

修士論文

KamLAND2 へ向けた
フロントエンド回路の性能評価と最適化
Evaluation and Optimization of Front-End Electronics for KamLAND2

東北大学理学研究科
物理学専攻

中畑 豪

令和四年

概要

ニュートリノは電荷をもたないため、マヨラナ粒子である可能性がある。ニュートリノのマヨラナ性を検証する唯一の手法はニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊 ($0\nu\beta\beta$ 崩壊) の探索である。 $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索実験 KamLAND-Zen では、二重ベータ崩壊核である ^{136}Xe を液体シンチレータ検出器 KamLAND 内に導入し、観測を行っている。さらなる高感度化を目指した KamLAND2 が将来的に計画されている。現在 KamLAND ではデータ取得システムにおいて 2 種類のフロントエンド回路が稼働しているが、KamLAND2 ではそれぞれの機能を 1 種類のフロントエンド回路に統括して使用する予定である。そのフロントエンド回路には現行の性能をカバーするだけでなく、現行のフロントエンド回路における課題も解決することが要求される。プロトタイプボードが作成され性能評価を行ったところ、アナログ回路や ADC において大きな問題が見つかった。本研究では要求の 1 つである「低ノイズなアナログ回路の実装」へ向けて、パーツ選定や回路構成の変更、デジタルローパスフィルタの導入により低ノイズ化を目指し、アナログ回路の最適化を行った。さらに、最適化後の性能評価を行い、アナログ回路が目標性能を満たしていることを確認できた。加えて、ADC の不具合を修正し性能評価を行うことで、先行研究¹ と合わせてフロントエンド回路に対するその他の要求「全 1 p.e. 以上の波形データの取得・転送」「デッドタイムフリー性能の向上」を満たしていることを確認できた。

目次

第 1 章	序論	1
第 2 章	ニュートリノ物理学	3
2.1	ニュートリノと標準模型	3
2.1.1	素粒子の標準模型	3
2.1.2	ニュートリノ	5
2.2	ニュートリノ振動	6
2.2.1	ニュートリノ振動の発見	6
2.2.2	ニュートリノ振動	7
2.2.3	ニュートリノの質量階層構造	11
2.3	ニュートリノのマヨラナ性	11
2.3.1	ディラック質量とマヨラナ質量	11
2.3.2	シーソー機構	13
2.4	ニュートリノのマヨラナ性の検証	15
2.4.1	二重ベータ崩壊	15
2.4.2	$0\nu\beta\beta$ 崩壊探索実験	17
第 3 章	KamLAND	19
3.1	KamLAND	19
3.1.1	内部検出器 (Inner Detector, ID)	19
3.1.2	外部検出器 (Outer Detector, OD)	21
3.1.3	ニュートリノ検出の原理	22
3.2	KamLAND-Zen	24
3.2.1	KamLAND-Zen の構造	24
3.2.2	KamLAND-Zen 400	26
3.2.3	KamLAND-Zen 800	27
3.2.4	KamLAND-Zen における $0\nu\beta\beta$ 崩壊の主な背景事象	27
3.3	KamLAND2	28
3.3.1	KamLAND2 へ向けた改良点	29

第 4 章	KamLAND のデータ収集システム	31
4.1	PMT 信号の特性	32
4.1.1	ノイズレート	32
4.1.2	1 p.e. 信号	32
4.1.3	宇宙線ミュオン信号	32
4.2	KamDAQ	33
4.2.1	KamFEE	35
4.2.2	トリガ回路	36
4.2.3	DAQ コンピュータ	37
4.2.4	宇宙線ミュオン後のデッドタイム問題	37
4.3	MogDAQ	39
4.3.1	BLR	40
4.3.2	MoGURA	41
4.3.3	MoGURA Trigger	43
4.3.4	MoGURA, BLR のノイズレベル	45
4.4	KamLAND2 におけるデータ取得システム	47
第 5 章	KamLAND2 へ向けたフロントエンド回路	49
5.1	MoGURA2 への要求	49
5.1.1	アナログ部の目標性能	51
5.1.2	デジタル部の目標性能	51
5.2	MoGURA2 の設計仕様	52
5.2.1	アナログ部の設計仕様	53
5.2.2	デジタル部の設計仕様	53
5.2.3	データ通信用インターフェース	54
5.2.4	電源部	55
5.2.5	クロックデザイン	56
5.2.6	ロジックデザイン	57
5.3	MoGURA2 プロトタイプボード	58
5.3.1	開発状況	58
5.3.2	アナログ回路の回路構成	59
5.3.3	アナログ回路の性能評価	60
5.3.4	プロトタイプボードの初期性能評価まとめ	62
5.3.5	L-gain ADC の不具合	63
第 6 章	アナログ部の最適化	67
6.1	目標性能の復習とプロトタイプボードの性能評価状況	67
6.2	周波数応答の改善	68

6.2.1	特異な周波数応答の原因	68
6.2.2	改善策	68
6.3	ノイズの低減	69
6.3.1	周波数応答のフラット化	70
6.3.2	DSP を用いた高周波のカットオフ	70
6.3.3	ヘッドアンプ周辺の回路構成の変更	74
6.3.4	ノイズ低減のまとめ	75
6.4	最適化後のアナログ回路	76
6.4.1	アナログ回路の回路構成	76
第 7 章	最適化後におけるフロントエンド回路の性能評価	79
7.1	周波数応答	80
7.2	ノイズレベル	80
7.2.1	H-gain	81
7.2.2	L-gain	81
7.3	ゲインリニアリティ	83
7.3.1	実験方法	83
7.3.2	実験結果	83
7.4	Threshold scan	85
7.4.1	実験方法	85
7.4.2	実験結果	86
7.5	大信号応答	87
7.5.1	L-gain	87
7.5.2	H-gain	88
7.6	ゲインチャンネル切り替え	88
7.6.1	各ゲインチャンネルの時間差	88
7.6.2	ゲインチャンネル切り替わり時におけるノイズの影響	89
7.7	ベースラインの長時間安定性	90
第 8 章	結論と課題	91
8.1	結論	91
8.2	今後の課題	92
付録		95
A	S-LAND 用 MoGURA2 ボード	95
A.1	アナログ回路	96
A.2	電源部	97
B	TINA-TI によるシミュレーション	97
C	アナログ子基板	99

C.1	アナログ子基板	99
C.2	アナログ子基板評価キット	99
	謝辞	103
	参考文献	103

目次

2.1	標準模型の素粒子とその質量	4
2.2	KamLAND で観測された反電子ニュートリノの生存確率	10
2.3	質量数 A と陽子数 Z の壊変図	16
3.1	KamLAND の構造	20
3.2	PMT の内部構造	21
3.3	逆ベータ崩壊反応	22
3.4	KamLAND-Zen の構造	24
3.5	インナーバルーン	25
3.6	KamLAND-Zen 400 による有効マヨラナ質量の制限	26
3.7	KamLAND-Zen 800 による観測エネルギースペクトル	27
3.8	$2\nu\beta\beta$ と $0\nu\beta\beta$ のエネルギースペクトル	28
3.9	エネルギー分解能の向上による KamLAND2-Zen での到達感度目標	30
4.1	KamLAND の DAQ システム	31
4.2	典型的な 1 p.e. 信号	33
4.3	平均化した 1 p.e. 信号の周波数成分	33
4.4	典型的なミュオン信号	34
4.5	宇宙線ミュオン信号の周波数成分	34
4.6	KamFEE ボード	35
4.7	KamFEE の入力からデータ転送までのフロー図	36
4.8	KamDAQ のトリガ回路	36
4.9	KamDAQ における DAQ コンピュータネットワーク	37
4.10	ミュオン信号のオーバーシュート	38
4.11	17-inch PMT のブリーダ回路	39
4.12	ミュオン信号のアフターパルス	39
4.13	BLR の基板写真とベースライン安定化の模式図	40
4.14	BLR 回路の有無によるベースライン変動の違い	41
4.15	MoGURA 基板写真と概略図	41
4.16	MoGURA のアナログ回路の回路図	42

4.17	MoGURA Trigger ボード	44
4.18	MoGURA Trigger の信号入出力	45
4.19	MoGURA のノイズレベルの例	46
4.20	MoGURA+BLR のノイズレベルの例	47
4.21	新型 DAQ システムの構成図	48
5.1	宇宙線ミュオン後の中性子捕獲事象の時間分布	50
5.2	XCZU29DR	53
5.3	MoGURA2 プロトタイプボードのレイアウト図	54
5.4	プロトタイプボードのデータ通信用のインターフェース群	56
5.5	クロック系統図	57
5.6	MoGURA2 のデータフォーマット	58
5.7	MoGURA2 のロジックデザイン	59
5.8	プロトタイプのアナログ回路の回路構成	60
5.9	周波数応答の測定結果	61
5.10	ノイズレベルの測定結果	62
5.11	ノイズスペクトル	63
5.12	プロトタイプボードの L-gain のノイズスペクトル	64
5.13	L-gain ADC と FPBA の AC カップル	65
6.1	プローブ測定の様子	68
6.2	各点における周波数応答	69
6.3	差動アンプ周りの回路図	69
6.4	抵抗変更後の各点における周波数応答の測定結果	70
6.5	周波数応答改善前後のノイズスペクトル	71
6.6	1 Gsps で 500 MHz のサイン波に 2 点移動平均を作用させた波形	72
6.7	2,4,8,16 点の移動平均をとった周波数応答	72
6.8	模擬 1 p.e. パルスの DSP シミュレーション	73
6.9	DSP 導入によるノイズの比較	73
6.10	オペアンプのシミュレーション回路	74
6.11	オペアンプのノイズ解析	75
6.12	ヘッドアンプの変更の模式図	75
6.13	最適化後のアナログ回路の回路構成	78
7.1	MoGURA2 のメインボード	79
7.2	MoGURA2 のアナログ子基板	80
7.3	周波数応答の測定結果	81
7.4	Ch0 のノイズレベルの測定結果	82
7.5	全チャンネルのノイズヒストグラム	82

7.6	ノイズレベルの測定結果	83
7.7	ゲインリニアリティ試験の入力信号	84
7.8	ゲインリニアリティ	84
7.9	規格化したゲインリニアリティ	85
7.10	Threshold scan の結果	86
7.11	L-gain 測定した最大ミューオン信号	87
7.12	RF-ADC 入力段における最大ミューオン信号	88
7.13	ゲインチャンネルの切り替わり動作確認	89
7.14	ベースラインの長時間安定性	90
8.1	将来的なベースライン調整用 DAC 接続	92
A.1	S-LAND の構造	95
A.2	偶数チャンネルの変更箇所	96
A.3	奇数チャンネルの変更箇所	97
A.4	デバックコネクタ	98
A.5	ATX 電源コネクタ	98
B.6	TINA-TI で用いた回路図	100
C.7	アナログ子基板外形図	101
C.8	アナログ子基板評価用キット	102

表目次

3.1	KamLAND-LS の組成	20
3.2	Xe-LS の組成	25
4.1	各ゲインチャンネルの仕様	42
4.2	MoGURA にしようされている FADC の仕様	43
4.3	MoGURA のノイズレベルの例	46
4.4	MoGURA+BLR のノイズレベルの例	47
5.1	各ゲインチャンネルの仕様	55
5.2	MoGURA と MoGURA2 の FPGA の仕様	55
5.3	ZU29DR の CPU の仕様	55
5.4	各電源システムの消費電力	56
5.5	オペアンプの主な仕様	60
5.6	プロトタイプボード性能評価のまとめ	63
6.1	周波数応答改善前後のノイズ RMS	70
6.2	DSP 導入前後のノイズ RMS	73
6.3	改善策導入のノイズレベルの変化	75
6.4	オペアンプの主な仕様	76
7.1	KamFEE, MoGURA, MoGURA2 のノイズ RMS	82
7.2	H-gain と L-gain の時間差	89

第 1 章

序論

素粒子物理学とは、自然界を形作る最も基本的でそれ以上分解できない粒子について探求し、その性質や相互作用を研究する学問である。その大成として 1970 年代に標準模型という素粒子物理学の基本的な理論が形成された。その枠組みの中でニュートリノの質量は 0 と仮定していた。しかし、近年のニュートリノ振動の発見により、ニュートリノは有限の質量を持つことが明らかとなった。ニュートリノの歴史において、少しずつニュートリノの基本的性質が明らかになっていく中で、現在のニュートリノに関する最大のテーマは質量である。なぜニュートリノだけが極めて軽いのか、質量の生成機構はどうあるべきか研究が進められている。ニュートリノの質量を説明する理論として、マヨラナ質量機構というものがある。ニュートリノは中性粒子であるため、粒子と反粒子が同一であるという性質を持つマヨラナ粒子である可能性がある。ニュートリノのマヨラナ性を検証する唯一の現実的な手法は、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊 ($0\nu\beta\beta$ 崩壊) の探索である。 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の探索は KamLAND を初めとする世界中の機関で行われている。

KamLAND では二重ベータ崩壊核 ^{136}Xe を使用した $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索実験である KamLAND-Zen が進行中である。濃縮キセノン約 380kg を使用した KamLAND-Zen 400 では、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の半減期に対して $T_{1/2}^{0\nu} > 1.07 \times 10^{26}$ year という、当時世界で最も厳しい制限を与えた²。濃縮キセノン約 745kg を使用し、2019 年 1 月に観測を開始した KamLAND-Zen 800 では、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の半減期に対して $T_{1/2}^{0\nu} > 1.98 \times 10^{26}$ year という制限を与えている。さらに、KamLAND-Zen 400 と KamLAND-Zen 800 を組み合わせて解析することで、 $T_{1/2}^{0\nu} > 2.3 \times 10^{26}$ year という制限を与えている。また、有効マヨラナ質量についても $\langle m_{\beta\beta} \rangle < 36 - 156$ meV という制限を与えている³。

KamLAND-Zen では 2011 年よりの $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索を世界最高感度で続けているが、未だその発見には至っていない。検出器に大幅な改良を施し、さらなる高感度での $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索を目的とした KamLAND2-Zen が将来的に計画されている。KamLAND2-Zen では液体シンチレータや PMT、集光ミラーのアップデートによるエネルギー分解能の向上が見込まれている。

また、KamLAND2-Zen では DAQ システムを改良することで宇宙線ミュオン直後の中性子の検出率向上を目指している。宇宙線ミュオンによる原子核破砕の際に放出される ^{10}C 原子核や ^{136}Xe 原子核由来の長寿命不安定核は、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の重要な背景事象である。宇宙線ミュオン直後の中性子捕獲事象を全て捕らえることで、背景事象のタギング効率の改善が見込まれる。現在の KamLAND では DAQ システムの中で、2 種類のフロントエンド回路を使用しているが、KamLAND2 では 1 種

類に統一する。現行のフロントエンド回路の性能をカバーするだけでなく、現行のフロントエンド回路における課題点を解決し、KamLAND2 の DAQ システム仕様に合わせる必要がある。それを踏まえて KamLAND2 におけるフロントエンド回路に対する要求は以下の通りである。

- ソフトウェアトリガ対応
- デッドタイムフリー性能の向上
- 低ノイズなアナログ回路の実装

先行研究により FPGA のロジック開発が行われ、プロトタイプボードが作成された。連続データ取得性能の向上により「デッドタイムフリー性能の向上」は達成した。また、小信号のデータ取得により「ソフトウェアトリガ対応」を部分的に達成した。しかし、アナログ回路と大信号測定用 ADC に問題が発覚し、残りは未達成である。本研究では問題点を特定し最適化することで要求事項を満たすアナログ回路を実現することを目的とする。また、本研究では大信号測定用 ADC の不具合修正を行うことで宇宙線ミュオン線の取得を可能にし、先行研究と合わせて 3 つの要求を満たすフロントエンド回路を目指す。

第 2 章

ニュートリノ物理学

現在の素粒子物理学は、「標準模型」と呼ばれる理論を基に成り立っている。標準模型には、図 2.1 に示す 12 種類の物質を構成する粒子と 4 種類の力を媒介する粒子、そして近年発見されたヒッグス粒子の合計 17 種類の素粒子が存在する。物質を構成する粒子はクォークとレプトンに分類され、ニュートリノはレプトンに属する。

ニュートリノは 2 つの点で他のクォークやレプトンと大きく異なる。電荷が 0 であること、そして質量がきわめて小さい点である。電荷をもたないニュートリノは電磁相互作用をせず、レプトンであるから強い相互作用もしない。よって弱い相互作用でしかほかの物質と作用せず、そのため物質をすり抜け、ほかの粒子に比べて検出が困難な粒子である。

ニュートリノの質量は他のレプトンに比べて何桁も小さいとされている。実際、標準模型はニュートリノの質量を 0 として構成されている。しかし、物理的にニュートリノの質量が 0 である必要性は全くなく、ニュートリノ振動によって質量をもつことは確認されている。本章ではニュートリノについて現在解明されている事実や、ニュートリノ振動などの標準模型を超えた観測結果、そこから新たに発見が希望されるニュートリノのマヨラナ性とその観測について記述する。なお、途中式では自然単位系を用いる。

2.1 ニュートリノと標準模型

2.1.1 素粒子の標準模型

素粒子物理学とは、自然界を形作る最も基本的でそれ以上分解できない粒子について調べ、その性質や相互作用を研究する学問である。その大成として 1970 年代に標準模型という素粒子物理学の基本的な枠組みが体系化された。標準模型によると、図 2.1 に示すように 17 種類の素粒子が存在する。わずか 17 種類という少数の素粒子から我々の身の回りの物質すべてが構成されている。さらに宇宙全体の構成要素が、素粒子を研究していくと解っていく。つまり素粒子を研究すれば、宇宙の始まりから発展まで理解できる可能性がある。この節では標準模型に存在する素粒子の基本的な性質を述べる。
















物質を構成する粒子				力を媒介する粒子		ヒッグス粒子  125.1 GeV/c ²
世代	第1世代	第2世代	第3世代	強い相互作用	電磁相互作用	
クォーク	アップ  2.16 MeV/c ² ダウ  4.67 MeV/c ²	チャーム  1.27 GeV/c ² ストレンジ  93 MeV/c ²	トップ  172.4 GeV/c ² ボトム  4.18 GeV/c ²			
	レプトン	電子  0.511 MeV/c ² 電子 ニュートリノ 	ミューオン  105.6 MeV/c ² ミュー ニュートリノ 	タウオン  1776 MeV/c ² タウ ニュートリノ 	Wボソン  80.3 GeV/c ² Zボソン  91.1 GeV/c ²	

図 2.1 標準模型の素粒子とその質量⁴

クォークとレプトン

先に述べたように、物質を構成する粒子はクォークとレプトンに分類される。クォークは強い相互作用が働く粒子で、アップ型とダウン型に分かれる。図 2.1 の 2 行で書かれているクォークにおいて、上側がアップ型、下側がダウン型である。それに対してレプトンは強い相互作用の働かない粒子で、荷電レプトンとニュートリノに分かれる。クォークとレプトンの種類のことをフレーバーと呼び、それぞれ 6 フレーバーずつ存在する。また、4 個の素粒子をひとまとめにして第 1 世代、第 2 世代、第 3 世代と分類する。自然界がなぜ 3 世代を必要とするのか、まだ解明されていない。世代分類の性質として、ニュートリノ以外の質量は世代とともに桁違いに大きくなるが、その理由は解明されていない。

ゲージ粒子

素粒子間に働く相互作用はゲージ理論によって記述され、その力を媒介する粒子をゲージ粒子と呼ぶ。光子は質量が 0 の粒子で電荷をもつ粒子と結合し電磁相互作用を担う。 W^\pm と Z^0 は質量をもつ粒子で全てのクォークやレプトンと結合し弱い相互作用を媒介する。グルーオンは質量 0 の粒子でクォークやグルーオン同士で結合し、強い相互作用を担う。

ヒッグス粒子

標準模型の最後の素粒子として 17 番目に発見されたのがヒッグス粒子である。標準模型では、ラグランジアンの中にヒッグスポテンシャルを導入し、素粒子はヒッグス場と相互作用することで質量を獲得できると考えられている。ただし、ヒッグス粒子は発見されたが、各素粒子がなぜ異なる質量を

もち、その質量が何桁にもわたっているのかは未解決である。

2.1.2 ニュートリノ

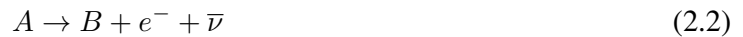
ニュートリノはクォーク・レプトンの中で唯一電荷をもたない。よって粒子と反粒子が同じか違うのかといった基本的な性質がわかっていない。近年ニュートリノ振動の発見から、質量を持つことは明らかとなったが、質量の値そのものはまだ決定されていない。この節ではそのニュートリノ発見に関する歴史的経緯と基本的性質と述べる。

ニュートリノ仮説

放射線の発見時、ベータ線は A と B を原子核として次のように放出されると考えられた。



A と B のエネルギーを E_A と E_B とすると、ベータ線のエネルギーは $E_e = E_A - E_B$ となり、単一のエネルギーが測定されると予想された。しかし、実際は $E_e < E_A - E_B$ で連続値をとることがわかった。ニュートリノはこの一見エネルギー保存則が破れているようにみえる現象を救うために、やむをえず仮説として Pauli によって以下のように導入された。



これはエネルギー保存則を破ることよりも、観測できないニュートリノを導入したほうがましだと彼が考えたからである。その後、Chadwick によって中性子が発見され、ベータ崩壊は、



であるとわかった。

ニュートリノの発見

ニュートリノを初めて発見した Reines は以下の逆ベータ崩壊反応を用いて観測を行った。

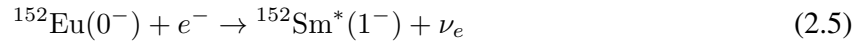


Reines は原子炉の傍に液体シンチレータを設定し、中性子と陽電子の遅延同時計測に成功し、1956年に反電子ニュートリノの発見に至った⁵。1962年、Lederman らによってパイオンの崩壊で生成されるニュートリノの反応が調べられ、ミューオンが生成されることがわかった。このことからミューニュートリノの存在が明らかになった⁶。3番目のタウニュートリノは、名古屋大学の原子核乾板を使ったフェルミ加速器研究所の DONUT 実験によって 2000年に発見された⁷。

左巻きニュートリノ

ベータ崩壊のエネルギースペクトルから、ニュートリノの質量は 0 もしくはきわめて小さいと予想された。ニュートリノの質量を 0 と仮定すると、ニュートリノは光速で運動することになる。つまりそれを追い越す系を作ることが出来なくなり、ヘリシティが一定となる。ヘリシティとはスピンの運

動量方向成分である。ヘリシティが正のとき右巻きと呼び、負のときは左巻きと呼ぶ。ニュートリノのヘリシティを測定する実験が 1957 年 Coldhaber らによって行われた。放射性元素 ^{152}Eu は 13 年の半減期で以下のように電子捕獲する。



^{152}Eu の静止系を考える。ニュートリノが左巻きのとき、 $^{152}\text{Sm}^*(1^-)$ のスピンはニュートリノの進行方向を向く。逆にニュートリノが右巻きのときは、 $^{152}\text{Sm}^*(1^-)$ のスピンはその反跳方向を向く。 $^{152}\text{Sm}^*(1^-)$ は 27 fs でガンマ崩壊し、基底状態に落ちる。



このガンマ線はニュートリノと反対方向に放出され、左巻きもしくは右巻きのニュートリノに対応し、左巻きもしくは右巻きのガンマ線となる。つまり、円偏光となりその向きを測定すれば、ニュートリノのヘリシティを測定できるのである。測定の結果、ニュートリノは 100% 左巻きであることが検証された⁸。

ニュートリノの導入段階ではニュートリノの質量は 0 もしくは極めて小さいとされていたが、ヘリシティが常に左巻きという実験結果から、標準模型ではニュートリノの質量を 0 と仮定している。しかし、近年ニュートリノ振動が発見され、ニュートリノは非常に小さいがゼロではない質量を持つことが明らかとなった。現在では標準模型を超える理論として、ニュートリノの質量に関する研究が現在世界中で行われている。

2.2 ニュートリノ振動

ニュートリノ物理学の歴史の中で、ニュートリノ振動の発見は非常に重要な功績である。それまでニュートリノの質量は 0 とされていたが、ニュートリノ振動により有限の質量をもつことがわかり、標準模型を超える物理が得られたからである。ニュートリノ振動とはニュートリノが空間を伝搬していく中で、フレーバーが周期的に変化していく現象である。ニュートリノ振動が起これば、ニュートリノには時間が流れるため、光速では運動せず質量をもつという論理で、特殊相対性理論から対偶的に理解される。本章では、ニュートリノ振動の発見と定量化、そこから得られるニュートリノの質量階層について述べる。

2.2.1 ニュートリノ振動の発見

太陽ニュートリノ問題

太陽内部では pp チェーンや CNO サイクルという核融合反応がエネルギーを生成している。その反応は 4 つの陽子から ^4He ができる反応として次式で書ける。



熱エネルギーとともに電子ニュートリノが放出される。この電子ニュートリノを初めて観測したのは Davis らによる Homestake 実験である。この実験は ^{37}Cl と電子ニュートリノの逆ベータ崩壊から生

成される ^{37}Ar を計数して太陽ニュートリノを測定する。実際に観測されたニュートリノ数は、標準太陽模型というモデルから予想される数の $1/3$ 程度であった⁹。その後、GALLEX や GNO, SAGE, KamiokaNDE など太陽ニュートリノの観測が行われたが、全て太陽モデルによる予想より少なく太陽ニュートリノ問題と呼ばれた。

大気ニュートリノ異常

地球には宇宙から陽子やヘリウム原子核などの粒子が飛来してくる。これらの粒子は大気の酸素や窒素原子核と反応しパイオンを生成する。パイオンは以下の過程を経てニュートリノを生成する。

$$\begin{aligned}\pi^\pm &\rightarrow \mu^\pm + \nu_\mu/\bar{\nu}_\mu \\ \mu^\pm &\rightarrow e^\pm + \nu_e/\bar{\nu}_e + \bar{\nu}_\mu/\nu_\mu\end{aligned}\quad (2.8)$$

よって正負のパイオンが同数ずつ生成されると仮定すると、ミューニュートリノと電子ニュートリノの比は 2 に近いと予想できる。KamiokaNDE 実験ではミューニュートリノイベント数と電子ニュートリノイベント数の比を、データと予想値で比をとった量 R を測定した。

$$R = \frac{(\nu_\mu + \bar{\nu}_\mu)/(\nu_e + \bar{\nu}_e)|_{Data}}{(\nu_\mu + \bar{\nu}_\mu)/(\nu_e + \bar{\nu}_e)|_{MC}} \sim 0.6 \quad (2.9)$$

予想が正しければ $R = 1$ となるべきであるが、ミューニュートリノイベント数の減少か電子ニュートリノイベント数増加により、 R は 1 から優位にずれている。この現象は大気ニュートリノ異常と呼ばれた。

2.2.2 ニュートリノ振動

ニュートリノ振動の原理

太陽ニュートリノ問題や大気ニュートリノ異常を解決するには、ニュートリノ振動が最も有力視された。ニュートリノ振動は、フレーバーの固有状態が、決まった質量を持つ状態（質量固有状態）と異なる場合に起こる。以下ではニュートリノ振動の関係式を導出する。

フレーバー固有状態を $|\nu_\alpha\rangle$ ($\alpha = e, \mu, \tau$)、質量固有状態を $|\nu_i\rangle$ ($i = 1, 2, 3$) と書き、それぞれ正規直交しているとする。これらは混合行列 U を用いて、

$$|\nu_\alpha\rangle = \sum_i U_{\alpha i} |\nu_i\rangle, \quad |\nu_i\rangle = \sum_\alpha U_{i\alpha}^\dagger |\nu_\alpha\rangle = \sum_\alpha U_{\alpha i}^* |\nu_\alpha\rangle \quad (2.10)$$

と書ける。U は 牧-中川-坂田行列-Pontecorvo (U_{MNSP}) と呼ばれるユニタリー行列である。各質量固

有状態の混合をかけることによって以下のように表される。

$$\begin{aligned}
U_{\text{MNSP}} &= \begin{pmatrix} U_{e1} & U_{e2} & U_{e3} \\ U_{\mu1} & U_{\mu2} & U_{\mu3} \\ U_{\tau1} & U_{\tau2} & U_{\tau3} \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c_{23} & s_{23} \\ 0 & -s_{23} & c_{23} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{13} & 0 & s_{13}e^{-i\delta_\nu} \\ 0 & 1 & 0 \\ -s_{13}e^{i\delta_\nu} & 0 & c_{13} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_{12} & s_{12} & 0 \\ -s_{12} & c_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\
&= \begin{pmatrix} c_{13}c_{12} & c_{13}s_{12} & s_{13}e^{-i\delta_\nu} \\ -s_{12}s_{13}c_{12}e^{i\delta_\nu} - c_{23}s_{12} & -s_{23}s_{13}s_{12}e^{i\delta_\nu} + c_{23}c_{12} & s_{23}c_{13} \\ -c_{23}s_{13}c_{12}e^{i\delta_\nu} + s_{23}s_{12} & -c_{23}s_{13}s_{12}e^{i\delta_\nu} - s_{23}c_{12} & c_{23}c_{13} \end{pmatrix}
\end{aligned} \tag{2.11}$$

ここで、 $s_{ij} = \sin \theta_{ij}$, $c_{ij} = \cos \theta_{ij}$ と置いた。 θ は質量固有状態の混合角であり、 δ は CP 対称性の破れ度合いを表す。

質量固有状態はシュレディンガー方程式に従う。よって時刻 0 で $|\nu_i\rangle$ であった質量固有状態の時間発展は、時間発展演算子をかけることで

$$|\nu_i(t)\rangle = |\nu_i(0)\rangle e^{-iE_i t} \tag{2.12}$$

と表される。式 2.10 よりフレーバー固有状態の時間発展は

$$|\nu(t)\rangle = \sum_i U_{\alpha i} |\nu_i\rangle e^{-iE_i t} \tag{2.13}$$

と書ける。このニュートリノが時刻 t で $|\nu_\beta\rangle$ に変化する確率 $P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta)$ は

$$\begin{aligned}
P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) &= |\langle \nu_\beta | \nu(t) \rangle|^2 \\
&= \left| \langle \nu_\beta | \sum_j U_{\beta j}^* \sum_i U_{\alpha i} e^{-iE_i t} |\nu_i\rangle \right|^2 \\
&= \left| \sum_i \sum_j U_{\beta j}^* U_{\alpha i} \delta_{ji} e^{-iE_i t} \right|^2 \\
&= \left| \sum_i U_{\beta i}^* U_{\alpha i} e^{-iE_i t} \right|^2 \\
&= \left(\sum_i U_{\beta i}^* U_{\alpha i} e^{-iE_i t} \right) \left(\sum_j U_{\beta j} U_{\alpha j}^* e^{+iE_j t} \right) \\
&= \sum_i \sum_j U_{\beta i}^* U_{\alpha i} U_{\beta j} U_{\alpha j}^* e^{-i(E_i - E_j)t} \\
&= \sum_i |U_{\beta i} U_{\alpha i}|^2 + \sum_{i \neq j} U_{\beta i}^* U_{\alpha i} U_{\beta j} U_{\alpha j}^* e^{-i(E_i - E_j)t} \\
&= \delta_{\alpha\beta} + \sum_{i \neq j} U_{\beta j}^* U_{\alpha i} U_{\beta j} U_{\alpha i}^* \left(e^{-i(E_i - E_j)t} - 1 \right)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

