

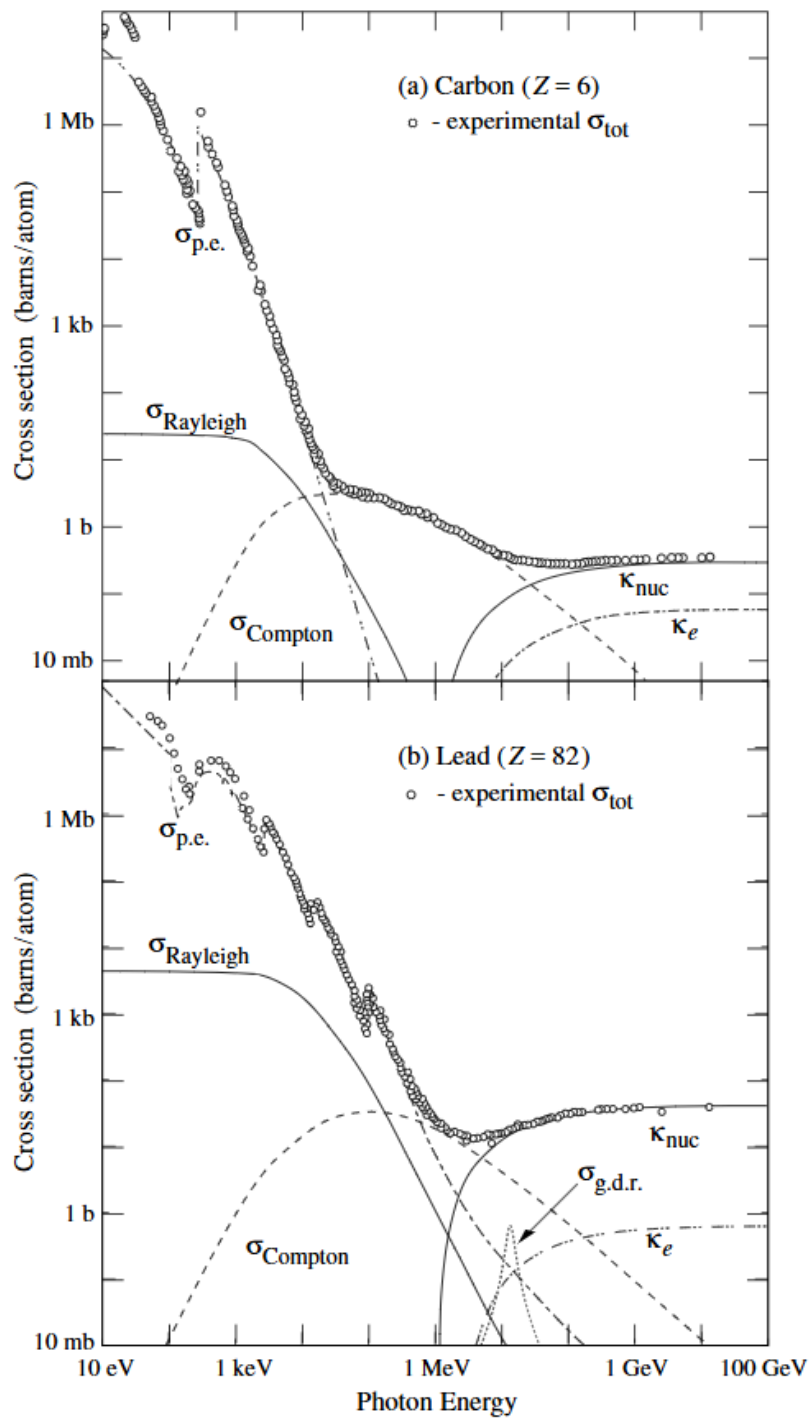


図 1.10: 炭素（上図）および鉛（下図）における光子のエネルギーに対する全断面積。ここで $\sigma_{\text{p.e.}}$ は光電効果、 σ_{Compton} はコンプトン散乱、 κ_e は電子対生成に対応する。10 keV 以下の低エネルギー領域では光電効果、10-100 keV のエネルギー領域ではコンプトン散乱、数 MeV 以上のエネルギー領域では電子対生成が支配的となる。[3]

1.6.2 荷電粒子の相互作用

● 電離損失

荷電粒子は物質中を通過する際、その物質内の原子の電子を励起・電離させながらエネルギーを失う。このエネルギー損失のことを電離損失といい、単位長さあたりに失うエネルギーは以下の Bethe-Bloch の式で表される。

$$-\frac{dE}{dx} = 4\pi N_A r_e^2 m_e c^2 \rho \frac{Z}{A} \frac{z^2}{\beta^2} \left[\ln \left(\frac{2m_e e^2 \gamma^2 \beta^2}{I^2} \right) - \beta^2 - \frac{\delta}{2} \right] \quad (1.8)$$

N_A : アボガドロ定数 [mol^{-1}](6.022×10^{23})

r_e : 古典電子半径 [cm](2.817×10^{-13})

Z : 物質の原子番号

A : 物質の質量数

m_e : 電子の質量 [MeV/c^2](0.511)

ρ : 物質の密度 [g/cm^3]

$\beta = v/c$: 入射粒子の速度

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta^2}}$$

I : 平均励起エネルギー [eV]

z : 入射荷電粒子の電荷

δ : 密度効果を表す量

式 1.8 より、エネルギー損失は粒子の電荷と速度に依存するが質量には依存しない。また、図 1.11 は物質ごとの $-dE/dx$ を示しており、 $\beta\gamma \sim 3$ で $-dE/dx$ が最小になることがわかる。このような粒子は最小電離粒子 (Minimum Ionizing Particle, MIP) と呼ばれ、MIP のエネルギー損失は物質ごとに決まっており、粒子の種類には依存しない。

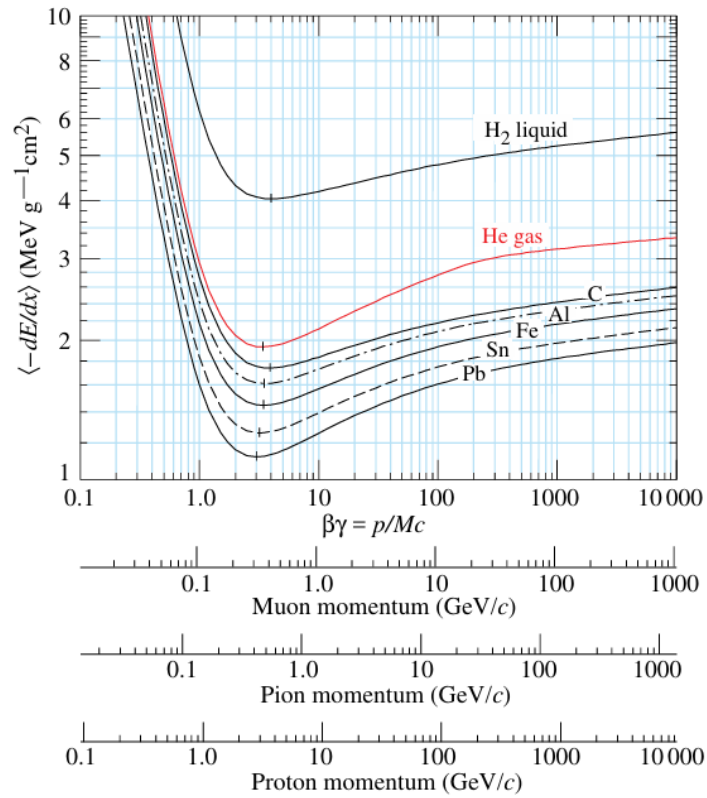


図 1.11: 物質別の電離損失

- 制動放射

荷電粒子が物質中に入射すると、物質を構成する原子核がつくるクーロン場によって進路が曲げられる。その際、荷電粒子は減速し失われたエネルギーを光子として放出する。この現象を制動放射と呼ぶ。電子や陽電子のように入射粒子の質量が軽く、また物質を構成する原子の原子番号が大きいときに制動放射が発生しやすい。

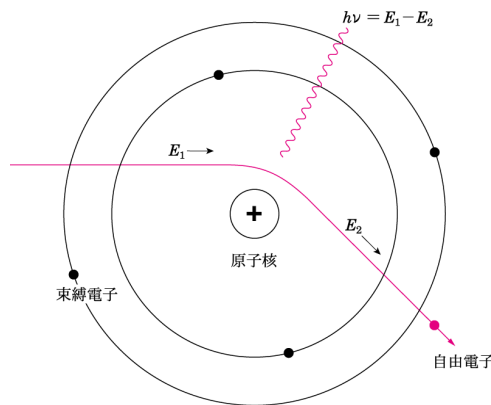


図 1.12: 制動放射の模式図 [11]

1.6.3 電磁カロリメータ

高いエネルギーを持つ光子や電子、陽電子が物質中に入射すると、電子対生成や制動放射が連続的に起こり、新たな光子や電子、陽電子が生成される。これが繰り返され、電子や光子が雪崩的に増加する現象を電磁シャワーと呼ぶ。電子の静止質量は 0.511MeV であり、光子や電子のエネルギーがこの値程度まで低下すると、電子対生成や制動放射といった過程は生じず、シャワーは終息する。したがって、電子対生成および制動放射の発生回数に対応して、入射した光子・電子・陽電子のエネルギーを間接的に決定することができる。このように、粒子が物質中で落としたエネルギーを電気信号として読み出し、粒子のエネルギーを測定する検出器をカロリメータと呼ぶ。中でも電磁カロリメータでは、この電気信号から光子や電子といった電磁相互作用粒子のエネルギーを測定する。

第2章 研究背景

2.1 LHC-ALICE 実験

欧州原子核研究機構（CERN）によって建設された LHC 加速器（Large Hadron Collider）は、フランスとスイスの国境にまたがって設置された世界最大のハドロン衝突型加速器である。LHC では、高エネルギーに加速した粒子を衝突させる陽子-陽子（p+p）衝突実験を主に行っているが、他にも陽子-鉛（p+Pb）および鉛-鉛（Pb+Pb）衝突実験も実施されている。これらの衝突は、ALICE 実験、CMS 実験、ATLAS 実験、LHCb 実験、TOTEM 実験、LHCf 実験の 6 つの実験施設で観測できるよう設計されている。このうち、ALICE 実験（A Large Ion Collider Experiment）は重イオンを光速近くまで加速して衝突させることで、ビッグバン直後の宇宙状態を実験室内で再現し、QGP の生成とその性質の解明を目的としている。2015 年から 2018 年の運用 (Run2) では、中心質量エネルギーが陽子-陽子で 13TeV、陽子-鉛で 8TeV、鉛-鉛で 5.02TeV に増加し、2022 年 3 月から 2026 年 6 月の期間で Run3 の運用が行われている。[12][13]

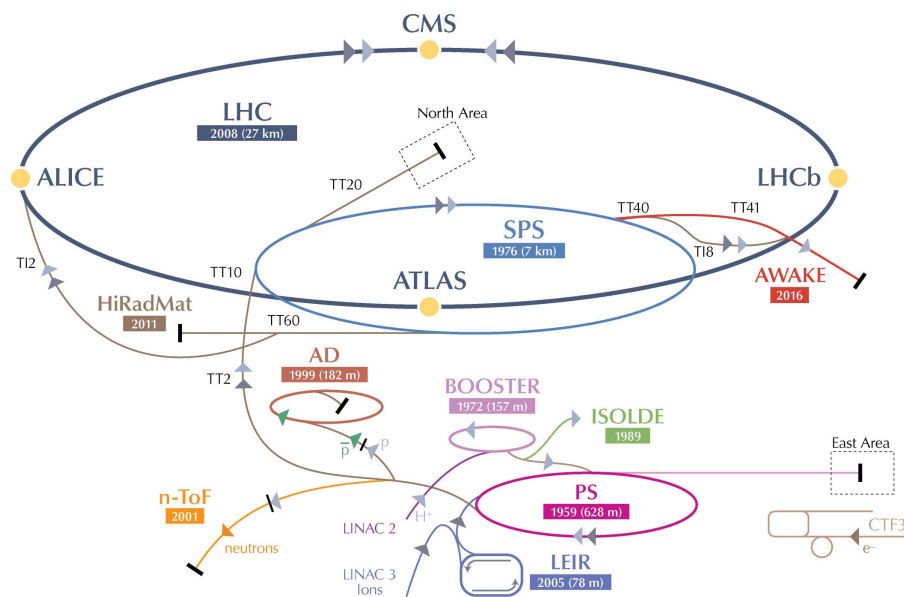


図 2.1: LHC 加速器 [14]

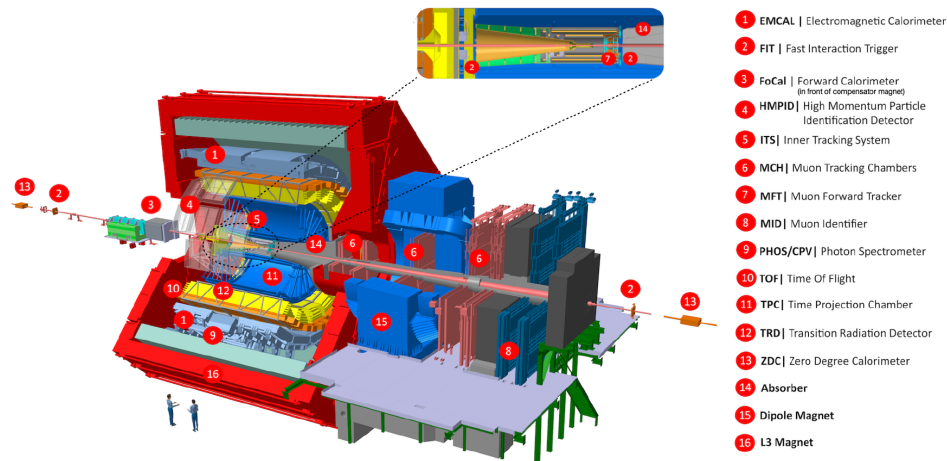


図 2.2: ALICE 実験 [15]

LHC は 2026 年 7 月から運用を停止し、メンテナンスを行う Long Shut Down (LS3) に入り、2030 年 1 月から Run4 の運用が始まる (2026 年 2 月時点)。Run4 では新たに FoCal (Forward Calorimeter) 検出器が図 2.2 の 3 番に導入され、データ測定を行う。

2.2 FoCal 検出器

FoCal 検出器は LS3 において ALICE に導入され、Run4 でのデータ測定が予定されている検出器である。FoCal は衝突点から前方 7m に設置され (図 2.3)、 $3.4 < \eta < 5.8$ の擬ラピディティ領域を覆うように設計されており、光子や電子のエネルギーを測定する FoCal-E と、ハドロンエネルギーを測定する FoCal-H で構成されている。

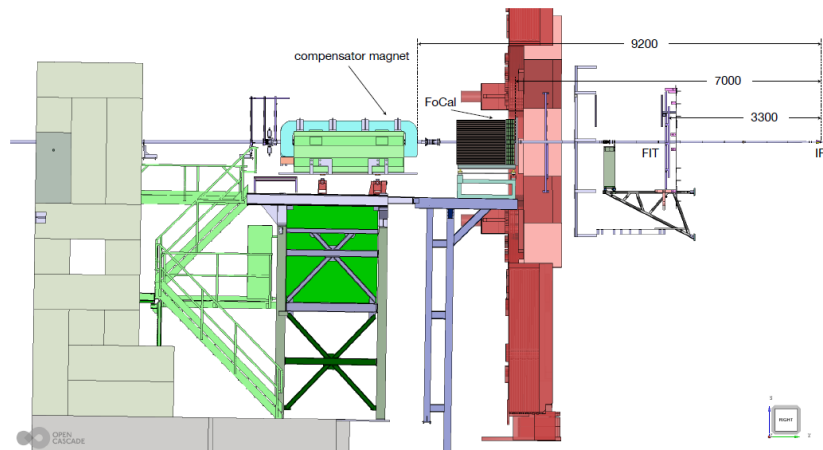


図 2.3: FoCal 検出器 [15]

FoCal 検出器ではこのような超前方方向において p-p 衝突や p-Pb 衝突で生成される直接光子を観測し、小さい x 領域を調べ、CGC の実験的確認を得ることを目的としている。以下の図 2.4 は電磁相互作用 (左図) とハドロン衝突 (右図) における FoCal の測定可能領域を示す。図中の $Q_s(p)$ と $Q_s(\text{Pb})$ はそれぞれ陽子と鉛の原子核中のグルーオンが飽和するラインを表している。この図

から FoCal は核子内のグルーオンが飽和する $x \approx 10^{-6} \sim 10^{-5}$ の範囲で測定可能であることが分かる。

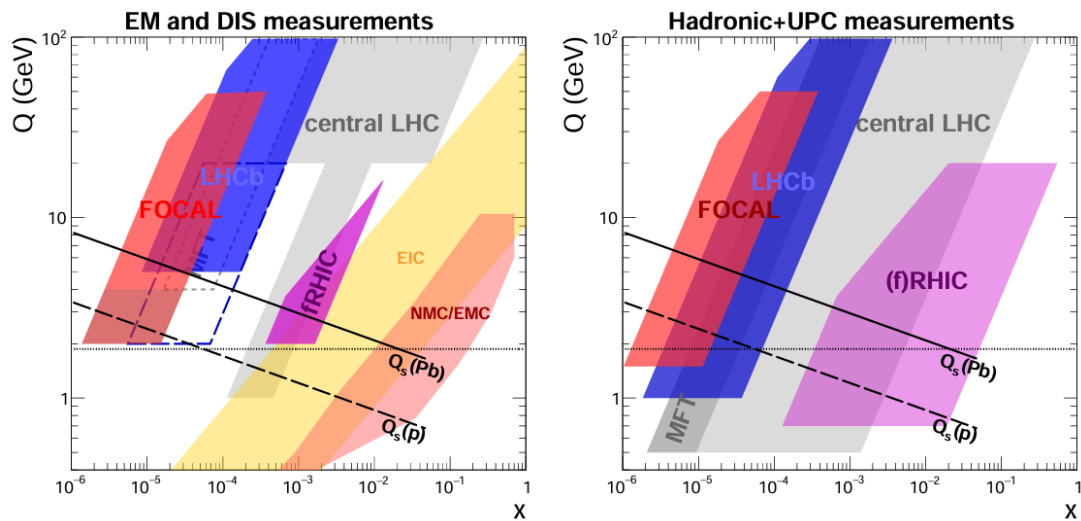


図 2.4: 各実験における測定可能範囲。左が電磁相互作用、右がハドロン衝突を用いた場合。[15]