ここでユニタリー行列の公式

$$\sum_i |U_{\alpha i} U_{\beta i}|^2 = \left(\sum_i U_{\alpha i} U_{\beta i}^* \right) \left(\sum_j U_{\alpha j} U_{\beta j} \right) - \sum_{i \neq j} U_{\alpha i} U_{\beta i}^* U_{\alpha j} U_{\beta j}^* \quad (2.15)$$

を用いた。式 2.14 の第 2 項目 $i > j$ と $i < j$ に分けて考える。実部は i と j の入れ替えに対して対称であるが、虚部は反対称である。よって $i > j$ と $i < j$ で和を取った場合、虚部は符号がそれぞれ異なりキャンセルされる。したがって実部だけが残る、

$$\begin{aligned} P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) &= \delta_{\alpha\beta} + 2 \sum_{i>j} U_{\beta j}^* U_{\alpha i} U_{\beta j} U_{\alpha i}^* (\cos(E_i - E_j)t - 1) \\ &= \delta_{\alpha\beta} - 4 \sum_{i>j} U_{\beta j}^* U_{\alpha i} U_{\beta j} U_{\alpha i}^* \left(\sin^2 \frac{(E_i - E_j)t}{2} \right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

となる。

質量固有状態のエネルギー E_i は、運動量を p_i 、質量を m_i として

$$E_i = \sqrt{p_i^2 + m_i^2} \quad (2.17)$$

と表される。質量は非常に軽いため $p_i \gg m_i$ であり、 $E_i \sim p_i \sim E$ として質量の最低次で表すと

$$E_i \simeq E + \frac{m_i^2}{2E} \quad (2.18)$$

の関係が成り立つ。質量の二乗差 $m_i^2 - m_j^2$ を Δm_{ij}^2 とすれば式 2.16 は式 2.18 を代入して

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = \delta_{\alpha\beta} - 4 \sum_{i>j} U_{\beta i}^* U_{\alpha i} U_{\beta j} U_{\alpha j}^* \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{ij}^2 t}{4E} \right) \quad (2.19)$$

となる。これがニュートリノ振動によって時間とともにフレーバーが変化する原理である。

電子ニュートリノの時間発展の簡単な例

以下では、具体例として電子ニュートリノにおけるニュートリノ振動を述べる。式 2.19 において $\alpha = e, \beta = e$ として電子ニュートリノの生存確率を考える。

$$\begin{aligned} P(\nu_e \rightarrow \nu_e) &= 1 - 4 \sum_{i>j} |U_{ei}|^2 |U_{ej}|^2 \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{ij}^2 t}{4E} \right) \\ &= 1 - 4 \left[\{c_{13}^4 c_{12}^2 s_{12}^2\} \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{21}^2 t}{4E} \right) + \{c_{13}^2 s_{12}^2 s_{13}^2\} \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{32}^2 t}{4E} \right) + \{c_{13}^2 c_{12}^2 s_{13}^2\} \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{31}^2 t}{4E} \right) \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

となる。

実際のニュートリノ振動に関する実験結果によると、 $\sin^2 \theta_{13} \sim 0$ であることがわかっているため、式 2.20 は

$$P(\nu_e \rightarrow \nu_e) \simeq 1 - 4c_{12}^2 s_{12}^2 \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{21}^2 t}{4E} \right) = 1 - \sin^2 2\theta_{12} \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{21}^2 t}{4E} \right) \quad (2.21)$$

となる。時間 t の間のニュートリノの飛行距離を $L = t$ とすると、上式は

$$P(\nu_e \rightarrow \nu_e) \simeq 1 - \sin^2 2\theta_{12} \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{21}^2 L}{4E} \right) = 1 - \sin^2 2\theta_{12} \sin^2 \left(1.27 \frac{\Delta m_{21}^2 [\text{eV}^2]}{E [\text{GeV}]} L [\text{km}] \right) \quad (2.22)$$

となる。なお、 \sin^2 の中身を無次元化するために、 $\hbar c$ で割っている。ニュートリノが伝搬中にフレーバーが変化していく現象をニュートリノ振動と呼ぶ理由は、上式のように飛行距離 L によってあるフレーバー固有状態の観測される確率が三角関数で変化し、振動しているように見えるからである。

ニュートリノ振動の観測実験

太陽ニュートリノ問題と大気ニュートリノ以上は長い間解決されなかったが、ニュートリノ振動の観測により決着がついた。Super-Kamiokande 実験では大気ニュートリノ中のミューニュートリノの減少を測定し、1998年にニュートリノの振動の発見を報告した。SNO 実験では太陽ニュートリノの総量と電子ニュートリノの総量を観測し、ニュートリノのフレーバー変化が検証された。

加えて、KamLAND 実験では原子炉ニュートリノを観測し、反電子ニュートリノの生存確率が周期的に変動していることを確認した。図 2.2 に KamLAND で観測された反電子ニュートリノの生存確率を示す。

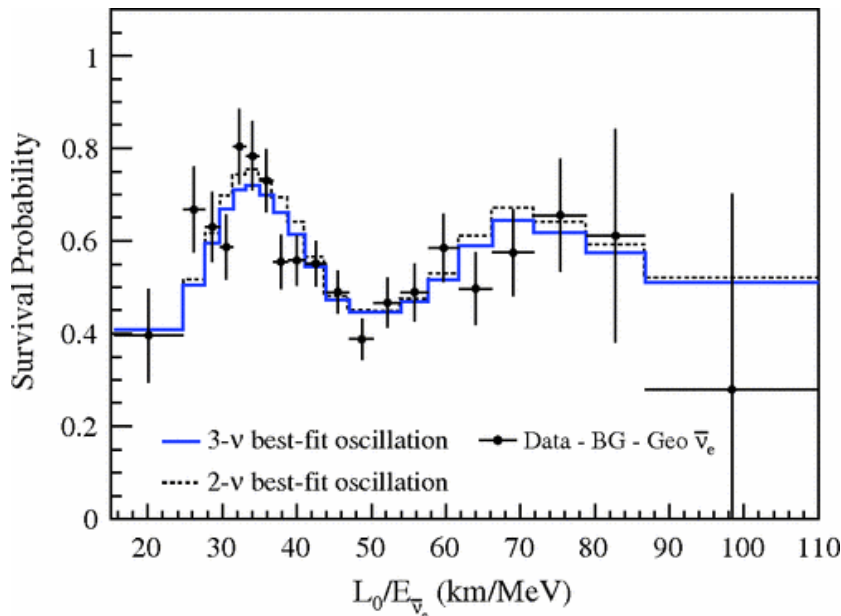


図 2.2 KamLAND で観測された反電子ニュートリノの生存確率¹⁰。縦軸が生存確率であり、横軸が L/E に相当する。 $L_0 = 180 \text{ km}$ である。青線は三世混合がある ($\theta_{13} \neq 0$) 場合のフィット結果、黒破線は二世混合のみ ($\theta_{13} = 0$) のフィット結果を表している。

物質中でのニュートリノ振動

ここまで議論してきたニュートリノ振動の理論は、真空中での理論である。太陽や地球の内部のような高密度な物質中を通過するときは、ニュートリノと物質の相互作用を考慮しなければならない。こ

の効果、Wolfenstein, Mikheyev, Snirnov の頭文字をとって MSW 効果と呼ぶ^{11,12}。物質中には電子が大量に存在するため、電子ニュートリノは他のニュートリノに比べて相互作用が異なる。電子ニュートリノだけが荷電カレント反応を起こすことが出来るため、余分なポテンシャルを感じる。そのポテンシャルを V_{CC} とすると、

$$E = \sqrt{p^2 + m^2} + V_{CC} \sim p + \frac{1}{2p}(m^2 + 2pV_{CC}) \quad (2.23)$$

と書ける。これは真空中と比べて質量が変わったと解釈できる。よってニュートリノ振動で観測される質量の二乗差にも変化が起こり、質量の二乗差の符号で MSW 効果が異なる。この効果は太陽ニュートリノで観測されており、 $\Delta m_{21}^2 > 0$ が決定されている。

2.2.3 ニュートリノの質量階層構造

ニュートリノ振動によって、ニュートリノには少なくとも質量があることは確認された。しかし、ニュートリノ振動で測定できるのは質量の二乗差であり、質量の大小関係や質量の値そのものはわからない。太陽ニュートリノの観測から $m_1 < m_2$ であることはわかっているが、 Δm_{32}^2 が定まっていないため、 $m_2 < m_3$ であるか $m_2 > m_3$ であるか定まっていない。前者の場合のニュートリノ質量の階層構造を正常階層構造 (Normal Hierarchy, NH)、後者の場合を逆階層構造 (Inverted Hierarchy, IH) と呼ぶ。また、 Δm_{21}^2 と Δm_{32}^2 に対してニュートリノ質量が大きい場合、実質的にニュートリノ同士の質量は殆ど同じとみなすことができる。これを準縮退構造 (Quasi Degenerate, QD) と呼ぶ。

$$m_1 < m_2 \ll m_3 \quad (\text{NH})$$

$$m_3 \ll m_1 < m_2 \quad (\text{IH})$$

$$m_1 \approx m_2 \approx m_3 \quad (\text{QD})$$

この質量階層構造を決定するために、世界中でニュートリノの質量を測定する実験が行われている。KATRIN 実験では、 β 崩壊のエネルギースペクトルにおけるエンドポイントのずれを測定し、電子ニュートリノの質量を直接測定している。後述するが、ニュートリノがマヨラナ粒子であると仮定して、二重ベータ崩壊を利用して、その半減期から質量を測定する実験も行われている。

2.3 ニュートリノのマヨラナ性

物理学において未知の現象を解き明かしていくとき、我々はなるべく単純なモデルを仮定し、基本的な部分から段階的に理解していく。ニュートリノの発見から約 50 年が過ぎた。ニュートリノの歴史の中で、ニュートリノの発見、ニュートリノ振動の発見などというように、少しずつニュートリノの性質が明らかになってきた。そして現在、ニュートリノに関する最大のテーマは質量である。

2.3.1 ディラック質量とマヨラナ質量

ニュートリノ以外のクォークとレプトンは全てディラック粒子である。ディラック粒子とは、ディラック方程式に従い粒子と反粒子の違いが明確につく粒子である。ニュートリノ以外のクォークやレ

プトンは荷電粒子であるため、粒子と反粒子は電荷で区別がつく。それに対しニュートリノは中性であるため、ニュートリノと反ニュートリノが同一である可能性がある。このように粒子と反粒子の区別がつかない粒子をマヨラナ粒子と呼ぶ。

ディラック質量

フェルミオンのディラック場を ψ とおき、そのディラック場の質量を m_D とおく。自由ディラック場のラグランジアンは

$$\mathcal{L} = \bar{\psi} i \gamma^\mu \partial_\mu \psi - m_D \bar{\psi} \psi \quad (2.24)$$

と書ける。 ψ は右巻きのカイラリティ成分と左巻きカイラリティ成分を持つため、それぞれの足し合わせで

$$\psi = \psi_R + \psi_L = P_R \psi + P_L \psi \quad (2.25)$$

と書ける。ただし P_R, P_L はカイラリティの射影演算子で

$$\begin{cases} P_R = \frac{1}{2}(1 + \gamma^5) \\ P_L = \frac{1}{2}(1 - \gamma^5) \end{cases} \quad (2.26)$$

であり、

$$\begin{cases} (P_R)^2 = P_R \\ (P_L)^2 = P_L \\ P_R P_L = P_L P_R = 0 \\ P_R + P_L = 1 \end{cases} \quad (2.27)$$

という性質を持つ。これを用いると式 2.24 の質量項は

$$m_D \bar{\psi} \psi = m_D (\bar{\psi}_R + \bar{\psi}_L) (\psi_R + \psi_L) \quad (2.28)$$

$$= m_D (\bar{\psi}_R \psi_R + \bar{\psi}_R \psi_L + \bar{\psi}_L \psi_R + \bar{\psi}_L \psi_L) \quad (2.29)$$

$$= m_D (\bar{\psi}_R \psi_L + \bar{\psi}_L \psi_R) \quad (2.30)$$

となる。式 2.29 の第 1 項と第 4 項は式 2.27 から 0 である。

次に反粒子のディラック場 ψ^c について考える。ここで ψ^c は

$$\psi^c = C \bar{\psi}^T \quad (2.31)$$

と表し、荷電共役変換の演算子 C は

$$C(\gamma^\mu)^T C^{-1} = -\gamma^\mu \quad (2.32)$$

と定義する。反ディラック場の質量項は

$$m_D \bar{\psi}^c \psi^c = m_D \{ \overline{(\psi^c)_R} (\psi^c)_L + \overline{(\psi^c)_L} (\psi^c)_R \} \quad (2.33)$$

と書ける。よって式 2.30, 式 2.33 から、粒子・反粒子ともに質量を獲得するには右巻きと左巻きの両方の成分が必要である。しかし、ニュートリノは左巻きの粒子と右巻きの反粒子しか見つかっていない。もし左巻きの反ニュートリノと右巻きのニュートリノが存在しなければ、ディラック質量の機構ではニュートリノの質量は 0 になり、事実矛盾してしまうという問題がある。

マヨラナ質量

ディラック質量機構では質量項を作るためのスカラーが $\bar{\psi}\psi$, $\bar{\psi}^c\psi^c$ であり、右巻きと左巻きの両方の成分が必要であった。ここで他に作ることが出来るスカラー $\bar{\psi}\psi^c$, $\bar{\psi}^c\psi$ を考えてみる。

$$\begin{aligned}\bar{\psi}\psi^c &= (\bar{\psi}_R + \bar{\psi}_L) ((\psi_R)^c + (\psi_L)^c) \\ &= \bar{\psi}_R(\psi_R)^c + \bar{\psi}_R(\psi_L)^c + \bar{\psi}_L(\psi_R)^c + \bar{\psi}_L(\psi_L)^c \\ &= \bar{\psi}_R(\psi_R)^c + \bar{\psi}_L(\psi_L)^c\end{aligned}\quad (2.34)$$

$$\begin{aligned}\bar{\psi}^c\psi &= (\overline{(\psi_R)^c} + \overline{(\psi_L)^c}) (\psi_R + \psi_L) \\ &= \overline{(\psi_R)^c}\psi_R + \overline{(\psi_R)^c}\psi_L + \overline{(\psi_L)^c}\psi_R + \overline{(\psi_L)^c}\psi_L \\ &= \overline{(\psi_R)^c}\psi_R + \overline{(\psi_L)^c}\psi_L\end{aligned}\quad (2.35)$$

ここで式 2.27 を用いた。これらのスカラーはディラック粒子であればローレンツ変換

$$\psi \rightarrow \psi e^{i\alpha} \quad (2.36)$$

に対して不変でないため、ラグランジアンの中に加えることができない。しかし、ニュートリノは電荷をもたないため、

$$\psi = \psi^c \quad (2.37)$$

を仮定することができる。これをマヨラナ条件と呼ぶ。ニュートリノがマヨラナ粒子であれば、 $\bar{\psi}\psi^c$, $\bar{\psi}^c\psi$ やその中に含まれる左巻き, 右巻きの各項はローレンツ変換に対して不変となる。ラグランジアンはエルミートである必要があるため、質量項を組む場合はエルミートになる組で同様の係数を持つてばよい。エルミートになる組み合わせの例として以下のものが存在する。

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_R &= m_R (\bar{\psi}_R(\psi_R)^c + \overline{(\psi_R)^c}\psi_R) \\ \mathcal{L}_L &= m_L (\bar{\psi}_L(\psi_L)^c + \overline{(\psi_L)^c}\psi_L)\end{aligned}\quad (2.38)$$

右巻きと左巻きで別々の質量項を作ることが出来ることから、右巻きの項をまとめた質量項を L_R 、左巻きの項をまとめたものを L_L と表した。これらを合わせてマヨラナ質量項と呼ぶ。

2.3.2 シーソー機構

ニュートリノをマヨラナ粒子と仮定した場合、ラグランジアン of 質量項 L_m は式 2.30, 式 2.33, 式 2.38 を全て合わせて

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_m &= m_D (\bar{\psi}_R\psi_L + \bar{\psi}_L\psi_R) + m_D (\overline{(\psi^c)_R}(\psi^c)_L + \overline{(\psi^c)_L}(\psi^c)_R) \\ &\quad + m_R (\bar{\psi}_R(\psi_R)^c + \overline{(\psi_R)^c}\psi_R) + m_L (\bar{\psi}_L(\psi_L)^c + \overline{(\psi_L)^c}\psi_L)\end{aligned}\quad (2.39)$$

と書ける。ここで荷電共役変換の公式

$$\begin{cases} (\psi^c)_R = (\psi_L)^c \\ (\psi^c)_L = (\psi_R)^c \end{cases} \quad (2.40)$$

を用いると

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_m = & m_D (\overline{\psi_R} \psi_L + \overline{\psi_L} \psi_R) + m_D \left(\overline{(\psi^c)_R} (\psi^c)_L + \overline{(\psi^c)_L} (\psi^c)_R \right) \\ & + m_R \left(\overline{\psi_R} (\psi^c)_L + \overline{(\psi^c)_L} \psi_R \right) + m_L \left(\overline{\psi_L} (\psi^c)_R + \overline{(\psi^c)_R} \psi_L \right) \end{aligned} \quad (2.41)$$

となる。 $\begin{pmatrix} \psi_L \\ (\psi^c)_L \end{pmatrix}$ とその荷電共役 $\begin{pmatrix} (\psi^c)_R \\ \psi_R \end{pmatrix}$ を用いて書き直すと最終的に以下ようになる。

$$\mathcal{L}_m = \begin{pmatrix} \overline{\psi_L} & \overline{(\psi^c)_L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_L & m_D \\ m_D & m_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (\psi^c)_R \\ \psi_R \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \overline{(\psi^c)_R} & \overline{\psi_R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_L & m_D \\ m_D & m_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_L \\ (\psi^c)_L \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

ここで現れる行列 $M = \begin{pmatrix} m_L & m_D \\ m_D & m_R \end{pmatrix}$ を質量行列と呼ぶ。 M を対角化すると

$$M = \begin{pmatrix} \frac{(m_L+m_R)-\sqrt{(m_L-m_R)^2+4m_D^2}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{(m_L+m_R)+\sqrt{(m_L-m_R)^2+4m_D^2}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.43)$$

$$= \begin{pmatrix} -m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{pmatrix} \quad (2.44)$$

である。質量を正とするため m_1 に負符号をつけた。 m_1 は現在すでに観測されている左巻きのニュートリノに対応する。 m_2 は ψ_R に対応する右巻きニュートリノの質量である。この右巻きニュートリノは未発見であり、今後観測が期待される。

右巻きニュートリノが観測されないことより、この質量が非常に重く、また左巻きニュートリノの質量が非常に軽いと仮定する。

$$m_D \ll m_2 \equiv m_N \quad (2.45)$$

$$m_D \gg m_1 \sim 0 \quad (2.46)$$

このとき左巻きニュートリノの質量 m_ν と右巻きニュートリノの質量 m_N は

$$m_\nu \sim \frac{m_D^2}{m_R} \quad (2.47)$$

$$m_N \sim m_R \quad (2.48)$$

となる。ディラック質量 m_D が他のレプトンやクォークと同じ程度の値であっても、右巻きのニュートリノの質量 m_N が重ければ、観測されている左巻きのニュートリノの質量は自然と軽くなる。このモデルをシーソー機構と呼び、柳田らによって提案された¹³。

ニュートリノがマヨラナ粒子であれば、左巻きニュートリノの質量を軽くするメカニズムは他にも考えられる。ディラック粒子の場合は、小さな質量を自然に導入することは困難であり、作為的に小さくするしかない。この理由から、ニュートリノはマヨラナ粒子であるという考え方が有力であり、研究が進んでいる。

2.4 ニュートリノのマヨラナ性の検証

ニュートリノのマヨラナ性を検証する唯一の現実的な手法は、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊 ($0\nu\beta\beta$ 崩壊) の探索である。 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の探索は KamLAND を初めとする世界中の機関で行われている。この節では、二重ベータ崩壊とその探索実験について述べる。

2.4.1 二重ベータ崩壊

二重ベータ崩壊の原理

二重ベータ崩壊とは、原子核内で 2 つの中性子が同時にベータ崩壊を起こし、より安定な原子核へ変化する現象である。3 種の原子核 (A, Z) , $(A, Z + 1)$, $(A, Z + 2)$ のうち中間の $(A, Z + 1)$ が他の原子核 (A, Z) と $(A, Z + 2)$ よりもエネルギーが高いために通常のベータ崩壊が禁止され、二重ベータ崩壊が起こる。この現象は質量数 A が偶数の場合にのみ起こる。質量数が偶数の場合、陽子数と中性子数がともに偶数 (偶偶核) と陽子数と中性子数がともに奇数 (奇奇核) の 2 通りが存在する。同種粒子間のスピン対は異種粒子間のスピン対よりも結合が強いため、偶偶核は奇奇核に比べて安定という特徴がある。よって (A, Z) と $(A, Z + 2)$ は偶偶核でなければならない。図 2.3 に質量数が A の原子核について、その壊変例を示した。

二重ベータ崩壊には 2 つの崩壊モードが存在する。1 つは 2 つのニュートリノが原子核の外に放出される反応であり、これを $2\nu\beta\beta$ と書く。もう 1 つは、中性子から放出されたニュートリノが別の中性子に吸収され、原子核の外にニュートリノを放出しない反応である。これを $0\nu\beta\beta$ と書く。

$$2\nu\beta\beta: \quad (Z, A) \rightarrow (Z + 2, A) + 2e^- + 2\bar{\nu}_e \quad (2.49)$$

$$0\nu\beta\beta: \quad (Z, A) \rightarrow (Z + 2, A) + 2e^- \quad (2.50)$$

$2\nu\beta\beta$ 崩壊は標準模型の枠組みの中で起こるのに対し、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊はニュートリノがマヨラナ粒子であり、かつ質量を持たなければ起こり得ない。 $0\nu\beta\beta$ では以下の反応が連続して原子核中で起こることで、ニュートリノを放出しないと考えられる。

$$n \rightarrow p + e^- + \bar{\nu}_e \quad (2.51)$$

$$\begin{array}{c} \downarrow \\ \nu_e + n \rightarrow p + e^- \end{array} \quad (2.52)$$

ニュートリノに質量があれば、式 2.51 で放出される反ニュートリノはほとんどが右巻き成分だが、ごく僅かに左巻き成分を持つ。ニュートリノがマヨラナ粒子であれば、 $\psi = \psi^c$ であるため式 2.51 で放出される反ニュートリノの場は

$$\begin{aligned} \psi^c &= (\psi^c)_R + (\psi^c)_L \\ &= \psi_R + \psi_L \end{aligned} \quad (2.53)$$

となり、右巻きが主成分の正ニュートリノとしても振る舞う。この正ニュートリノはごく僅かに左巻き成分を持つため、 W ボソンを媒介して中性子に吸収され得る。したがって、 $0\nu\beta\beta$ では原子核外にニュートリノが放出されない。

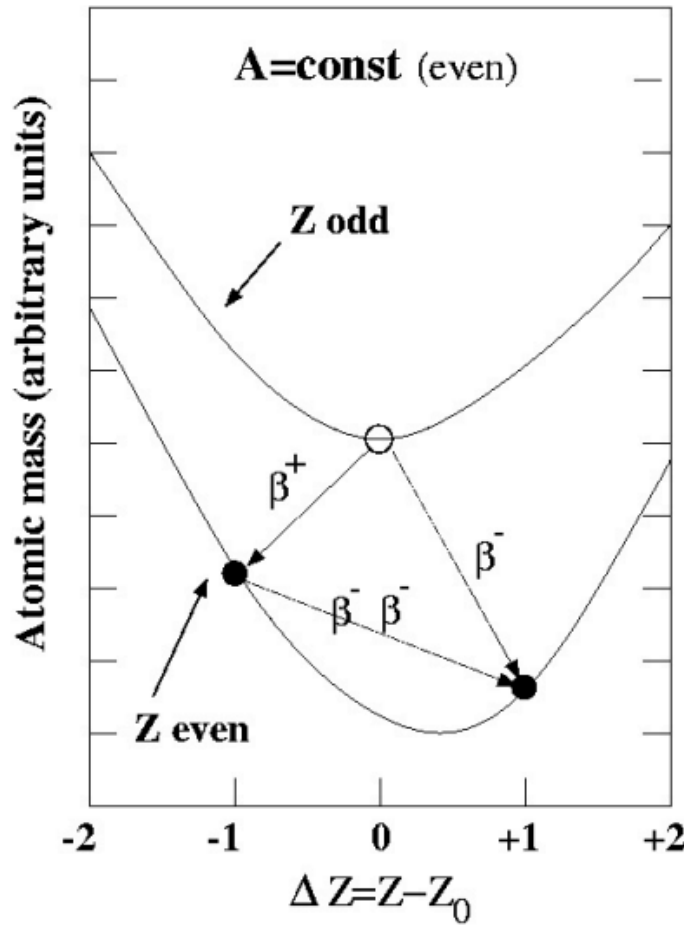


図 2.3 質量数 A と陽子数 Z の壊変例の図¹⁴

二重ベータ崩壊のエネルギー

二重ベータ崩壊を観測するには、放出された電子対を検出すればよい。その電子が持つ最大のエネルギー Q は

$$Q = M(A, Z) - M(A, Z + 2) \quad (2.54)$$

である。このときニュートリノの質量は無視している。 $2\nu\beta\beta$ は Q 値が電子とニュートリノに分配されるため、電子は幅をもったエネルギースペクトルとなる。一方 $0\nu\beta\beta$ の場合、放出されるのは電子のみであるため単一のスペクトルとなる。

二重ベータ崩壊率とマヨラナ有効質量

二重ベータ崩壊を探索する目的は、ニュートリノがディラック粒子であるかマヨラナ粒子であるかを決定することである。さらに、もしニュートリノがマヨラナ粒子だった場合、 $0\nu\beta\beta$ を探索することでその質量を決定することができる。 $0\nu\beta\beta$ の崩壊率は以下のような式で表される。

$$(T_{1/2}^{0\nu})^{-1} = G^{0\nu}(Q, Z) |M^{0\nu}|^2 \langle m_{\beta\beta} \rangle^2 \quad (2.55)$$

$G^{0\nu}(Q, Z)$ は Q 値と質量数によって決まり位相因子と呼ばれる。 $M^{0\nu}$ は原子核内での $0\nu\beta\beta$ 崩壊の起こりやすさを表し原子核行列要素と呼ばれる。注目すべきは崩壊率が

$$\langle m_{\beta\beta} \rangle \equiv |m_1 U_{e1}^2 + m_2 U_{e2}^2 + m_3 U_{e3}^2| \quad (2.56)$$

で定義される有効マヨラナ質量に比例する点である。これにより、発見できなくてもその半減期や崩壊率に制限をかけることで、ニュートリノがマヨラナ粒子だった場合において有効質量や質量構造階層に制限をかけることが出来る。

2.4.2 $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索実験

$0\nu\beta\beta$ 崩壊探索実験は世界各国で行われている。しかし、極低バックグラウンド、大量の崩壊核、高エネルギー分解能が要求され、未だ発見には至っていない。ここではいくつかの $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索実験を述べる。なお KamLAND-Zen 実験は次章にて詳細を述べる。

GERDA

GERmanium Detector Array (GERDA) 実験はイタリアの Gran Sasso 国立研究所にて行われている実験である。87% 程度まで濃縮された高純度 ^{76}Ge 半導体検出器が使用されている。半導体検出器の特徴である非常に高いエネルギー分解能を持つという強みがある。2022 年に半減期と有効マヨラナ質量をについて

$$T_{1/2}^{0\nu} > 1.8 \times 10^{26} \text{ yr (90\%C.L.)}$$

$$\langle m_{\beta\beta} \rangle < (97 - 180) \text{ meV}$$

と発表している¹⁵。

CUORE

Cryogenic Underground Observatory for Rare Events (CUORE) 実験はイタリアの国立核物理研究所にて行われている実験である。 TeO_2 の結晶 988 個を冷凍機内に設置し、崩壊によって放出される粒子のエネルギーを温度変化によって測定する実験である。極低温にすることで高エネルギー分解能を実現できるという特徴を持つ。2020 年に半減期と有効マヨラナ質量をについて

$$T_{1/2}^{0\nu} > 2.2 \times 10^{25} \text{ yr (90\%C.L.)}$$

$$\langle m_{\beta\beta} \rangle < (90 - 305) \text{ meV}$$

と発表している¹⁶。

EXO-200

Enriched Xenon Observatory (EXO) 実験はアメリカの WIPP(Waste Isolation Pilot Plant) で行われている実験である。液体 ^{136}Xe を用いた Time Projection Chamber(TPC) 検出器が使用されている。飛跡検出とシンチレーション光検出を組み合わせ、高エネルギー分解能を実現しているという特徴を持つ。2019 年に半減期と有効マヨラナ質量をについて

$$T_{1/2}^{0\nu} > 3.5 \times 10^{25} \text{ yr (90\%C.L.)}$$

$$\langle m_{\beta\beta} \rangle < (93 - 286) \text{ meV}$$

と発表している¹⁷。

第 3 章

KamLAND

3.1 KamLAND

KamLAND とは、Kamioka Liquid-scintillator-Anti-Neutrino Detector の略称であり、液体シンチレータを用いた反電子ニュートリノ検出器である。KamLAND は岐阜県飛騨市神岡町の池ノ山地下 1000 m に位置し、神岡鉱山跡地を利用している。KamiokaNDE が Super-Kamiokande に移行した際、坑内の KamiokaNDE が位置していた場所に、KamLAND は建設された。その概要を図 3.1 に示す。このような地下深くに検出器を設置することで、大きなバックグラウンドとなり得る宇宙線ミュオンが岩盤中で遮蔽され、そのフラックスを地上の 10 万分の 1 にまで減らすことが出来る。KamLAND 実験では主に以下のような研究を行っている。

- 地球ニュートリノ観測による地球物理の解明
- ニュートリノによる天文学
- 原子炉ニュートリノによるニュートリノの基本性質解明

3.1.1 内部検出器 (Inner Detector, ID)