2.2.1 FoCal-E の構成

FoCal-E は、タングステンを用いた吸収層とシリコンを用いた検出層から構成される電磁カロリメータである。図 2.5 に FoCal-E の構成図を示す。吸収層と検出層が交互に配置され、それぞれ 20 層ずつ配置されている。検出層は、光子や電子のエネルギーを測定する 18 層の LGL (Low Granularity Layer) と、高い位置分解能を持つ 2 層の HGL (High Granularity Layer) で構成される。LGL は Si pad センサーを用い、1 cell のサイズは $1 \times 1 \text{cm}^2$ である。一方、HGL は Si pixel センサーを用い、1 pixel のサイズは $29 \times 26 \mu\text{m}^2$ である。また、吸収層の厚さは 3.5mm であり、これは 1 放射長に相当する。FoCal-E はこれらの検出層に Si を用いた Si 半導体検出器が用いられている。この Si 半導体検出器について次節で述べる。

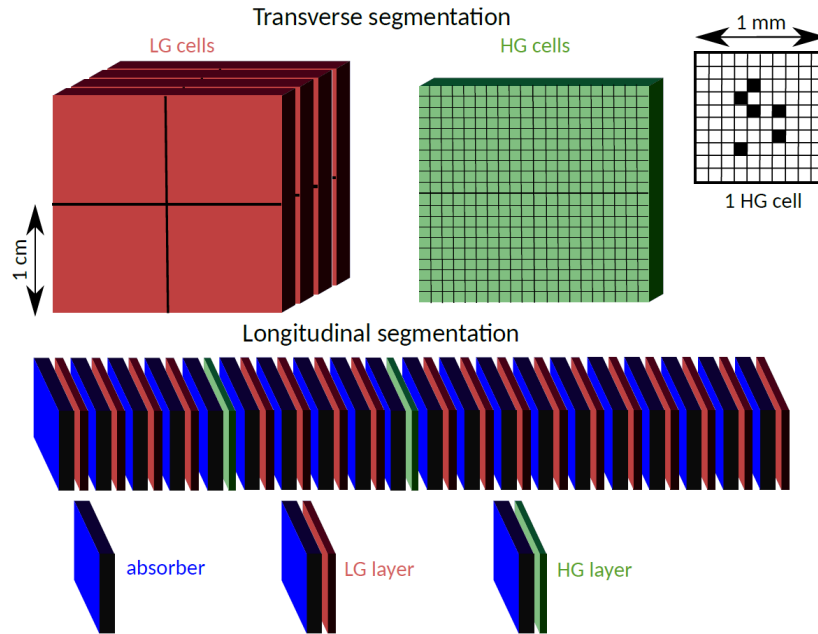


図 2.5: FoCal-E の構成 [6]

2.2.2 Si 半導体検出器

半導体とは、導体と不導体の中間の性質を持つ物質である。半導体の材料にはシリコン (Si)、ゲルマニウム (Ge)、セレン (Se) などが用いられるが、中でも Si が最も使用されている。半導体に用いる Si は真性半導体と呼ばれ、Si は 4 個の価電子を持つ。4 個の価電子は隣り合う Si 原子と共有結合しているため、このままでは電子が移動できずほとんど電気が流れない。しかし Si に少量の不純物を加えると電子の過不足が生じることで、電気が流れるようになる。

例えば、Si に価電子を 5 個持つ原子 (リン (P)、As(ヒ素) など) を少量加えたものを n 型半導体と呼び、自由電子を移動させることで電気を通すことができる。

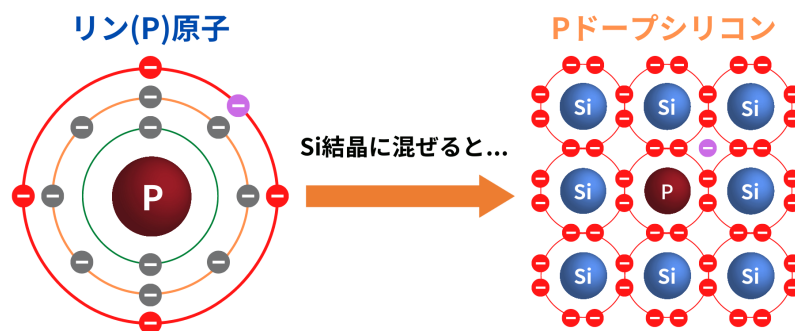


図 2.6: n 型半導体 [16]

また、Si に価電子を 3 個持つ原子 (ホウ素 (B)、インジウム (In) など) を少量加えたものを p 型半導体と呼び、正孔 (ホール) への電子の移動を利用して電気を通すことができる。

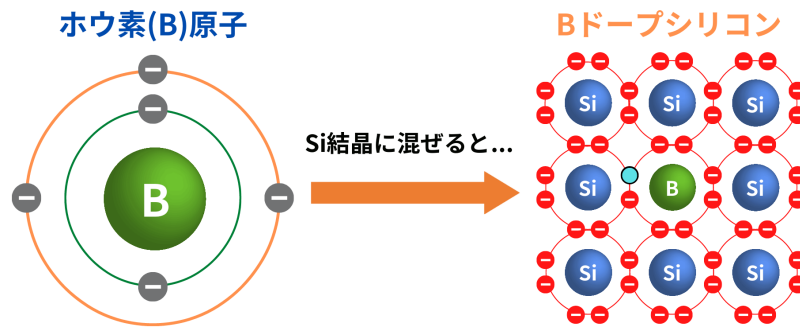


図 2.7: p 型半導体 [16]

これらの n 型半導体と p 型半導体を接合することを pn 接合と呼び、このとき p 型のホールは n 型方向に、n 型の電子は p 型方向へと拡散する。すると電子とホールは接合面で結合し、相殺されることにより空乏層と呼ばれる電氣的に中性な領域が発生する。

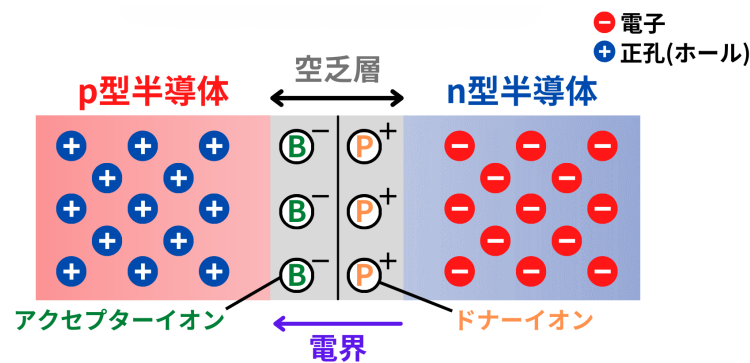


図 2.8: pn 接合 [17]

また、p 型半導体を負極、n 型半導体を正極として逆方向電圧を印加すると、p 型半導体のホールが負極側、n 型半導体電子が正極側に引き寄せられることにより、以下の図 2.9 のように空乏層が広がる。

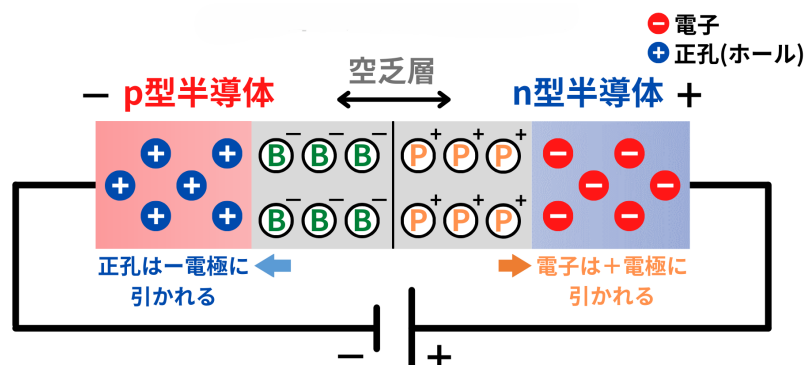


図 2.9: pn 接合の逆方向電圧 [18]

この空乏層に荷電粒子や放射線が入射すると、電離作用により電子ホール対が生成される。生成された電子ホール対は、逆方向電圧によって形成された電場によって電子が正極側に、ホール

が負極側に移動する。この移動によって電流パルスが発生し、その大きさは空乏層内で粒子が失ったエネルギー量に比例する。そのため、パルス波高を測定することで入射粒子のエネルギーを推定することができる。以上が Si 半導体検出器で荷電粒子を検出する基本原理である。

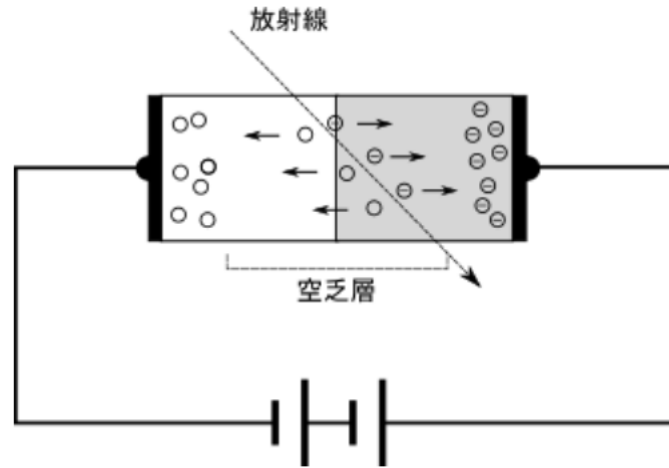


図 2.10: 半導体検出器の模式図 [19]

2.2.3 Si pad センサー

FoCal-E の LGL 部分である Si pad センサーは、p 型 Si センサー (図 2.11) とフロントエンド PCB(Printed Circuit Board)(図 2.12) から構成されている。Si センサーは、縦 8cm × 横 9cm のサイズを持ち、1 チャンネルあたり 1cm × 1cm のサイズからなる 72 チャンネルの主セルと、1 セルあたり 3mm × 3mm のサイズを持つ 2 つのキャリブレーションセルで構成されている。このキャリブレーションセルは、MIP の位置をより詳細に測定するために用いられる。また、フロントエンド PCB は、Si センサーの各チャンネルから出力される電荷信号を収集し、それらを HGCROC へ伝送して読み出すように設計されている。Si センサー 1 枚に PCB 1 枚を重ねる形で実装され、Si センサーおよび HGCROC に対して適切なバイアス電圧およびグラウンド接続の供給も行う。[15]

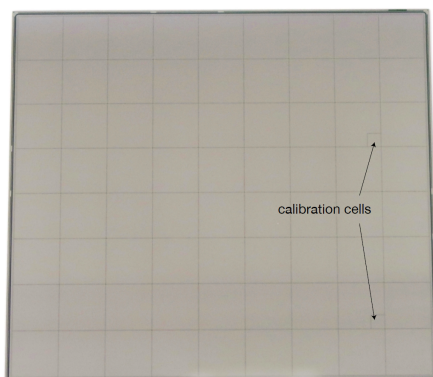


図 2.11: p 型 Si センサー [20]

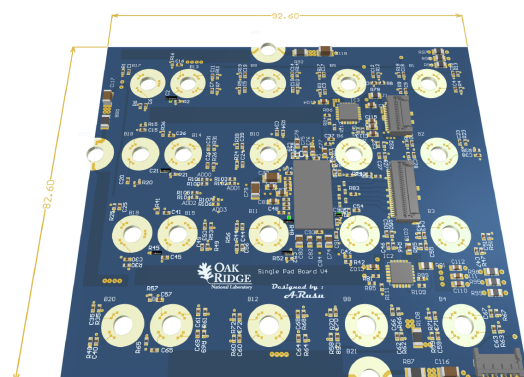


図 2.12: プリント基板 [20]

項目	仕様	単位
センサータイプ	p	-
厚み	320 ± 15	μm
センサーの大きさ	$92600 \pm 20 \times 82600 \pm 20$	μm^2
センサーの有感領域	90000×80000	μm^2
チャンネル数	72+2	-
チャンネルサイズ	1×1	cm^2
キャリブレーションチャンネルサイズ	3×3	mm^2
逆バイアス電圧	最大:1000	V
完全空乏化電圧	最小:120/最大:270	V
漏れ電流値 (V = 1kV)	1000	nA
動作温度範囲	-20~+60	$^{\circ}\text{C}$

表 2.1: FoCal-E で用いる Si センサーの仕様 [15]

2.3 HGCROC

HGCROC は、FoCal の電磁カロリメータ部分である FoCal-E pad で使用される読み出し ASIC (Application Specific Integrated Circuit) である。ASIC とは、特定の機器や用途のために必要な機能を組み合わせて設計された集積回路のことであり、HGCROC は FoCal-E pad で用いる 72 チャンネルに区分けされた Si センサーからの信号読み出しを行う。処理の流れは、入力された電荷信号 (電流値) を電圧値に変換し、さらに信号増幅や波形整形を経てデジタル信号へ変換して読み出すというものである。HGCROC は低いエネルギー領域の読み出しに用いる ADC (Analog to Digital Converter) と高いエネルギー領域の読み出しに用いる TOT (Time over Threshold) の 2 種類で読み出しを行うことができる。以下の図 2.13 は HGCROC のブロック図であり、まず PA (Pre Amplifier) で電流信号が電圧信号に変換され、ADC、TOT、TOA で個別に処理された後、一時的に Circular Buffer に保存され、トリガーが発生すると読みだされる。[20][21]

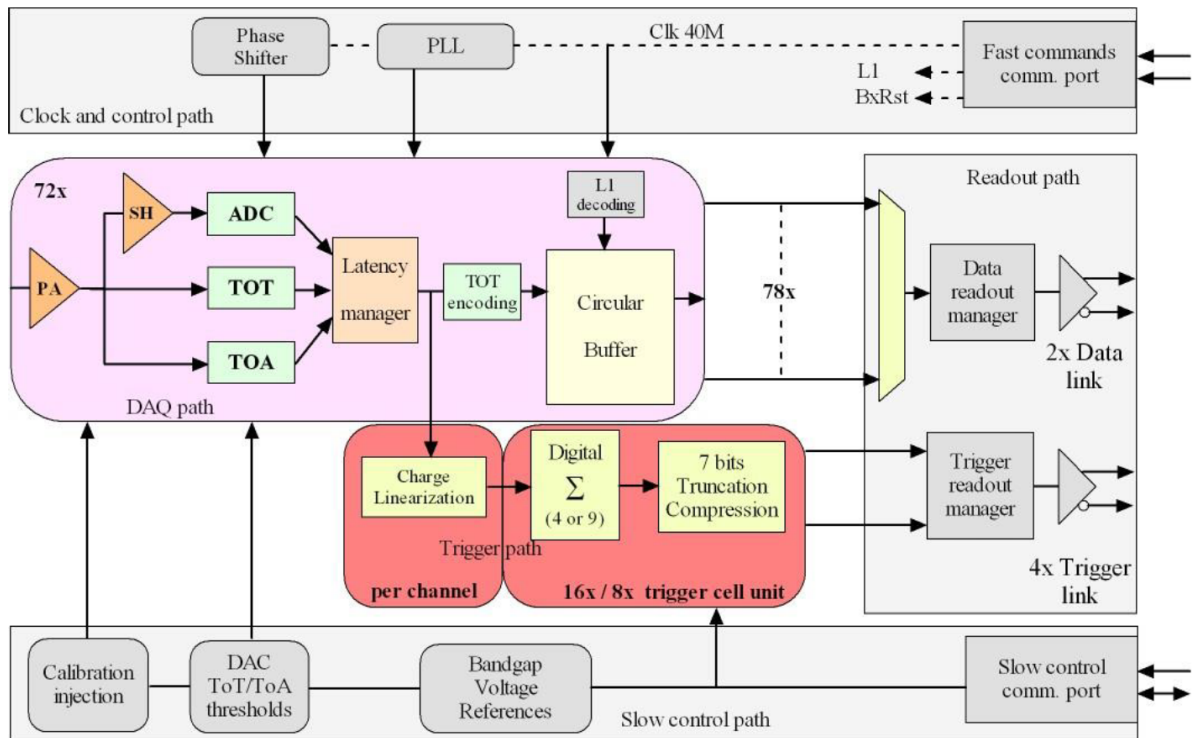


図 2.13: HGCROC のブロック図 [20]

図 2.13 中の Pre Amplifier の回路は以下の図 2.14 のような構成になっている。入力電荷を電圧信号に変換する CSA (Charge Sensitive Amplifier) と、その後段のシェイパ回路から構成されている。CSA の出力信号は後段のシェイパ回路と、TOA と TOT のディスクリミネーターに分岐され、またシェイパ回路で成形された信号は ADC に入力され、デジタル化される。

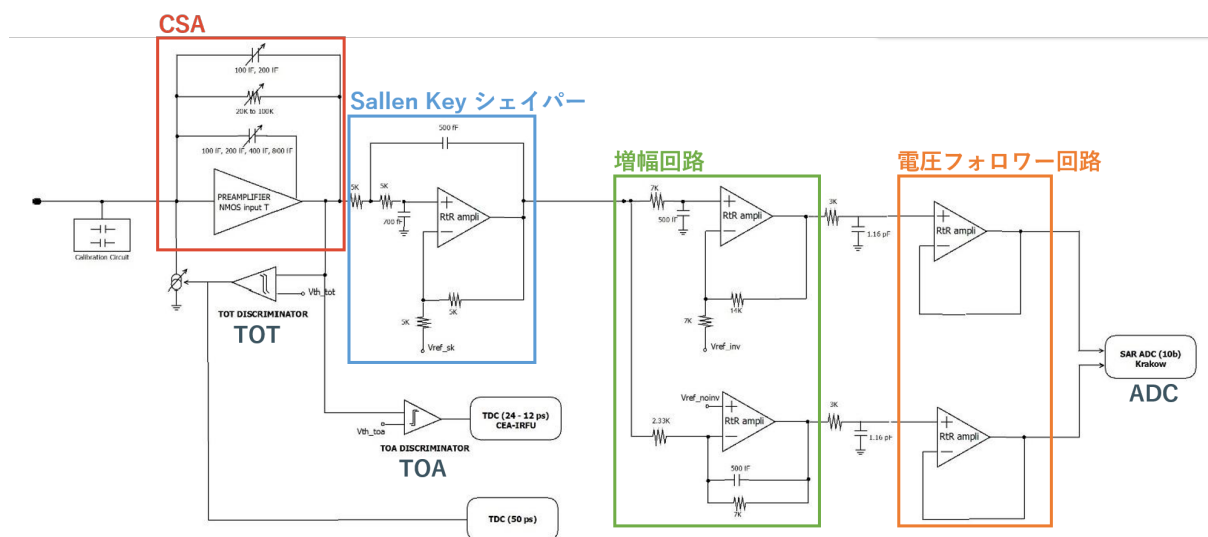


図 2.14: プリアンプの回路図 [20][21]

- CSA

シリコンセンサーからの入力電荷を電圧信号に変換する増幅回路。フィードバック抵抗 R_f

とフィードバックキャパシタ $C_f C_{fcomp}$ により、増幅率と時定数を制御する。

- Sallen-Key シェイパー

CSA からの出力信号を整形し、高周波ノイズを低減する。

- 増幅回路

非反転増幅回路により、信号の電圧利得は 2 に設定されており、ADC の入力ダイナミックレンジを有効に利用する。

- 電圧フォロワー回路

入力インピーダンスを高く、出力インピーダンスを低くする特徴により、後段回路の負荷による電圧低下を防ぎ、信号をそのままの振幅で ADC に入力する。

2.3.1 ADC

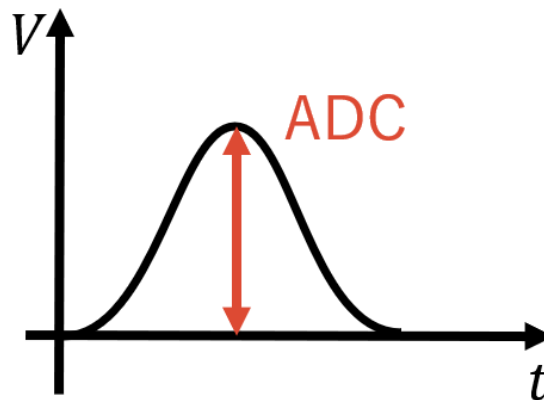


図 2.15: ADC

ADC は 1MIP から 100MIP までの低エネルギー信号の読み出しに用いる。各チャンネルに 10bit の ADC が搭載されており、前段のアナログフロントエンドで整形された信号を 2.15 中のピーク付近で収集し、デジタル値へ変換する。ADC は主にプリアンプの線形領域に対応する電荷測定に用いられる。この領域では、入力電荷と出力電圧の比例関係が保たれており、電荷量を高い線形性で測定することが可能である。一方で、入力電荷が大きくなりプリアンプが非線形領域または飽和領域に入ると、ADC のみでは正確な電荷測定が困難となるため、TOT による測定が導入される。以下の表 2.2 はセンサーの厚みと MIP の対応を示している。Si パッドセンサーに用いるセンサー厚みは 300 μm なので、1MIP は 3.2fC に対応していることが分かる。

thickness	MIP		Noise		LSB		ADC range		MIP	
	e-	fC	e-	fC	fC	fC	MIP	ch above ped	LSB	
120um	9000	1,4	2000	0,3	0,4	320	222	3,6	0,8	
120um	9000	1,4	2000	0,3	0,2	160	111	7,2	1,6	
120 irradi (worse 3000 fb-1)	6000	1,0	2600	0,4	0,1	80	83	9,6	4,2	
200um	15000	2,4	2500	0,4	0,4	320	133	6	1,0	
200 um	15000	2,4	2500	0,4	0,4	320	133	6	1	
200 irradi (worse)	6000	1,0	3000	0,5	0,1	80	83	9,6	4,8	
300 um	20000	3,2	2000	0,3	0,4	320	100	8	0,8	
300 irradi (worse 3000fb-1)	10000	1,6	2200	0,4	0,2	160	100	8	1,8	
300 irradi (worse 3000 fb-1) high gain	10000	1,6	2200	0,4	0,1	80	50	16	3,5	

表 2.2: センサーの厚みと MIP の関係 [20]

2.3.2 TOT

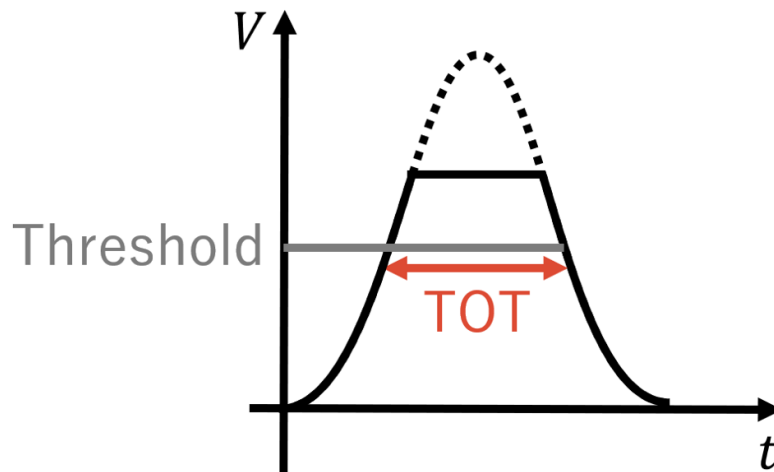


図 2.16: TOT

TOT (Time over Threshold) は、図 2.16 に示すように、入力信号があらかじめ設定されたしきい値を超えている時間幅を測定することで入力電荷量を評価する手法であり、主に高エネルギー信号の読み出しに用いられる。各チャンネルに 12bit の TOT が搭載され、プリアンプの非線形領域または飽和領域における電荷測定を担う。具体的には、TOT 用ディスクリミネータがプリアンプ出力に接続されており、信号がしきい値を超えると TOT パルスが生成される。ディスクリミネータがアクティブになると、定電流源が有効化されプリアンプのフィードバック容量に蓄積された電荷が一定電流で強制的に放電される。この放電に要する時間は入力電荷量に比例するため、TOT パルス幅を測定することで入力電荷情報を取得できる。放電電流 i_{tot} は 6bit のパラメータで設定可能であり、例えば 10pC の入力電荷に対して約 200ns の TOT 幅となるよう設計されている。

2.4 本研究の目的

FoCal 検出器は、前方領域における直接光子の測定を通じて小さい x 領域の物理を探り、CGC の実験的検証を得ることを目的として、2030 年から始まる実験期間での運用に向けて開発が進められている。特に FoCal-E pad では、直接光子を高精度に測定することが要求され、光子のエネルギーに対して 5%未満という優れたエネルギー分解能が求められる。[15] このような高精度測定を実現するためには、Si センサーで生成された電荷信号を安定に読み出すことが必要であり、その性能は読み出し ASIC である HGCROC に大きく依存する。FoCal 日本グループでは、FoCal-E pad に搭載される約 2000 枚の Si pad センサーの量産に向けて、HGCROC、Si センサーおよびフロントエンド PCB の量産も並行して進められている。量産段階において、各構成要素の性能を定量的に評価し、不良チャンネル並びに不良チップを識別するための評価基準が不可欠である。そこで本研究では、HGCROC に対する内部電荷測定を実施し、内部電荷測定の安定性、ADC の傾き、ADC の線形性、増幅率応答特性の解析を実施した。これらを通じて、HGCROC の性能評価基準の確立、並びに HGCROC の性能特性を評価する。

第3章 内部電荷測定

本章では、内部電荷測定を用いて入力電荷に対する ADC および TOT の応答を測定するためのセットアップおよび測定方法について説明する。測定は以下の手順で行なった。

1. 測定セットアップの構築
2. DAC Scan および増幅率の設定
3. ADC 応答測定
4. TOT 応答測定

それぞれの詳細を以下に記述する。

3.1 測定セットアップの構築

3.1.1 測定セットアップ I

図 3.1 に、Si センサー付き HGCROC を測定するためのセットアップの模式図を示す。また、図 3.2 に、実際のセットアップおよび使用した測定機器の写真を示す。HGCROC は Si パッドセンサー上の PCB に 1 つ搭載されており、チップ内部で生成された電荷信号は、アナログ回路およびデジタル回路を経てデジタル値へ変換される。その後、信号はインターフェースボードおよび FPGA ボードを介して読み出され、Ethernet ケーブルを通じて PC へ転送される。FPGA ボードには ALINX 社製 AXKU042 を使用した。また、FPGA へのファームウェア書き込みならびに制御ソフトウェアおよび DAQ (Data Acquisition System) の操作は、同一の PC 上で行った。

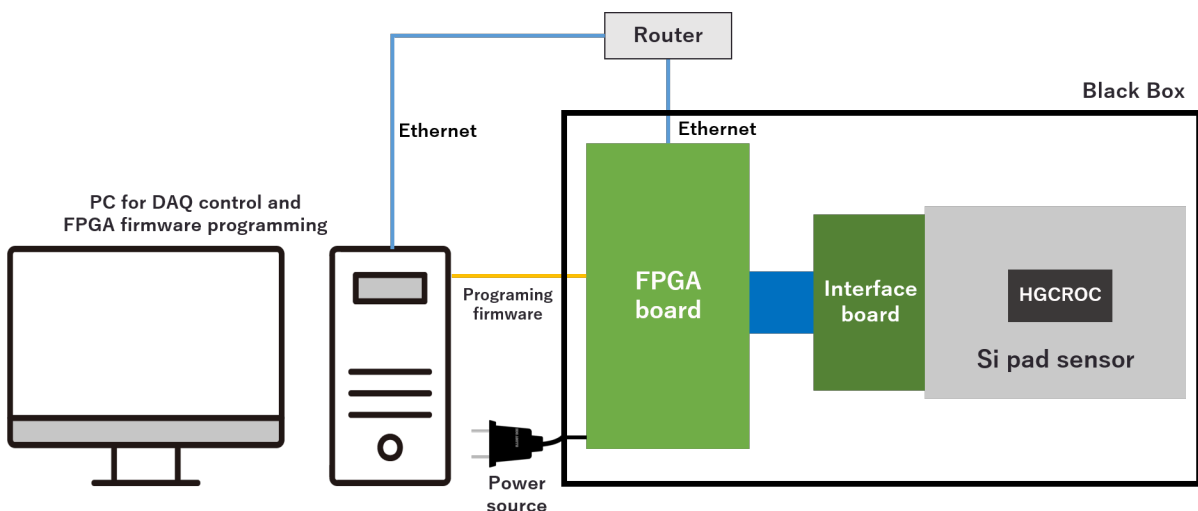


図 3.1: Si センサー付き HGCROC の内部電荷測定のセットアップ (模式図)

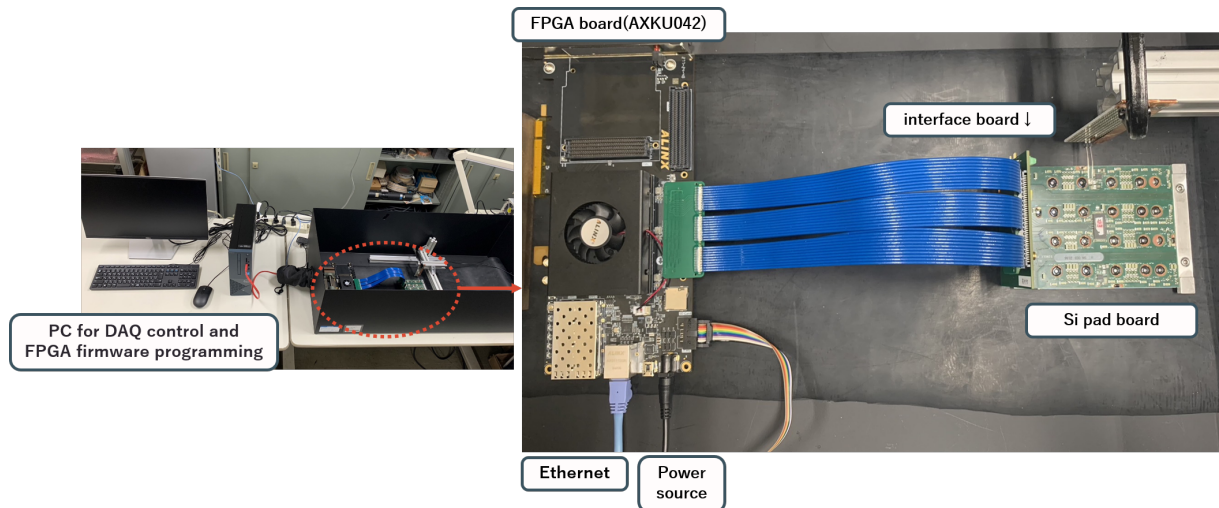


図 3.2: Si センサー付き HGCROC の内部電荷測定に用いた測定セットアップおよび使用機器

3.1.2 測定セットアップ II

次に、図 3.3 に HGCROC 単体の内部電荷測定の設定アップの模式図を示す。また、図 3.4 に、実際のセットアップおよび使用した測定機器の写真を示す。HGCROC 単体の測定には、専用のテストボードを用いる。このテストボードは、HGCROC を 1 枚搭載することができ、簡単に取り外して別の HGCROC に交換することができるため、複数チップの測定を行うことが可能である。テストボード上に搭載された HGCROC 内部で生成された電荷信号はデジタル値へ変換され、FPGA ボードを介して読み出される。FPGA ボードには Xilinx 社製 KCU105 を使用した。読み出された信号は Ethernet ケーブルを通じて DAQ 制御用 PC へ転送される。なお、セットアップ 1 とは異なり、FPGA へのファームウェア書き込みは DAQ 制御用とは別の PC を用いて行った。

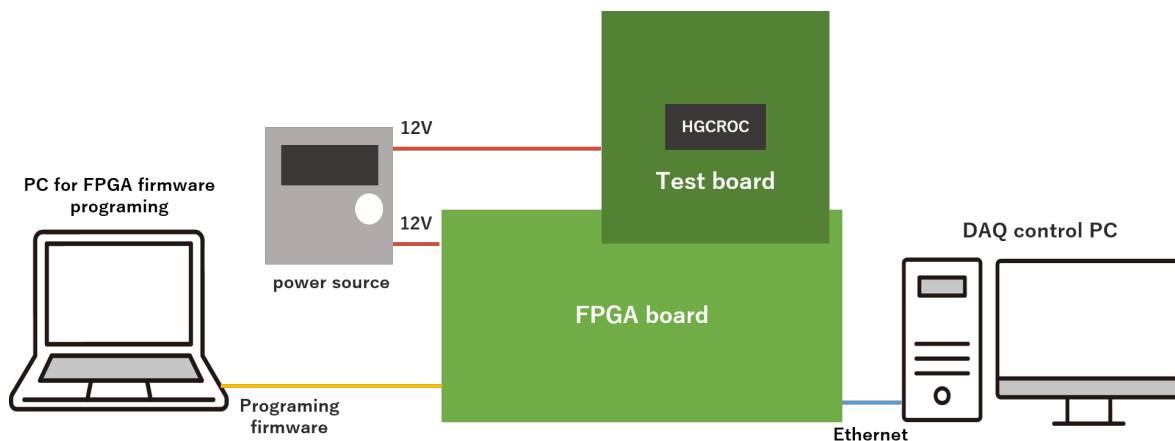


図 3.3: HGCROC 単体の内部電荷測定の設定アップ (模式図)