KamLAND 内部の直径 18 m のステンレス球及び、その内側を内部検出器と呼ぶ。内部検出器は主に液体シンチレータと光電子増倍管で構成される。飛来したニュートリノと液体シンチレータが反応して放出されるシンチレーション光を光電子増倍管で検出する。以下に内部検出器内の各要素の詳細を示す。

液体シンチレータ (Liquid Scintillator, LS)

液体シンチレータは放射線と反応して発光する有機液体である。放射線が液体シンチレータ中の電子にエネルギーを移行すると、その電子は励起され、その後脱励起したときに光を放出する。この光はシンチレーション光と呼ばれ、等方的に放出される。KamLAND で発光するシンチレーション光は、Super-Kamiokande などで使用されるチェレンコフ光と比べて 100 倍の強度を持つ。そのため KamLAND は低エネルギー事象を探索するのに有利である。KamLAND で使用している液体シンチ

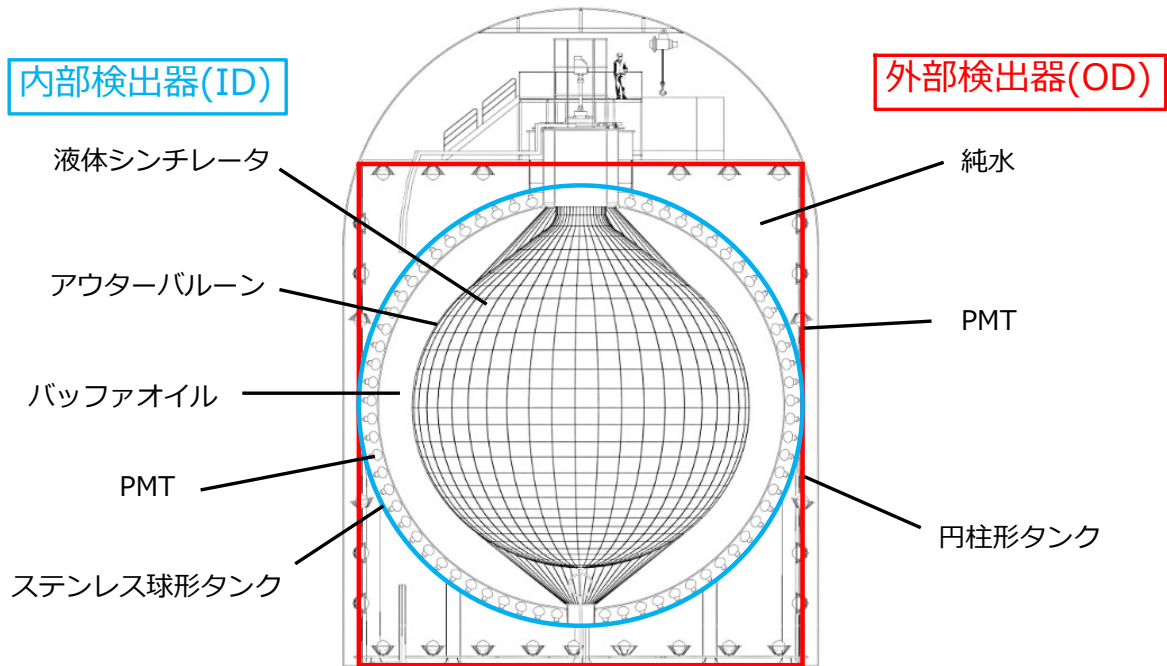


図 3.1 KamLAND の構造

レータの組成を表 3.1 に示す。

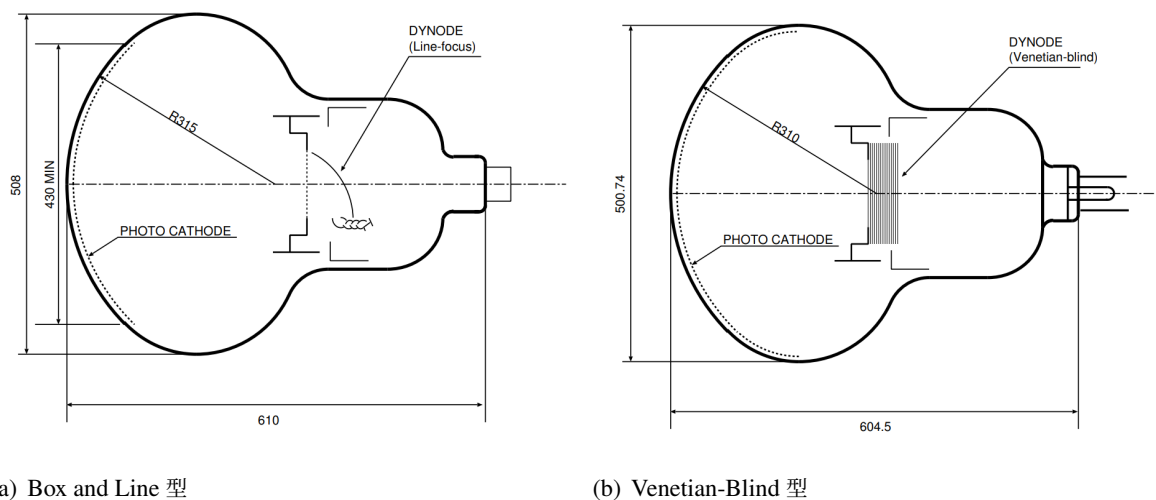
表 3.1 KamLAND-LS の組成

成分	化学式	密度 (g/cm ³)	体積比
N-12(ドデカン)	C ₁₂ H ₂₆	0.749	80%
PC(1, 2, 4 トリメチルベンゼン)	C ₉ H ₁₂	0.875	20%
PPO(2, 5 ジフェニルオキサゾール)	C ₁₅ H ₁₁ NO	-	1.36 g/L
KamLAND-LS 全体	-	0.778	-

PC を溶媒として PPO を発光剤として添加している。N-12 はミネラルオイルとして透過率低下の防止と密度調整に役割を持つ。なお、後述するキセノンを含んだ液体シンチレータと区別するために、KamLAND-LS と表記する。

光電子増倍管 (Photo Multiplier Tube, PMT)

PMT では、光が光電面に当たると光電効果により電子が放出され、印加電圧によってその信号を増幅する役割を持つ。KamLAND の内部検出器には浜松フォトニクス製の 17inch PMT と 20inch PMT の 2 種類が使用されている。17inch PMT は 1325 本、20inch PMT は 544 本、計 1879 本の PMT がステンレスタンクの内側に取り付けられている。17inch PMT と 20inch PMT は同じサイズではあるが、17inch PMT の光電面は時間分解能の悪化を防ぐために大円部を覆い隠し、直径 17inch の部分のみを使用しているためこのように呼ぶ。17inch PMT は時間分解能に優れた Box and Line 型のダイ

図 3.2 17inch PMT と 20inch PMT¹⁸

ノードを搭載している。20inch PMT は KamiokaNDE で使用されていたものに耐油加工して運用しており、大口径 PMT に適した Venetian-Blind 型のダイノードを搭載している。図 3.2 に PMT の内部構造を示す。

アウターバルーン (Outer Balloon, OB)

KamLAND-LS は厚さ $135\ \mu\text{m}$ 、直径 13 m のナイロン製バルーンに封入され、44 本のロープで吊るされている。このバルーンは 3 層のナイロンフィルムを EVOH 製のフィルムで挟み込み、計 5 層で構成されている。ナイロンは光透過性が高い。EVOH はガスの遮蔽能力が優れており、ラドンガスなどの侵入を防いでいる。なお、後述する KamLAND-Zen で使用される KamLAND-LS 中のバルーンと区別するために、アウターバルーンと表記する。

バッファオイル (Buffer Oil, BO)

PMT とアウターバルーンの間はバッファオイルで満たされている。バッファオイルはドデカン ($\text{C}_{12}\text{H}_{26}$) 53% とイソパラフィン ($\text{C}_n\text{H}_{2n+2}$) 47% から構成される。バッファオイルは、アウターバルーンを浮力により安定させ、外部からの放射線の侵入を防ぐ役割を持つ。

3.1.2 外部検出器 (Outer Detector, OD)

直径 20 m・高さ 20 m の円柱形タンク内でステンレスタンクの外側の部分を外部検出器と呼ぶ。外部検出器は純水で満たされており、水槽の内部は白色反射材と 140 本の 20inch PMT が取り付けられている。外部検出器では、シンチレーション光ではなくチェレンコフ光を検出する。岩盤で遮蔽しきれない宇宙線ミューオンを検出し、ミューオン事象を除去する。また、岩盤からの放射線や高速中性子を遮蔽し、温度調整による内部検出器を安定化する役割も持つ。

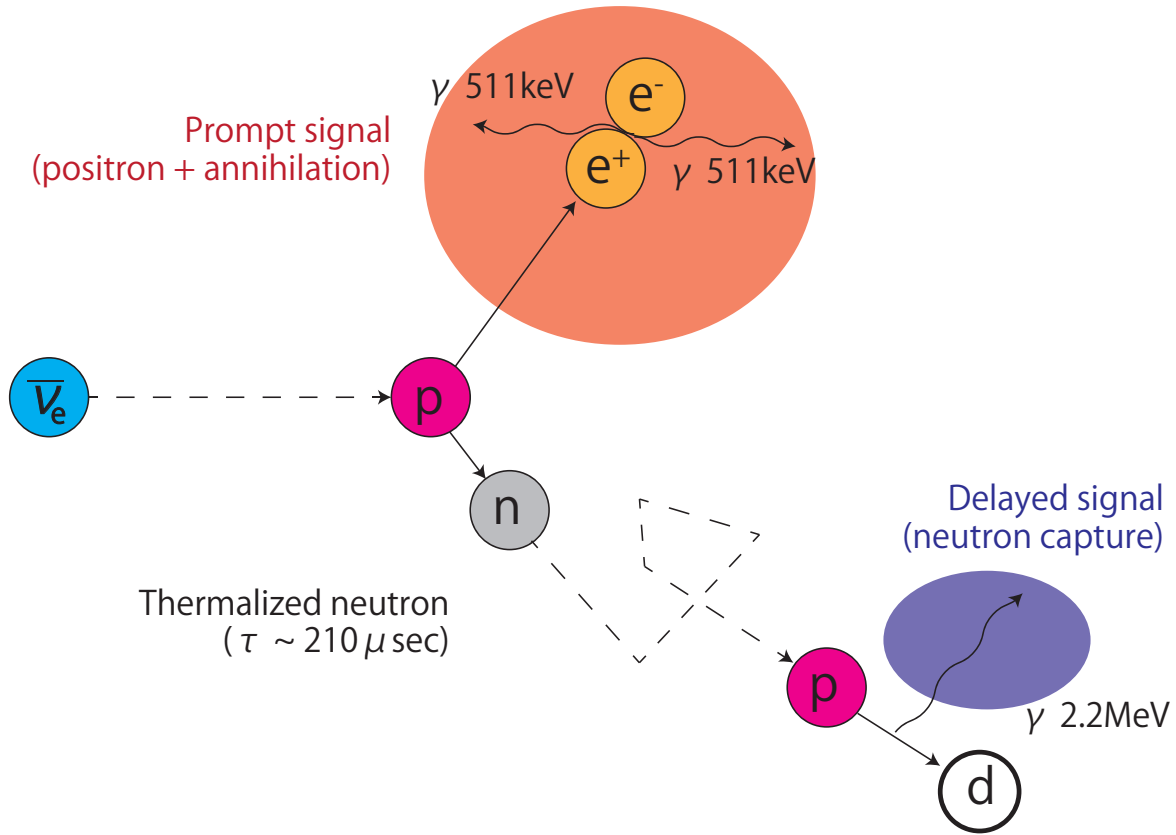


図 3.3 逆ベータ崩壊反応

3.1.3 ニュートリノ検出の原理

逆ベータ崩壊

KamLAND では反電子ニュートリノを逆ベータ崩壊反応を用いて検出することが出来る。その反応式を以下に示す。また、逆ベータ崩壊反応の様子を図 3.3 に示す。



逆ベータ崩壊では反電子ニュートリノが液体シンチレータ中の陽子と反応し中性子と陽電子が放出される。このうち陽電子は液体シンチレータ中に運動エネルギーを落とし、その後電子と対消滅する。対消滅の際、エネルギーの合計が $E = 2m_e = 1022 \text{ keV}$ になるように γ 線が 2 本以上放出される。図 3.3 には最低次の反応として γ 線を 2 本放出する反応を記している。この信号を先発信号 (Prompt signal) という。一方、中性子は周囲の原子核と弾性散乱を繰り返しながら熱中性子となり、先発信号から約 $210 \mu\text{sec}$ 後に陽子に捕獲され、 2.2 MeV の γ 線を放出して重陽子 (d) となる。この信号を後発信号 (Delayed signal) という。



先発信号と後発信号を遅延同時計測することによって、その時間と場所の相関からニュートリノ事象と背景事象を識別することが出来る。

この反応には閾値が存在し、そのエネルギーを下回るニュートリノは逆ベータ崩壊を起こすことが出来ない。式 3.1 の両辺で 4 元運動量の保存を考える。

$$(p_{\bar{\nu}_e} + p_p)^2 = (p_n + p_{e^+})^2 \quad (3.3)$$

$$m_{\bar{\nu}_e}^2 + 2p_{\bar{\nu}_e} \cdot p_p + m_p^2 = m_n^2 + 2p_n \cdot p_{e^+} + m_e^2 \quad (3.4)$$

ここで、 $m_{\bar{\nu}_e} \sim 0$ かつ $\vec{p}_p \sim \vec{p}_n \sim \vec{0}$ とするとこの反応の閾値は

$$E_{\bar{\nu}_e} = \frac{m_n^2 - m_p^2 + m_e^2 + 2m_n E_{e^+}}{2m_p} \quad (3.5)$$

$$> \frac{m_n^2 - m_p^2 + m_{e^+}^2 + 2m_n m_e}{2m_p} \sim 1.806 \text{ [MeV]} \quad (3.6)$$

となる。実際に観測されるニュートリノのエネルギー E_{visible} を考える。式 3.1 の両辺でエネルギー保存則を適用すると

$$E_{\bar{\nu}_e} + m_p = (m_n + T_n) + (m_e + T_{e^+}) \quad (3.7)$$

陽電子の質量は中性子の質量に対して十分に小さいため、この反応のエネルギーの大半は陽電子が得るとしてよい。よって $T_n \sim 0$ と出来る。 E_{visible} は陽電子が液体シンチレータ中に落としたエネルギーと対消滅で放出されるエネルギーの和で書けるから

$$E_{\text{visible}} = T_{e^+} + 2m_e \quad (3.8)$$

$$= (E_{\bar{\nu}_e} + m_p - m_n - m_e) + 2m_e \quad (3.9)$$

$$\sim E_{\bar{\nu}_e} - 0.78 \text{ [MeV]} \quad (3.10)$$

である。

電子散乱

KamLAND では電子散乱を用いてニュートリノを検出することもできる。その反応式を以下に示す。

$$\nu + e^- \rightarrow \nu + e^- \quad (3.11)$$

この反応では、ニュートリノと液体シンチレータ中の電子が弾性散乱し、その電子がエネルギーを落とすことで発光し検出される。ニュートリノ電子散乱は逆ベータ崩壊とは異なり、遅延同時計測を行うことが出来ない。しかし反応閾値が存在しないため、より低エネルギーのニュートリノが検出可能である。また、ニュートリノ電子散乱は全てのフレーバーのニュートリノとその反ニュートリノに起こり得るという特性も持つ。ただし、電子ニュートリノと反電子ニュートリノは他のフレーバーに比べて反応断面積が大きい。これはミューニュートリノとタウニュートリノは Z^0 ボソンが媒介する中性カレント反応 (Neutral Current, NC) のみが寄与するのに対し、電子ニュートリノと反電子ニュートリノは W^\pm ボソンが媒介する荷電カレント反応 (Charged Current, CC) でも電子散乱が起こるためである。

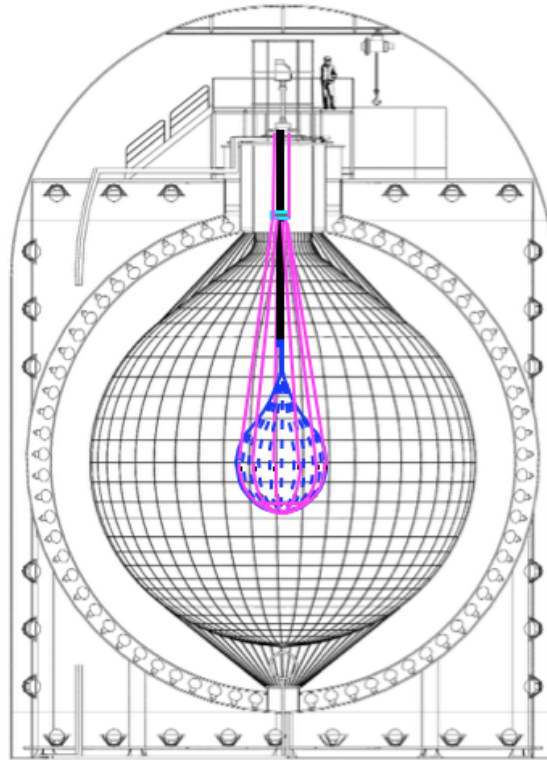


図 3.4 KamLAND-Zen の構造

3.2 KamLAND-Zen

KamLAND-Zen では二重ベータ崩壊核として ^{136}Xe を使用している。既に極低放射能環境を達成している KamLAND-LS 内に ^{136}Xe を溶解した液体シンチレータ入りバルーンを導入した。2011 年 10 月より観測が開始され、濃縮キセノンを用いたフェイズを KamLAND-Zen400、約 800 kg 使用したフェイズを KamLAND-Zen800 と呼ぶ。また、将来実験計画として KamLAND2 が計画中である。本節では、KamLAND-Zen で使用される検出器の構造と、それぞれのフェイズにおける観測結果、将来計画について述べる。

3.2.1 KamLAND-Zen の構造

KamLAND-Zen の構造を図 3.4 に示す。

Xe 含有液体シンチレータ

KamLAND-Zen では二重ベータ崩壊核として ^{136}Xe を選択した。その理由は、液体シンチレータによく溶け無色透明であることや、 ^{136}Xe の濃縮が容易であること、蒸留による純化や液体シンチレータからの取り出しが容易であること、 Q 値が高く $2\nu\beta\beta$ 崩壊の半減期が比較的長いといったことが挙げられる。このような特徴を持つ ^{136}Xe は、遠心分離によって同位体濃縮され液体シンチレータに溶

表 3.2 Xe-LS の組成

成分	化学式	密度 (g/cm ³)	体積比
N-10(デカン)	C ₁₀ H ₂₂	0.735	82.3%
PC(1, 2, 4 トリメチルベンゼン)	C ₉ H ₁₂	0.875	17.7%
PPO(2, 5 ジフェニルオキサゾール)	C ₁₅ H ₁₁ NO	-	2.7 g/L
Xe	-	-	3 wt%

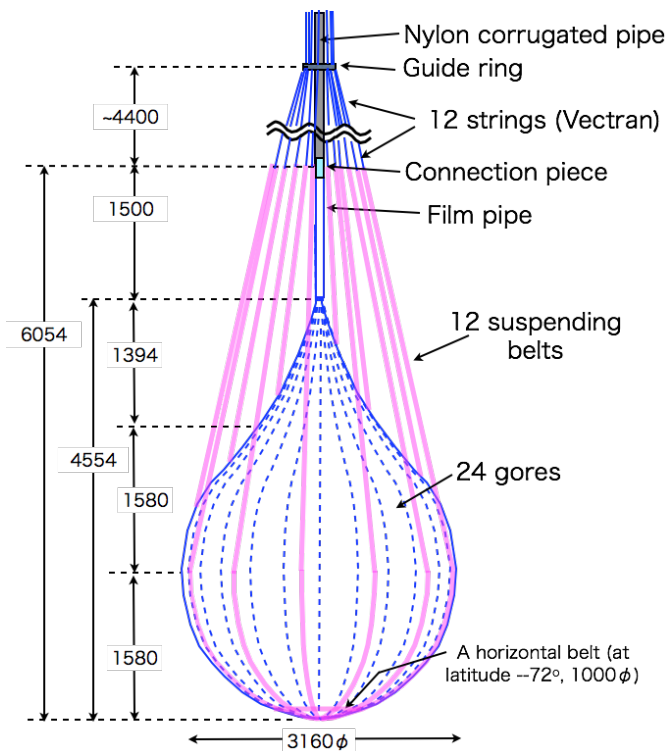


図 3.5 インナーバルーン

かし混まれ、KamLAND-LS 内に導入された。¹³⁶Xe を溶解した液体シンチレータの組成を表 3.2 に示す。この液体シンチレータを Xe-LS と呼ぶ。Xe-LS では、その外側にある KamLAND-LS と密度を同等にするために、希釈剤として N-10 を用いる。これによってミニバルーンへの負荷をなるべく小さくしている、また、KamLAND-LS と比較して PPO の量を増加し、発光量低下を防いでいる。

インナーバルーン

Xe-LS は厚さ 25 μm のナイロン製バルーンに封入され、KamLAND-LS 中で 12 本のロープで吊るされている。この薄さにすることでバルーンの放射性不純物を限界まで減らしている。バルーンの直径は KamLAND-Zen400 で 3.08 m、KamLAND-Zen 800 で 3.84 m であり、船形に切り出したナイロンフィルムを熱溶着して形成されている。このバルーンの形状を図 3.5 に示す。またこのバルーンはアウターバルーンと区別してインナーバルーンと呼ばれる。

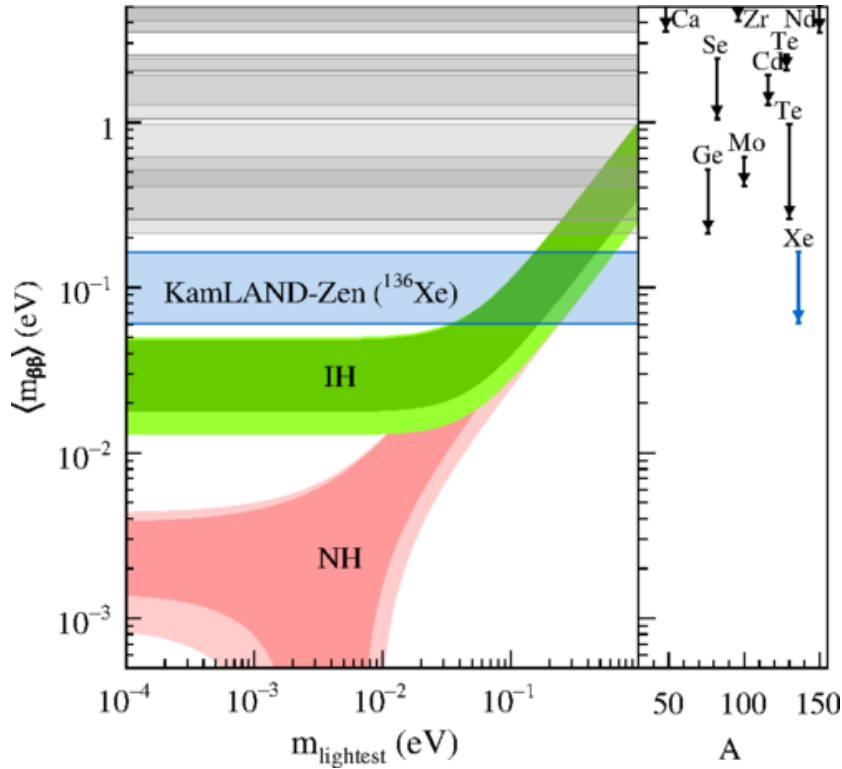


図 3.6 KamLAND-Zen 400 による有効マヨラナ質量の制限²。図中右側は二重ベータ崩壊核による有効マヨラナ質量が当時探索されていた範囲を示している。

3.2.2 KamLAND-Zen 400

KamLAND-Zen 400 は 2011 年 10 月から ^{136}Xe 約 320kg を用いて開始された。実験開始後、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の Q 値付近に予期せぬバックグラウンドが発見された。エネルギースペクトルフィットや崩壊レートによる同定から、放射性同位体である $^{110\text{m}}\text{Ag}$ の混入によるものと判明した。この原因は、キセノンガスの輸送中に起きた宇宙線ミューオンによる原子核破碎や、福島第一原子力発電所事故で生成され付着した可能性などが考えられている。このため実験は一旦 2012 年 7 月で終了した。この期間での実験を第一フェイズと呼ぶ。 $^{110\text{m}}\text{Ag}$ を除去するために液体シンチレータの入れ替えと蒸留・液液抽出による純化作業が実施された。2013 年 12 月から新たに第二フェイズ開始され 2015 年 10 月に KamLAND-Zen 400 実験は終了した。

第一フェイズと第二フェイズの測定から、 ^{136}Xe における $0\nu\beta\beta$ 崩壊の半減期に対して $T_{1/2}^{0\nu} > 1.07 \times 10^{26}$ year という、当時世界で最も厳しい制限² を与えた。この結果から有効マヨラナ質量についても計算され、 $\langle m_{\beta\beta} \rangle < 61\text{--}165$ meV という世界で最も厳しい制限を与えている。KamLAND-Zen 400 ではニュートリノの質量階層構造について図 3.6 に示すような領域を探索し、縮退階層構造の可能性を棄却した。

3.2.3 KamLAND-Zen 800

KamLAND-Zen 800 は 2019 年 1 月から濃縮キセノン約 745kg を用いて開始された。KamLAND-Zen 400 では、自然放射線核種 ^{238}U の娘核である ^{214}Bi 事象のうち、ミニバルーン由来のものが主要バックグラウンドの一つとなっていた。そのため、ミニバルーン作成時には徹底した汚染対策を施して作成され、 ^{238}U の混入量を 1/10 程度に抑えることに成功した。図 3.7 に KamLAND-Zen 800 の 523 日 (live time) 分の観測エネルギースペクトルを示す。この観測から $0\nu\beta\beta$ 崩壊の半減期に対して $T_{1/2}^{0\nu} > 1.98 \times 10^{26}$ year という制限を与えた。さらに、KamLAND-Zen 400 の第二フェイズと KamLAND-Zen 800 を組み合わせて解析することで、 $T_{1/2}^{0\nu} > 2.3 \times 10^{26}$ year という制限を与えることが出来た。また、有効マヨラナ質量についても $\langle m_{\beta\beta} \rangle < 36\text{--}156$ meV という制限を与えている³。

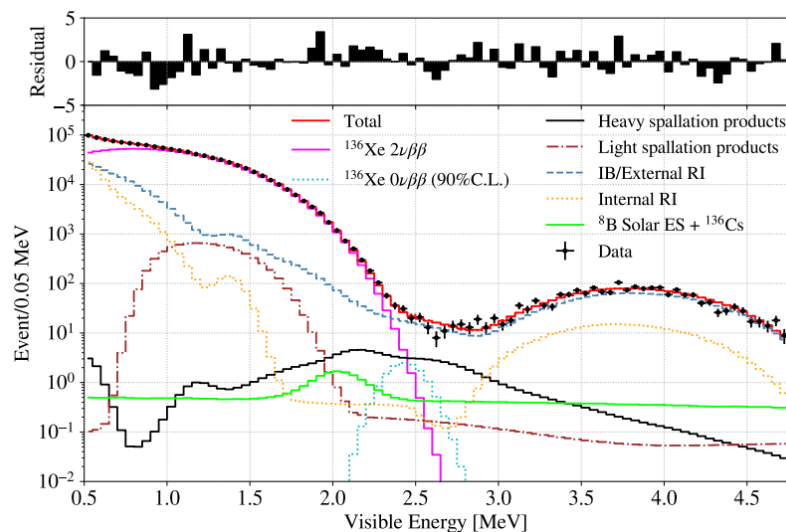


図 3.7 KamLAND-Zen 800 による観測エネルギースペクトル¹⁹

3.2.4 KamLAND-Zen における $0\nu\beta\beta$ 崩壊の主な背景事象

^{136}Xe の $2\nu\beta\beta$ 崩壊

$2\nu\beta\beta$ 崩壊は通常のベータ崩壊と同様に、電子のエネルギーは Q 値をエンドポイントとした連続スペクトルとなる。一方、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊では理想的には Q 値における単一スペクトルとなる。しかし、検出器には有限のエネルギー分解能が存在するため、実際には幅を持ったスペクトルになってしまう。スペクトルのイメージ図を図 3.8 に示す。 $0\nu\beta\beta$ のスペクトルに対して、 $2\nu\beta\beta$ のスペクトルが重なってしまうため、 $2\nu\beta\beta$ 崩壊は無視できない背景事象となる。

インナーバルーン内側表面で発生する ^{214}Bi の ^{214}Po への β 崩壊

インナーバルーンの作成はクリーンな環境で行われているが、その素材であるナイロンにはわずかに ^{238}U が付着する。この ^{238}U に由来する ^{214}Bi の β 崩壊は、Q 値として 3.27 MeV を持つため、

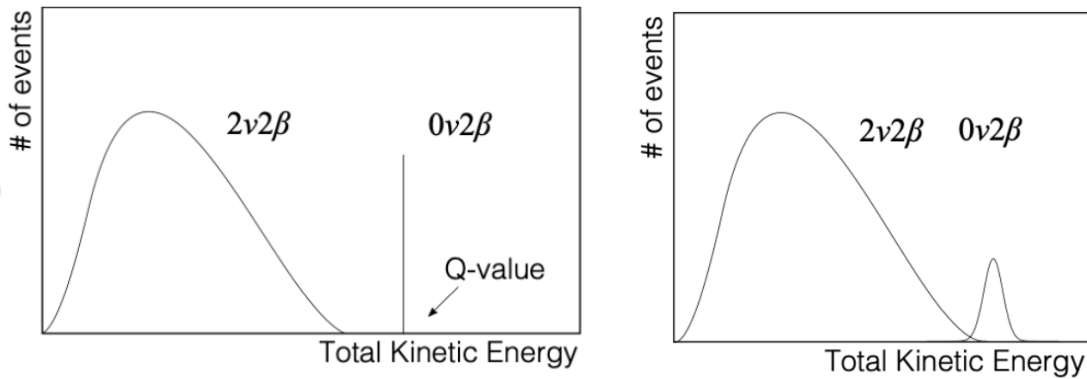


図 3.8 $2\nu\beta\beta$ と $0\nu\beta\beta$ のエネルギースペクトル。理想的には左図のような単一スペクトルだが、実際は右図のように幅を持つ。

$0\nu\beta\beta$ 崩壊の背景事象となる。 ^{214}Bi の β 崩壊事象は、娘核である ^{214}Po が $164\ \mu\text{sec}$ で α 崩壊するため、 $^{214}\text{Bi} - ^{214}\text{Po}$ 連続崩壊事象を遅延同時計測で検出することで判別できる。しかし、この崩壊がインナーバルーン付近で発生した場合、 ^{214}Po の崩壊による α 線がバルーンに吸収されてしまい、遅延同時計測をすることが出来ない。そこで現在の KamLAND-Zen の解析では、インナーバルーン付近を有効体積から除くことで対処している。