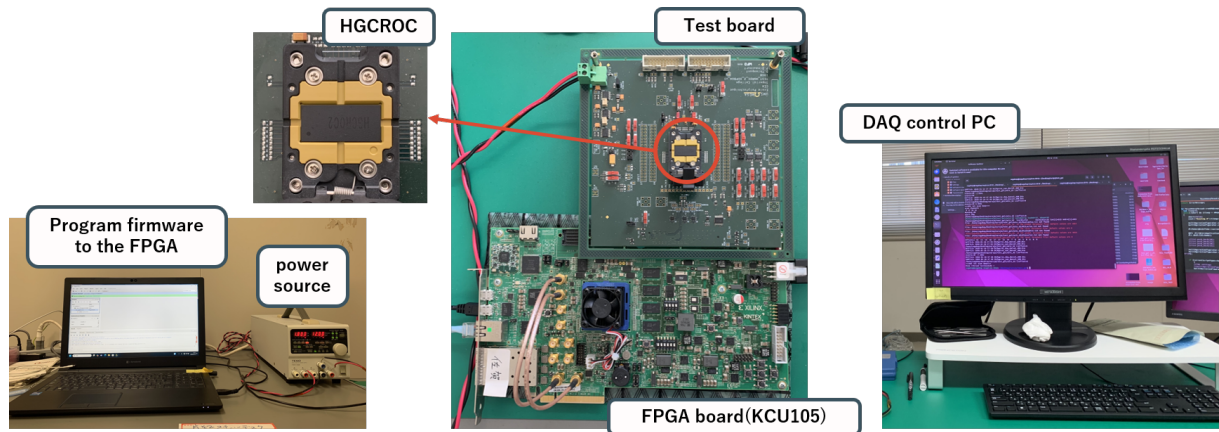


図 3.4: HGCROC 単体の内部電荷測定に用いた測定セットアップおよび使用機器

3.2 DAC Scan および増幅率の設定

3.2.1 DAC Scan 設定

本測定では、量産時のチップ選別を想定し、入力電荷に対する応答の直線性および安定性を簡便に評価可能な DAC Scan を行うこととした。本節では、内部電荷測定における DAC Scan の原理および設定について述べる。

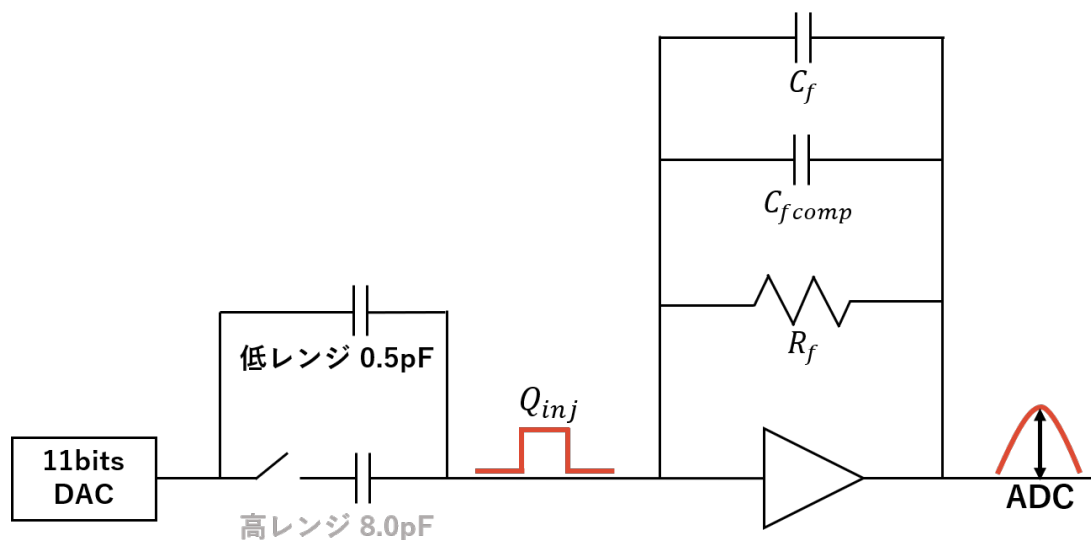


図 3.5: DAC Scan の模式図

HGCROC では図 3.5 のように 11 bits の DAC と内蔵コンデンサを用いて疑似電荷 (以下、内部電荷) を生成することができる。この内部電荷を各チャンネルに入力し、出力値を測定することで、性能評価やキャリブレーションができる。本研究では、入力内部電荷を段階的に変化させながら出力値を測定する手法を DAC Scan と呼ぶ。内部電荷 Q_{inj} は、式 3.1 で与えられる。

$$Q_{inj} = C_{inj} \frac{\text{DAC}_{inj}}{2048} \quad (3.1)$$

ここで C_{inj} は内部電荷入力用コンデンサの容量、 DAC_{inj} は内部電荷生成用 DAC の設定値を表す。DAC 値は 11 bits であり、0 から 2048 の範囲で設定可能である。入力内部電荷の測定レンジは、低レンジ測定用の 0.5 pF および高レンジ測定用の 8.0 pF の 2 種類のコンデンサを切り替えることで調整できる。これにより、低レンジでは 0~0.5 pC、高レンジでは 0~8.0 pC の電荷を入力することが可能である。本研究では、DAC 値を 0 から 2000 まで 20 刻みで Scan を行い、各 DAC 値に対して 50 回電荷を入力し、ADC および TOT を測定した。

HGCROC は全部で 72 チャンネルであるが、Si センサー付き HGCROC では故障により後半 36-71 チャンネルが読み出せなかった。また、テストボードを用いた TOT 測定においても、後半 36-71 チャンネルの読み出しが不安定であることが確認された。この不安定性の詳細な原因の特定には至っていないが、同一テストボードに他の HGCROC を実装した場合においても TOT 測定時に後半 36-71 チャンネルの読み出しができなかった。一方、Si センサー付き HGCROC では故障前は 0-71 チャンネルの読み出しが可能であった。以上の事実から、この問題はテストボード側に起因する可能性が高く、HGCROC 本体の性能評価に本質的な影響を与えるものではないと判断した。そのため、本研究では安定して測定可能な前半 0-35 チャンネルを評価対象とした。

測定は 4 チャンネルずつ同時に DAC Scan を行い、DAC 値 0~2000 の測定が完了した後、測定対象を次の 4 チャンネルへ切り替える手順で実施した。この操作を繰り返すことで、36 チャンネル全てに対する測定を行った。

3.2.2 ADC の増幅率設定

ADC ではプリアンプ回路におけるフィードバック抵抗およびフィードバックコンデンサの設定を変更することで、増幅率設定を変更することができる。図 3.5 に示すプリアンプ回路において、出力電圧は以下の式 3.2 で表される。

$$V_{out} = -\frac{Q_{inj}}{C_f + C_{fcomp}} \exp\left(\frac{t}{(C_f + C_{fcomp})R_f}\right) \quad (3.2)$$

Q_{inj} は入力内部電荷、 C_f および C_{fcomp} はフィードバックコンデンサ、 R_f はフィードバック抵抗である。これらのパラメータを変更することでプリアンプの増幅率調整が可能である。その設定値を表 3.1 に示す。

Parameter	Value
R_f (k Ω)	25, 50, 66.66, 100
C_f (fF)	50, 100, 200, 400
C_{fcomp} (fF)	100, 200

表 3.1: フィードバック抵抗およびフィードバックコンデンサの設定値

本研究における ADC 測定では、 $R_f = 25 \text{ k}\Omega$ 、 $C_f + C_{fcomp} = 300 + 100 = 400 \text{ fF}$ に固定して測定した。

3.3 ADC 応答測定

ADC 測定では、低レンジ測定用の 0.5 pF コンデンサを用いた DAC Scan と、各増幅率設定ごとに一定の DAC 値を入力し、出力 ADC 値を測定する増幅率応答の測定を実施した。この 2 つの

測定について詳しく述べる。

3.3.1 ADC DAC Scan

ADC 測定では初めに、低レンジ測定用の 0.5pF コンデンサを用いて、DAC Scan を実施した。1 チップ 4 チャンネル分の結果を以下の図 3.6 以下に示す。

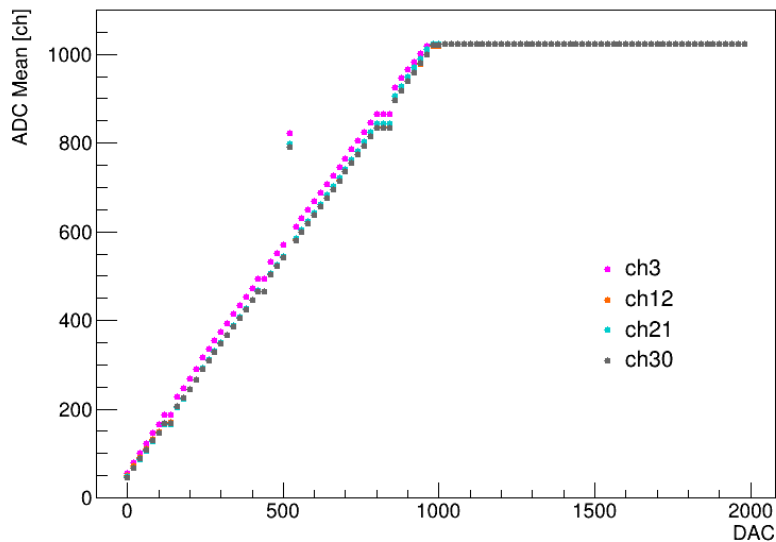


図 3.6: 1 チップ 4 チャンネルの ADC DAC Scan 結果

横軸は入力 DAC 値、縦軸は出力 ADC 値の平均値である。各 DAC 値に対して 50 回測定を行い、その平均値を出力 ADC 値としてプロットし、平均誤差をエラーバーとして付与している。この測定をセンサー付きチップと単体のチップ合計 11 チップ 396 チャンネルに実施した。また、図 3.6 より、DAC140、440、820、840 において出力 ADC 値がほぼ変化しない横ばいの点が、DAC520 では周囲の点から大きく外れたスパイク点が見られた。これらの横ばい点およびスパイク点は、TOT 測定時にも確認され、同時に電荷入力を行った 4 チャンネルすべてにおいて、同一の DAC 値で見られた。このことから、これらの異常は特定のチャンネルやチップの不良に起因するものではなく、通信系に起因する可能性が高いと考えられる。実際に、同一チップ・同一チャンネルに対して同条件で再測定を行ったところ、図 3.7 に示すように 1 回目測定時と 2 回目測定時では異なる位置で横ばい点が確認され、スパイク点は 2 回目測定時には確認されなかった。

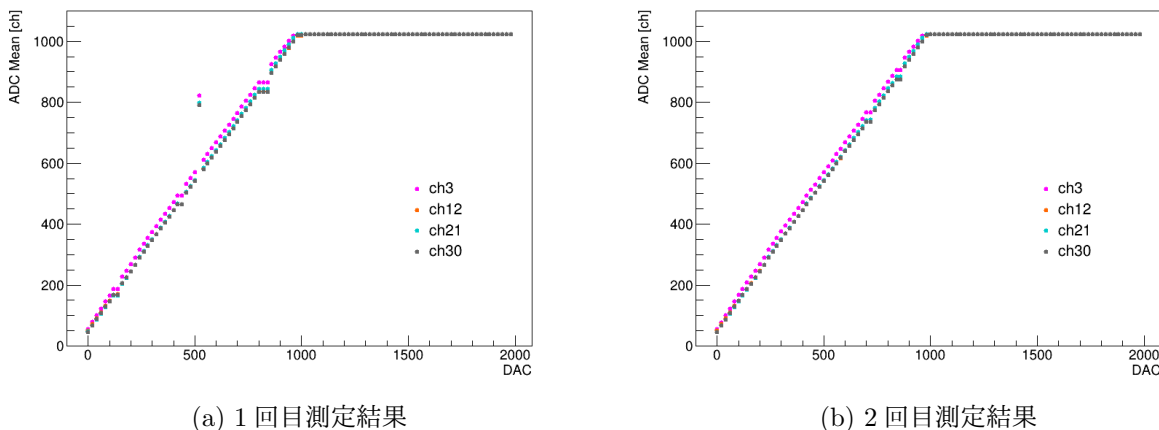


図 3.7: 同一チップ同一チャンネルにおける ADC DAC Scan 結果の比較

したがってこれらのスパイク点と横ばい点は、チップやチャンネルの不良とは関係ないと判断し、解析から除外する補正処理を行った。補正処理については第 4 章解析方法で詳しく述べる。

3.3.2 ADC の増幅率応答測定方法

節 3.2.2 で述べたように、ADC ではプリアンプ回路のフィードバック抵抗とフィードバックコンデンサを変更することで増幅率設定を調整することができる。これを用いて、フィードバック抵抗 R_f を $25\text{ k}\Omega$ に固定し、フィードバックコンデンサ $C_f + C_{f\text{comp}}$ を $100\text{ fF} \sim 1000\text{ fF}$ の範囲で 100 fF 刻みで変化させ、各設定ごとに一定の DAC 値を入力し、出力 ADC 値を測定した。以下の図 3.8 はチップ単体で測定した 1 チップ 36 チャンネル分の増幅率応答測定の結果である。ここでは入力 DAC 値を 400 に固定している。

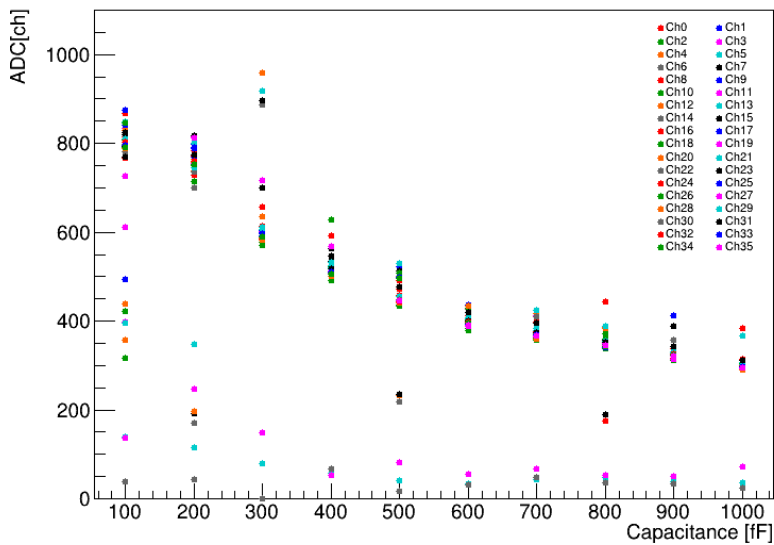


図 3.8: DAC400 入力時の 1 チップ 36 チャンネルの増幅率応答

図 3.8 より、Capacitance が大きくなる、すなわち増幅率が小さくなるにつれて、出力 ADC 値が減少することが確認できた。一方で、チャンネル間のばらつきが大きく、不安定なチャンネルも多く見られた。この測定をセンサー付きのチップとチップ単体の合計 11 チップに対して実施した。

3.4 TOT 応答測定

TOT 測定では、高レンジ測定用の 8.0 pF コンデンサを用いた DAC Scan と、itot と呼ばれる増幅率パラメータを用いて、各増幅率設定ごとに一定の DAC 値を入力し、出力 TOT 値を測定する増幅率応答の測定を実施した。この 2 つの測定について詳しく述べる。

3.4.1 TOT DAC Scan

TOT 測定では初めに、高レンジ測定用の 8.0 pF のコンデンサを用いて、DAC Scan を実施した。1 チップ 4 チャンネル分の結果を以下の図 3.9 に示す。

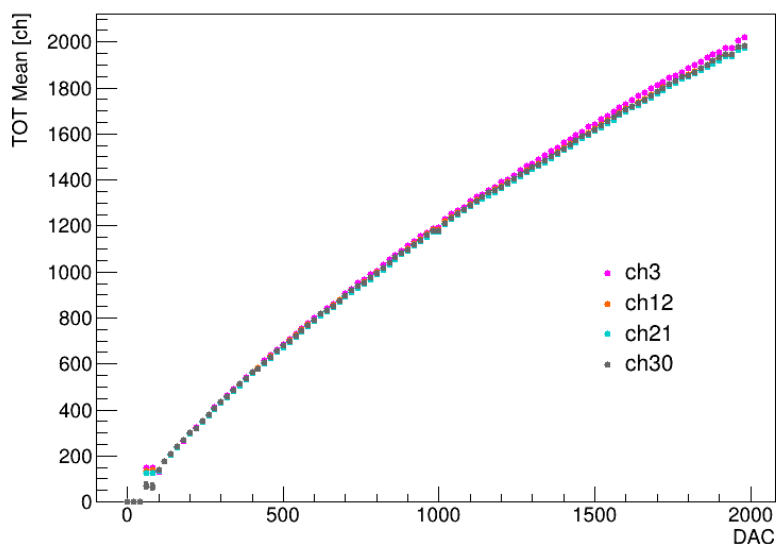


図 3.9: 1 チップ 4 チャンネルの TOT DAC Scan 結果

横軸は入力 DAC 値、縦軸は出力 TOT 値の平均値である。ADC 測定と同様に、各 DAC 値において 50 回測定し、その平均値を出力 TOT 値としてプロットし、平均誤差をエラーバーとして付与している。この測定をセンサー付きチップと単体のチップ合計 11 チップ 396 チャンネルに実施した。

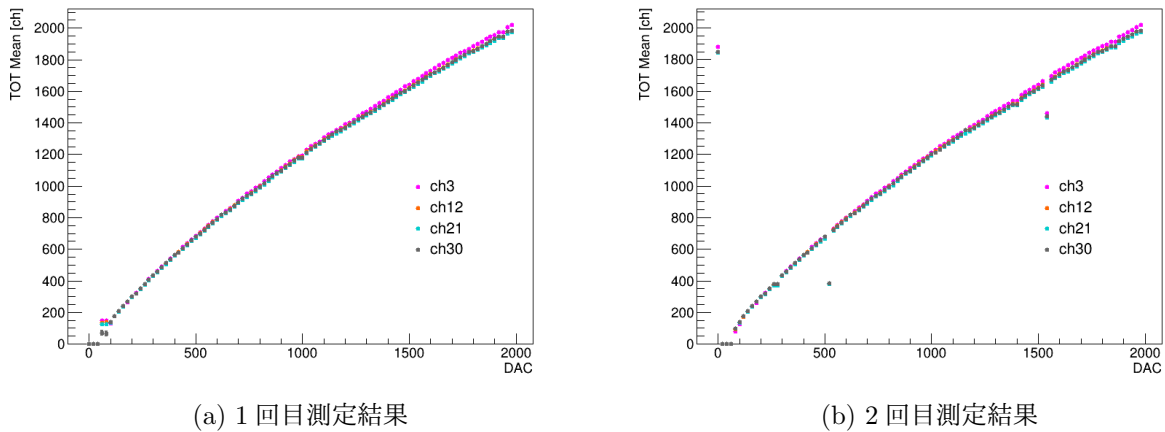


図 3.10: 同一チップ同一チャンネルにおける TOT DAC Scan 結果の比較

また、TOT 測定時にも ADC 測定時のような横ばい点およびスパイク点が観測された。同時に電荷入力を行った 4 チャンネル全てにおいて、同一の DAC 値で見られたこと、図 3.10 に示すように、再測定を実施しても横ばい点とスパイク点に再現性がなかったことから、通信系に起因する可能性が高いと考え、解析時に ADC と同様の補正を行った。

3.4.2 TOT の増幅率応答測定方法

TOT には *itot* と呼ばれる 6bit(0~63) の増幅率パラメータが搭載されており、TOT 信号の持続時間を制御することができる。*itot* の値が大きいほど TOT の増幅率は小さく、反対に *itot* の値が小さいほど TOT の増幅率は大きくなる。この *itot* を 10~60 の範囲で 10 刻みで変化させ、各設定ごとに一定の DAC 値を 50 回入力し、出力 TOT 値を測定した。以下の図 3.11 はチップ単体で測定した 1 チップ 36 チャンネルの増幅率応答測定の結果である。ここでは、入力 DAC 値を 1000 に固定している。

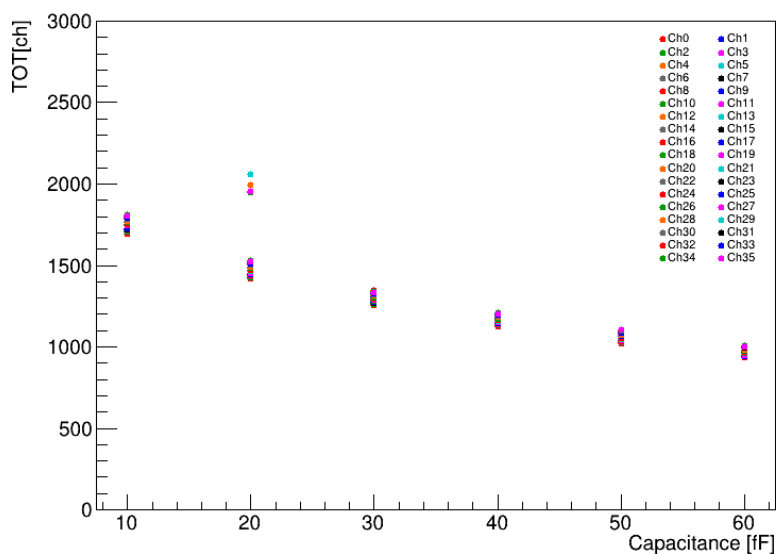


図 3.11: DAC1000 入力時の 1 チップ 36 チャンネルの増幅率応答

図 3.11 より、 $itot$ が大きくなる、すなわち増幅率が小さくなるにつれて、出力 TOT 値が小さくなることが確認できた。一方で、 $itot20$ に見られるような他の点から離れている点があるが他の測定時にも観測された。この測定をセンサー付きのチップとチップ単体の合計 11 チップに対して実施した。

第4章 解析方法

本研究では、HGCROC の性能評価基準を確立するために、ADC および TOT の内部電荷測定結果を用いてセンサー付きのチップとチップ単体の合計 11 チップに対して解析を行った。まず、本研究で実施した評価項目を以下に示す。

- 内部電荷測定の安定性
- ADC の傾き
- ADC の線形性
- 増幅率応答特性

以降ではこれらの評価項目について、それぞれを定量的に評価するために用いた指標および解析方法について順に述べる。

4.1 内部電荷測定の安定性

測定の安定性は、読み出し回路の安定性を反映する指標であり、チップ内の各チャンネルの性能を評価する上で重要な要素である。ADC および TOT の DAC Scan では、各 DAC 値に対して 50 回の入力を行い、その出力を記録した。そこで本節では、この 50 回の測定における安定性を評価するための解析方法について、ADC の DAC Scan 結果を用いて述べる。まず、1 チャンネル分の ADC の DAC Scan 結果を二次元ヒストグラムとして図 4.1 に示す。

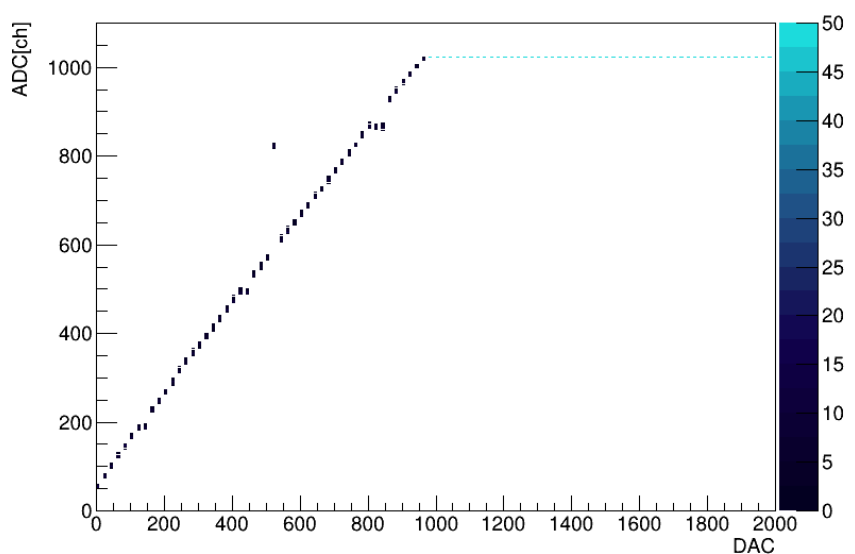


図 4.1: 1 チャンネル分の ADC DAC Scan 結果

ADC が飽和する前の DAC0–1000 の領域では、各 DAC 値において 50 回測定に由来する分布幅が存在し、飽和後の領域では ADC の最大値である 1023 に分布が集中していることが分かる。この 50 回測定のばらつきを定量的に評価するために、各 DAC 値において測定した 50 回分の ADC 出力値から、DAC 値ごとのヒストグラム分布を作成した。DAC100、DAC120、DAC140 におけるヒストグラム分布を図 4.2 に示す。これらのヒストグラムから、各 DAC 値における ADC 出力の分布幅（標準偏差）を取得した。

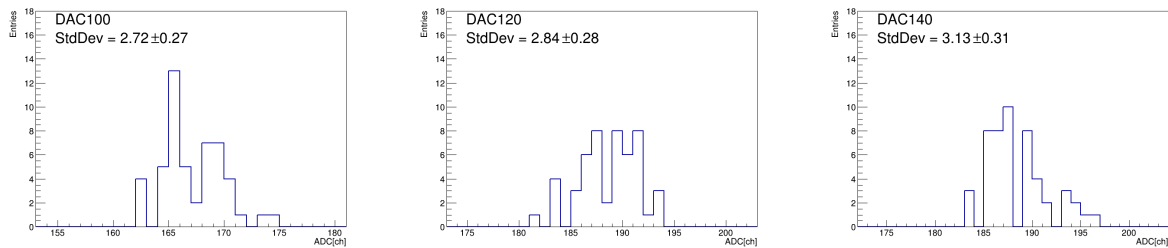


図 4.2: 1 チャンネルにおける ADC 分布。DAC100、DAC120、DAC140 における 50 回測定のばらつきを表している。

これを DAC0–2000 の範囲、20 刻みで全 DAC 値について行い、1 チャンネルあたり 101 個の標準偏差を得た。得られた標準偏差の分布を図 4.3 に示す。この分布は、1 チャンネルにおける測定ばらつきの傾向を示している。

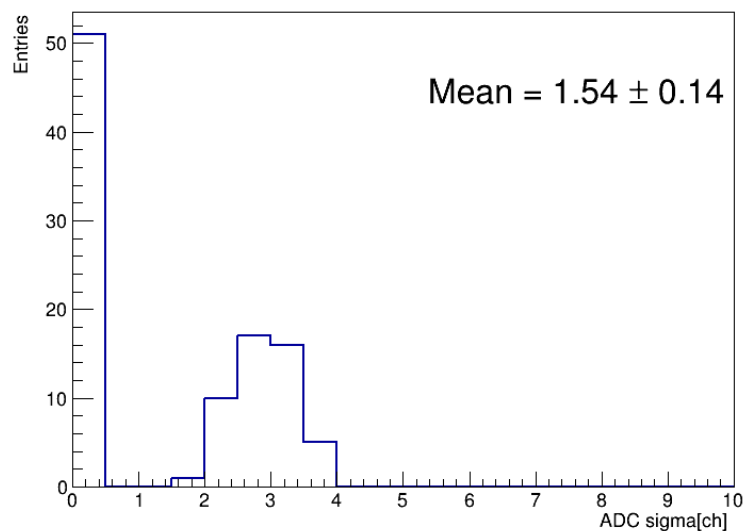


図 4.3: 1 チャンネル分における各 DAC 値の標準偏差分布。ADC 飽和前の領域では 50 回測定に由来する分布幅が存在するため、標準偏差は 2-4 付近に分布している。一方、ADC 飽和後の領域では出力が最大値 1023 で安定することから、標準偏差は 0-0.5 付近に集中している。

1 チャンネルを定量的に評価する指標として、各チャンネルにおいて図 4.3 と同様の標準偏差分布を作成し、平均値を取得した。この標準偏差分布から取得した平均値が大きいチャンネルほど、測定結果のばらつきが大きく不安定であり、平均値が小さいチャンネルは、安定した測定が可能な良好なチャンネルであると判断できる。以下の図 4.4 にチャンネル番号を横軸、標準偏差の平均

値を縦軸としてプロットした結果を示す。

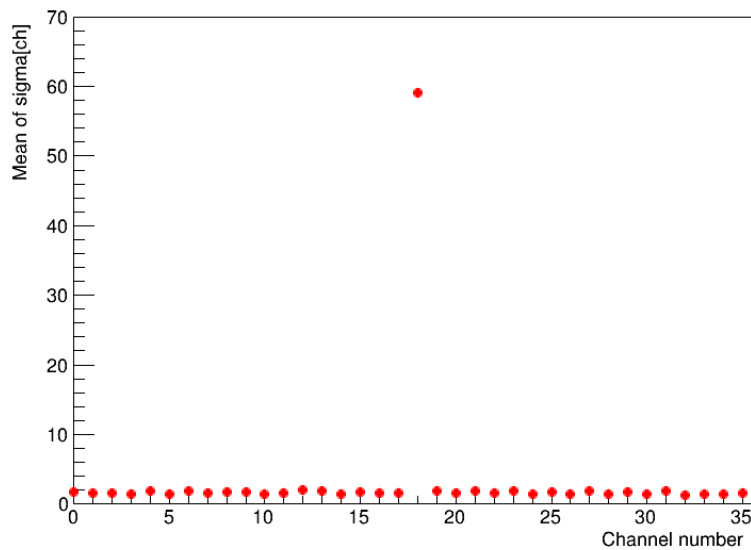


図 4.4: 各チャンネルにおける標準偏差の平均値。チャンネル 18 が他のチャンネルに比べて平均値が大きく、不安定なチャンネルであることが分かる。

この解析を 11 チップ 396 チャンネルに対して実施し、各チャンネルにおける標準偏差の平均値を比較し、内部電荷測定の実安定性を評価する。

4.2 ADC の傾き

ADC の傾きは、入力 DAC 値に対する出力 ADC 値の変化量を表す重要な指標である。そこで、ADC の DAC Scan 結果を用いて各チャンネルに一次関数による直線フィッティングを行い、傾きを取得することでその一様性について評価する。

ただし、第 3.3.1 節で述べたように、DAC Scan 測定において通信系に起因すると考えられる横ばい点およびスパイク点が観測された。これらの異常点を含めたまま直線フィッティングを行うと、傾きの評価結果に影響を及ぼす可能性がある。そのため、本解析では直線フィッティングを行う前処理として、これらの点を除外する補正を実施した。補正方法について以下に述べる。

4.2.1 横ばい点とスパイク点の補正方法

補正にあたり、入力 DAC 値を x 、対応する出力 ADC 値の平均値を $y(x)$ と定義する。まず、横ばい点は入力 DAC 値が増加しているにもかかわらず、出力値の増加がほとんど見られない点と定義し、隣接点間の傾きが一定値以下となる出力値を除外した。次に、スパイク点は隣接する DAC 点間で出力値が不連続に大きく変化する点とし、隣接点との差が一定値以上となる出力値を除外した。本研究では、これらの判定条件を以下のように設定した。

- $\frac{y(x) - y(x-1)}{x - (x-1)} \leq 0.5$
- $|y(x) - y(x-1)| \geq 50$

この補正前後の結果を図 4.5 に示す。補正後の結果より、横ばい点およびスパイク点が適切に除外されていることが確認できる。

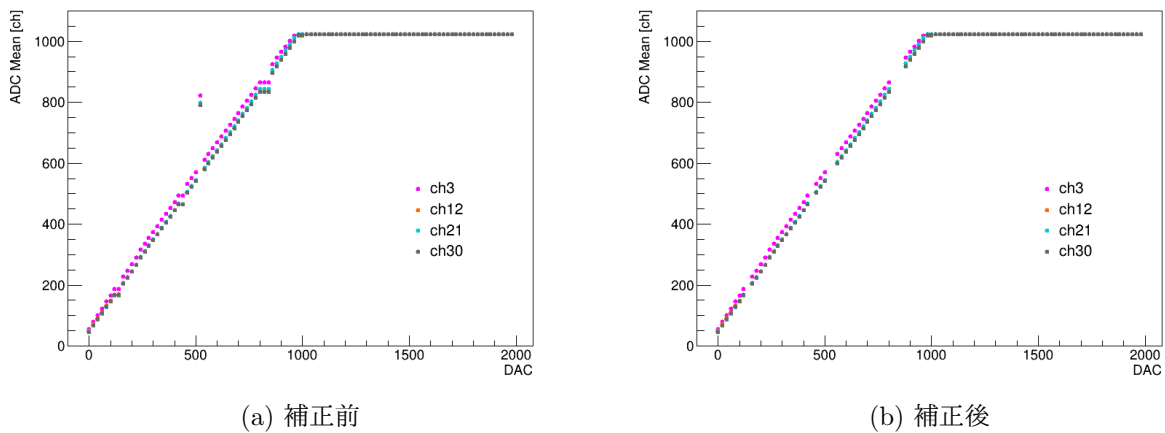


図 4.5: 同一チップ同一チャンネルにおける DAC Scan 結果の比較

なお、本補正は TOT 測定結果に加え、以降の節 4.3 で述べる ADC の線形性解析においても同様に適用した。

4.2.2 ADC の傾き解析方法

補正後の ADC の DAC Scan 結果に対して、一次関数による直線フィッティングを行うことで傾きを取得した。図 4.6 に 1 チャンネル分のフィッティング結果を示す。

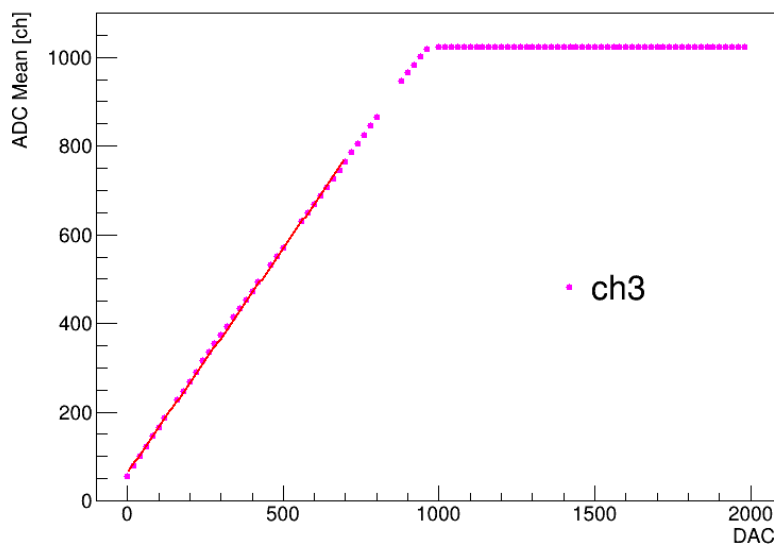


図 4.6: 1 チャンネルの直線フィッティング。赤線がフィッティング線であり、ADC 飽和前の DAC0-700 の範囲で行った。

11 チップ 396 チャンネルでこの傾きを取得し、チャンネル間で比較し評価を行う。

4.3 ADC の線形性

入力電荷に対して出力値が線形に応答していれば、検出器で得られた信号を粒子のエネルギーに正確に変換できる。そこで、前節 4.2 と同様に ADC の DAC Scan 結果を用いて、各チャンネルに一次関数を用いた直線フィッティングを行い、フィッティング精度を示す指標として線形性の評価指標として、カイ二乗 (χ^2) および自由度あたりのカイ二乗 (χ^2/ndf) を用いた。 χ^2 は次式で定義される。