宇宙線ミュオンによる原子核破碎由来の不安定核種の崩壊

KamLAND には宇宙線ミュオンが岩盤を突き抜けて飛来してくる。そのミュオンが液体シンチレータ中の原子核と衝突し、原子核破碎を起こす。原子核破碎で生成される原子核の中には不安定な種が存在し、それらが崩壊する際に放出される β 線や γ 線が $0\nu\beta\beta$ の背景事象となる。

主要な核破碎生成物として ^{10}C が挙げられる。これは液体シンチレータ中の ^{12}C の原子核破碎により生じ、Q 値 $3.65\ \text{MeV}$ の β^+ 崩壊を起こす。ミュオンの入射頻度は $0.3\ \text{Hz}$ であるのに対し、 ^{10}C のような数十秒の寿命をもつ崩壊は、不感時間を設けることによる除去は不可能である。そこで ^{10}C 原子核は生成過程の殆どで中性子を伴うため、ミュオン信号、その際に生成した中性子の捕獲信号、そして ^{10}C 自体の崩壊事象を 3 点遅延同時計測することで、 ^{10}C 事象を解析的に除去している。

Xe の原子核破碎による不安定核の崩壊も同様に $0\nu\beta\beta$ の背景事象となる。Xe 原子核が破碎されると、寿命が数百秒から数日にわたる長寿命不安定核が生成される。Xe の原子番号の大きさから、生成される不安定核は多種多様である。Xe 原子核破碎は大量の中性子を放出し、その中性子の数から長寿命不安定核の推定が行われている。

3.3 KamLAND2

KamLAND では 2011 年よりの $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索を世界最高感度続けているが、未だその発見には至っていない。単に観測期間を延ばすだけでは、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の発見は遠く、また世界にある他の研究機関に後れを取ってしまう可能性がある。そこで現行の KamLAND に大幅な改良を施し、さらなる高

感度での $0\nu\beta\beta$ 崩壊探を目的とした KamLAND2 が将来的に計画されている。

3.3.1 KamLAND2 へ向けた改良点

$0\nu\beta\beta$ 崩壊探索の感度を上昇させるためには、検出器のエネルギー分解能の向上が必要である。KamLAND2 ではエネルギー分解能向上のために集光量の増加を図っている。集光量の増加へ向けた KamLAND から改良点を挙げる。

大発光量液体シンチレータ

現在の KamLAND-LS は PC をベースとした液体シンチレータであるが、KamLAND2 ではをリニアアルキルベンゼン (LAB) をベースとした LAB-LS の使用が計画されている。LAB-LS を導入することで、KamLAND-LS よりも大光量・高透過率が期待され、1.4 倍の集光量が得られると考えられている。

高量子効率 PMT

現在の KamLAND に使用されている PMT の量子効率は最大で約 20% であるが、KamLAND2 では最大で約 30% の量子効率を持つ PMT を導入予定である。これにより、同じ入射光量に対して信号の波高が高くなるため、検出率の向上が見込まれる。高量子効率 PMT の導入で集光率は 1.9 倍になると期待されている。

集光ミラー

KamLAND2 では PMT の周りに集光ミラーを装着することで、被覆率を増加させることを計画している。ウィンストンコーン型の円形ミラーや多角形ミラーなどが候補となっており、集光ミラーの導入で集光量を 1.8 倍程度増加できると期待されている。

それぞれの改良における集光量の増加を全て合わせると、KamLAND2 の集光量は KamLAND の約 5 倍以上となる。これにより、エネルギー分解能は Q 値付近で約 4.2% から約 2% まで向上すると見込まれている。 $0\nu\beta\beta$ 崩壊探索においてニュートリノのマヨラナ有効質量達感度は図 3.9 で示される領域に達すると予想される。

KamLAND2 ではエネルギー分解能の向上へむけた研究開発のほかに、 $0\nu\beta\beta$ 崩壊の背景事象低減へ向けた研究開発も行われている。

発光性インナーバルーン

^{214}Bi の β 崩壊は、娘核である ^{214}Po の α 崩壊との遅延同時計測で除去されている。しかし、インナーバルーン付近では α 線がバルーンに吸収され検出が不可能である。これを解決するために、 α 線で発光する素材で作成されたバルーンの導入が計画されている。バルーンの素材としては、ポリエチレンナフタレート (PolyEthylene Naphthalate, PEN) が選定され、開発が進められている。

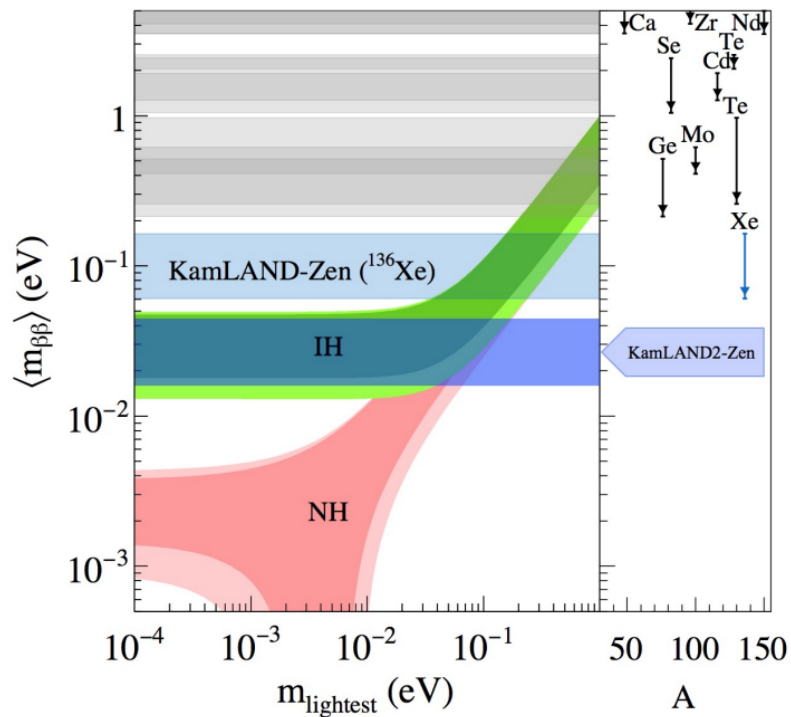


図 3.9 エネルギー分解能の向上による KamLAND2-Zen での到達感度目標²⁰

新データ収集システム

次章以降で詳細に述べるが、KamLAND2 ではデータ収集システムの改良し、中性子捕獲事象の検出効率の向上を目指している。宇宙線ミュオンによる原子核破碎の際に放出される ^{10}C 原子核や、 ^{136}Xe 原子核由来の長寿命不安定核のタギング効率の改善が見込まれる。特に長寿命不安定核の生成数や核種と原子核破碎で放出される中性子数には相関があることが知られている。新データ取得システムではフロントエンド回路のデッドタイムフリー性能を向上させることにより、全ての中性子捕獲事象を検出すること目標としている。

この章では KamLAND の PMT 信号の特性と、現在使用されている 2 つのデータ収集システムについて述べる。

4.1 PMT 信号の特性

KamLAND の PMT から出力される信号は大きく分けて 2 種類に分かれる。1 つは 1 光電子に相当する信号 (1 p.e.) であり、もう 1 つは宇宙線ミュオンによる信号である。1 p.e. 信号は有効な物理事象以外の信号を多く含み、それらをダークノイズと呼ぶ。

4.1.1 ノイズレート

KamLAND では 1 p.e. 信号波高分布とノイズ信号波高分布の境界付近に、1 p.e. に対する Discr 閾値を設定している。この閾値を超える信号レートは数 10 kHz から 200 kHz 程度である。この信号のうちほとんどは、PMT のダークヒットや低エネルギーのバックグラウンド事象であり、この中から有用な物理事象による信号波形のみを取得しなければならない。KamLAND では全チャンネルの信号を元にトリガーをかけ、非同期なダークヒットや低エネルギーのバックグラウンド事象を波形取得対象から除く。これにより、波形所得のレートは約 100 Hz である。

4.1.2 1 p.e. 信号

図 4.2 は典型的な 1 p.e. 信号波形を示す。信号の波高は約 2 mV である。信号の立ち上がり時間は平均で約 8 nsec、その間の Slew rate は約 $0.4 \text{ V}/\mu\text{sec}$ である。図 4.3 に平均化した 1 p.e. の周波数成分を示す。周波数帯域 (-3 dB) は 10 MHz 程度だが、信号のエネルギーの 99.9% が含まれるのは 68 MHz 以下である。したがって 1 p.e. の波形を正確に取得するには、68 MHz 以上の周波数帯域を持ったフロントエンド回路が必要である。

4.1.3 宇宙線ミュオン信号

図 4.4 に典型的な宇宙線ミュオン信号を示す。宇宙線ミュオンは大光量事象であり、波高は最大で約 10 V である。信号の立ち上がり時間は 20 nsec ~ 40 nsec、Slew rate は $500 \text{ V}/\mu\text{sec}$ を超える。図 4.4 に宇宙線ミュオンの周波数成分を示す。周波数帯域 (-3 dB) は 3.2 MHz 程度で、信号のエネルギーの 99.9% が含まれるのは 32 MHz 以下である。そのため、宇宙線ミュオンの波形を取得するには、周波数帯域の点では 1 p.e. 信号よりも要求は低いが、Slew rate が約 $500 \text{ V}/\mu\text{sec}$ で約 10 V のダイナミックレンジを持ったフロントエンド回路が必要である。また、宇宙線ミュオン信号では、PMT がオーバシュートとアフターパルス (図 4.10) が発生する。これについては後述する。

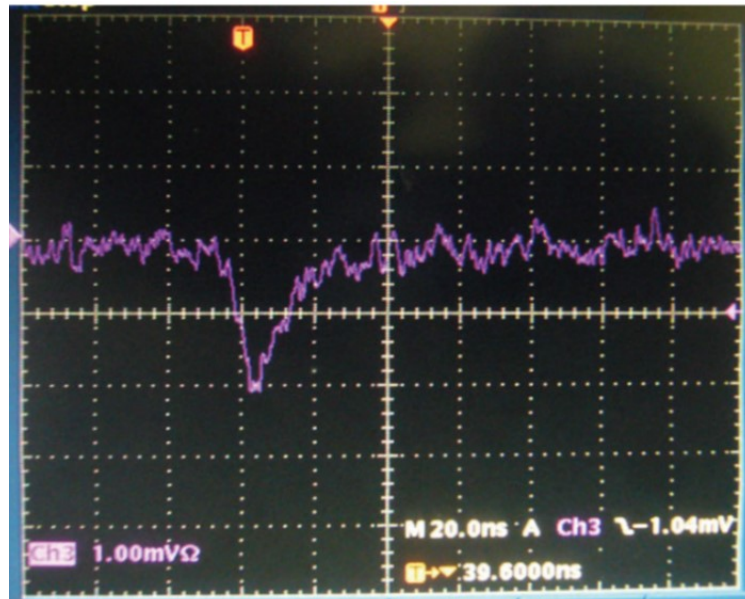


図 4.2 典型的な 1 p.e. 信号²¹。グリッドは (20 nsec, 1 mV)

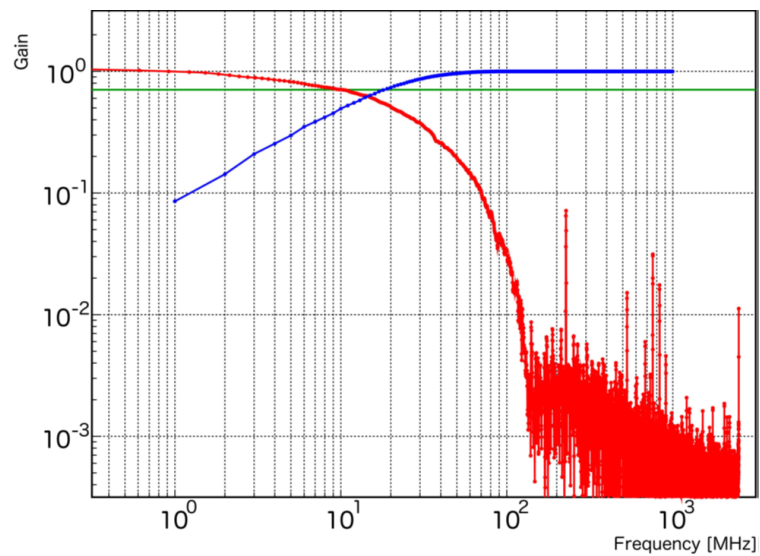


図 4.3 平均化した 1 p.e. 信号の周波数成分²¹。赤色実線が 1 p.e. 信号の周波数成分、緑色実線が -3dB、青色実線がその周波数までのエネルギーの割合を表す。

4.2 KamDAQ

KamDAQ は KamFEE と呼ばれるフロントエンド回路約 200 枚、トリガ回路、システムクロック校正用クロック、GPS レシーバー、DAQ コンピュータで構成されている。

全ての PMT が KamFEE に接続されており、全 PMT 信号はまず KamFEE に入力される。KamFEE に入力された PMT 信号は、ボード上のディスクリミネータによってアナログ的にある閾値を超えた

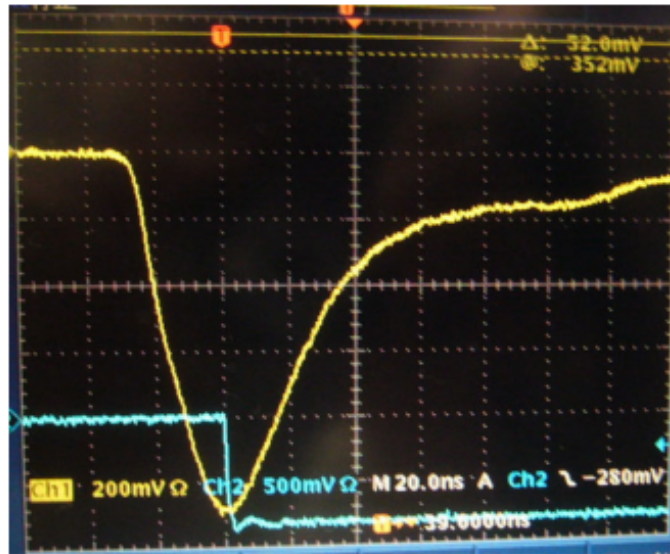


図 4.4 典型的なミュオン信号²¹。グリッドは (20 nsec, 200 mV)

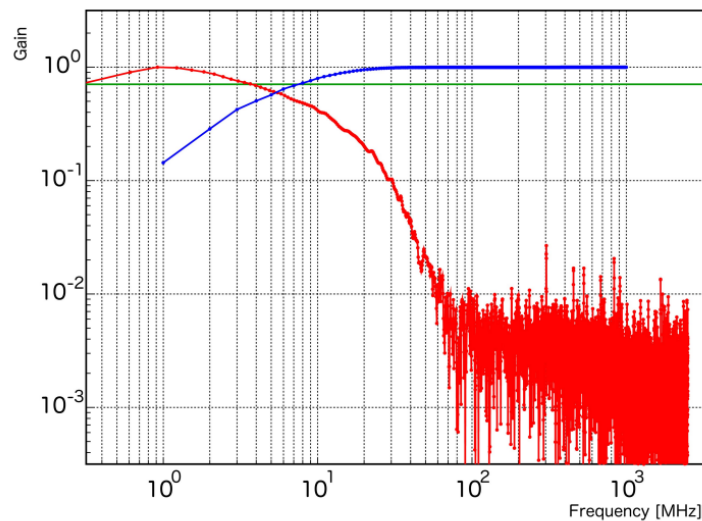


図 4.5 宇宙線ミュオン信号の周波数成分。²¹ 赤色実線が宇宙線ミュオン信号の周波数成分、緑色実線が-3dB、青色実線がその周波数までのエネルギーの割合を表す。

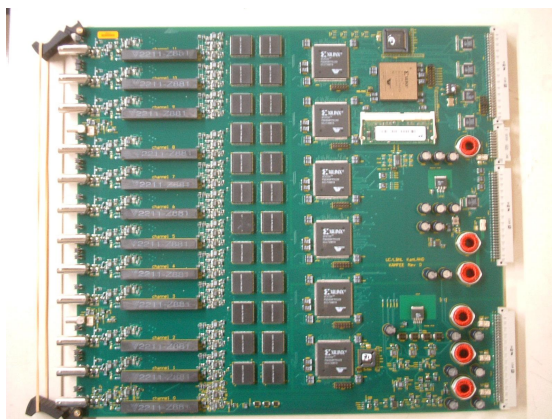
場合、Hit 信号が生成される。全チャンネルの Hit 信号は KamFEE 上で合算され、NSUM としてトリガ回路に送信される。NSUM がトリガ回路で設定しているトリガ条件を満たした場合、その波形取得コマンドを KamFEE へ送信する。KamFEE は保存していた波形データをデジタル化し、VME バスを経由して DAQ コンピュータ側に送信する。

このようにして KamDAQ はデータ取得を行っている。以降では、各構成要素の詳細と、KamDAQ がもつ課題点を述べる。

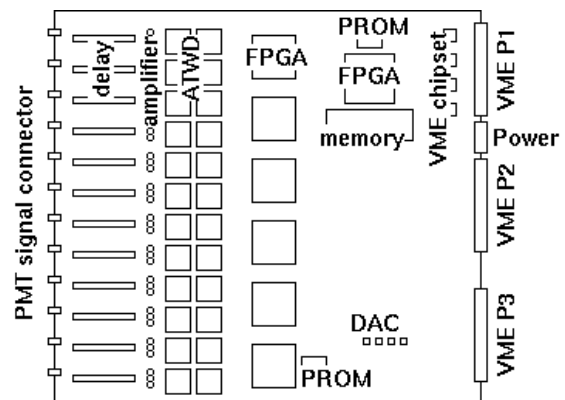
4.2.1 KamFEE

KamFEE は KamLAND 実験グループが独自に開発したデータ収集用フロントエンド回路である。図 4.6 に KamFEE の基板写真と模式図を示す。大きさは VME 9U(400.0mm × 366.7mm) で 12 チャンネルの BNC 入力をもつ。ボード上には、信号増減やノイズ低減用のアナログ回路、ATWD (Analog Transient Waveform Digitizer) と呼ばれるコンデンサアレイと ADC を組み合わせた ASIC、Hit 判定用のディスクリミネータ、波形記録用のメモリ、トリガ回路やボード上各素子とコマンドのやりとりを行う FPGA、KamFEE へのレジスタアクセスやデータ読み出し用の VME インターフェースなどが実装されている。

図 4.7 に KamFEE の PMT 入力からデータ転送までのフロー図を示す。PMT から入力した信号はディスクリミネータ側と ATWD 側に分割される。ディスクリミネータではアナログ的に 1/4 p.e. の閾値が設けられ、それを信号が超えると Hit 判定が行われる。12 チャンネル Hit 数の合算値がトリガ回路へ送信される。ATWD 側では、ディレイを通過した後 3 つに分割したアナログ回路へ入力される。アナログ回路はそれぞれ増幅率が異なり、H-gain(20 倍)、M-gain(4 倍)、L-gain(0.5 倍) である。これは 1 p.e. 信号のような低電圧信号から、宇宙線ミュオン信号のような高電圧信号まで、波形を記録出来るようにするためである。信号はアナログ回路を通過後、ATWD に入力される。ATWD 内にはコンデンサアレイがあり、波形をアナログ信号のまま蓄積していく。ディスクリミネータが Hit 判定を出力すると、コンデンサアレイへの書き込みが停止され、波形が保持される。その後、トリガ回路から波形取得コマンドを受け取ると、ATWD 内の ADC がコンデンサアレイから波形のデジタル化を行う。デジタル化は増幅率の高いチャンネルから順に行なわれ、波高がレンジの上限に達していた場合のみ、より増幅率の低いチャンネルのデジタル化が行なわれる。デジタル化には約 25 μsec かかるが、この間はコンデンサアレイに波形を蓄積できない。このデッドタイムを解消するため、2 つの ATWD を交互に用いてデジタル化している。しかし、宇宙線ミュオン後のオーバーシュートやアフターパルスには対応できず、デッドタイムが生じてしまう。また、デジタル化された波形データは DAQ コンピュータへ VME バスを通じて逐次転送される。



(a) KamFEE ボードの写真



(b) KamFEE ボードの各チャンネルの動作模式図

図 4.6 KamFEE ボード

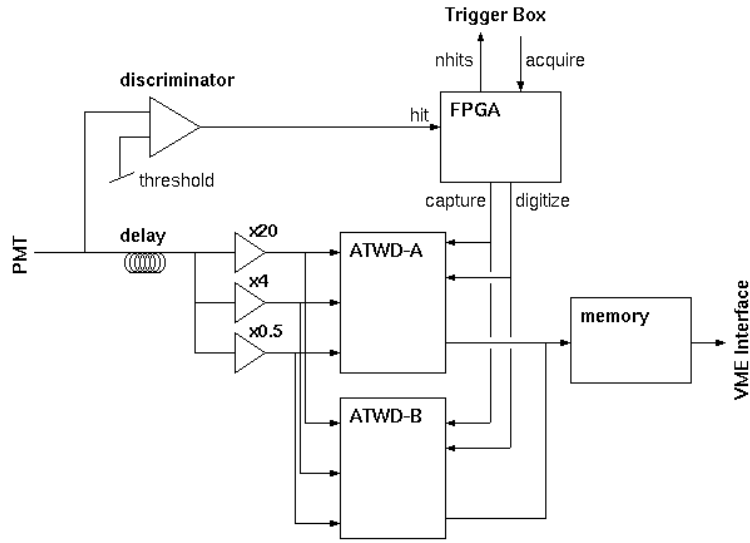


図 4.7 KamFEE の入力からデータ転送までのフロー図

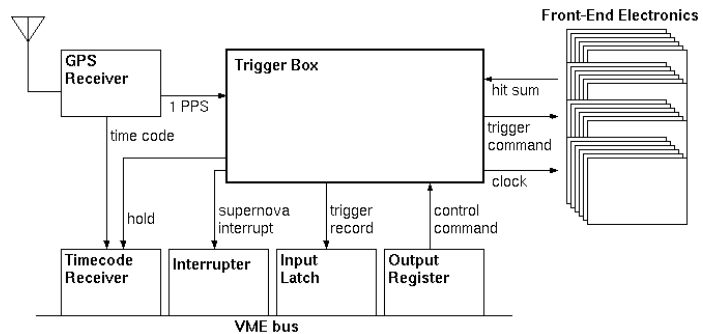
4.2.2 トリガ回路

トリガ回路とその概要図を図 4.8 に示す。トリガ回路では、KamFEE から送信されたボード単位の Hit 数を全ての KamFEE について合算する。トリガ回路は、この Hit 情報に基づいてトリガを発行する。通常は Hit 数やそのパターンに応じて物理事象を判断し、Hit があったチャンネルをデジタイズするように指示するグローバルトリガを発行する。その他にも、時刻と Hit 数のみを記録する history トリガや、キャリブレーションのために全チャンネルをデジタイズさせる強制トリガなど、20 種類以上のトリガが存在する。

トリガ回路に GPS が接続されており、時間情報を同期させている。トリガ回路は 40 MHz のシステムクロックで動作しており、GPS の時刻と同期させ、全ての KamFEE に共有している。



(a) トリガ回路²²



(b) トリガ回路の動作模式図

図 4.8 KamDAQ のトリガ回路

4.2.3 DAQ コンピュータ

DAQ コンピュータのネットワークを図 4.9 に示す。DAQ コンピュータはフロントエンド PC とバックエンド PC に分かれる。フロントエンド PC は KamFEE やトリガ回路などが収納されている VME クレートに接続され、全部で 15 台の PC から成る。PC 同士はイーサネットケーブル接続だが、VME クレートとはファイバー接続であるため、KamFEE と DAQ コンピュータは電氣的に切り離されている。フロントエンド PC では KamFEE からデータが読み出され、バックエンド PC に収集される。バックエンド PC は、オンライン解析用 PC、データ記録用 PC、システムコマンド用 PC で構成される。

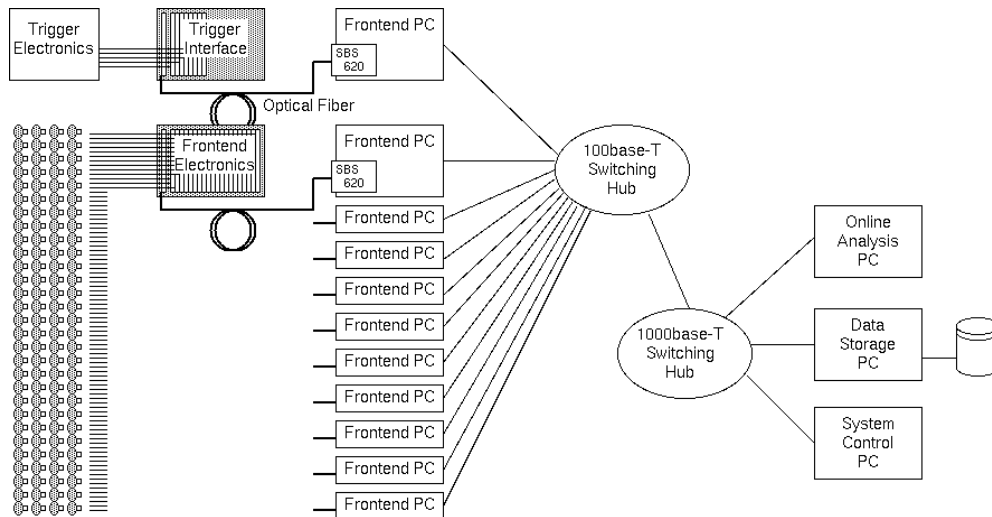


図 4.9 KamDAQ における DAQ コンピュータネットワーク

4.2.4 宇宙線ミュオン後のデッドタイム問題

KamFEE では ATWD のデジタイズ時間によりデッドタイムが生じるが、それは ATWD を 2 つ並列で運用することで解決していた。しかし宇宙線ミュオン信号後には対応できず、約 1 msec 程のデッドタイムが生じてしまう。

オーバーシュート

デッドタイムが生じる原因の 1 つが PMT のオーバーシュートである。図 4.10 に PMT のオーバーシュートの様子を示す。オーバーシュートとは一時的にベースラインが正電圧の方向にシフトする現象である。オーバーシュートは PMT の出力段の AC カップルが原因である。PMT 内の回路図を図 4.11 に示す。PMT の出力段には C7 と R14 で構成されるハイパスフィルタが実装されている。PMT に光子が入射しダイノードから電流が流れると C27 は充電される。その後、電流が 0 になったタイミングで放電が行われ、C7 からグラウンドへ流れる電流により R14 に正電圧が生じる。これがオーバーシュートが起こる原理である。通常の 1 p.e. のような信号であれば、C7 の放電は無視できるほ

ど小さい。しかし、放電の際にかかる正電圧の大きさは C7 に充電された電荷に比例するため、宇宙線ミュオンのような大光量信号では無視できない大きさになる。宇宙線ミュオン信号の際のオーバーシュートの正電圧は約 1 mV である。1 p.e. の信号が約 2 mV であるため、オーバーシュートが発生すると信号がディスクリミネータで設定している閾値を下回り Hit 判定を行うことが出来ない。また、オーバーシュートの減衰時間はハイパスフィルタの時定数 $\tau = C7 \times R14 = 470 \text{ nsec}$ で決まる。ベースラインが 0 に戻るまでには約 1 msec 要する。よって、オーバーシュートにより KamFEE には 1 msec のデッドタイムが生じてしまう。

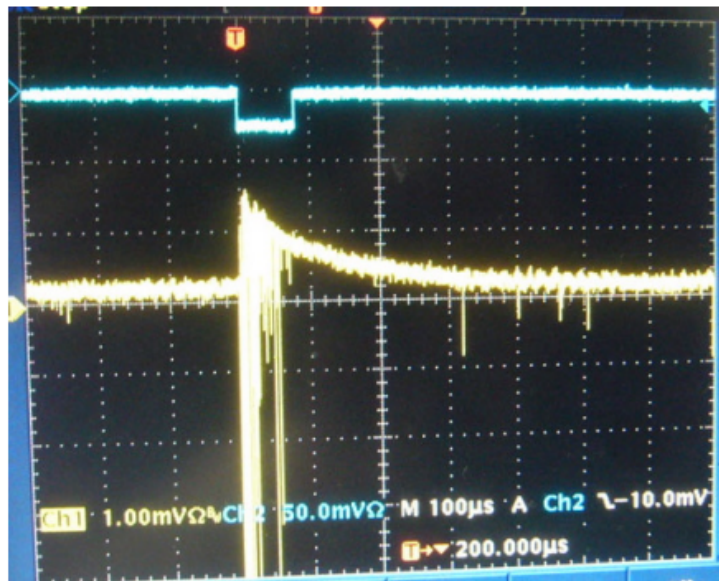
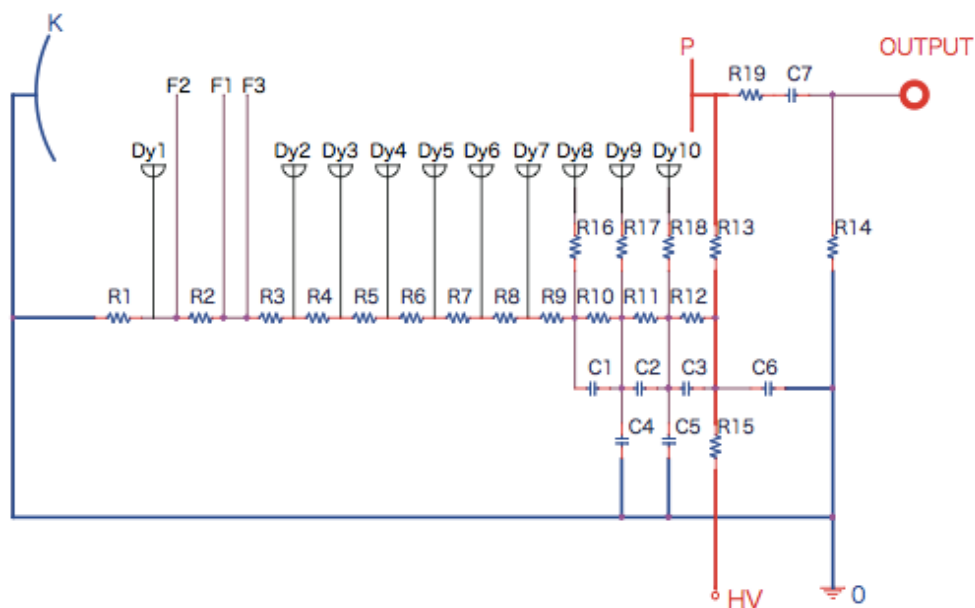
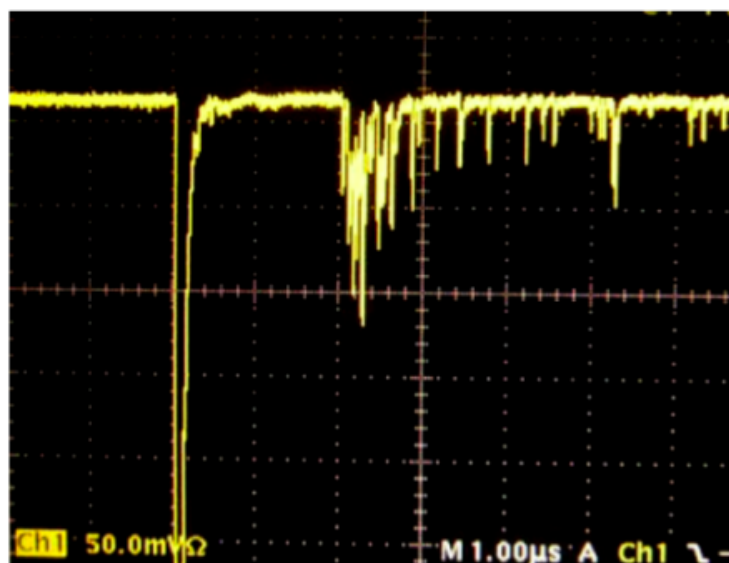


図 4.10 ミューオン信号のオーバーシュート²¹。グリッドは (100 μsec , 1 mV)

アフターパルス

宇宙線ミュオンによりデッドタイムが生じる原因のもう 1 つが PMT のアフターパルスである。アフターパルスの様子を図 4.12 に示す。アフターパルスにはミュオン信号後数 nsec から数十 nsec 後に発生する速い成分と、数百 nsec から数十 μsec 後までに分布する遅い成分が存在する。速い成分の多くは、第 1 ダイノードでの弾性散乱電子によって起こる。一方遅い成分は、PMT 球内の残留ガスが電子との衝突によってイオン化され、このうちの正イオンが光電面に戻ることに伴い、多数の光電子を発生させるために起こる。このアフターパルスは数 MHz の高レート信号であるため、並列した 2 つの ATWD でもデジタイズが間に合わずデッドタイムが生じてしまう。

このオーバーシュートやアフターパルスは、宇宙線ミュオンによる原子核破碎によって生じる不安定核の崩壊事象を検出する際に問題となる。半減期の長い核種は、ミュオン信号、その際に生成した中性子の捕獲信号、原子核破碎生成物の崩壊事象の 3 点遅延同時計測を行い除去している。0 $\nu\beta\beta$ 崩壊探索や太陽ニュートリノ観測のために、さら原なる子核破碎生成物由来の背景事象の低減を行うには、中性子捕獲の検出効率を向上しなければならない。それには、中性子捕獲の半減期は 210 μsec

図 4.11 17-inch PMT のプリーダ回路²³図 4.12 ミューオン信号のアフターパルス²³。グリッドは (1 μ sec, 50 mV)

であるため、宇宙線ミューオン信号直後のデッドタイムを減らす必要がある。そこで新たに開発されたのが MogDAQ という DAQ システムである。

4.3 MogDAQ

KamDAQ では宇宙線ミューオン後のデッドタイムが問題となっていた。それを解決するために Flash ADC (FADC) を用いたフロントエンド回路 MoGURA、オーバーシュートをキャンセルするた

めの回路 (Baseline Restorer, BLR) が開発された。これらに加えて MoGURA 用トリガー回路、コマンド分配基板、Rb 原子時計、GPS レシーバー、DAQ コンピュータで構成される DAQ システムを MogDAQ と呼ぶ。MogDAQ は 17 inch PMT を対象としており、2010 年 8 月より運用が始まった。

17 inch PMT の信号は KamFEE 側と BLR 側に分岐する。BLR 側に入力された信号演算処理を受け、オーバーシュートがあれば取り除かれる。その後 MoGURA に入力され、FADC によってデジタル化され、FPGA で Hit 判定が行われる。Hit 数を合計し、Hitsum としてトリガ回路へ送信する。トリガ回路では全ての MoGURA の Hitsum を合算し 6 CLK (120 nsec) 分積分した NHit が、設定していたトリガ条件を満たすとデータ取得コマンドを MoGURA へ送信する。コマンドを受けた MoGURA は波形データを VME バスを通じて、DAQ コンピュータへ転送する。

このようにして MogDAQ はデータ取得を行っている。以降では、MogDAQ の各構成要素について述べる。

4.3.1 BLR

BLR はオーバーシュートを回復させ、ベースラインを元に戻すためのアナログ回路である。BLR の基板写真とベースライン安定化の模式図を図 4.13 示す。まず BLR に入力された PMT 信号は、2 つに分岐し、片方は BLR 側に入力しもう片方は KamFEE に入力される。BLR 側の信号は、信号処理をする回路 (図 4.13 右の上側) と信号処理をしない回路 (図 4.13 右の下側) に分岐する。上側ではダイオードを用いてミューオン信号のような負のパルスを除去し、正電圧の部分のみを取り出す。その後ローパスフィルタを通じてパルスを平均化し、オーバーシュートの部分のみを取り出す。このオーバーシュートのみの信号を、何も処理をしてない信号から減算することで、ベースラインが安定化した信号を作り出すことが出来る。図 4.14 に BLR 回路の有無によるオーバーシュートによるベースライン変動の違いを示す。中性捕獲の半減期である $210 \mu\text{sec}$ に対して、ベースラインが回復されているのが確認できる。

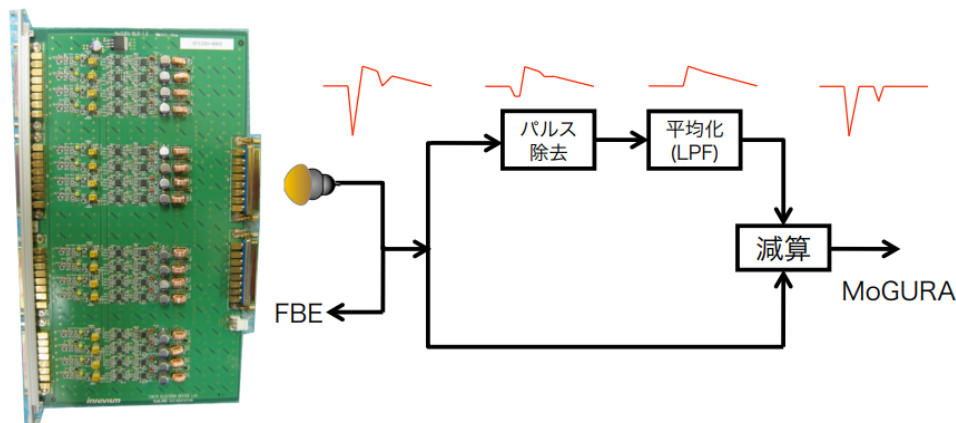


図 4.13 BLR 基板写真 (左) とベースライン安定化の模式図 (右)²²

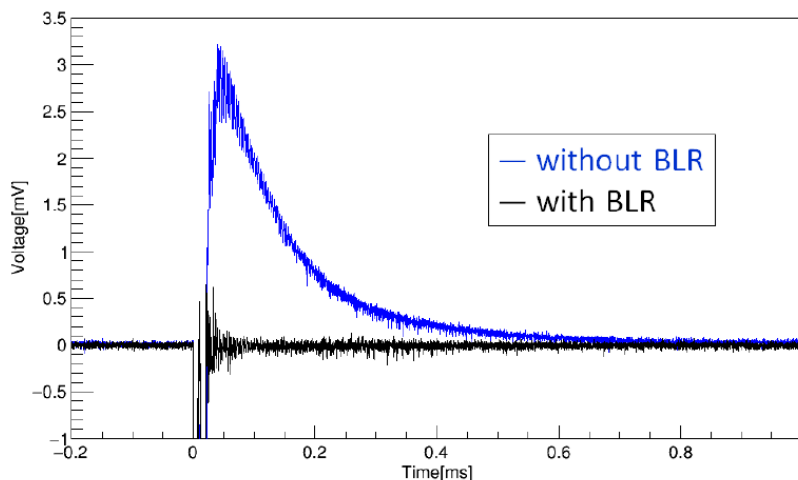


図 4.14 BLR 回路の有無によるベースライン変動の違い²⁴

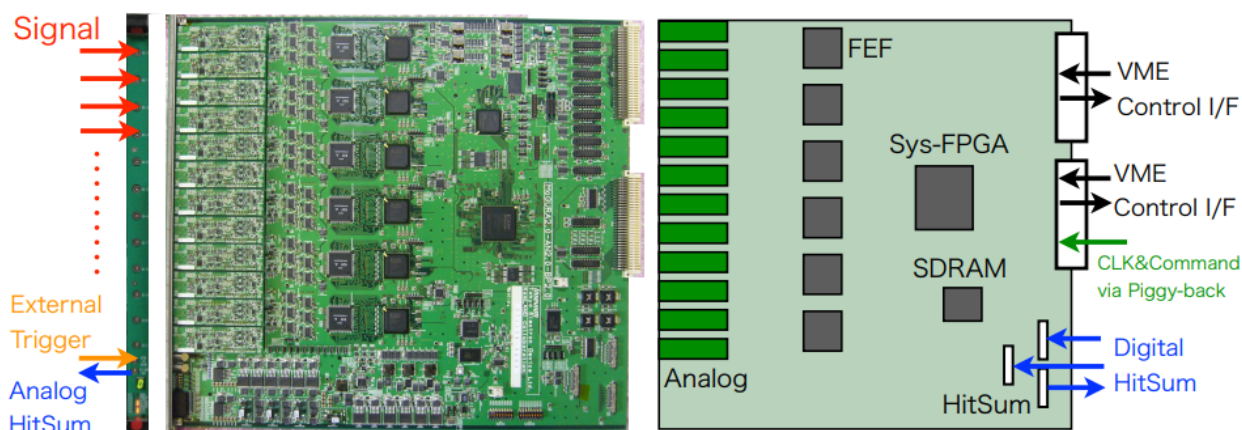


図 4.15 MoGURA 基板写真 (左) と概略図 (右)

4.3.2 MoGURA

MoGURA は Module for General-Use Rapid Application の略称で、KamFEE のデジタイズによるデッドタイムを解消するために開発されたフロントエンド回路である。図 4.15 に MoGURA 基板写真と概略図を示す。大きさは VME 9U サイズで 12 チャンネルの BNC 入力をもつ。ボード上には、信号増減やノイズ低減用のアナログ回路、デッドタイムフリー性能を実現させる Flash ADC、Hit 判定を行う Front End FPGA(FEF)、コマンドやデータを外部と送受信する System FPGA などが実装されている。以下、MoGURA ボード上の構成要素の詳細を述べる。

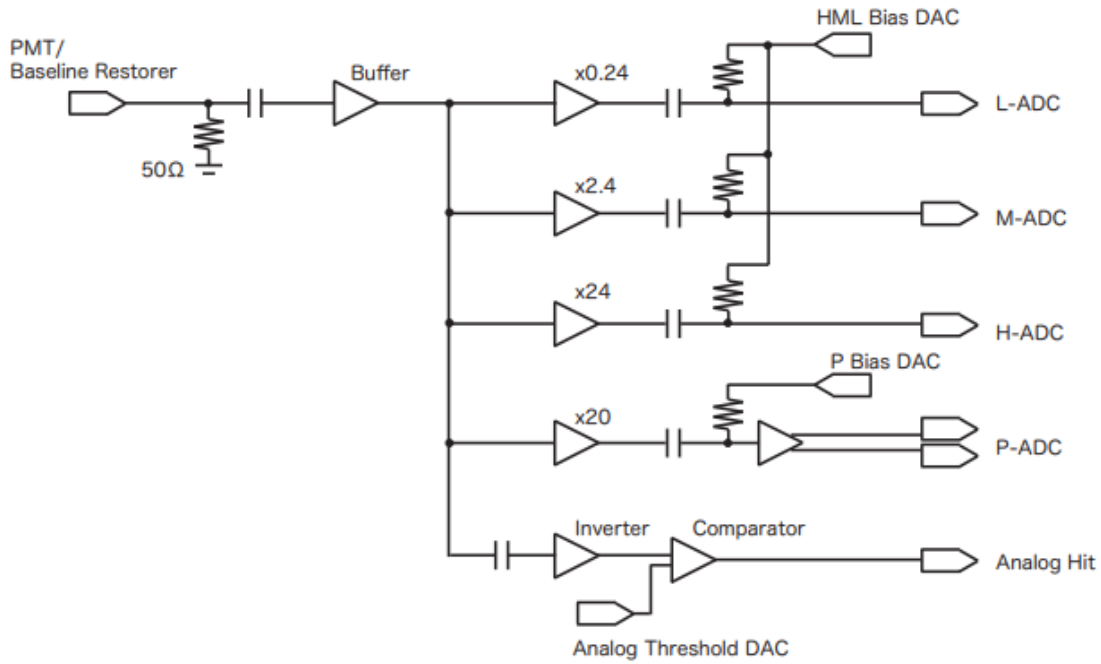


図 4.16 MoGURA のアナログ回路の回路図

アナログ回路

MoGURA のアナログ回路は 1 チャンネルごとに切り分けられた子基板に実装されており、その子基板は取り外し可能となっている。これにより、アナログ部の最適化が子基板を交換するだけでよく、運転停止時間を減らすことが出来る。アナログ回路では信号の増幅や減衰が行われる。信号はアナログ回路上で 4 つのそれぞれ異なる増幅率を持ったゲインチャンネルに入力される。4 つのゲインチャンネルを P-gain、H-gain、M-gain、L-gain と呼ぶ。表 4.1 に各ゲインチャンネルの仕様と、図 4.16 にアナログ回路の回路図を示す。各ゲインチャンネルで異なった増幅率を採用することで、1 p.e. のような小信号から、宇宙線ミューオンのような大信号まで記録できるダイナミックレンジを実現している。

表 4.1 各ゲインチャンネルの仕様

ゲインチャンネル	P-gain	H-gain	M-gain	L-gain
ダイナミックレンジ	+5 mV ~ -20 mV	+25 mV ~ -100 mV	+250 mV ~ -1 V	+2.5 V ~ -10 V
分解能	0.1 mV	0.5 mV	5 mV	50 mV
増幅率	20 倍	24 倍	2.4 倍	0.24 倍

Flash ADC

P-gain には差動入力の 1 Gsps サンプリングで 8 bit の FADC が接続されており、1 p.e. を高い分解能で測定できる。H・M・L-gain にはシングル入力の 200 Msps サンプリングで 8 bit の FADC が接続されており、数 p.e. から宇宙線ミュオンまで測定できる。表 4.2 に MoGURA に使用されている FADC の仕様を示す。MoGURA では 50 MHz のシステムクロックを使用しており、トリガ回路から供給されている。FADC はデジタイズにかかる時間が 1 クロックしか必要ないため、KamFEE に比べて大幅にデッドタイムを削減できる。

表 4.2 MoGURA にしようされている FADC の仕様

FADC	AT84D001B	ADC08200
ゲインチャンネル	P-gain	H・M・L-gain
サンプリングレート	1 Gsps	200 Gsps
分解能	8 bit	8 bit
入力チャンネル	差動入力 2 チャンネル	シングル入力 1 チャンネル
チャンネル間クロストーク	-55	-
出力インターフェース	Parallel LVDS	parallel LVDS

Front End FPGA

Front End FPGA (FEF) は 2 チャンネルにつき 1 つ割り当てられている。FEF では KamFEE とは異なり、デジタル信号に対して閾値を設け Hit 判定を行う。その後デジタル信号を FIFO を用いてバッファリングする。バッファリングできるサイズは 250 KB であり、波形データ 10 μ sec に相当する。また、トリガ回路から発行されたデータ取得コマンドに従って各 MoGURA の Front End FPGA 上でタイムスタンプと波形データからなるデータフレームを生成する。

System FPGA

System FPGA では全チャンネルの Hit 数の合計 Hitsum を計算し、デイジーチェーン接続されている後段の MoGURA に送信する。Hitsum は全 MoGURA で足し合わされトリガ回路へ送信される。トリガ回路から波形取得コマンドが発行され、FEF から送られてきたデータフレームを MoGURA に搭載されている 64MB サイズの SDRAM に読み出す。VME 側からコマンドを受けると、SDRAM からデータを読み出し VME バスを介して転送する。

4.3.3 MoGURA Trigger

MoGURA Trigger は MoGURA に波形取得コマンドを送信するためのトリガ基板である。図 4.17 の MoGURA Trigger 基板写真を示す。また、図 4.18 に MoGURA Trigger の Hitsum やコマンド、クロックの入出力の関係を示す。MoGURA Trigger はデイジーチェーン接続された MoGURA から、

Hitsum の和を 50 MHz で受信している。50 MHz クロックは、KamDAQ で使用されている GPS 信号から作られた 1 Hz クロック (1PPS) と、Rb 原子時計から作られた 10 MHz クロックから作成される。作成された 50 MHz クロックは各 MoGURA へ供給される。

MoGURA Trigger が発行する波形取得コマンドはコマンドとコマンドフラグに分類される。コマンドには以下の 2 つのモードが存在する。

- Acquire-Range
 - 一定期間の全波形を取得するコマンド。この一定期間は EventWindow と呼ばれ、各 MoGURA 基板において、VME を通じて個別に設定が可能である。
- Acquire-Hit
 - 無信号部分やサチレーションを起こしている波形データ棄却する機能を加えたコマンド。この機能をゼロサプレッションと呼ぶ。デッドタイムフリーによりデータ量が増えるため、データ量を低減するために導入された。

MoGURA Trigger は、Acquire-Hit、Acquire-Range のどちらのモードで発行するか選択できるため、コマンドフラグの種類によって、波形記録モードの使い分けが可能である。以下、主要なコマンドフラグについて述べる。

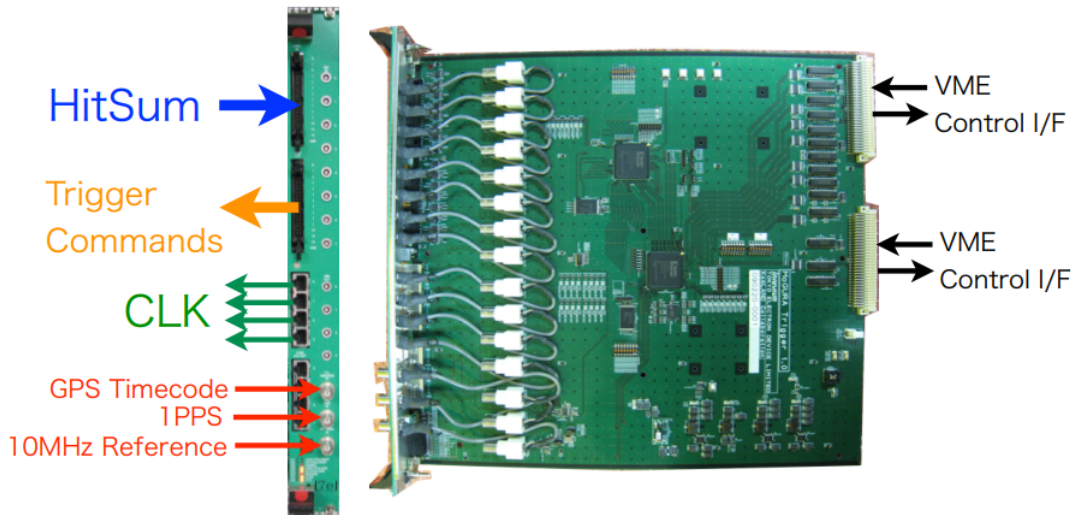
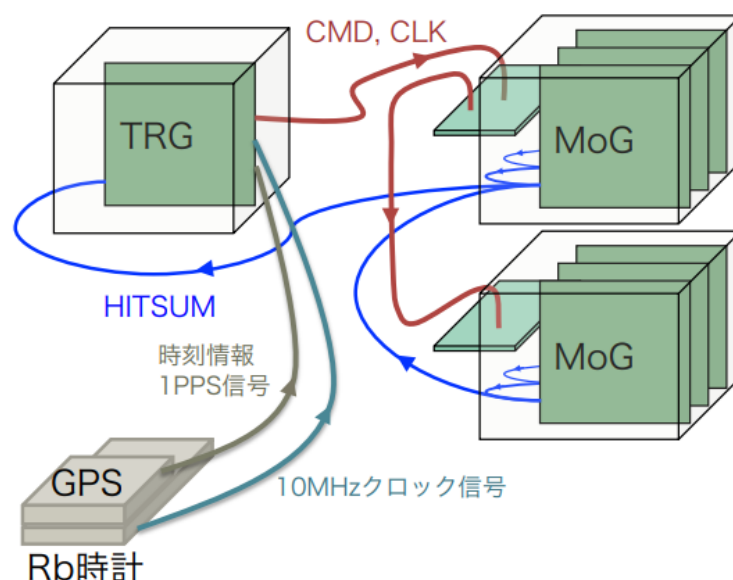


図 4.17 MoGURA Trigger ボード²²

- Single Trigger
 - 最も基本的なフラグ。NHit の値が Single Threshold を超えた場合に発行される。NHit は、任意の Hit Window 間の HitSum の合計値である。Hit Window は 120 nsec となっており、これはシンチレーション光が全て PMT へ届くまでの時間が最大で 120 nsec 未満である事による。

図 4.18 MoGURA Trigger の信号入出力²²

- Launch Trigger
 - 宇宙線ミュオンを対象としたフラグ。Single Trigger よりも NHit が高い閾値で発行される。
- Prescaled Trigger
 - 意図的にトリガーレートを落とすためのフラグ。Hit Window を任意の間隔で開け、NHit が Prescaled threshold を超えた時に発行される。
- Adaptive Trigger
 - 宇宙線ミュオン後の中性子捕獲事象を検出するためのフラグ。Launch Trigger が発行され 1 msec の間有効になる。ミュオン信号後の NHit の増加量を検知して波形取得コマンドが発行される。

4.3.4 MoGURA, BLR のノイズレベル

MoGURA のノイズレベルを図 4.19 に示す。例として MoGURA ボード 0x02 番, PMT チャンネル 0 の P, H, M, L の各ゲインチャンネルにおけるノイズレベルのヒストグラムを示す。このヒストグラムから求まるノイズの RMS 値を表 4.3 に示す。MoGURA のノイズレベルの要求値は P-gain で 0.1 mVrms である。実際のノイズレベルは 0.081 mVrms であるから、十分な性能を持っている。

MoGURA は BLR を伴って運用される。そこで、MoGURA と BLR を組み合わせた状態でノイズレベルを測定した例が図 4.20 である。このヒストグラムから求まるノイズの RMS 値を表 4.4 に示す。BLR を組み合わせるとノイズレベルは 0.136 mVrms となり、要求値の 0.1 mVrms を超えてしまう。これら 2 つの測定から、BLR のノイズを見積もることが出来る。MoGURA のノイズと BLR の

ノイズをそれぞれ無相関だと仮定すると、BLR 由来のノイズは

$$\sqrt{0.136^2 - 0.081^2} = 0.109 \text{ mVrms} \quad (4.1)$$

と推測できる。このことから MoGURA から取得されるノイズのうち大部分を BLR 由来のノイズが占める。MoGURA はデッドタイムフリー性能を活かすために BLR が不可欠であり、ノイズレベルが悪いながらも閾値を高く設定して運用せざるを得ない状態にある。

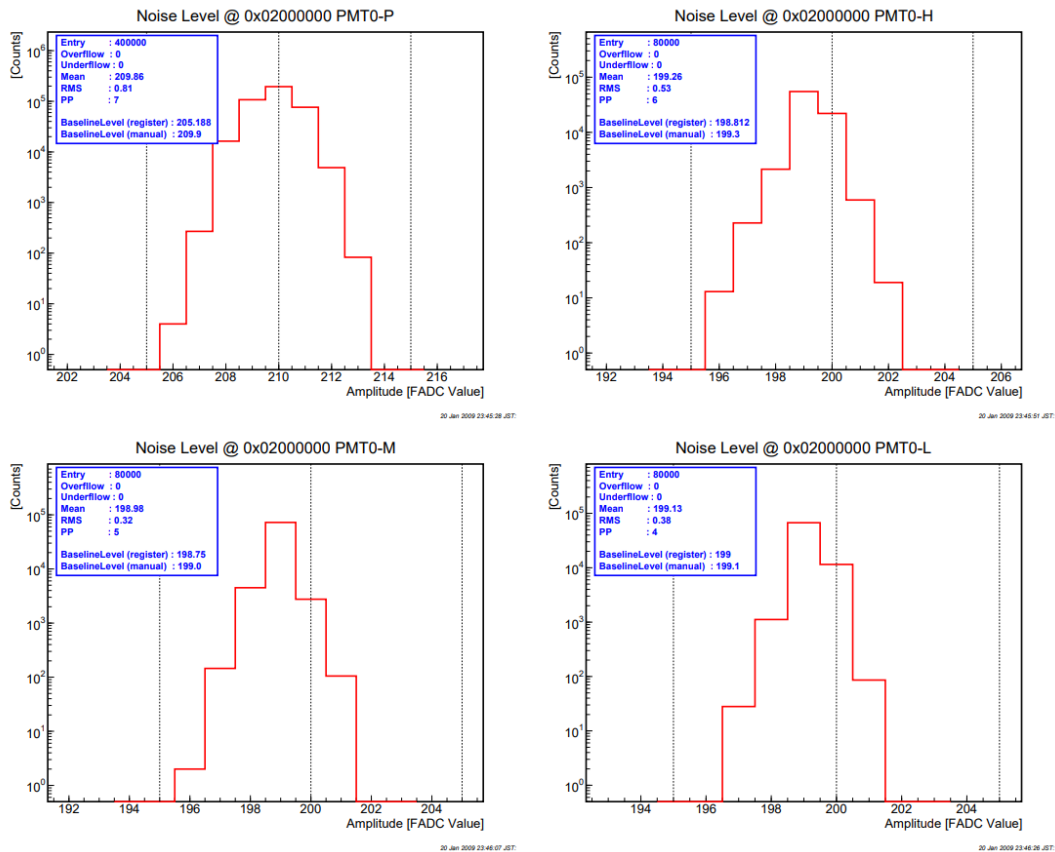


図 4.19 MoGURA のノイズレベルの例 (0x02 番 Ch0)²¹。左上図：P ゲインチャンネル，右上図：H ゲインチャンネル，左下図：M ゲインチャンネル，右下図：L ゲインチャンネル。

表 4.3 MoGURA のノイズレベル例 (0x02 番 Ch0)

ゲインチャンネル	RMS [ADC]	RMS [mV]
P	0.81	0.081
H	0.53	0.265
M	0.32	1.6
L	0.38	19

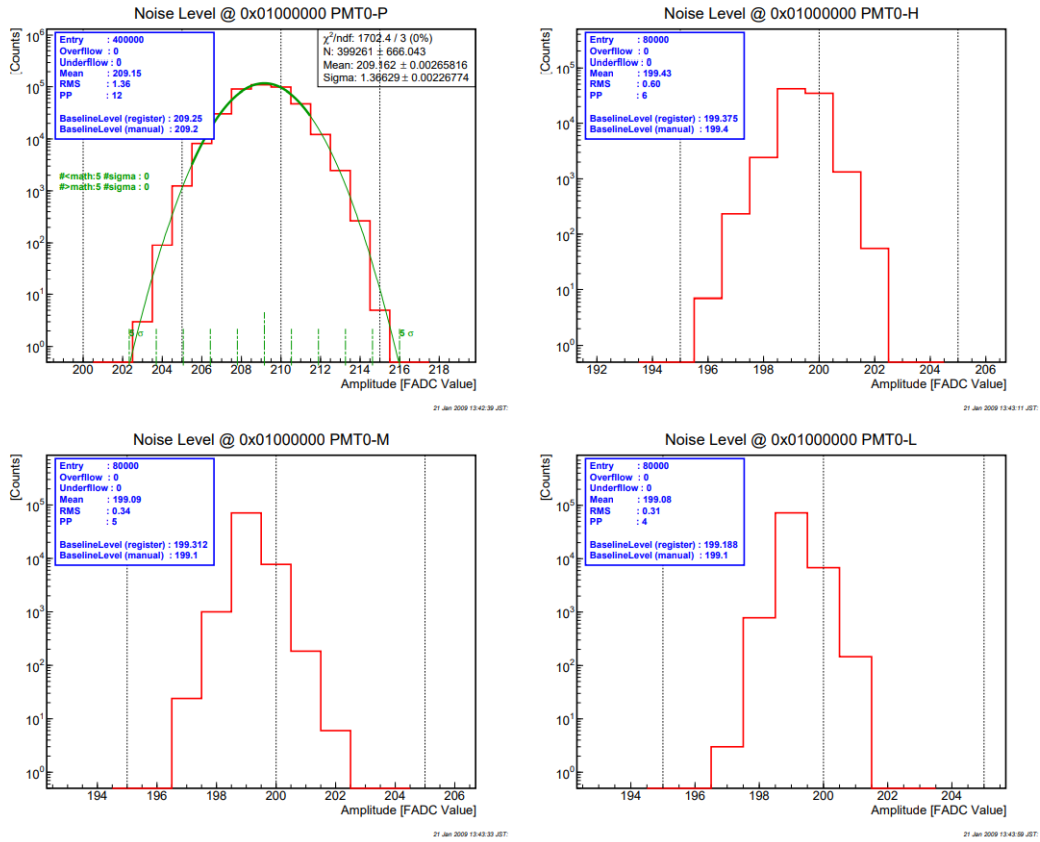


図 4.20 MoGURA+BLR のノイズレベルの例 (MoGURA: 0x02 番 Ch0, BLR: 01 番 Ch12)²¹。左上图: P ゲインチャンネル, 右上图: H ゲインチャンネル, 左下图: M ゲインチャンネル, 右下图: L ゲインチャンネル。

表 4.4 MoGURA+BLR のノイズレベル例 (MoGURA: 0x02 番 Ch0, BLR: 01 番 Ch12)

ゲインチャンネル	RMS [ADC]	RMS [mV]
P	1.36	0.136
H	0.60	0.3
M	0.34	1.7
L	0.31	15.5

4.4 KamLAND2 におけるデータ取得システム

現在、KamLAND2 へ向けた新型データ取得システムの考案・開発が進められている。本研究ではデータ取得システムの中でフロントエンド回路に焦点を当てるが、ここでは現在考案されている新型 DAQ システムの全体像を述べる。現段階で考案されている新 DAQ システムの概要図を図 4.21 に示す。