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^N \frac{(y_i - f(x_i))^2}{\sigma_i^2} \quad (4.1)$$

ここで、 y_i は測定値、 $f(x_i)$ はフィッティング関数による予測値、 σ_i は測定値の測定誤差である。また、自由度あたりのカイ二乗は次式で与えられる。

$$\chi^2/\text{ndf} = \frac{\chi^2}{N - p} \quad (4.2)$$

ここで、 N はデータ点数、 p はフィットパラメータ数である。 χ^2/ndf は 1 に近いほどフィッティング精度が良いことを表す指標であり、今回は一次関数で直線フィッティングを行うことから、線形性を評価する指標として用いる。11 チップ 396 チャンネルについてこの χ^2/ndf を取得し、チャンネル間で比較し評価を行う。

4.4 増幅率応答特性

増幅率設定の違いが出力特性に与える影響を定量的に評価し、さらに測定間の個体差（チャンネル間およびチップ間のばらつき）の程度を明らかにすることを目的とする。また、入力に対する出力の関係を用いた不良チャンネルの判定基準は節 4.2 で既に定義しているため、本節の増幅率応答特性の解析は不良判定基準の確立を目的とするものではない。ここでは、HGCROC の増幅率特性そのものを理解することを目的とする。

以下に解析方法について示す。まず、ADC と TOT の増幅率応答測定の結果を用いて、増幅率設定ごとにヒストグラム分布を作成した。センサーの有無を比較するため、センサー付きチップ 36 チャンネル分、チップ単体の 10 チップ 360 チャンネルの測定結果を用いてそれぞれ別々にヒストグラム分布を作成する。ヒストグラム分布の統計量やばらつき具合によって、直接平均値 (Mean) および標準偏差 (Sigma) の取得する方法、またはガウス関数でフィッティングを行い、フィットパラメータとして平均値および Sigma を取得する方法のどちらかを採用した、図 4.7 に、チップ単体の 360 チャンネルに対して、入力 DAC 値を 400 に固定し、Capacitance を 100 fF に設定した場合の出力 ADC 分布とフィッティング結果を示す。

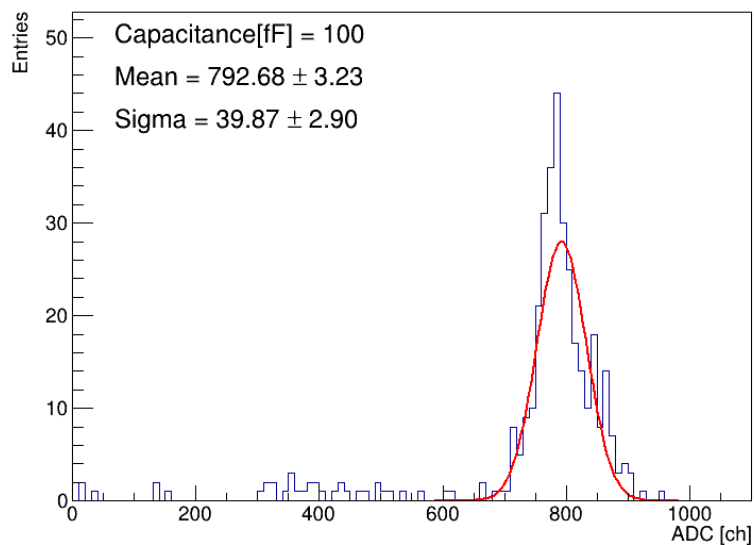


図 4.7: DAC400 入力時の出力 ADC 分布に対するフィッティング。Capacitance は 100 fF に設定。

ADC および TOT において、全ての増幅率設定値に対して Mean と Sigma を取得し、増幅率設定によって出力値や幅がどのように変化するか調べる。また、センサー付きチップとチップ単体の結果を比較することで、センサーの有無による増幅率応答特性の比較を行う。

第5章 解析結果と考察

5.1 内部電荷測定の実験結果

内部電荷測定の実験結果を評価するため、各チャンネルについて標準偏差の平均値を算出し、そのチャンネル依存性を調べた。センサー付きチップ（1チップ36チャンネル）におけるADCの結果を図5.1に、TOTの結果を図5.2に示す。

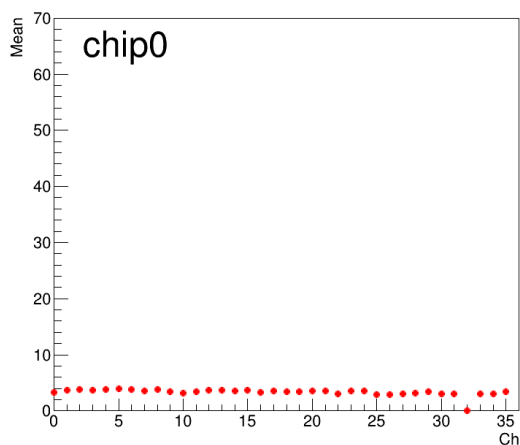


図 5.1: センサー付きチップにおける ADC の標準偏差の平均値とチャンネルの関係

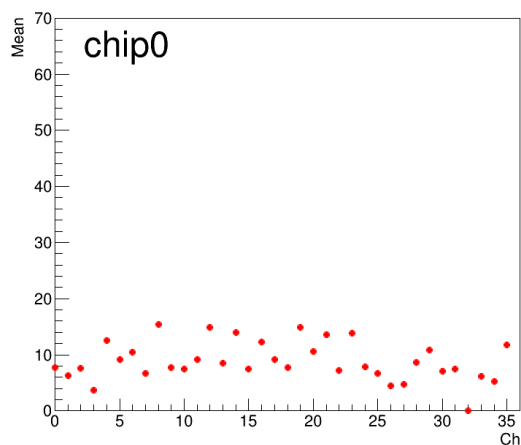


図 5.2: センサー付きチップにおける TOT の標準偏差の平均値とチャンネルの関係

また、チップ単体（10チップ360チャンネル）におけるADCの結果を図5.3に、TOTの結果を図5.4に示す。

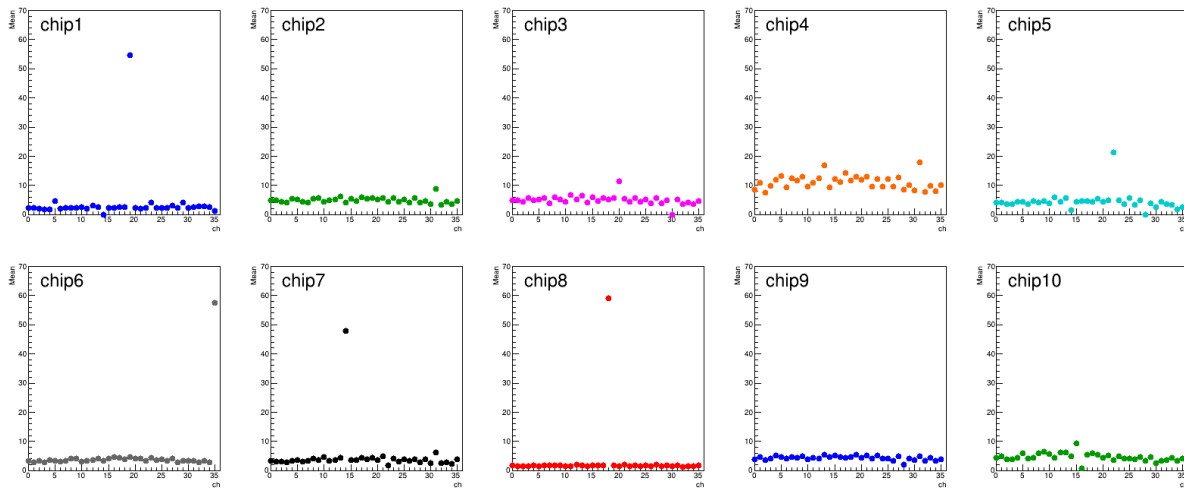


図 5.3: ADC の標準偏差の平均値とチャンネルの関係 (chip1-10)

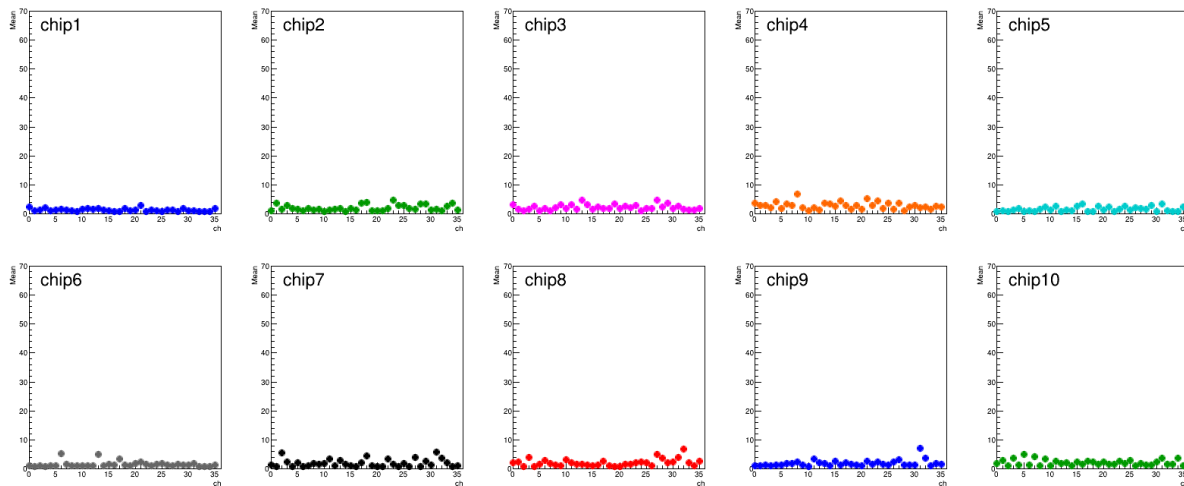


図 5.4: TOT の標準偏差の平均値とチャンネルの関係 (chip1-10)

この結果を定量的に比較するため、センサー付きチップ 36 チャンネル分およびチップ単体 360 チャンネル分について、標準偏差の平均値の分布をヒストグラムとして作成した。センサー付きチップの分布を ADC は図 5.5、TOT は図 5.6 に示す。チップ単体の分布については、ADC を図 5.7 に、TOT を図 5.8 に示す。

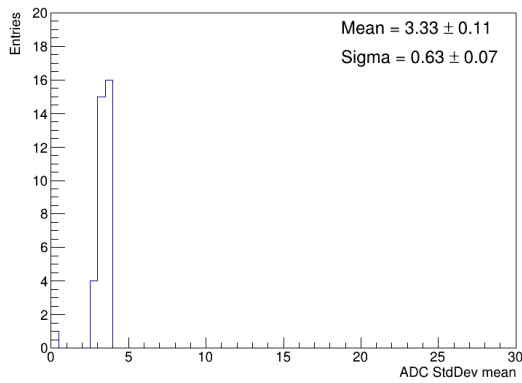


図 5.5: ADC における 36 チャンネル分の標準偏差の平均値分布

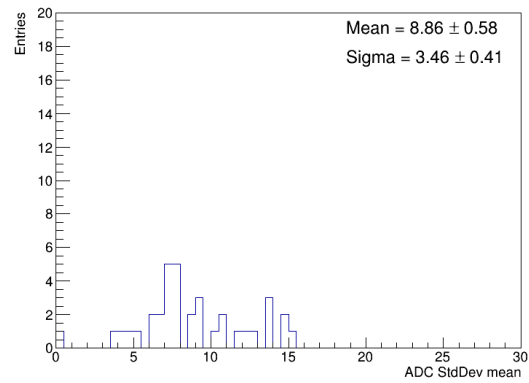


図 5.6: TOT における 36 チャンネル分の標準偏差の平均値分布

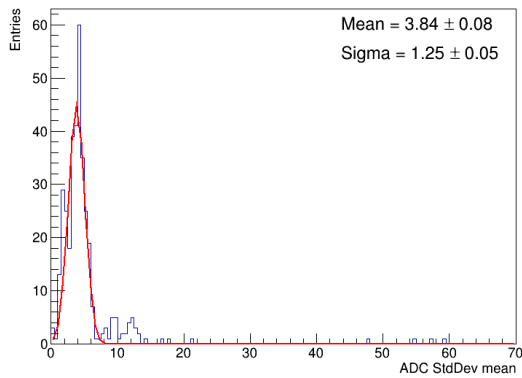


図 5.7: ADC における 360 チャンネル分の標準偏差の平均値分布

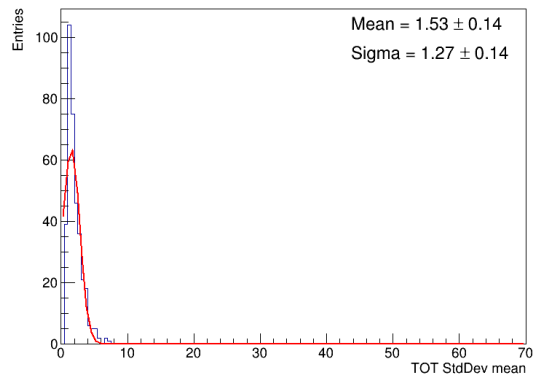


図 5.8: TOT における 360 チャンネル分の標準偏差の平均値分布

36 チャンネル分の分布はエントリー数が少なく、特に TOT では分布のばらつきが大きいため、ガウス関数による安定したフィッティングが困難であった。このため、36 チャンネル分についてはヒストグラムから直接平均値 μ および標準偏差 σ を算出した。一方、360 チャンネル分の分布についてはガウス関数でフィットを行い、フィットパラメータとして平均値 μ および σ を取得した。

以上の解析結果から、不良判定の基準は、

$$|x - \mu| > 3\sigma$$

を満たすチャンネルと定義した。この基準を適用すると、判定閾値はセンサー付きのチップ、チップ単体で以下ようになる。

- センサー付きチップ

ADC: $x < 1.44$ または $x > 5.22$

TOT: $x < -1.52$ または $x > 19.24$

- チップ単体

ADC: $x < 0.09$ または $x > 7.59$

TOT: $x < -2.28$ または $x > 5.34$

センサー付きチップをチップ番号 0、チップ単体の 10 チップをチップ番号 1-10 とし、上記の条件を満たす不良チャンネルとその個数を表 5.1 (ADC) および表 5.2 (TOT) に示す。割合はチャンネル総数 36 に対する比率を求め、有効数字 2 桁のパーセンテージで示す。

チップ番号	チャンネル番号	個数	割合
0	32	1	2.8%
1	14, 19	2	5.6%
2	31	1	2.8%
3	20, 30	2	5.6%
4	0, 1, 3-35	35	97%
5	22, 28	2	5.6%
6	35	1	2.8%
7	14	1	2.8%
8	18	1	2.8%
10	15	1	2.8%

表 5.1: ADC における内部電荷測定の実安定性解析で判定された不良チャンネル

チップ番号	チャンネル番号	個数	割合
4	8, 21	2	5.6%
6	6	1	2.8%
7	2, 31	2	5.6%
8	32	1	2.8%
9	31	1	2.8%

表 5.2: TOT における内部電荷測定の実安定性解析で判定された不良チャンネル

5.2 ADC の傾き

ADC の DAC Scan 結果に対して一次関数による直線フィッティングを実施し、11 チップ 396 チャンネル分の傾きを取得した。センサー付きのチップ 36 チャンネル分の傾き分布を図 5.9 に、チップ単体の 360 チャンネル分の傾き分布を図 5.10 に示す。

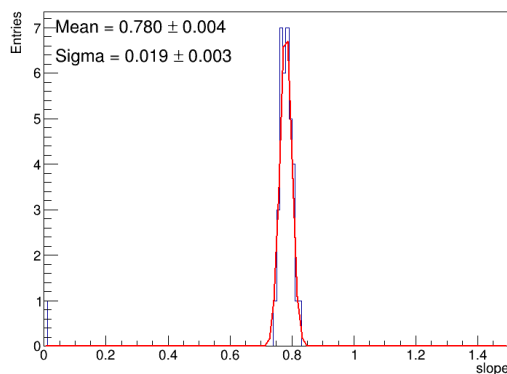


図 5.9: 36 チャンネル分の ADC の傾き分布

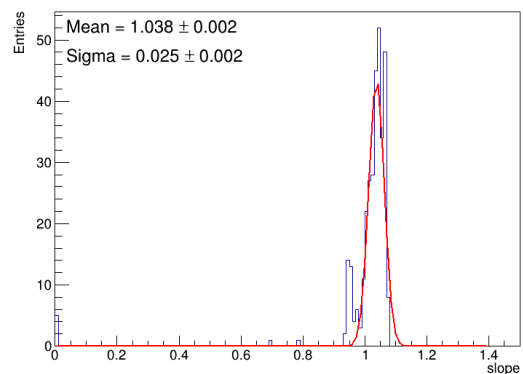


図 5.10: 360 チャンネル分の ADC の傾き分布

図 5.9 および図 5.10 より、センサー付きチップの傾きはチップ単体に比べて全体的に小さいことが確認できる。これは、センサー容量が付加されることにより入力容量が増加し、結果として出