新 DAQ システムでは KamDAQ や MogDAQ のようにトリガ回路用ボードは使用されない。近年

のソフトウェア技術の向上により、物理事象の判定をコンピュータ上で行うソフトウェアトリガの実装が予定されている。それに対応するため、フロントエンド回路は物理事象か否かに関係なく 1 p.e. 以上の波形を全て読み出しコンピュータに転送する。転送されるデータはデータフレームとして、PMT の ID・タイムスタンプ・電荷情報などを格納したヘッダ・フッタと、波形データから構成される。このデータ転送は VME バスではなく、光ファイバーを使った 10 ギガビット・イーサネット (以後、10GbE) にておこなわれる。

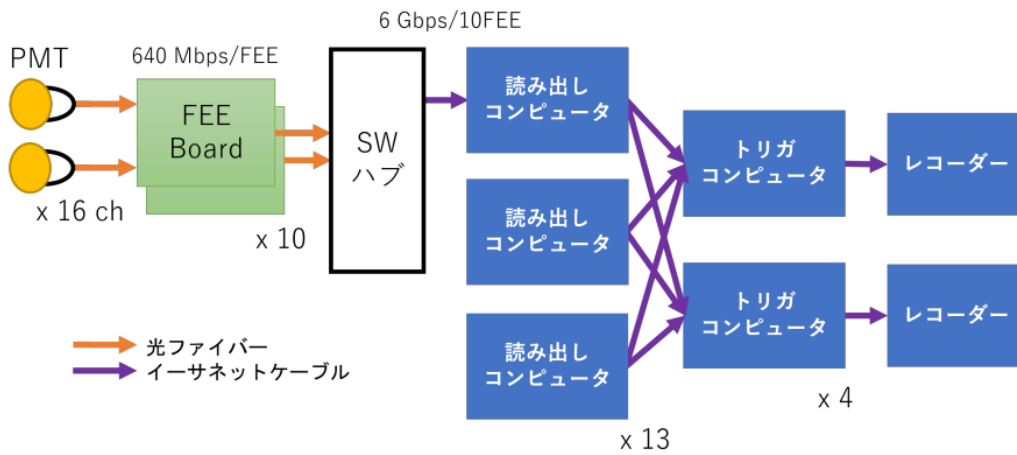


図 4.21 新型 DAQ システムの構成図²⁵

第 5 章

KamLAND2 へ向けたフロントエンド回路

KamLAND では KamFEE と MoGURA の 2 種類のフロントエンド回路が利用されている。KamFEE は KamLAND 実験開始時から 20 年近く運用されており、老朽化が進んでいる。また、MoGURA は実装している ADC の廃盤によりこれ以上の生産が不可能である。そこで、将来的にはこの 2 つのフロントエンド回路を刷新して 1 種類のフロントエンド回路のみでデータ収集を行う。この新型のフロントエンド回路は「MoGURA2」と呼ばれ、現在開発研究が行われている。

5.1 MoGURA2 への要求

KamLAND2 ではフロントエンド回路を 1 種類に統一することから、KamFEE と MoGURA の両方の性能を持ち合わせる必要がある。さらに MoGURA2 は、KamFEE や MoGURA が持つ課題を改善し、KamLAND2 の DAQ システム仕様に合わせることを考える。それらの点を踏まえて MoGURA2 には以下のような要求が挙げられる。

ソフトウェアトリガ対応

この要求は KamLAND2 の DAQ システムの仕様によるものである。4 章の 4.4 節で述べたように、KamLAND2 の DAQ システムではソフトウェアトリガを用いることを想定している。物理事象の判定をトリガコンピュータで行うため、物理事象か否かに関わらず、フロントエンド回路は 1 p.e. 以上の波形データを全て DAQ コンピュータへ転送する必要がある。

デッドタイムフリー性能の向上

これは現行の MoGURA の性能をカバーし、さらに MoGURA が持つ課題を解決するための要求である。MoGURA は KamFEE がもつ宇宙線ミュオン後のデッドタイムを解消し、デッドタイムフリーなフロントエンド回路として役割を果たしている。しかし、MoGURA を使用したデータ取得でも、図 5.1 に示すように、宇宙線ミュオン信号直後 100 μ sec 以内の中性子捕獲事象は十分検出できていない。MoGURA のオンボードバッファのサイズや転送速度の不

足により、アフターパルスの高レート事象を取得しきれないからである。また、仮にバッファの制限が無くとも、フロントエンド回路上でアフターパルス中の中性子捕獲事象を抽出するのは困難である。これを解決するために、宇宙線ミュオン信号直後の中性子捕獲信号を含む時間領域を全て取得し DAQ コンピュータ側で解析することで、中性子捕獲事象を検出することを考えている。

低ノイズなアナログ回路の実装

この要求は現行の MoGURA の課題によるものである。MoGURA のアナログ単体ではノイズレベルは悪くない。しかし、MoGURA は BLR を組み合わせて使用されており、その状態だとノイズレベルは目標値よりも悪い。ノイズレベルの増加はトリガレートの増加を導くため、トリガ閾値を高く設定しなければならなくなる。閾値を高く設定すると 1 p.e. の検出効率は悪化し、極低エネルギー事象の取得が出来ない。MoGURA はデッドタイムフリー性能を活かすために BLR は不可欠であり、閾値を高く設定して運用せざるを得ない。一方、MoGURA2 では FPGA のロジックでベースライン回復を行うデジタル BLR を実装する。また、現在 KamLAND で問題になっている PMT のゲイン低下に対応するためにも可能な限り低いノイズレベルが必要である。

以上が MoGURA2 に対する主な要求である。これらの目標を満たすために、MoGURA2 にはアナログ部とデジタル部に対して具体的に以下の目標性能を定める。

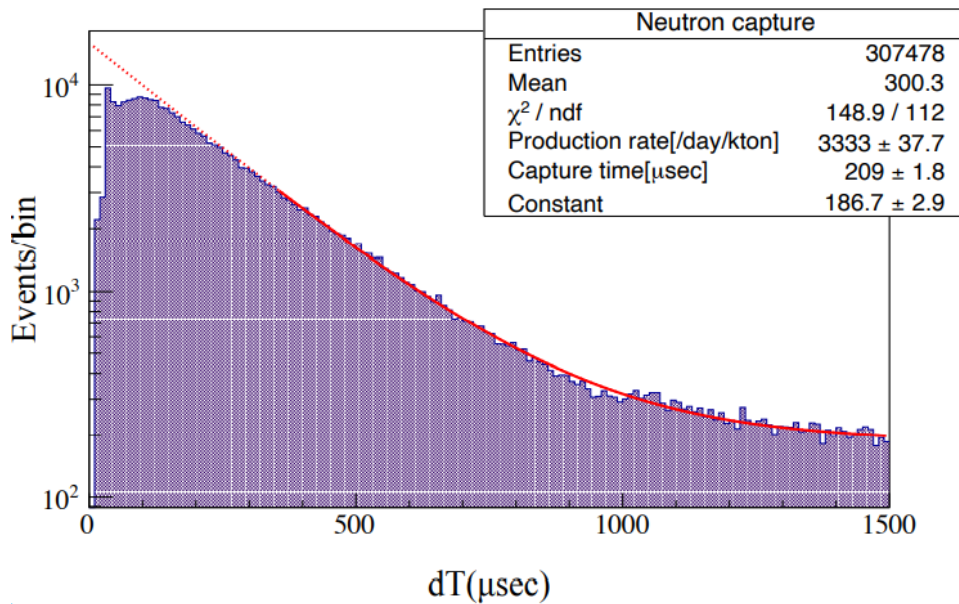


図 5.1 宇宙線ミュオン後の中性子捕獲事象の時間分布²⁶。ヒストグラムが検出された中性子捕獲事象で、赤線が予測される事象数である。宇宙線ミュオン直後は中性子捕獲が検出できていない。

5.1.1 アナログ部の目標性能

アナログ回路の役割は、PMT から入力される 1 p.e. のような微小信号をノイズが乗ることなく増幅し、検出しやすくすることである。また、宇宙線ミュオンのような大信号を ADC の入力レンジ内に収めることも求められる。アナログ回路の役割と MoGURA2 に対する要求から以下の具体目標を定める。

100 MHz の周波数帯域を確保すること

4.1 節で述べたように、1 p.e. の信号の周波数帯域は 10 MHz 程度だが、信号のエネルギーの 99.9% が含まれるのは 68 MHz 以下である。よって最低でも 68 MHz までの周波数帯域をアナログ回路は持たなければならない。MoGURA2 では、将来的に PMT のゲイン低下などでアナログ回路の増幅率を上げる場合を想定して、広い周波数帯域を持たせる。増幅率を上げると本来カットオフされていた高周波の信号が増幅され無視出来なくなるからである。したがって、ここでは目標値として 100 MHz の周波数帯域とする。

ノイズレベルの標準偏差 (RMS) が $60 \mu\text{V}$ 以下

現行の KamFEE のノイズレベルはアナログ回路入力段で H-gain で $60 \mu\text{V}$ である。一方 MoGURA のノイズレベルは MoGURA 単体で $81 \mu\text{V}$ 、MoGURA+BLR で $136 \mu\text{V}$ である。1 p.e. 信号を始めとする小信号は、イベントの位置決定精度やエネルギー分解能に直結するため、ノイズレベルは小さければ小さいほど良い。MoGURA2 は MoGURA+BLR の高いノイズレベルを解決し、現行のフロントエンド回路 2 種類のアップデートであることを考慮して、ノイズレベルの目標値は KamFEE の $60 \mu\text{V}$ とする。

8 V のダイナミックレンジを確保すること

KamFEE のダイナミックレンジは 5 V であるのに対し、MoGURA のダイナミックレンジは 8 V である。MoGURA では最大ミュオンを確実に記録するためにこのダイナミックレンジに設定している。MoGURA2 でも同様に宇宙線ミュオンを精度良く記録することが要求されるため、8 V のダイナミックレンジを確保することを目標とする。

5.1.2 デジタル部の目標性能

デジタル部の役割は、アナログ信号をデジタル化し、1 p.e. 以上の信号を全て DAQ コンピュータへ転送することである。また、ミュオン後にデッドタイム作らず、デッドタイムフリーなデータ取得を可能にすることも要求される。これらの要求に応えるため以下の目標性能を MoGUEA2 では定める。なおデジタル部の目標は先行研究¹により決定されている。

100 nsec・レート 25 kHz のパルスに対し継続的なデータ取得が可能であること

MoGURA2 の DAQ システムの仕様からフロントエンド回路は、1 p.e. 以上の信号を全て DAQ コンピュータへ転送する必要がある。PMT の信号のほとんどは 1 p.e. とミューオン信号である。この 2 つを 1 p.e. に対して閾値を設けた際のヒットレートを計算する。PMT の典型的なダークレートの波形データ長はおよそ 60 nsec から 70 nsec 程度であるが、必要なヒットレート耐性を計算するのに余裕を持たせてを 100 nsec のデータ長とする。PMT の典型的なダークレートは 20 kHz であり、ミューオン信号のレートは平均で 0.5 Hz である。このミューオン信号のデータ長は約 1 msec と見積もり、100 nsec の 1 p.e. に換算すると、ミューオン信号は

$$0.5 \times 10^{-3} [\text{kHz}/\text{Ch}] \cdot 1 [\text{msec}] \cdot \frac{1}{100 [\text{nsec}]} = 5 [\text{kHz}/\text{Ch}]$$

というヒットレートに相当する。したがって 1 p.e. 以上の信号を恒常取得するのに必要なヒットレート耐性は合計して 25 kHz/Ch と設定する。

10 μ sec の間データを連続取得することが可能であること

MoGURA2 では宇宙線ミューオン信号後の中性子捕獲信号を含む時間領域をすべて取得し、オフライン解析でアフターパルスと中性子捕獲事象の判別を行う。そのためには、1 p.e. 信号以上の恒常取得の他に、BLR によるベースライン回復までの時間を含む宇宙線ミューオン信号後 10 μ sec 以内は連続波形データ取得が求められる。したがって宇宙線ミューオン信号後 10 μ sec 間連続データ取得と 1 p.e. 信号以上の恒常取得を組み合わせることで、中性子捕獲信号を含むデータを全て取得できる。取得したデータをオフライン解析に回すことで、解析の工夫によりミューオン信号後のすべての中性子捕獲事象を検出することが原理的には可能となる。

5.2 MoGURA2 の設計仕様

MoGURA2 に対する要求をクリアするために、Zynq® UltraScale+™RFSoc(以下 RFSoc) というチップを使用して、プロトタイプボードが作成された。RFSoc とは Xilinx 社が提供している、ADC・DAC・CPU・FPGA が一体となった半導体製品である。SoC とは、1 つの半導体チップ内にシステム動作に必要な機能を全て搭載したチップのことを指す。スマートフォンの普及によりこのような技術開発が加速してきた。SoC が普及してきたのは、小型化と消費電力の低減に優れているからだ。MoGURA2 で RFSoc を使用するメリットはさらに 2 つある。1 つは Xilinx 社が提供する優秀な ADC や DAC、FPGA を活用できる点である。MoGURA2 で使用する RFSoc は XCZU29DR-1FFVF1760E(以下 ZCU29DR, 図 5.2) という型番で、搭載されている ADC や DAC は MoGURA のものと比べて電圧分解能が高い。FPGA も MoGURA のものと比べてメモリが大きく動作周波数が速い。これはミューオン信号後の連続データ取得を可能にするために大きなメリットである。もう 1 つは CPU 上でプログラムを実行することで FPGA 内のモジュールを制御し、データ転送を簡単に行うことが出来る点である。Xilinx 社が無償で提供している AXI DMA と呼ばれるライブラリを使用することで、FPGA 側から CPU 側へデータを転送し、CPU から 1GbE により外部 PC へデータ転送を

行うことが出来る。

コストパフォーマンスでも RFSoc を用いることは有益である。一体となったそれぞれの機能を、同等のスペック品で別々に実装するよりも安価である。また、素粒子実験分野でこの SoC を使用した前例は無く、今後の素粒子実験へ RFSoc を適用できる可能性を示すという意味で、MoGURA2 の開発研究は挑戦的である。



図 5.2 XCZU29DR

プロトタイプボードのレイアウト図 5.3 に示す。構成としてはアナログ部・デジタル部・インターフェース部・電源部に分かれる。この節では各構成要素について述べる。

5.2.1 アナログ部の設計仕様

MoGURA2 では PMT からのアナログ信号入力を 16 チャンネルで行う。これは RFSoc に内蔵されている ADC(RF-ADC) が 16 チャンネル入力だからである。信号はアナログ回路で H-gain と L-gain の 2 系統のゲインチャンネルに分岐する。H-gain は 1 p.e. から 50 p.e. 程度の信号用のゲインチャンネルである。L-gain は宇宙線ミュオンを取得する用のゲインチャンネルである。H-gain と L-gain の各仕様を 5.1 に示す。H-gain の ADC には高い時間分解能をもつ RF-ADC を使用する。分解能は入力換算で MoGURA よりも高く、入力レンジも広いため、MoGURA2 ではゲインチャンネルを 2 系統化に成功している。L-gain は H-gain ほど時間分解能が必要なくコスト削減のため外付けの ADC を用いる。

5.2.2 デジタル部の設計仕様

FPGA

使用する RFSoc である ZU29DR の FPGA の仕様を表 5.2 に示す。なお比較のために MoGURA に使用される FPGA の仕様も同様に示す。

System Logic Cells は実装可能な回路規模、RAM 合計は FPGA に組み込まれているメモリ量を表している。基本的に MoGURA で使用される FPGA よりも高性能であり、FPGA 上での高度なデジタル処理やミュオン後の連続データ取得を可能にする。

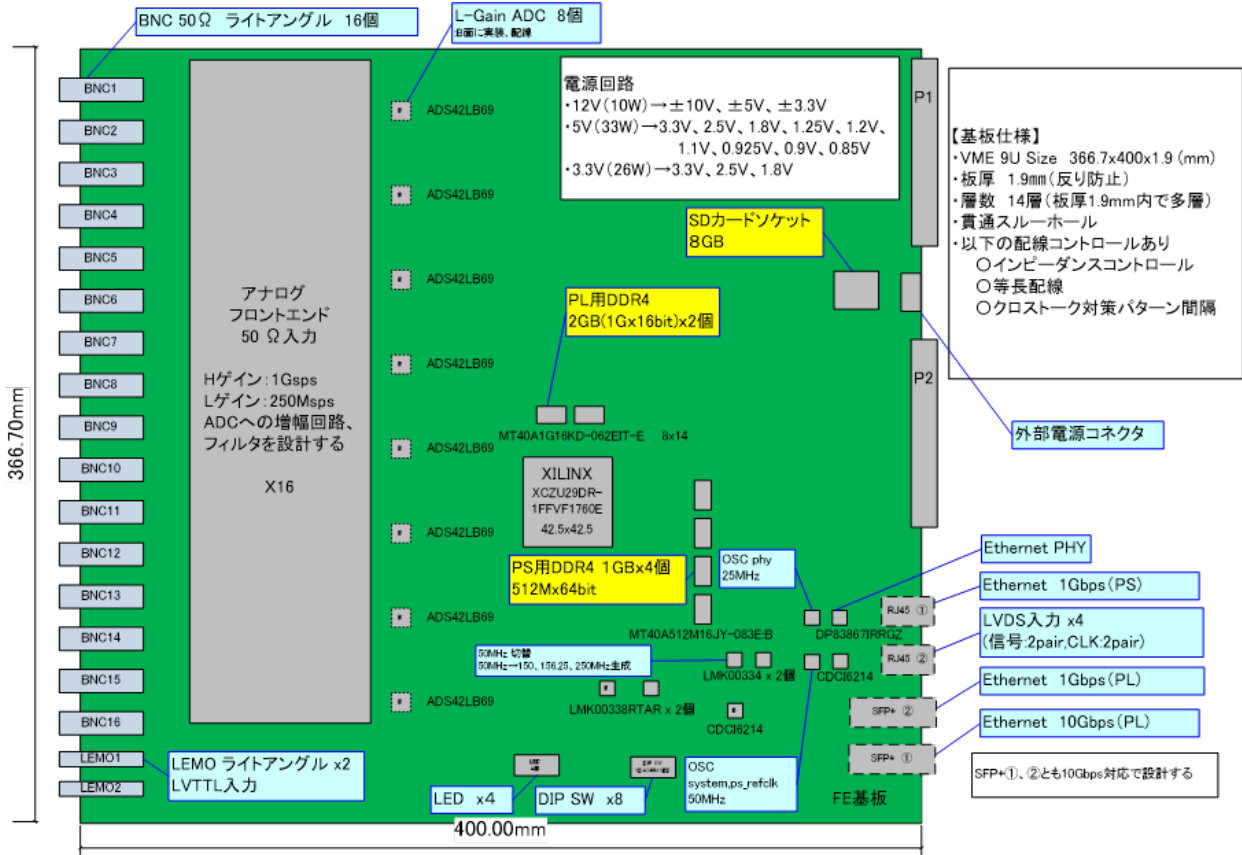


図 5.3 MoGURA2 プロトタイプボードのレイアウト図

CPU

ZU29DR の CPU について述べる。表 5.3 に ZU29DR が搭載している CPU の仕様を示す。

APU とは汎用 OS 上でプログラムを実行することを目的とした CPU であり、実際の MoGURA2 運用時にはこちらの CPU を Linux 上で動かす。RPU はプログラムに優先順位を設定して実行することを目的とした CPU であり、主に外部から割り込み処理をする際に使用されることを想定し搭載されている。

5.2.3 データ通信用インターフェース

図 5.4 にデータ通信用インターフェースを示す。前章の 4.4 節で述べたように、MoGURA2 のフロントエンド回路では取得した波形データをすべて DAQ コンピュータに送信する必要がある。そのため、DAQ への波形データ送信用に 10GbE を使用する予定である。イーサネット通信のデジタル信号や、イーサネットケーブルから電気ノイズがアナログ系へ影響を与える可能性を考慮し、通信には光ケーブルを用いる。そのためのインターフェースとして、SFP+ ポートを備える。SFP+ ポートは 2 ポート搭載されており、FPGA 上の高速シリアルトランシーバ (GTY) に接続されている。1 ポートは FPGA を経由してデータを外部へ転送するために使用するが、もう 1 ポートは CPU を経由してス

表 5.1 各ゲインチャンネルの仕様

ゲインチャンネル	H-gain	L-gain
測定対象	1 ~ 50 p.e.	ミューオン
ADC	RF-ADC	ADS42LB69
周波数帯域	100 MHz	32 MHz
増幅率	$\times 5(14\text{dB})$	$\times 0.24(-11\text{dB})$
ゲインリニアリティ	$\pm 2\%$	$\pm 2\%$
ダイナミックレンジ	+50 mV ~ -150 mV	+0 V ~ -8 V
サンプリングレート	1 Gsps	250 Msps
分解能	12 bit	16 bit
ADC 入力	差動入力 2 チャンネル	差動入力 2 チャンネル

表 5.2 MoGURA と MoGURA2 の FPGA の仕様

FPGA	MoGURA	MoGURA2
System Logic Cells	615168	930300
Block RAM [Mb]	10.125	38
Ultra RAM [Mb]	0	22.5
RAM 合計 [Mb]	10.125	60.5
DSP slices	0	4272

表 5.3 ZU29DR の CPU の仕様

CPU	コア	コア数	最大動作周波数 [MHz]
Application Processing Unit (APU)	ARM® Cortex™-A53	4	1200
Realtime Processing Unit (RPU)	ARM® Cortex™-R5F	2	500

ローコントロールに使用することが考慮されている。

また、CPU には 1GbE 用インターフェースが接続されている。こちらもローコントロール向けであるが、ケーブルにはイーサネットケーブルを使用するため、アナログ系への悪影響が見られた場合は、デバッグおよび開発時のみに使用するポートとなる。本研究ではデータ転送時はこのポートを使用した。

5.2.4 電源部

電源は実運用では VME バックプレーンから電源を供給する。使用する電源系統と消費電力は表 5.4 に示すとおりである。



図 5.4 プロトタイプボードのデータ通信のインターフェース

表 5.4 各電源系統の消費電力

電源系統	電流	消費電力
+12 V	約 0.9 A	10.8 W
-12 V	約 0.1 A	1.2 W
+5.0 V	約 9 A	45 W
+3.3 V	約 0.1 A	0.33 W
合計		56 W

5.2.5 クロックデザイン

図 5.5 にクロック系統図を示す。クロックジェネレータは TI 製の CDCI6214 を使用する。CDCI6214 への入力には図 5.4 のクロック供給用 RJ-45 ポートとボード上の水晶発振器から 50 MHz が供給される。実運用時には全ボードでの同期をとる必要があるため、別途開発中のクロックボードからクロック信号をクロック供給用 RJ-45 ポートに投入して使用する。一方、デバッグやフロントエンド回路単体での開発では同期をとる必要はないため、水晶発振器を使用する。クロックジェネレータからは 50 MHz、150 MHz、156.25 MHz、250 MHz のクロックが生成される。250 MHz はクロックバッファ LMK00338 を介して、L-gain 用 ADC や RF-ADC に供給される。50 MHz はクロックバッファ LMK00334 を介して分岐し、片方は CPU 側のシステムリファレンスクロックとして使用する。もう片方は、別の CDCI6214 に入力され 7.8125 MHz と 32.25 MHz が生成される。RFSoc 内で 32.25 MHz は 125 MHz と 200 MHz に変換される。これら 2 つのクロックは FPGA 内のシステムク

ロックとして使用される。7.8125 MHz は RF-ADC や RF-DAC の同期用クロックとして使用される。150 MHz と 156.25 MHz は DDR4 メモリとイーサネットに使用される。

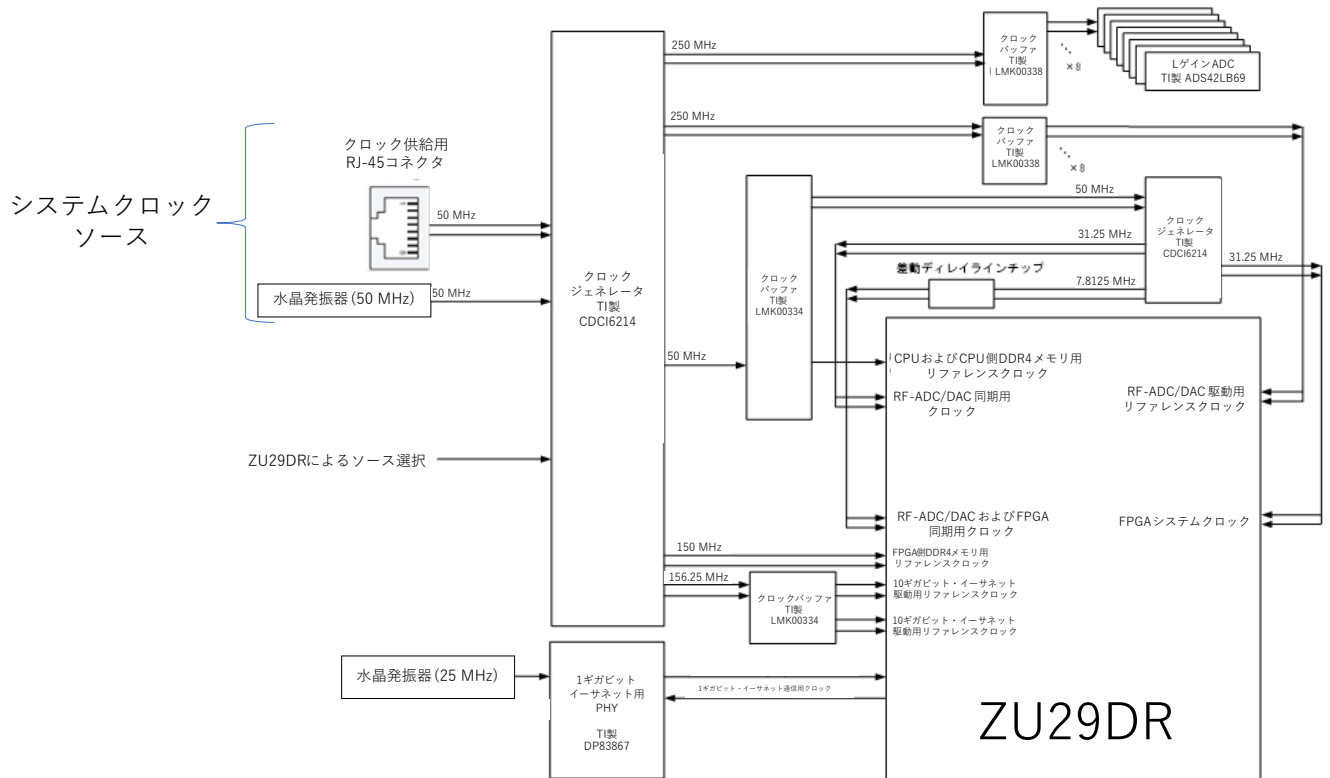


図 5.5 クロック系統図¹

5.2.6 ロジックデザイン

RFSoc 内のロジックデザインを図 5.7 に示す。ADC に入力された信号は大きく分けて 3 つのブロックに分かれる。それぞれの概要を以下で述べる。

トリガー部

トリガー部では主に 3 つの処理を行う。

- DSP

- DSP とは Digital Signal Processing の略でデジタル BLR が実装されている。デジタル BLR では 64 ns 移動平均をとったパルスを元のパルスから差し引くことでオーバーシュートを除去する。また、後に述べるがノイズ低減用の 8 ns 移動平均ローパスフィルタも実装されている。

- トリガー

- トリガークロックでは DSP ブロックを通過した RF-ADC データの波高に対して閾値判定を行い、1 p.e. 以上の信号を出力する。また RF-ADC がサチュレーションをした場合、自

動的に L-gain ADC に切り替わり出力する。

- データフレーム生成

- トリガブロックから出力された情報をもとに、ヘッダやフッタ、タイムスタンプなどを生成する。図 5.6 のデータフォーマットに従いデータフレームを生成する。データフォーマットは 64 bit を単位としている。図 5.6 の 3,4 列目で表しているのは、RF-ADC のみで取得したデータであり、この取得モードを Normal モードと呼ぶ。5,6 列目で表しているのは、L-gain ADC に切り替わったときのデータであり、L-gain のデータ 2 サンプルと RF-ADC データを平均して 500 Msps とした 4 サンプルを波形データとして格納する。この取得モードを Combined モードと呼ぶ。

HEADER0[7:0] (0xAA)	CH_ID[11:0]	Frame length[11:0]	FRAME_INFO[3:0]	TRIGGER_INFO[3:0]	Reserved[23:0]
ZERO_PADDING[7:0]	Reserved[7:0]	TIME_STAMP[47:0]			
SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]
SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]
COMBINED_ID[15:0] (0xCC00)	SignExtension[3:0] SignedData (500MS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (500MS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (500MS/s) [11:0]	SignalData(L-gain) [15:0]	
COMBINED_ID[15:0] (0xCC00)	SignExtension[3:0] SignedData (500MS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (500MS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (500MS/s) [11:0]	SignalData(L-gain) [15:0]	
SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]
SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]	SignExtension[3:0] SignedData (1GS/s) [11:0]
FOOTER[7:0] (0x55)	CHARGE_SUM[23:0]		Object_ID[31:0]		

図 5.6 MoGURA2 のデータフォーマット

バッファ部

バッファ部ではまず 16 チャンネルのマージを行う。マージされたデータは約 2 MB の FIFO によってバッファリングされる。バッファリングする理由はデータ転送先の読み出しタイミングと同期するためである。

データ転送部

Xilinx 社が無償で提供している AXI DMA と呼ばれるライブラリを使用して、CPU 側へデータを転送し、CPU から 1GbE により外部 PC へデータ転送を行う。10GbE の実装方法は現在検討中である。

5.3 MoGURA2 プロトタイプボード

5.3.1 開発状況

2020 年 12 月に MoGURA2 のプロトタイプボードが完成した。このボードを用いて先行研究¹ によって FPGA・CPU のファームウェア開発が行われた。加えてデジタル部の性能評価が行われ、[100 nsec・レート 25 kHz のパルスに対し継続的なデータ取得が可能であること] 及び「10 μ sec の間データを連続取得することが可能であること」というデジタル部の目標性能を獲得することに成功した。これにより MoGURA2 に対する要求である「デッドタイムフリー性能の向上」を達成した。また、他の要求である「ソフトウェアトリガ対応」は一部達成した。これはヒットレート耐性のテストのみ行われ、宇宙線ミューオンを入力した場合は未評価である。

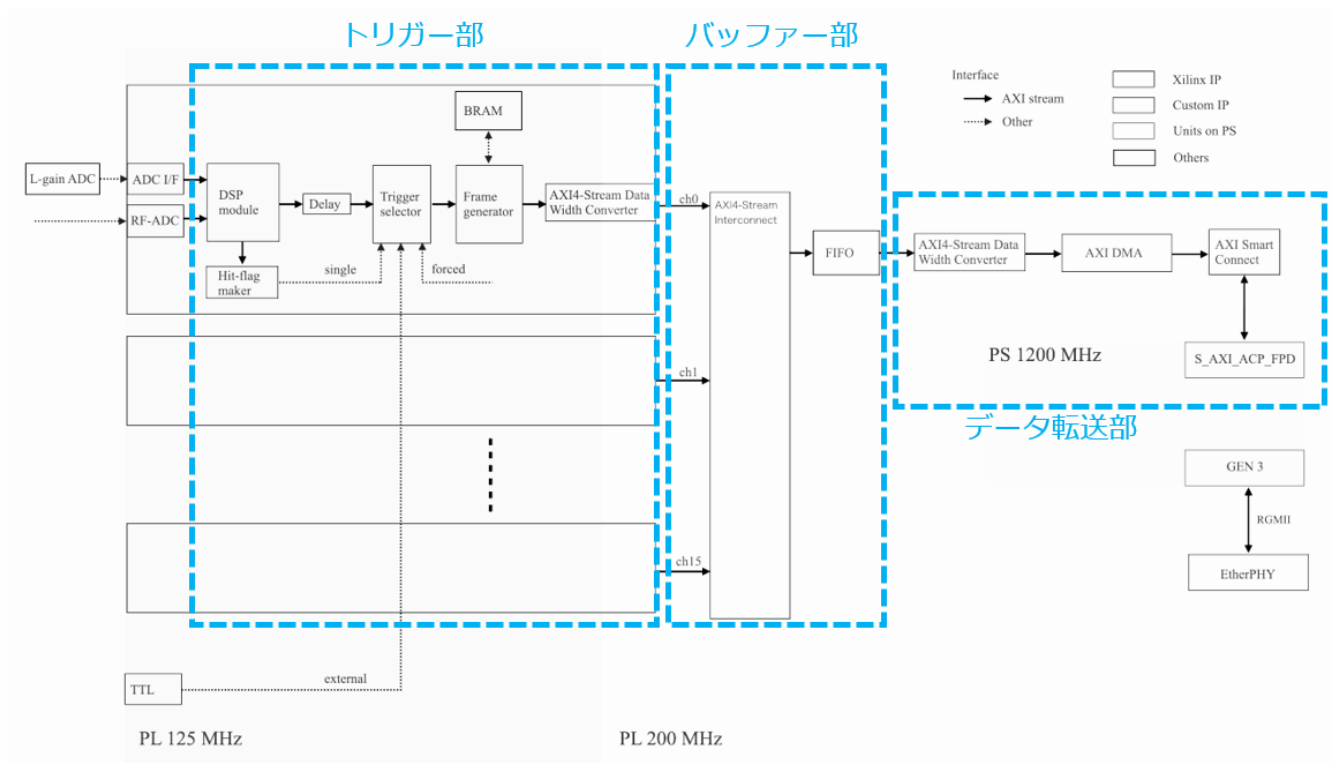


図 5.7 MoGURA2 のロジックデザイン

本研究ではまず未評価であったプロトタイプボードのアナログ部について性能評価を行った。評価後アナログ部は目標性能を達成できず大きな課題が見つかった。本研究では、アナログ部の最適化を行い目標性能の達成を試みた。また、先行研究のデジタル部の課題として L-gain ADC の不具合が発覚し、大信号を測定できない状態にあった。したがって、プロトタイプボードでは L-gain のアナログ回路の性能評価を行うことが出来ていない。本研究では不具合の原因を特定し、修正することで L-gain ADC の正常動作化を行った。

5.3.2 アナログ回路の回路構成

MoGURA2 プロトタイプボードのアナログ回路の回路構成を図 5.8 に示す。この回路は MoGURA の P-gain と L-gain をベースに作成された。MoGURA のアナログ回路は、BLR を除けば低ノイズでありフラットな周波数応答を示すからである。使用しているオペアンプは Texas Instruments 社 (以下、TI) 製で MoGURA と同様の型番であり、増幅率のみ変更している。オペアンプの仕様を表 5.5 に示す。PMT から入力された信号はまず THS3095 を通過する。THS3095 は 10 V 系のオペアンプであり、ミュオン波形を精度よく再現するために利用された。ここではオペアンプの増幅率は -1 倍である。また、以後回路の最前段のオペアンプをヘッドアンプと呼ぶ。信号はヘッドアンプ通過後 H-gain と L-gain に分岐する。

まず H-gain について述べる。H-gain では LMH6702 を通過し、約 5 倍に増幅される。LMH6702 は 5 V 系であり、小信号周波数応答が速く Slew Rate が高いものとして選定された。LMH6702 通

過後、信号は差動オペアンプ LMH6550 を通過し、H-gain p とその反転 H-gain n が出力される。LMH6550 も LMH6702 と同様に小信号周波数応答が速く Slew Rate が高いものとして選定された。H-gain p 側には DAC から DC 電圧を供給できるようになっている。DC 電圧を変化させることで、H-gain p と H-gain n のバイアス電圧が変わり、ベースラインを任意に変更できる。LMH6550 の増幅率は p 側と n 側それぞれ 1/2 倍であるが、RF-ADC に入力された後 H-gain p - H-gain n の減算が行われるため実質等倍である。

次に L-gain について述べる。L-gain では分圧回路によって信号が約 0.13 倍に減衰される。その後、信号は差動オペアンプ LMH6550 に入力され、信号を 2 倍に増幅する。

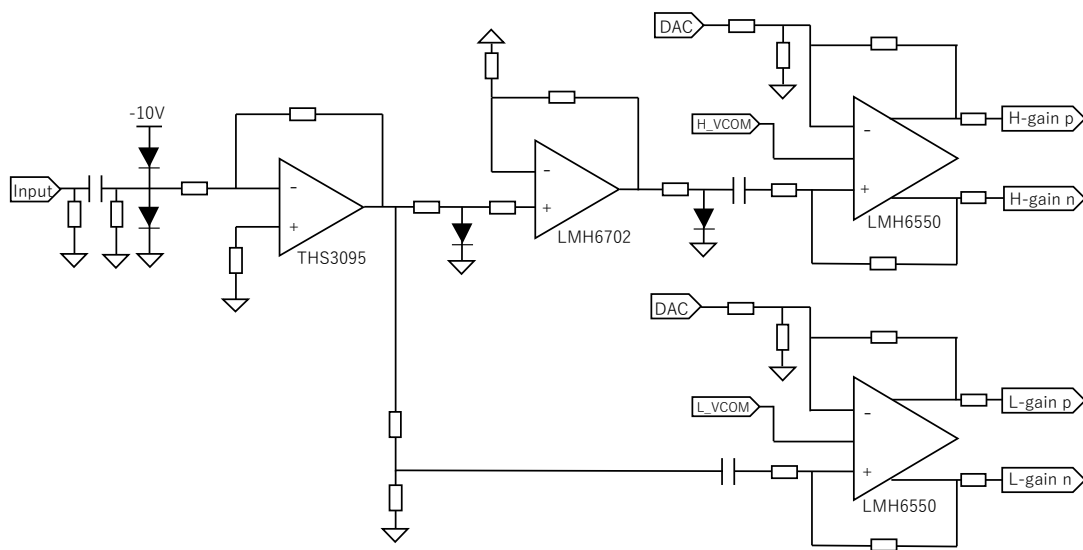


図 5.8 プロトタイプのアナログ回路の回路構成

表 5.5 オペアンプの主な仕様

	増幅率	電源系	周波数帯域	Slew Rate
THS3095	$\times -1$	10 V	210 MHz	5000 V/ μ sec
LMH6702	$\times 5$	5 V	1700 MHz	3100 V/ μ sec
LMH6550 (H-gain)	$\times 1$	5 V	400 MHz	3000 V/ μ sec
LMH6550 (L-gain)	$\times 2$	5 V	400 MHz	3000 V/ μ sec

5.3.3 アナログ回路の性能評価

プロトタイプのアナログ回路の性能評価を行った。評価した項目は H-gain の周波数応答とノイズレベルである。

周波数応答

プロトタイプボードの Ch0 に振幅 25 mV のサイン波をファンクションジェネレータから入力した。入力した周波数は 1 MHz から 100 MHz までおよそ 10 MHz 間隔である。この信号を RF-ADC で測定し、データ取得を行った。得られたサイン波をフィッティングすることで振幅 V_{out} を計算した。また、Ch0 に入力したサイン波をオシロスコープにも入力してデータを取得し、同じくフィッティングを行い振幅 V_{in} を計算した。RF-ADC で取得したサイン波の振幅とボードに入力したサイン波の振幅の比を増幅率 (Gain) と定める。周波数応答とはこの Gain の周波数依存性を指す。

$$\text{Gain [dB]} = 20 \log_{10}(V_{out}/V_{in}) \quad (5.1)$$

図 5.9 に周波数応答の測定結果を示す。シミュレーションは TINA-TI と呼ばれるソフトウェアを用いた。TINA-TI はオペアンプを製造する TI 社が提供する理想回路シミュレーションソフトである。

5.1.1 で掲げた目標性能は 100 MHz までの周波数帯域をもつことであった。これは 100 MHz までフラットな周波数特性が得られることを意味する。実際の測定結果から、周波数応答はフラットではなく、10 MHz から 100 MHz にかけて 70 MHz 付近に幅を持ったピークを持つことが分かった。シミュレーションではフラットな周波数応答が得られているため、実装回路にはシミュレーションでは再現できない影響があると考えられる。

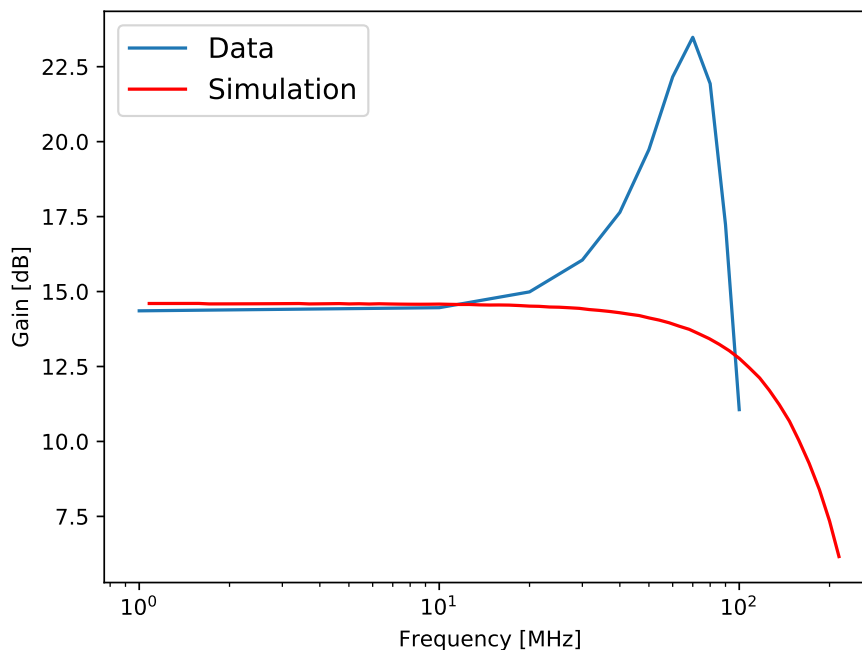


図 5.9 周波数応答の測定結果

ノイズレベル

ボードに信号を何も入力しない状態で RF-ADC からデータを取得した。ノイズレベルは信号入力しない状態での RMS 値で評価する。

図 5.10 に Ch0 のノイズレベルの測定結果を示す。RMS を計算すると出力換算で 8.38 ADC であった。これを増幅率で割ることで入力換算に変換する。周波数応答がフラットではないが、増幅率を 5 倍と仮定し、 $1 \text{ ADC} = 10^6 / 2^{12} \mu\text{V}$ であるから、入力換算の RMS は

$$8.38 \cdot \frac{1}{5} \cdot \frac{10^6}{2^{12}} \sim 410 \mu\text{V}_{\text{rms}} \quad (5.2)$$

と求まる。このノイズレベルは 5.1.1 で掲げた数値 $60 \mu\text{V}$ を大きく上回る。MoGURA+BLR のノイズレベルでも $136 \mu\text{V}$ であるため、その 3 倍近く悪いことになる。

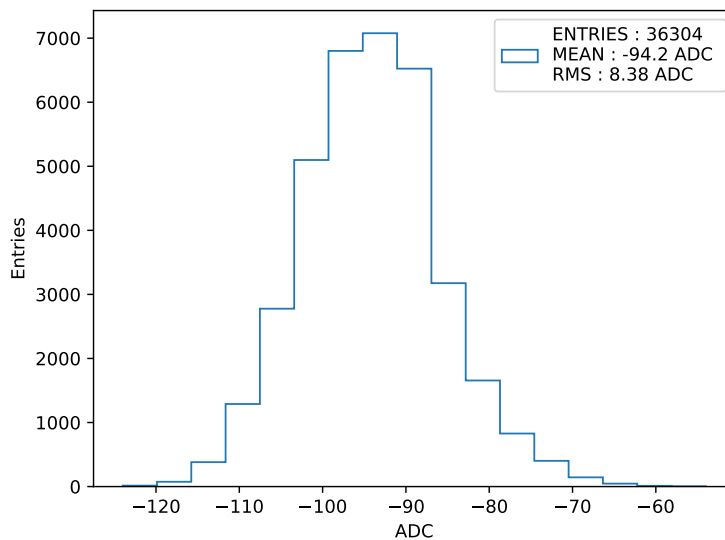


図 5.10 ノイズレベルの測定結果

ノイズの周波数分布を調べるために、取得したノイズデータをフーリエ変換した。そのノイズスペクトルの図を図 5.11 に示す。70 MHz 付近に幅を持ったピークがあることが分かる。これは周波数応答がフラットではなく、70 MHz 付近にピークを持っていることが原因である。また 125 MHz や 250 MHz には鋭いピークが見られる。これは FPGA のシステムクロックが 125 MHz であり、その周波数や倍周波数のノイズをアナログ回路が拾っているためであると考えられる。

5.3.4 プロトタイプボードの初期性能評価まとめ

プロトタイプボードの初期性能評価の結果を表 5.6 にまとめた。アナログ部について周波数応答とノイズレベルは、どちらの評価項目も目標を達成することは出来なかった。特に周波数応答の結果はノイズレベルにも大きく影響していると考えられる。次章においてこれらの問題の原因と改善策を述

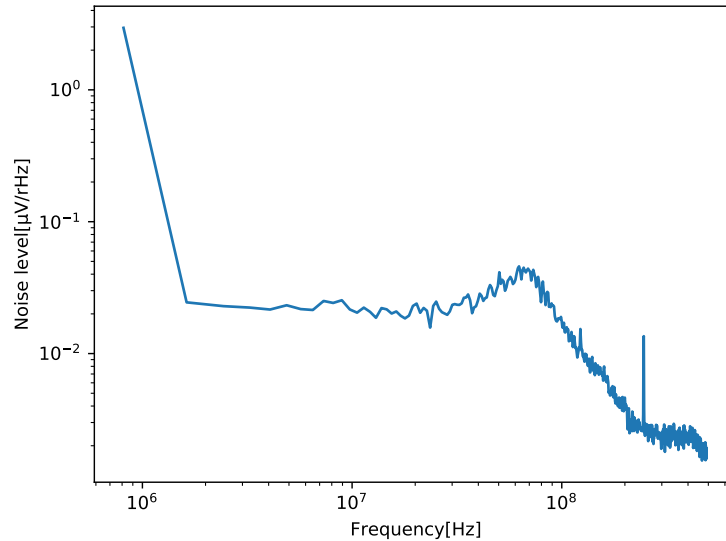


図 5.11 ノイズスペクトル。縦軸は $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ であり二乗すると power/Hz になる。また、縦軸は入力換算である。

べる。ダイナミックレンジは L-gain ADC の不具合により未評価である。デジタル部はすでに目標性能を達成していることが先行研究により確認済みである。

表 5.6 プロトタイプボード性能評価のまとめ

評価対象	性能目標	測定結果
アナログ部	100 MHz までの周波数帯域 入力換算の RMS が $60 \mu\text{V}$ 以下 10 V のダイナミックレンジ	70 MHz 付近に大きなピークをもつ 入力換算の RMS が $410 \mu\text{V}$ 未評価
デジタル部	100 nsec・レート 25 kHz パルスの恒常取得 10 μsec の間データを連続取得	480 kHz まで可能 34 μsec まで可能

5.3.5 L-gain ADC の不具合

プロトタイプの L-gain でノイズデータを取得し、フーリエ変換すると図のようなスペクトルが得られた。60 MHz 付近に不自然なディップが存在しているのが分かる。アナログ回路に直接プローブを当て、周波数応答を測定してもこのように特定の周波数だけゲインが落ちるということは無かった。これは L-gain ADC の不具合によって引き起こされており、プロトタイプボードでは L-gain ADC の不具合により L-gain の性能評価を行うことが出来なかった。

L-gain ADC では 32bit のデータを [31:16] と [15:0] のままとりとして扱い、QDR で読み出しを行う。L-gain ADC が正常動作しない原因は、QDR 読み出しにおいて各データレーンの読み出し位

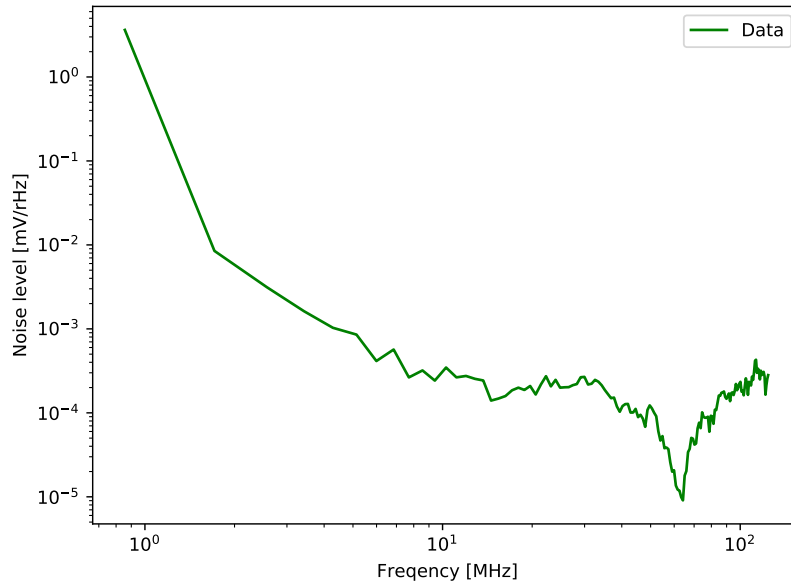


図 5.12 プロトタイプボードの L-gain ノイズスペクトル。縦軸は $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ であり二乗すると power/Hz になる。また、縦軸は入力換算である。

置が揃っておらず、読み出しのタイミングが誤っていることであった。これを改善するために L-gain ADC の設定を調整し、L-gain ADC 起動時にカスタムパターンを入力し、同様のパターンが出力されることでタイミングの調整を自動的に行うトレーニングと呼ばれる機能を使用した。このトレーニングは成功する場合と失敗する場合があります、再現良くタイミングを揃えることは出来なかった。L-gain ADC の設定で、QDR タイミングを細かく調整したり、チャンネル間のシンクロナイズなどを試したが解決するには至らなかった。

L-gain ADC には、用意されたいくつかのテストパターンを入力する機能が存在する。テストパターンの中で、サイン波やランプ波を入力した場合、きれいに出力され入力波形を再現する。しかし、全 32bit を 0 にしたり 1 にするテストパターンを入力すると、出力は入力パターンを再現せずばらばらの値が出力され、DC 信号は FPDA 側にうまく送信できないことが分かった。

以上のことから L-gain の不具合の原因として、ADC と FPGA 間の信号線が設計ミスにより AC カップルされていることが発覚した。図 5.13 の回路図は L-gain ADC と FPGA 間に位置するコンデンサを示している。プロトタイプボードではこの AC カップルにより、L-gain を正常に取得することは出来なかったが、2022 年に完成した改版ボードではコンデンサを 0Ω に変更した。この結果、L-gain のデータを正常に取得することが可能となっている。

				U16B-1	
L DBP3 1	C1518	0.1uF	N18558724	BA13	IO L3P_TOL_N4_AD15P_64
L DBP3 1	C1526	0.1uF	N18558722	BA12	IO L3N_TOL_N5_AD15N_64
L DBP3 3	C1512	0.1uF	N18558734	BA17	IO L2P_TOL_N2_64
L DBP3 3	C1514	0.1uF	N18558730	BB17	IO L2N_TOL_N3_64
L DBCLKP3	C1508	0.1uF	N18558732	BB13	IO L1P_TOL_N0_DBC_64
L DBCLKN3	C1510	0.1uF	N18558730	BB12	IO L1N_TOL_N1_DBC_64
L CVRA2				AY12	IO T0U_N12_VRP_64
L DBFRAMEP3	C1504	0.1uF	N18558892	AY15	IO L6P_T0U_N10_AD6P_64
L DBFRAMEN3	C1506	0.1uF	N18558890	AY14	IO L6N_T0U_N11_AD6N_64
L DBP3 0	C1500	0.1uF	N18558898	BA15	IO L5P_T0U_N8_AD14P_64
L DBP3 0	C1502	0.1uF	N18558896	BA14	IO L5N_T0U_N9_AD14N_64
L DBP3 2	C1516	0.1uF	N18558728	BB16	IO L4P_T0U_N6_DBC_AD7P_64
L DBP3 2	C1522	0.1uF	N18558724	BB15	IO L4N_T0U_N7_DBC_AD7N_64
L DAP3 1	C1496	0.1uF	N18558700	AW17	IO L9P_T1L_N4_AD12P_64
L DAN3 1	C1498	0.1uF	N18558702	AW16	IO L9N_T1L_N5_AD12N_64
L DAFFRAMEP3	C1480	0.1uF	N18558672	AW13	IO L8P_T1L_N2_ADS5P_64
L DAFFRAMEN3	C1482	0.1uF	N18558674	AW13	IO L8N_T1L_N3_ADS5N_64
L DACLRN3	C1484	0.1uF	N18558712	AY13	IO L7P_T1L_N0_QBC_AD13P_64
L DACLRN3	C1486	0.1uF	N18558710	AY16	IO L7N_T1L_N1_QBC_AD13N_64
L CVRB2				AW12	IO T1U_N12_64
L DAP3 2	C1492	0.1uF	N18558700	AT13	IO L12P_T1U_N10_GC_64
L DAN3 2	C1484	0.1uF	N18558702	AU13	IO L12N_T1U_N11_GC_64
L DAP3 0	C1476	0.1uF	N18558672	AV16	IO L11P_T1U_N8_GC_64
L DAN3 0	C1478	0.1uF	N18558670	AV15	IO L11N_T1U_N9_GC_64
L DAP3 3	C1488	0.1uF	N18558706	AV14	IO L10P_T1U_N6_QBC_AD4P_64
L DAN3 3	C1490	0.1uF	N18558706	AW14	IO L10N_T1U_N7_QBC_AD4N_64
L DBP2 1	C1472	0.1uF	N18558690	AT17	IO L15P_T2L_N4_AD11P_64
L DBP2 1	C1474	0.1uF	N18558690	AT17	IO L15N_T2L_N5_AD11N_64
L DBFRAMEP2	C1486	0.1uF	N18558660	AT15	IO L14P_T2L_N2_GC_64
L DBFRAMEN2	C1488	0.1uF	N18558662	AU15	IO L14N_T2L_N3_GC_64
L DBCLKP2	C1460	0.1uF	N18558656	AU17	IO L13P_T2L_N0_GC_QBC_64
L DBCLKN2	C1462	0.1uF	N18558658	AU16	IO L13N_T2L_N1_GC_QBC_64
L CVRA3				AP14	IO T2U_N12_64
L DBP2 0	C1462	0.1uF	N18558662	AN13	IO L18P_T2U_N10_AD2P_64
L DBN2 0	C1464	0.1uF	N18558662	AP13	IO L18N_T2U_N11_AD2N_64
L DBP2 2	C1468	0.1uF	N18558664	AR16	IO L17P_T2U_N8_AD10P_64
L DBN2 2	C1470	0.1uF	N18558664	AR15	IO L17N_T2U_N9_AD10N_64
L DBP2 3	C1464	0.1uF	N18558662	AR14	IO L16P_T2U_N6_QBC_AD3P_64
L DBN2 3	C1466	0.1uF	N18558662	AT14	IO L16N_T2U_N7_QBC_AD3N_64
L DAP2 1	C1428	0.1uF	N18558654	AM16	IO L21P_T3L_N4_AD8P_64
L DAN2 1	C1429	0.1uF	N18558654	AM15	IO L21N_T3L_N5_AD8N_64
L DAFFRAMEP3	C1442	0.1uF	N18558672	AL14	IO L20P_T3L_N2_AD1P_64
L DAFFRAMEN3	C1443	0.1uF	N18558672	AM13	IO L20N_T3L_N3_AD1N_64
L DACLRK2	C1438	0.1uF	N18558666	AN16	IO L19P_T3L_N0_DBC_AD5P_64
L DACLRN2	C1440	0.1uF	N18558666	AP16	IO L19N_T3L_N1_DBC_AD5N_64
L CVRB3				AR14	IO T3U_N12_64
L DAP2 2	C1448	0.1uF	N18558716	AJ14	IO L24P_T3U_N10_64
L DAN2 2	C1450	0.1uF	N18558716	AK14	IO L24N_T3U_N11_64
L DAP2 3	C1445	0.1uF	N18558670	AK16	IO L23P_T3U_N8_64
L DAN2 3	C1447	0.1uF	N18558670	AK15	IO L23N_T3U_N9_64
L DAP2 0	C1434	0.1uF	N18558650	AL15	IO L22P_T3U_N6_DBC_AD0P_64
L DAN2 0	C1436	0.1uF	N18558650	AM15	IO L22N_T3U_N7_DBC_AD0N_64

図 5.13 L-gain ADC と FPGA の AC カップル

第 6 章

アナログ部の最適化

6.1 目標性能の復習とプロトタイプボードの性能評価状況

MoGURA2 のアナログ回路における周波数応答やノイズレベルの目標性能は以下のように設定していた。

- 100 MHz の周波数帯域を確保すること
- ノイズレベルの標準偏差 (RMS) が $60\mu\text{V}$ 以下

MoGURA2 のプロトタイプボードを作成しアナログ回路の性能評価を行った。しかしそのアナログ回路からは、PMT の周波数帯域で全くフラットでない周波数応答が得られ、ノイズレベルは目標値の約 7 倍悪いという結果となった。

このプロトタイプボードのアナログ回路は、MoGURA のアナログ回路とほぼ同様の回路構成で作成された。それにもかかわらず周波数応答が悪化する原因は、

- パーツの高密化による配置・配線の悪化
- 非推奨値パーツの使用

などが考えられる。MoGURA2 は MoGURA や KamFEE 同様に VME 9U サイズであるのに対し、チャンネル数は 12 から 16 増加している。それにより、同様の回路構成をしたアナログ回路を実装する場合、パーツの高密化が起こる。特にオペアンプ周りは、製品によって抵抗やコンデンサの配置・配線の推奨レイアウトが決まっており、MoGURA2 プロトタイプではそれを破っている可能性がある。また、オペアンプ周りの抵抗値やコンデンサの電気容量も製品によって推奨値が存在する。推奨値から離れた値を使用すると周波数応答が悪化する可能性がある。以上の 2 つの要因は実回路シミュレーションでは反映させることが出来ない。本研究ではパーツの選定や回路構成の変更、DSP による高周波のカットオフなどを行うことで周波数応答やノイズレベルの改善を目指し、アナログ回路の最適化を行った。

6.2 周波数応答の改善

アナログ回路が PMT の信号を増幅する際、波形を歪むことなく増幅するのは必須事項である。そのためには PMT の周波数領域において、増幅率が一般的な周波数依存性を持つ必要がある。プロトタイプボードの性能評価では、フラットな周波数依存性ではなく 70 MHz 付近に大きなピークをもつような特性が得られた。PMT の周波数成分 68 MHz までに 99.9% のエネルギーを含む。したがってプロトタイプボードの周波数応答では高周波の成分がより増幅され、本来ノイズとして切り捨てられる成分が閾値を超え、1 p.e. の検出効率が大きく下がってしまう可能性がある。

6.2.1 特異な周波数応答の原因

周波数応答の改善するために、まず周波数応答を悪化させているパーツを特定する。図 6.2 の A,B,C,D,E の点における周波数応答を調べた。5.3.3 節と同様のサイン波を入力し、プローブでそれぞれの点におけるサイン波を測定した(図 6.1)。測定した増幅率を図 6.2 に示す。点 C のセカンドアンプを通過するまではフラットな周波数応答が得られているが、点 D,E の差動アンプを通過後周波数応答が悪化していることが判明した。図 6.3 に差動アンプ周りの回路図を示す。赤い四角で囲まれた抵抗は 6.04 k Ω であり、データシートによる推奨値からはかけ離れた値が採用されていた。緑で囲まれた抵抗は 0 Ω であり、同様に非推奨値が採用されていた。理想回路シミュレーションではフラットな周波数応答が得られていることから、この非推奨値の実装が原因と考えられる。

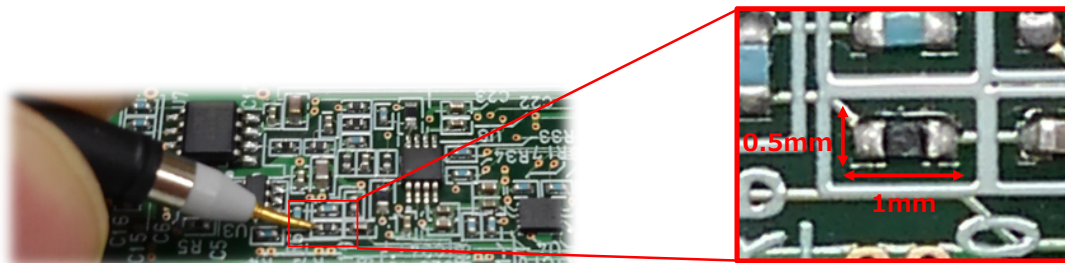


図 6.1 プローブ測定の様子

6.2.2 改善策

改善策として、差動アンプ周りの抵抗値を推奨値に変更することを試みる。赤い四角で囲まれた抵抗は数百 Ω 、緑の四角で囲まれた出力抵抗は数十 Ω が推奨されている。これらの抵抗を手はんだ付けを行うことで変更した。プロトタイプボードのアナログ回路において、パーツの変更を施した後の周波数応答の測定結果を図 6.4 に示す。F,G を出力抵抗後の測定点として追加した。変更前にあった 70 MHz の大きなピークが消え、フラットな周波数応答が得られているのが分かる。出力抵抗を導入したことにより信号が減衰するため、目標としている増幅率にするためには、差動アンプまでに信号を目標値以上に増幅する仕様になる。