力電圧が低下したためであると考えられる。この結果から平均値 μ および $\text{Sigma}\sigma$ を取得し、不良判定の基準は節 5.1 と同様に

$$|x - \mu| > 3\sigma$$

を満たすチャンネルを不良と定義した。この基準を適用すると、不良チャンネルを判定するための傾き (slope) の閾値は以下ようになる。

センサー付きチップ: slope < 0.723 または slope > 0.837

チップ単体: slope < 0.963 または slope > 1.113

節 5.1 と同様に、センサー付きチップをチップ番号 0、チップ単体の 10 チップをチップ番号 1-10 とし、この条件を満たす不良チャンネルを表 5.3 に示す。割合はチャンネル総数 36 に対する比率を求め、有効数字 2 桁のパーセンテージで示す。

チップ番号	チャンネル番号	個数	割合
0	32	1	2.8%
1	2, 5, 14, 19	4	11%
3	30	1	2.8%
5	28	1	2.8%
6	0-4, 7-12, 14-18, 20, 22-30, 32-35	30	83%
7	14	1	2.8%
10	16	1	2.8%

表 5.3: ADC の傾き解析で判定された不良チャンネル

5.2.1 オフセットの安定性

傾きが許容範囲内であっても、オフセットが適切に設定されていない場合には測定精度が低下する可能性がある。そこで、オフセットの安定性をさらに評価した。センサー付きのチップ 36 チャンネル分のオフセット分布を図 5.11 (左)、チップ単体の 360 チャンネル分のオフセット分布を図 5.12 (右) に示す。

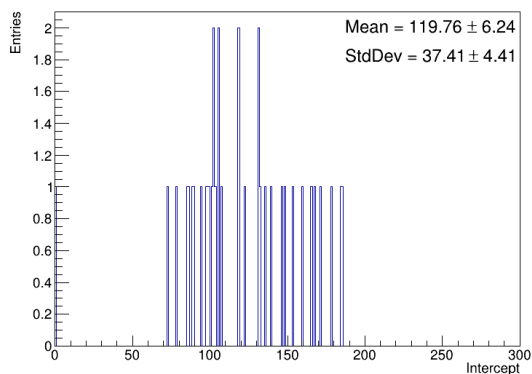


図 5.11: 36 チャンネル分のオフセット分布

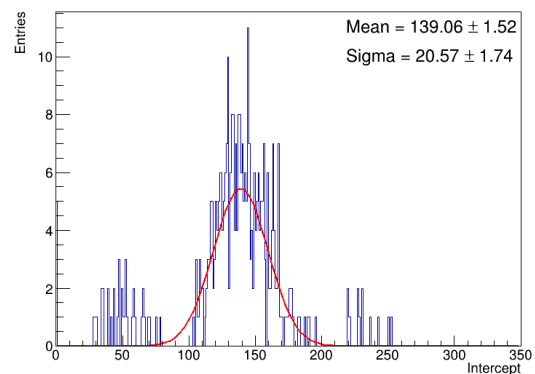


図 5.12: 360 チャンネル分のオフセット分布

36 チャンネル分のヒストグラム分布はエンタリー数が少なくばらつきが大きいいため、ガウス関数による安定したフィッティングが困難であった。このため、ヒストグラムから直接平均値および標準偏差を算出し、それぞれ μ および σ とした。一方、360 チャンネルの分布についてはガウス関数でフィットを行い、そこから μ および σ を取得した。不良判定の基準は節 5.1 と同様に

$$|x - \mu| > 3\sigma$$

を満たすチャンネルを不良と定義した。この基準を適用すると、不良チャンネルを判定するためのオフセット (offset) の閾値は以下のようになる。

センサー付きチップ: offset < 7.53 または offset > 231.99

チップ単体: offset < 77.35 または offset > 200.77

以上より、この条件を満たす不良チャンネルを以下の表 5.4 に示す。割合はチャンネル総数 36 に対する比率を求め、有効数字 2 桁のパーセンテージで示す。

チップ番号	チャンネル番号	個数	割合
0	32	1	2.8%
1	5, 14, 19, 35	4	11%
2	7	1	2.8%
3	7, 20, 30	3	8.3%
4	0, 2	2	5.6%
5	28	1	2.8%
7	22	1	2.8%
8	0-4, 6-19, 21-35	34	94%
9	0, 12, 28	3	8.3%
10	16, 30, 31	3	8.3%

表 5.4: ADC のオフセット解析で判定された不良チャンネル

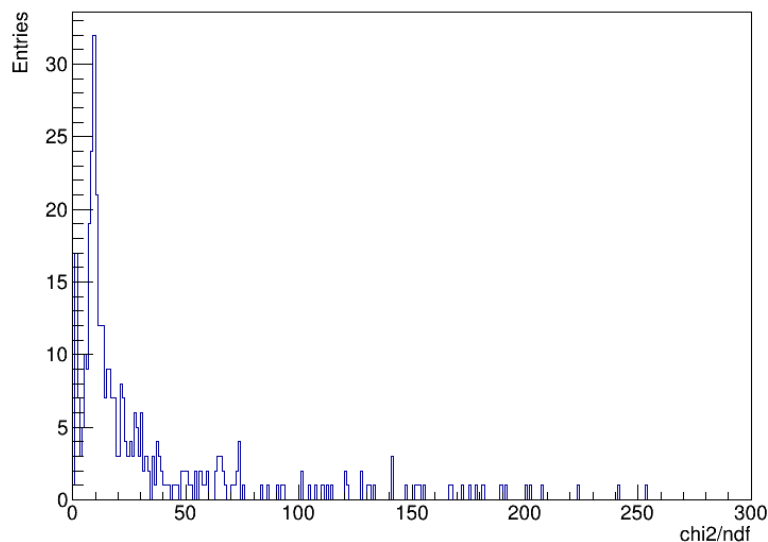
傾きとオフセットの解析結果より、(1) 傾きが許容範囲外のチャンネル、および (2) 傾きは許容範囲であるがオフセットが許容範囲外のチャンネルを不良チャンネルとして判定し、以下の表 5.5 に示す。割合はチャンネル総数 36 に対する比率を求め、有効数字 2 桁のパーセンテージで示す。

チップ番号	チャンネル番号	個数	割合
0	32	1	2.8%
1	2, 5, 14, 19, 35	5	14%
2	7	1	2.8%
3	7, 20, 30	3	8.3%
4	0, 2	2	5.6%
5	28	1	2.8%
6	0-4, 7-12, 14-18, 20, 22-30, 32-35	30	83%
7	14, 22	2	5.6%
8	0-4, 6-19, 21-35	34	94%
9	0, 12, 28	3	8.3%
10	16, 30, 31	3	8.3%

表 5.5: ADC の傾きおよびオフセット解析により判定された不良チャンネル

5.3 ADC の線形性

ADC の DAC Scan 結果に対して一次関数による直線フィッティングを行い、11 チップ 396 チャンネル分の χ^2/ndf を取得した。フィッティング範囲は飽和前の入力 DAC 0-700 の領域でとし、その結果をヒストグラム分布として以下の図 5.13 に示す。

図 5.13: 396 チャンネル分の χ^2/ndf 分布

χ^2/ndf は 1 に近いほど線形性が良い指標であるが、図 5.13 から、2 桁以上の値を示すチャンネルが複数存在することが確認された。これは、入力 DAC 領域の一部において線形性が悪化している可能性が考えられる。そこで、どの DAC 領域で線形性が悪化しているのかをチャンネルごとに詳細に評価するため、直線フィットに対する Residual 分布および Pull 分布を導入した。

5.3.1 Residual および Pull による線形性評価

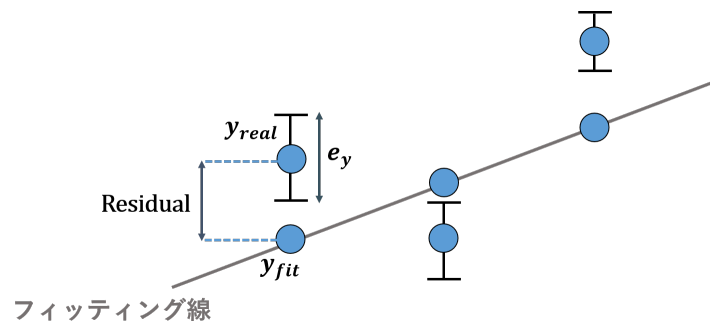


図 5.14: 測定値とフィット点の関係

図 5.14 中の y_{real} は測定値、 y_{fit} は直線フィットによる予測値、 σ_y は測定誤差である。Residual は測定値とフィット値の差を表し、Pull はその差を誤差で規格化した量である。Residual および Pull は以下の式 5.1、5.2 で与えられる。

$$\text{Residual} = y_{\text{real}} - y_{\text{fit}} \quad (5.1)$$

$$\text{Pull} = \frac{y_{\text{real}} - y_{\text{fit}}}{\sigma_y} = \frac{\text{Residual}}{\sigma_y} \quad (5.2)$$

まず、フィッティング範囲である DAC 0-700 のにおける Residual の分布を調べることで、測定値とフィッティングモデルとのずれの大きさ、およびそのずれが DAC 値に依存した偏りがあるかを評価した。縦軸を Residual、横軸を入力 DAC としたときの、1 チャンネル分の Residual 分布を、フィッティング範囲 DAC 0-700 に限定して図 5.15 に示す。

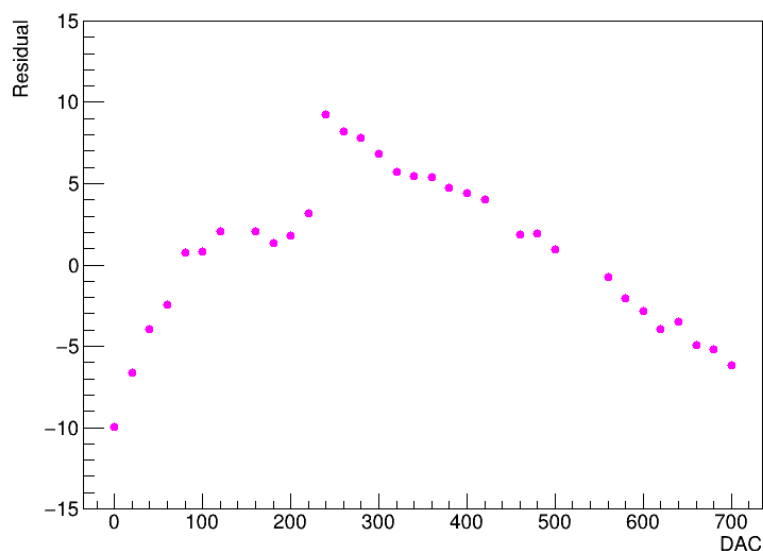


図 5.15: DAC 0-700 における 1 チャンネル分の Residual 分布

図 5.15 から、DAC 0-240 の領域では Residual が正側に増加する右肩上がり、DAC 240-700 の領域では負側に減少する右肩下がりの DAC 領域によって異なる傾向が確認された。これは、測定

値と直線モデルとのずれが入力 DAC 値に依存して系統的に変化していることを示している。このような DAC 依存性の Residual は、他のチップにおいても同様に観測された。

さらに測定誤差に対してどの程度ずれが生じているか評価するため、Residual を各測定点の平均誤差で規格化した量として Pull を算出した。縦軸を Pull、横軸を入力 DAC としたときの、1 チャンネル分の Pull 分布を、フィッティング範囲 DAC 0-700 に限定して図 5.16 に示す。

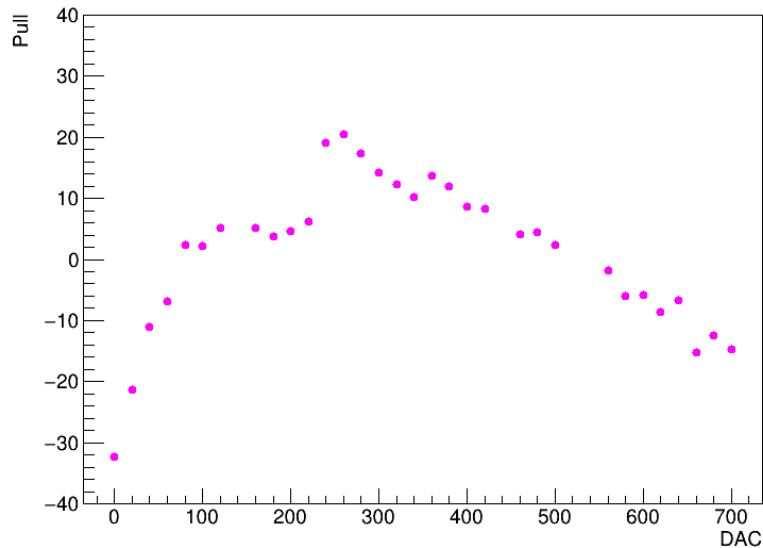


図 5.16: DAC 0-700 における 1 チャンネル分の Pull 分布

図 5.16 から、Residual 分布と同様に、DAC 0-240 の領域では正側に増加する右肩上がり、DAC 240-700 の領域では負側に変化する右肩下りの DAC 領域によって異なる傾向が確認された。また、Residual を測定誤差で規格化したにもかかわらず、Pull の絶対値が 1 を大きく超える点が多く存在していることが分かった。これは、測定誤差が小さく安定しているにもかかわらず、直線モデルと測定値との間に系統的なずれが存在することを示唆している。特に、DAC 0 付近の低い DAC 領域では他の領域に比べて Pull が大きいことから、線形性が低いことがわかる。したがって、このような系統的なずれが存在しているため、 χ^2/ndf が 2 桁以上の値を示すチャンネルが複数存在すると考えられる。以上より、ADC の線形性のみを用いて一律の数値的な不良判定基準を設定することは適切でないと判断し、ADC の線形性に基づく不良判定の閾値設定は行わないこととした。

5.4 増幅率応答特性

ADC と TOT の増幅率応答測定の結果から、増幅率設定別にヒストグラム分布を作成した。ADC におけるセンサー付きのチップ 36 チャンネルの分布を図 5.17 に、チップ単体の 360 チャンネルの分布を図 5.18 に示す。

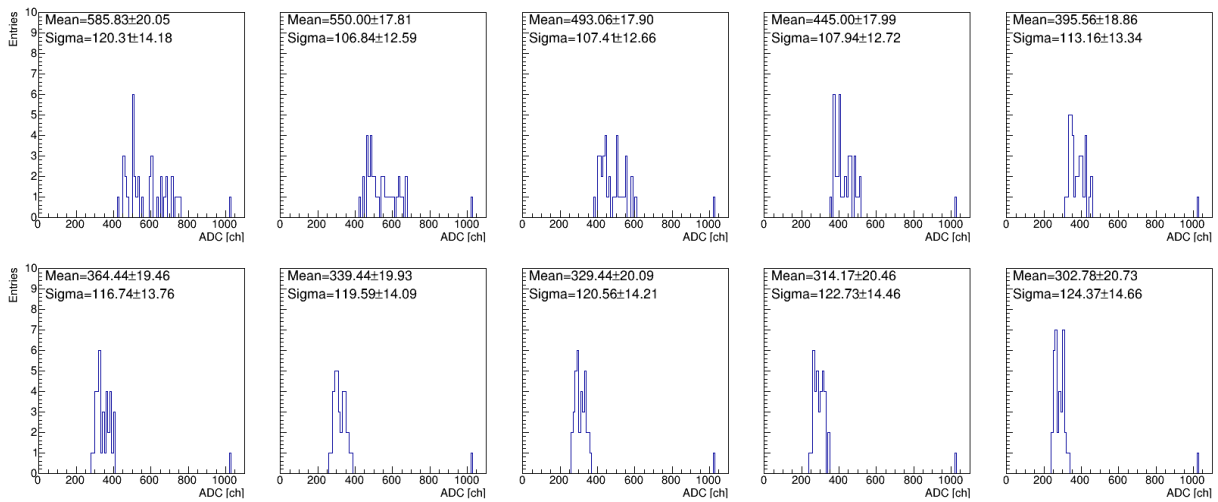


図 5.17: 増幅率設定別の 36 チャンネル分の出力 ADC 分布

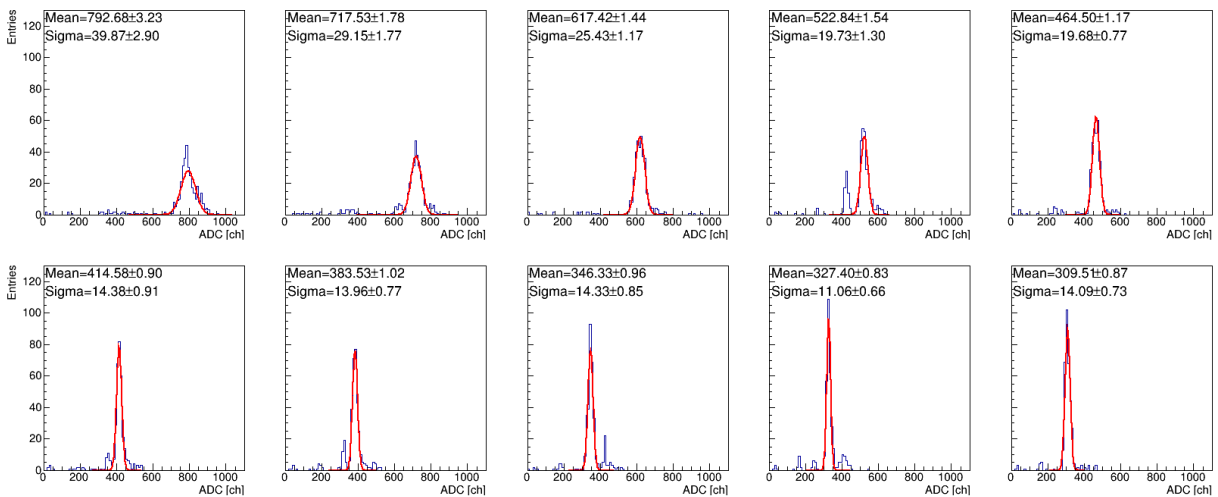


図 5.18: 増幅率設定別の 360 チャンネル分の出力 ADC 分布

同様に、TOTにおけるセンサー付きのチップ 36 チャンネルの分布を図 5.19 に、チップ単体の 360 チャンネルの分布を図 5.20 に示す。

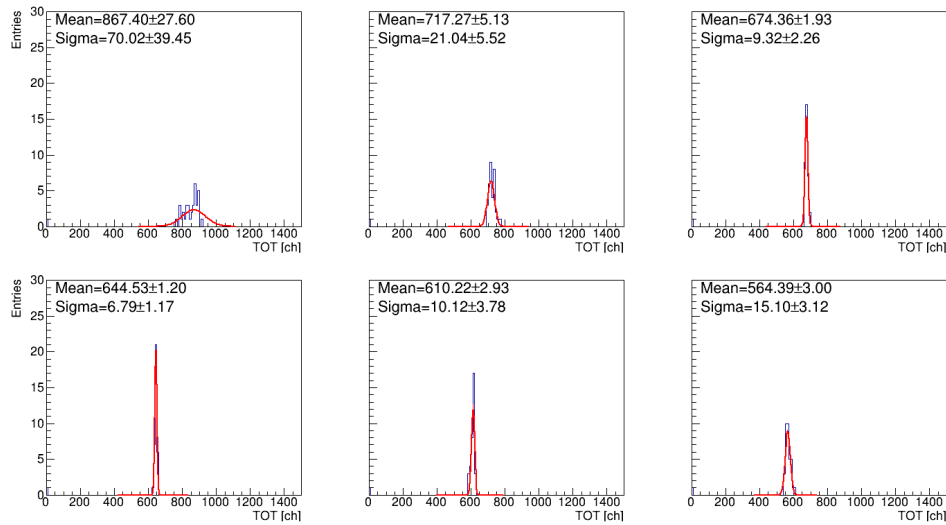


図 5.19: 増幅率設定別の 36 チャンネル分の出力 TOT 分布

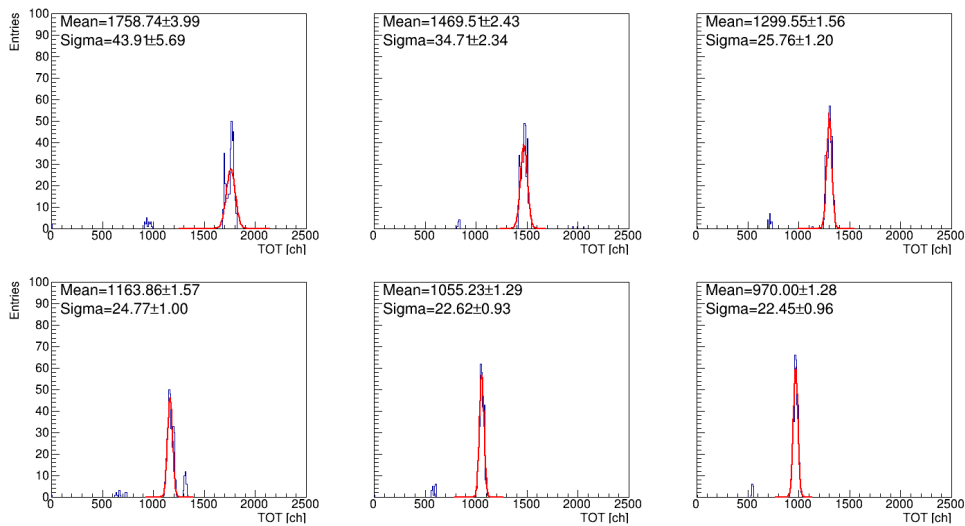


図 5.20: 増幅率設定別の 360 チャンネル分の出力 TOT 分布

ADC における 36 チャンネル分の分布はエントリー数が少なくばらつきが大きいいため、安定したフィッティングが困難であった。そのため、フィッティングは行わず、ヒストグラムから直接平均値および標準偏差を算出した。一方、TOT における 36 チャンネル分の分布は明瞭なピーク構造を示したため、ガウス関数によるフィッティングを行い、平均値および標準偏差 σ を取得した。また、360 チャンネル分の分布については、ADC および TOT のいずれにおいても統計量が十分に大きく、概ねガウス分布に従うことが確認されたため、同様にガウス関数によるフィッティングを行い、平均値および σ を取得した。これらの結果を基に、増幅率設定ごとに平均値をプロットし、エラーバーとして σ を付与した結果を図 5.21 に示す。左図が ADC、右図が TOT である。

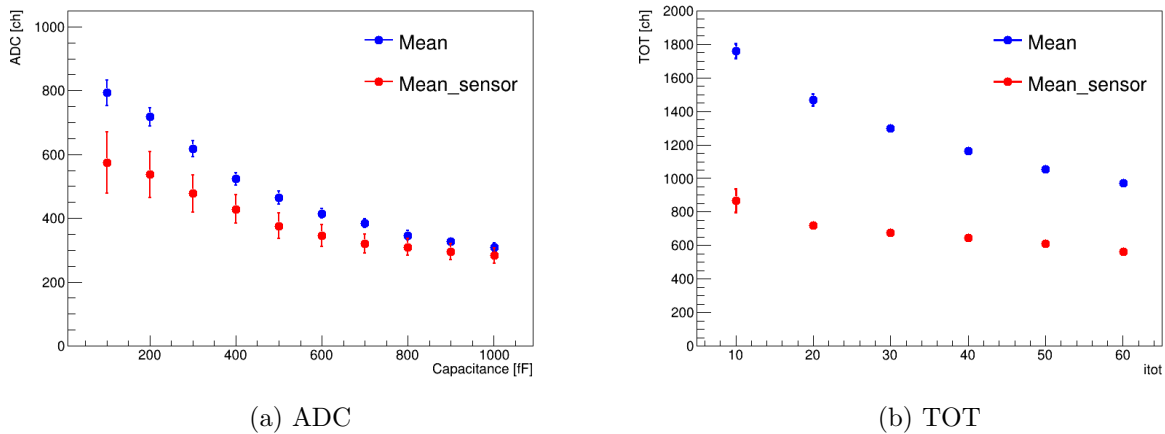


図 5.21: センサー付きチップ（赤）とチップ単体（青）における増幅率設定による出力変化

センサー付きチップおよびチップ単体のいずれにおいても、ADC および TOT の両方で増幅率設定が小さくなるほど出力が減少する傾向が確認された。また、センサー付きチップは ADC および TOT のいずれにおいても、チップ単体と比較して出力が小さいことが確認された。これは、センサー容量が付加されることで入力容量が増大し、その結果として出力電圧が低下したためであると考えられる。

5.5 不良チップの判定

内部電荷測定の実安定性解析および ADC の傾き解析において設定した不良チャンネル判定基準を適用し、どちらか一方でも基準を満たしたチャンネルを不良チャンネルとして定義した。その判定結果を表 5.6 に示す。割合はチャンネル総数 36 に対する比率を求め、有効数字 2 桁のパーセンテージで示す。

チップ番号	チャンネル番号	個数	割合
0	32	1	2.8%
1	2, 5, 14, 19, 35	5	14%
2	7, 32	2	5.6%
3	7, 20, 30	3	8.3%
4	0, 1, 3-35	34	94%
5	22, 28	2	5.6%
6	0-4, 6-12, 14-18, 20, 22-30, 32-35	31	86%
7	2, 14, 22, 31	4	11%
8	0-4, 6-19, 21-35	34	94%
9	0, 12, 28, 31	4	11%
10	15, 16, 30, 31	4	11%

表 5.6: 内部電荷測定の実安定性と、ADC の傾きから判定された不良チャンネル

この結果から、不良チャンネルがチップ全体の 80% 以上を占める場合を不良チップと判定する基準を設定した。この基準に基づき、チップ 4、6、8 を不良チップとした。

第6章 今後の展望

本研究では、テストボードを用いた TOT 測定において、後半チャンネルで信号が正しく読み出されない事象が確認された。この問題は先行研究においても報告されており、今後テストボードの回路設計および読み出し設定を見直し、全チャンネルで安定した TOT 読み出しが可能となる環境を構築する必要がある。また、本研究では内部電荷を用いた測定および評価を実施したが、実際の FoCal 運用環境では Si センサーからの信号読み出しが不可欠である。今後は、Si センサーを接続した状態での TOT および ADC 測定を実施し、内部電荷測定との結果を比較することで、実機運用により近い条件での性能評価を進める。さらに線形性評価の結果、入力 DAC 値が約 100～700 の領域で良好な線形性が得られる傾向が確認されたが、この線形性領域はチャンネルおよびチップごとに異なる可能性がある。今後は、線形性が高い DAC 範囲を各チャンネルで定量的に評価し、その分布やばらつきを統計的に整理することが必要である。

第7章 まとめ

本研究では、LHC-ALICE 実験における FoCal 検出器の高度化に向けて、FoCal-E pad で用いる読み出し ASIC である HGCROC の内部電荷測定を実施し、その性能評価を行った。特に量産段階において不良チャンネルおよび不良チップを識別するための評価基準の確立を目的とし、内部電荷測定の安定性、ADC の傾き、ADC の線形性、増幅率応答特性の 4 つの観点から HGCROC の動作特性を検証した。

まず、内部電荷測定の安定性評価では、各 DAC 値における ADC および TOT 分布の標準偏差を算出し、その平均値をチャンネルごとに比較した。その結果、センサー付きチップでは ADC の標準偏差の平均値が 1.44~5.22、TOT が -1.52~19.24 の範囲を外れるチャンネルを不良チャンネルと定義した。一方、チップ単体では ADC が 0.09~7.59、TOT が -2.28~5.34 の範囲を外れるチャンネルを不良チャンネルと定義した。

次に、ADC の傾き解析では、横ばい点およびスパイク点を補正した上で直線フィットを行い、傾きおよびオフセットを評価した。その結果、傾き範囲がセンサー付きチップで 0.723~0.837、チップ単体で 0.963~1.113 の範囲を外れる場合を不良チャンネルと定義した。また、オフセットについては、センサー付きチップで 7.53~231.99、チップ単体で 77.35~200.77 の範囲を外れる場合を不良チャンネルとした。これらの基準に基づき、傾きが許容範囲を外れるチャンネル、あるいは傾きが許容範囲内であってもオフセットが許容範囲外であるチャンネルを不良と定義した。

線形性評価では、直線フィットの精度を表す χ^2/ndf が 2 桁以上となるチャンネルが複数確認されたため、Residual および Pull 分布を用いた詳細な検討を行った。その結果、入力 DAC が 0 付近の低 DAC 領域では線形性が低く、約 100~700 の領域で線形性が向上する傾向が確認された。

増幅率応答特性の評価では、ADC および TOT の増幅率設定を変更しながら入力に対する出力を測定した。その結果、増幅率設定が大きいほど出力が増大し、小さいほど出力が減少するという予想通りの傾向が確認された。また、同一増幅率設定においても、センサー付きチップの出力はチップ単体より小さくなることが示された。これは、センサー容量が付加されることにより入力容量が増大し、結果として出力が低下したためと考えられる。

内部電荷測定の安定性および ADC の傾き解析から得られた判定基準を統合し、36 チャンネル中 80%以上が不良チャンネルである場合を不良チップとする基準を確立した。その基準を 11 チップに適用した結果、3 チップが不良チップ、8 チップが良好チップと判定され、約 7 割のチップが安定して動作することを確認した。以上より、本研究では HGCROC の内部電荷測定に基づき、不良チャンネルおよび不良チップ識別するための評価基準を確立した。

謝辞

本研究を行うにあたり、多くの方々から多大なるご指導とご支援を賜りました。この場をお借りして、心より御礼申し上げます。

まず初めに、指導教官である下村真弥先生には FoCal プロジェクトに参加する機会を与えていただき、約2年間にわたり多くの経験を積ませていただきました。いつ研究室へお伺いしても真摯に向き合っていたいただき、研究内容のみならず出張に関する相談にも丁寧にご対応いただきました。そのおかげで、安心して大学院生活を送ることができました。また、学会や実験への参加など数多くの貴重な機会をいただき、目標に向かって努力する姿勢を身につけることができました。ここに深く感謝申し上げます。蜂谷崇先生には、解析コードや測定機器に関する多くの知識をご教示いただきました。研究を進める上で、必要に応じて迅速に環境の整備を行っていただいたり、疑問が生じた際にはその都度、根本から丁寧に指導いただきました。心より感謝申し上げます。また、宮林謙吉先生、住澤一高先生には、ミーティング等を通じて多くのご助言をいただきました。私の説明が不十分な際、その都度問題点や不足している点を具体的にご指摘いただいたことで、自身の課題と向き合いながら考える力を養うことができました。心より感謝申し上げます。

筑波大学の中條達也先生には、筑波大学への訪問およびビームテスト参加の際に大変親切にご対応いただきました。滞在中やビームテスト期間中も常に気にかけてくださり、安心して取り組むことができました。疑問点について質問した際には丁寧に説明いただき、理解を深めることができました。さらに、筑波技術大学の稲葉基先生にも、筑波訪問およびビームテスト参加の際に大変お世話になりました。実験の内容についてお伺いした際には丁寧に説明いただき、理解を深めることができました。加えて、初めての学会参加の際には不慣れな点が多く戸惑うこともありましたが、気にかけてくださり、ご支援いただきました。

熊本大学の長名保範先生には、奈良女子大学における HGCROC の測定環境構築に際し、熊本大学にて直接ご指導いただきました。訪問後も、LED 測定環境の整備を進めてくださったほか、問題が生じた際にはオンラインでの相談にも応じていただくなど、手厚いご支援を賜りました。心より感謝申し上げます。

佐賀大学の房安貴弘先生には、佐賀大学訪問の際に多大なるご支援をいただきました。測定用テストボードならびに FPGA ボードをお貸しいたいただき、誠にありがとうございました。

最後になりましたが、これまでの大学生活を支えてくれた家族、友人をはじめ、研究活動に関わってくださったすべての皆様に深く感謝申し上げます。

参考文献

- [1] 佐々木優花. LHC-ALICE 実験高度化に向けた FoCal 検出器の開発における p 型シリコンセンサーの放射線耐性評価. 修士論文, 奈良女子大学大学院, 2024.
- [2] Gunnar S Bali. Qcd forces and heavy quark bound states. Physics Reports, Vol. 343, No. 1-2, pp. 1-136, 2001.
- [3] S. Navas, et al. Review of particle physics. Phys. Rev. D, Vol. 110, No. 3, p. 030001, 2024.
- [4] LHC ALICE 実験日本グループ. <http://alice-j.org/>. 参照日: 2025 年 8 月 27 日.
- [5] 港陽子. LHC-ALICE 実験の高度化に向けたシリコン電磁カロリメータの開発と性能評価. 修士論文, 奈良女子大学大学院, 2020.
- [6] Letter of Intent: A Forward Calorimeter (FoCal) in the ALICE experiment. 6 2020.
- [7] Izaak Neutelings. Pseudorapidity. https://tikz.net/axis2d_pseudorapidity/. 参照日: 2025 年 8 月 28 日.
- [8] 板倉数記. 原子核物理用語・キーワード解説「カラーガラス凝縮 (Color Glass Condensate, CGC)」。 http://kakudan.rcnp.osaka-u.ac.jp/jp/researcher/word/cgc_54_02_2010_03.pdf. 参照日: 2025 年 8 月 27 日.
- [9] 高エネルギー加速器研究機構-KEK. LHC 実験でビッグバンが見えたのか? <https://www2.kek.jp/ja/news/highlights/2010/CGC.html>. 参照日: 2025 年 8 月 27 日.
- [10] 宮林健吉. 電磁カロリメータの基礎, 2023. 参照日: 2025 年 12 月 3 日.
- [11] 天文学辞典 (日本天文学会). 制動放射. <https://astro-dic.jp/bremsstrahlung/>. 参照日: 2025 年 12 月 3 日.
- [12] ALICE Physics Results. <https://alice.cern/index.php/results/>. 参照日: 2025 年 10 月 10 日.
- [13] Longer term LHC schedule. <https://lhc-commissioning.web.cern.ch/schedule/LHC-long-term.htm/>. 参照日: 2025 年 10 月 10 日.
- [14] Fabienne Marcastel. CERN's Accelerator Complex. 2013. General Photo.
- [15] Technical Design Report of the ALICE Forward Calorimeter (FoCal). <https://cds.cern.ch/record/2890281>, 2024.
- [16] Semi journal. 半導体の電気的性質: p 型半導体と n 型半導体. <https://semi-journal.jp/basics/beginner/electrical-property.html>. 参照日: 2025 年 12 月 5 日.

-
- [17] Semi journal. 半導体の pn 接合とバンド構造. <https://semi-journal.jp/basics/beginner/pn-junction.html>. 参照日：2025 年 12 月 5 日.
- [18] Semi journal. pn 接合の電気特性：順方向・逆方向バイアス. <https://semi-journal.jp/basics/beginner/bias.html>. 参照日：2025 年 12 月 5 日.
- [19] 放射線豆知識. <http://www.x-ray.co.jp/mame.html>. 参照日：2025 年 11 月 25 日.
- [20] HGCROC2/2A Datasheet. <https://twiki.cern.ch/twiki/pub/ALICE/FoCalAndCms>.
- [21] 犬飼泰地. ALICE FoCal 検出器のための読み出し集積回路 HGCROC2 および HGCROC3 の性能評価. 修士論文, 筑波大学大学院, 2024.