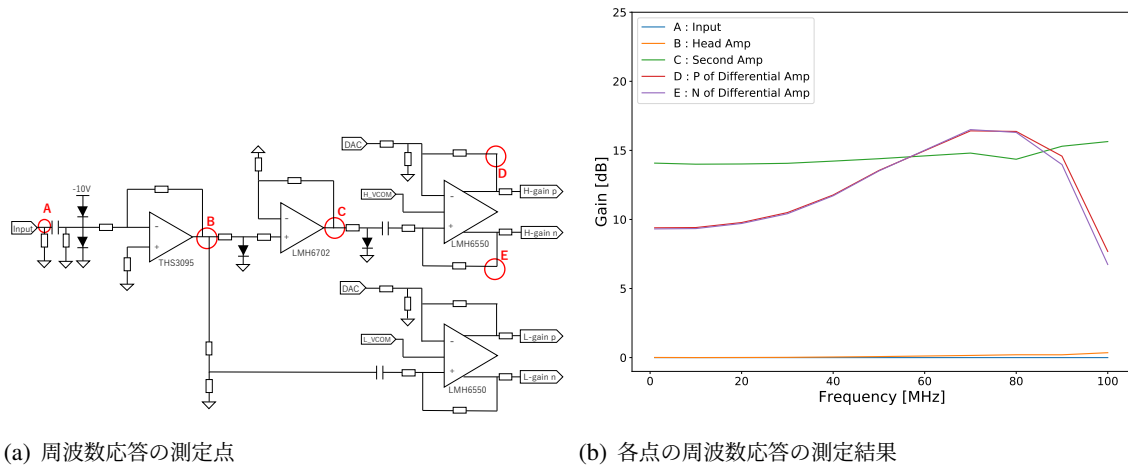


図 6.2 各点における周波数応答

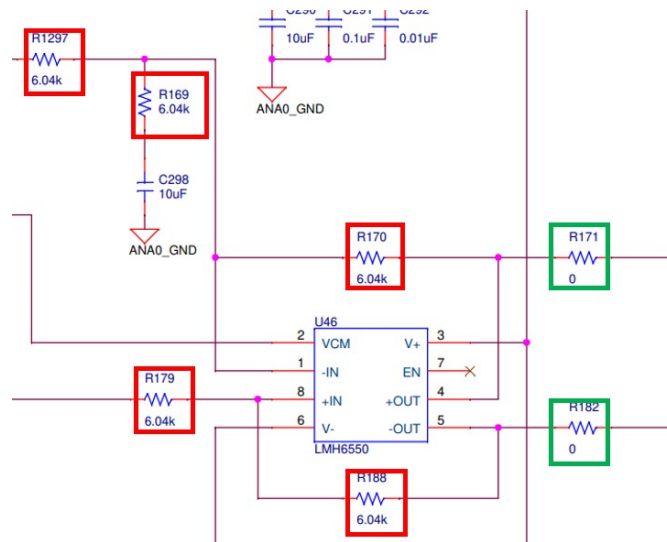


図 6.3 差動アンプ周りの回路図

この結果から、他のオペアンプの抵抗値もなるべく推奨値から離れない値を使用することが求められる。L-gain にも差動アンプが存在し、同様に非推奨値が使用されていた。H-gain と同様の設計にすることで L-gain の周波数応答改善も見込まれる。

6.3 ノイズの低減

プロトタイプボードのアナログ回路における H-gain のノイズレベルは $410 \mu\text{Vrms}$ であった。これは目標値の $60 \mu\text{Vrms}$ を大きく上回る。本研究では主に以下の方法によるノイズ低減を行った。

- 周波数応答のフラット化
- DSP を用いた高周波のカットオフ

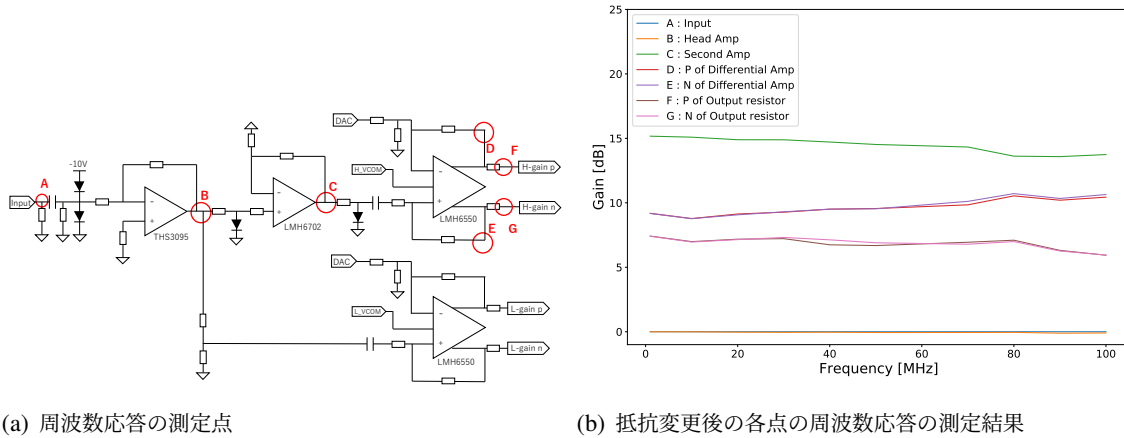


図 6.4 抵抗変更後の各点における周波数応答の測定結果

- ヘッドアンプ周辺の回路構成の変更

6.3.1 周波数応答のフラット化

6.2 節で周波数応答の改善について述べたが、これによりノイズも低減することが出来た。図 6.5 にプロトタイプボードにおける周波数応答改善前と改善後のノイズスペクトルを示す。70 MHz 付近のピークが消えノイズが減っているのが分かる。フラットな周波数領域についてもノイズが全体的に減っている。また、ノイズの RMS を計算し比較した (表 6.1)。周波数応答の改善によりノイズが 150 mV 減少しているのが分かる。高周波のスペクトルを見ると、線ピークがいくつか存在する。これらは先述したように、FPGA のシステムクロックが 125 MHz であり、その倍数周波数のノイズがボード上で乗っているためである。ノイズスペクトルの縦軸は log スケールであるため、このクロックノイズの寄与は大きく、主成分になっていると考えられる。

表 6.1 周波数応答改善前後のノイズ RMS

改善前	改善後
410 μ Vrms	260 μ Vrms

6.3.2 DSP を用いた高周波のカットオフ

本来 DSP は、オーバーシュートによるベースライン変動を補正するためにデジタル BLR として導入された。デジタル BLR では 64 ns 間の単純移動平均をとることで、オーバーシュートを除去している。このデジタル BLR に加え、DSP を高周波ノイズ除去のためのローパスフィルタとして用いる。

DSP を用いて除去したいノイズは、FPBA のシステムクロックである 125 MHz やその倍数周波数のノイズである。H-gain の信号を入力する RF-ADC は 1 Gsps でデータを取得するのに対し、ノイズは 1 GHz の公約数である。このことから DSP で 2^N 点の移動平均をとることでノイズの除去

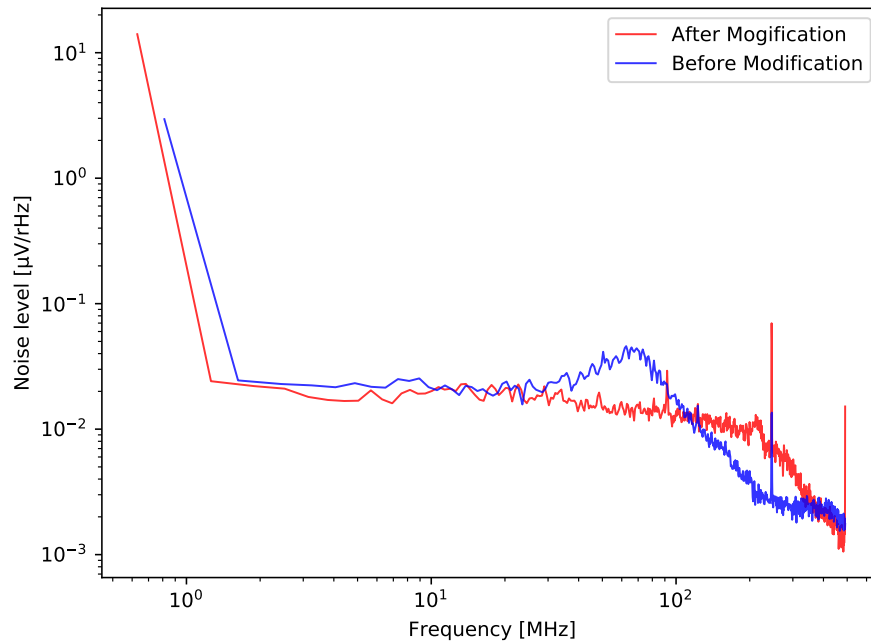


図 6.5 周波数応答改善前後のノイズスペクトル。縦軸は $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ であり二乗すると power/Hz になる。また、縦軸は入力換算である。

が可能であると考えられる。例えば、1 Gsps で 500 MHz のサイン波を取得した場合、2 点移動平均をとるとサイン波はキャンセルされる (図 6.6)。2,4,8,16 点移動平均を作用させた場合の周波数特性のシミュレーションを図 6.7 に示す。特定の周波数がキャンセルされ、Gain が大きく減衰しているのが分かる。ノイズとして表れている周波数は 125 MHz の倍数であり、必要な周波数帯域を確保するために、DSP では 8 点移動平均を採用する。図 6.7 から分かるように、8 点移動平均では 125 MHz, 250 MHz, 375 MHz, 500 MHz を効果的にキャンセルできる。

模擬 1 p.e. パルスをファンクションジェネレータからボードに入力し、その波形データに対してオフラインで 8 点移動平均をとることで、DSP のシミュレーションを行った。その結果を図 6.8 に示す。赤で表しているのが生のデータであり、青で表しているのが移動平均をとったものである。DSP によって、1 p.e. のピークを削ることなく、目視できていた高周波のノイズを低減できることを確認した。

6.3.1 節で示したプロトタイプボードの周波数応答改善後のノイズデータに DSP を作用させたヒストグラムとノイズスペクトルを図 6.9 に示す。ヒストグラムからはノイズの振幅が減少しているのが分かる。一方ノイズスペクトルからは、250 MHz や 500 MHz の鋭いピークが消え、ノイズがうまくキャンセルされているのが分かる。また、125 MHz のディップを見ると、高周波のカットオフが DSP 無しの場合と比べ傾きが急になっている。ノイズ削減のために 100 MHz 以上の高周波はアナログ回路のローパスフィルタによってカットオフされる設計である。しかしプロトタイプの性能評価からも分かるように、アナログ回路の高周波はシミュレーションに合わないことがあり扱いが難しい。実際 DSP 無しのノイズスペクトルを見ると、200 MHz までノイズの成分はフラットであり、それより高周

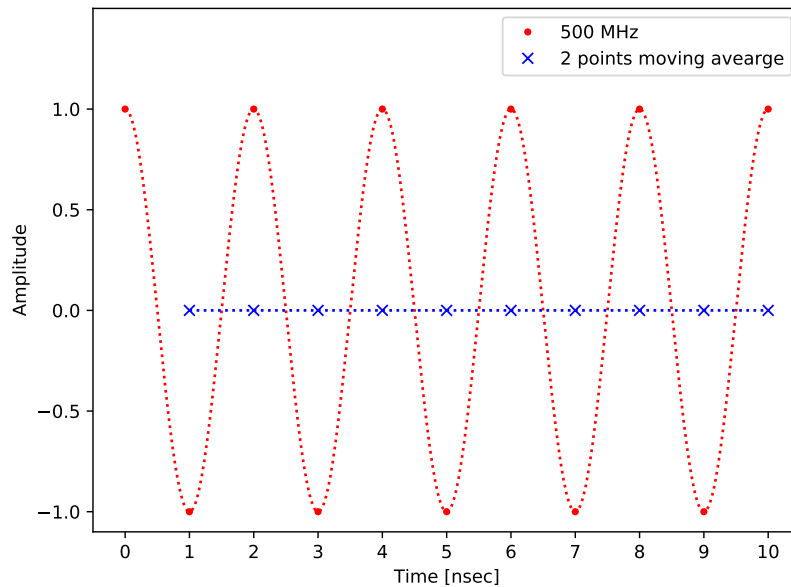


図 6.6 1 Gsps で 500 MHz のサイン波に 2 点移動平均を作用させた波形。2 点の移動平均をとることで 500 MHz のサイン波がキャンセルされている。

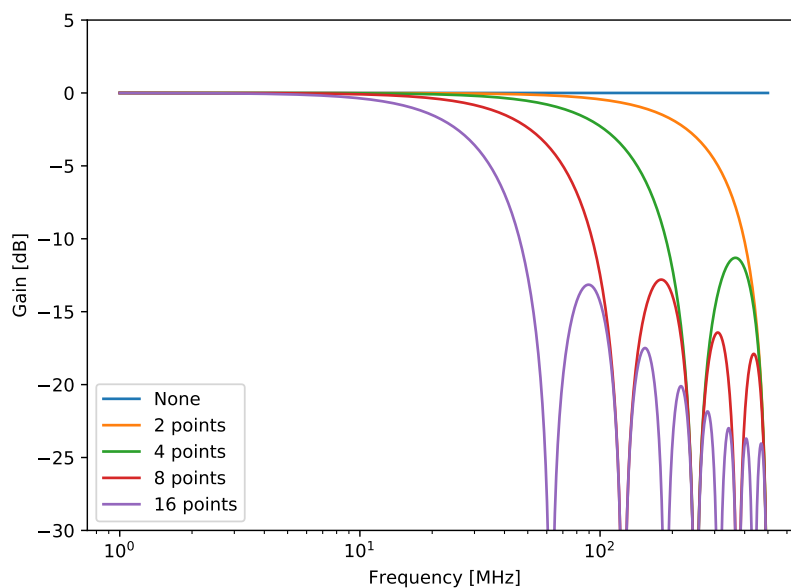


図 6.7 2,4,8,16 点の移動平均をとった周波数応答

波は緩くカットオフされている。したがってノイズ低減のためには、DSP によって高周波をデジタル処理でカットオフする設計仕様が最適である。

DSP 導入前後における入力換算のノイズ RMS を計算した。表 6.2 に結果を示す。DSP を行うことでノイズを約半減させることが出来るという結果になった。したがって、ノイズの成分うち約半分は 100 MHz 以上の高周波であり、今後の設計においても高周波での発信や増幅には注意が必要で

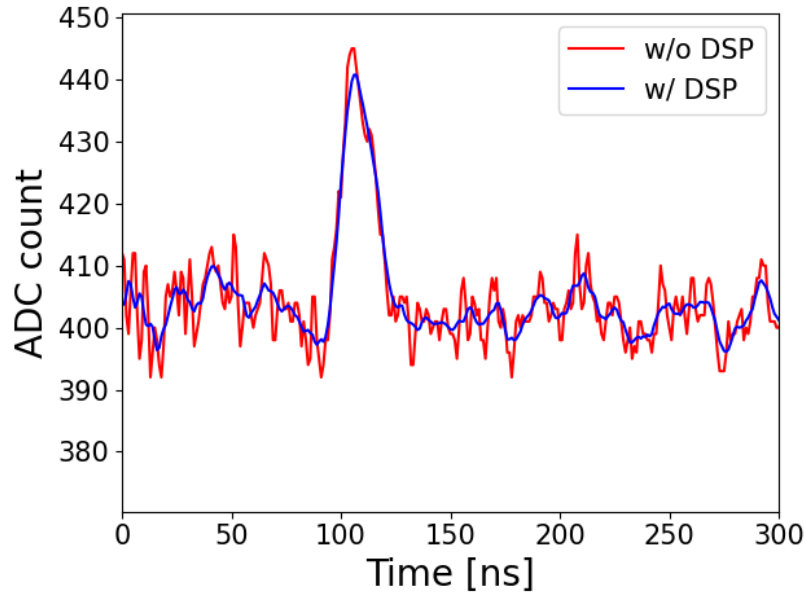
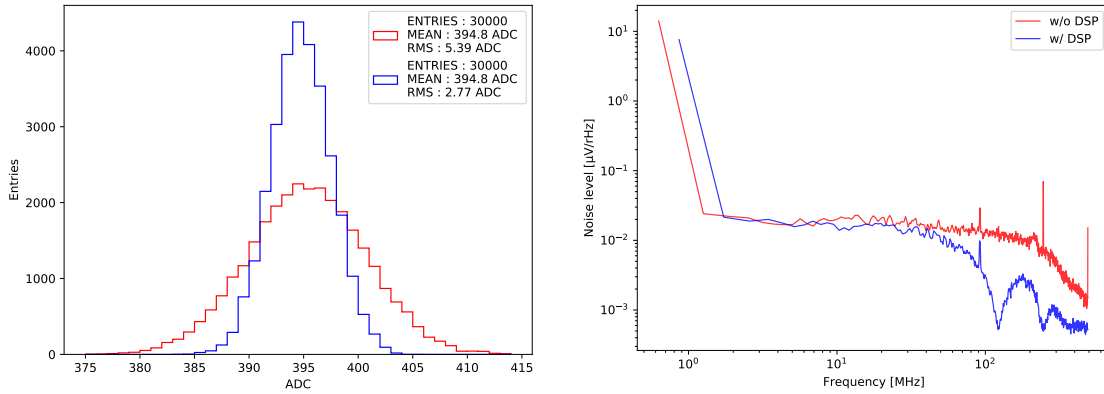


図 6.8 模擬 1 p.e. パルスの DSP シミュレーション

ある。



(a) DSP 導入前後のノイズヒストグラム

(b) DSP 導入前後のノイズスペクトル

図 6.9 DSP 導入によるノイズの比較

表 6.2 DSP 導入前後のノイズ RMS

改善前	改善後
260 μVrms	135 μVrms

DSP のデメリットは周波数帯域が約 60 MHz まで制限されることである。これは現行のフロントエンド回路と同等の帯域である。MoGURA2 では 100 MHz の周波数帯域を目標としていた。ノイズが一番問題となるのは Hit 判定時である。ノイズが大きければ、データレートの上昇や 1 p.e. の検出効

率悪化に繋がるためである。そこで、必要な周波数帯域を確保するために、DSP によるローパスフィルタは Hit 判定時のみ使用することとした。ADC から出力されたデータを分岐させ、片方はフィルタリングせずデータ転送側へ送り、もう片方はフィルタリングして Hit 判定を行う。このような構成にすることで、必要な周波数帯域を確保しつつ低ノイズな状態で Hit 判定を行うことが出来る。オフラインで高周波をフィルタリングするほうが簡単であり精度も良いため、解析に回すデータは周波数帯域を優先した。

6.3.3 ヘッドアンプ周辺の回路構成の変更

アナログ回路において主なノイズ源となるのはオペアンプである。H-gain には 3 種類のオペアンプが実装されている。ヘッドアンプの THS3095、セカンドアンプの LMH6702、差動アンプの LMH6550 である。それぞれのオペアンプ由来のノイズの寄与を調べるために TINA-TI を用いてノイズシミュレーションを行った。シミュレーションの回路図を図 6.10 に示す。それぞれのオペアンプを切り分け、オペアンプ単体でどれだけノイズが発生するかシミュレーションした。評価は TINA-TI の機能であるノイズ解析を使用した。図 6.11 にノイズシミュレーションの結果を示す。ある周波数まで

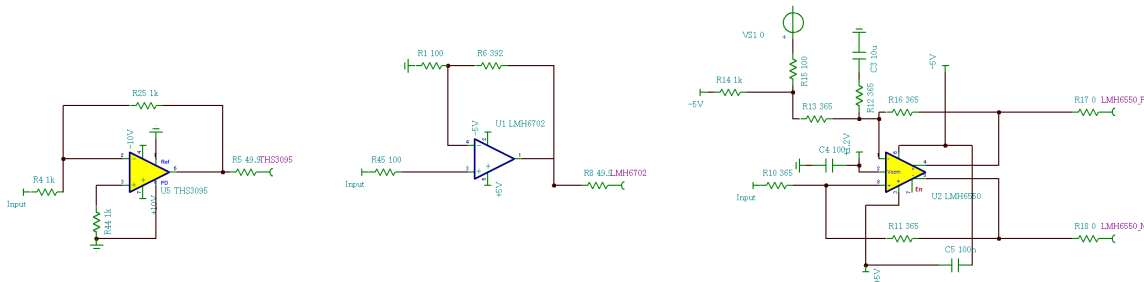


図 6.10 オペアンプのシミュレーション回路

のノイズの量を出力換算で表している。H-gain は 1 Gsps であるため、ノイズとして特定できる最大周波数 (Nyquist 周波数) は 500 MHz である。したがって 500 MHz までにどれだけノイズが乗るかを評価すればよい。図 6.11 では 500 MHz にグリッドを表示した。これを見るとヘッドアンプ THS3095 のノイズが圧倒的に多いことが分かる。LMH6702 と LMH6550 のノイズを足合わせてもノイズ量の比は、 $\text{THS3095} : (\text{LMH6702} + \text{LMH6550}) = 2 : 1$ であるから、ヘッドアンプ THS3095 のノイズを除去することでノイズを 1/3 に出来ることが予想される。プロトタイプボードに対して、周波数応答のフラット化と DSP による高周波のカットオフを施した場合のノイズレベルは、表 6.2 から $135 \mu\text{Vrms}$ であるから、ノイズを 1/3 に出来た場合は約 $42 \mu\text{Vrms}$ というノイズレベルが見込まれる。

ヘッドアンプのノイズが多いのは、ヘッドアンプだけが 10 V の供給電圧で動作しているからである。原理的に供給電圧以上の電圧信号は精度よく記録することは出来ない。MoGURA2 では MoGURA と同様に宇宙線ミュオン信号を確実に記録するために 10 V の供給電圧を用いる設計だった。しかし、ミュオン信号を測定するのは L-gain の役割であり、H-gain に 10 V 系のオペアンプは必要ない。そこで図 6.12 のような回路構成の変更を行う。H-gain と L-gain の分岐をオペアンプ前で行い、L-gain にのみ 10 V 系のヘッドアンプを用いる。この回路構成により H-gain の大幅なノイズ低減が見

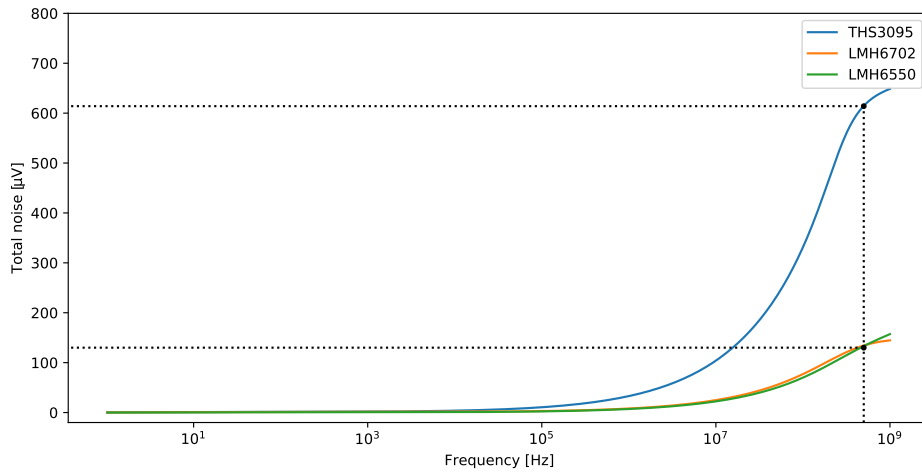


図 6.11 オペアンプのノイズ解析

込める。この回路構成にするにあたって注意点は、ミュオンのような高いスルーレートの耐性である。元々は THS3095 がミュオンの高いスルーレートを吸収する役割を担っていたため、回路構成変更後は 5 V のヘッドアンプの選定に気を付けなければならない。

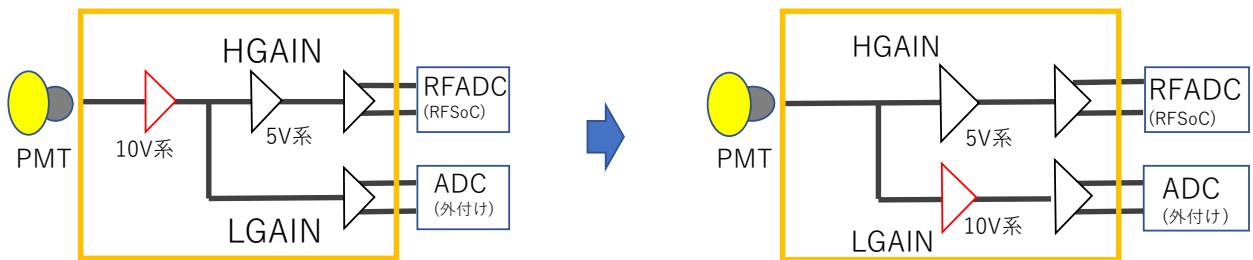


図 6.12 ヘッドアンプの変更の模式図

6.3.4 ノイズ低減のまとめ

プロトタイプボードのアナログ回路におけるノイズレベルは $410 \mu\text{Vrms}$ であった。本研究ではノイズ低減へ向けた 3 つのアプローチを 1 つずつ段階的に施していった。それぞれの改善策をプロトタイプボードに加えていくことで、ノイズレベルがどの程度に変化したか、もしくはどの程度になる見込みか表 6.3 にまとめた。

表 6.3 改善策導入のノイズレベルの変化

改善策	改善策導入後のノイズレベル
周波数応答のフラット化	$260 \mu\text{Vrms}$
DSP の導入による高周波のカットオフ	$135 \mu\text{Vrms}$
ヘッドアンプ周辺の回路構成の変更	約 $42 \mu\text{Vrms}$ になる見込み

6.4 最適化後のアナログ回路

6.4.1 アナログ回路の回路構成

以上の最適化をもとにした現段階におけるアナログ回路の回路構成を図 6.13 に示す。プロトタイプのアナログ回路は反転増幅回路であったため、FPGA における Hit 判定も正パルス検出になっている。本研究のアナログ回路もそのロジックを用いて性能評価を行うことを考え、差動アンプの出力の P 側と N 側を逆に接続して符号の反転を行っている。

オペアンプの選定

6.3.3 の最適化から H-gain と L-gain の分岐はヘッドアンプの前で行われ、それぞれのオペアンプへ入力される。使用したオペアンプの仕様を表 6.4 に示す。プロトタイプのアナログ回路のセカンド

表 6.4 オペアンプの主な仕様

	増幅率	電源系	周波数帯域	Slew Rate
LMH6703	×9	5 V	750 MHz	4500 V/μsec
LMH6552	×2	5 V	930 MHz	3800 V/μsec
THS3091	×2	10 V	210 MHz	5000 V/μsec
LMH6550	×2	5 V	400 MHz	3000 V/μsec

アンプで使用していた LMH6702 と同シリーズの LMH6703 を H-gain のヘッドアンプとして使用する。このパーツは、H-gain に対して 10 V 系のヘッドアンプを廃止したことによる大電圧事象への対策として、より高スルーレートの型番として選定した。このアンプの増幅率は約 9 倍に増幅する。6.2 で述べた出力抵抗で減衰することを考慮し、増幅率は H-gain 全体の増幅率より高く設定している。また、プロトタイプとは異なり、非反転増幅回路となっている。H-gain の差動アンプには LMH6552 を用いる。もともとは同シリーズの LMH6550 を使用していたが、スルーレートの高い LMH6552 を採用する。出力抵抗やフィルタなどを通じて、H-gain のトータルの増幅率は約 5 倍 (14 dB) になるように設計している。

L-gain のヘッドアンプは THS3091 を用いる。プロトタイプで使用していた THS3095 と基本的に同様の性能を持つ、現行の MoGURA のヘッドアンプとしても使用されている。2 つの型番の違いは、THS3095 には Power-Down (PD) ピンが存在するが THS3091 には存在しないことである。これは PD ピンにある電圧がかかっている際に低ゲインモードにできるピンであるが、必要ないため低価格の THS3091 を使用する。L-gain の差動アンプには LMH6550 を使用し、これはプロトタイプと同様の型番である。L-gain とトータルの増幅率は約 0.25 倍になるように設計している。分圧は THS3091 の前後で 0.5 倍の分圧を 3 回に分けて行う。この回路構成は THS3091 と LMH6550 の推奨回路構成に則って作成している。L-gain ADC の入力有効レンジは 2 V_{pp} であるため、増幅率が 0.25 倍では記録できる最大電圧は 8 V_{pp} である。MoGURA2 では MoGURA と同様に 8 V のダイナミックレンジ

を獲得することを目標としているが、この設計仕様では最大ミュオンを全て記録することは出来ない。最大ミュオンは -10 V に達し、サチュレーションが起こるからである。KamLAND では、サチュレーションした信号は信号時間幅等から p.e. 数を推測していること、及び -10 V 級の信号は探求する物理的に意味の無い高エネルギーの宇宙線ミュオンが作るものであるため、このサチュレーションが及ぼす効果は無視出来る。したがって、MoGURA2 もそれに倣い 8 Vpp までを ADC の有効レンジに収め、サチュレーションして溢れた 2 Vpp は絶対定格以内に収める仕様とする。

大信号対策

宇宙線ミュオンのような大信号が入力したとき、その電圧が ADC の有効レンジを超過すると ADC が破損する危険性がある。その対策としてアナログ回路には保護ダイオードを実装する。電圧のクリッピングはヘッドアンプ前と差動アンプ後に行う。使用したダイオードの型番は BAV99S である。周波数帯域を妨げないように、回復時間の速いものを選定している。

ベースライン調整用 DAC

アナログ回路では信号の増幅を行うことで、DC オフセットがかかってしまうのは避けられない。PMT の信号はほとんどが負電圧であり、ADC の入力レンジを有効に使用する場合、そのレンジの端にベースラインがあるべきである。そのために、アナログ回路に対して外部からバイアス電圧を入力し、ベースラインを調整出来ることが望ましい。この機能は MoGURA にも実装されており、同様の手法を使用できると考えている。

ベースライン調整用 DAC からの出力後には、バッファアンプを追加した。オペアンプの型番は OPA2810IDCNT であり、正の電圧のみで起動している。ベースライン調整用 DAC は 3.3 V 系で動作しているため、アナログ回路に入力される DC 電圧もその程度の電圧が入力されることを期待したが、プロトタイプボードでは予想よりも低電圧であった。したがってバッファアンプにより本来出力される電圧まで増幅されることを見込んでいる。なお、本研究では、プロトタイプボードのロジックを用いて性能評価を行うために、アナログ回路の差動出力を逆に ADC へ繋いでいる。それに対して、ベースライン調整用 DAC の接続点は元のままであったため、DC 電圧はかかるものの、想定通りのベースラインを調整は今後の課題である。

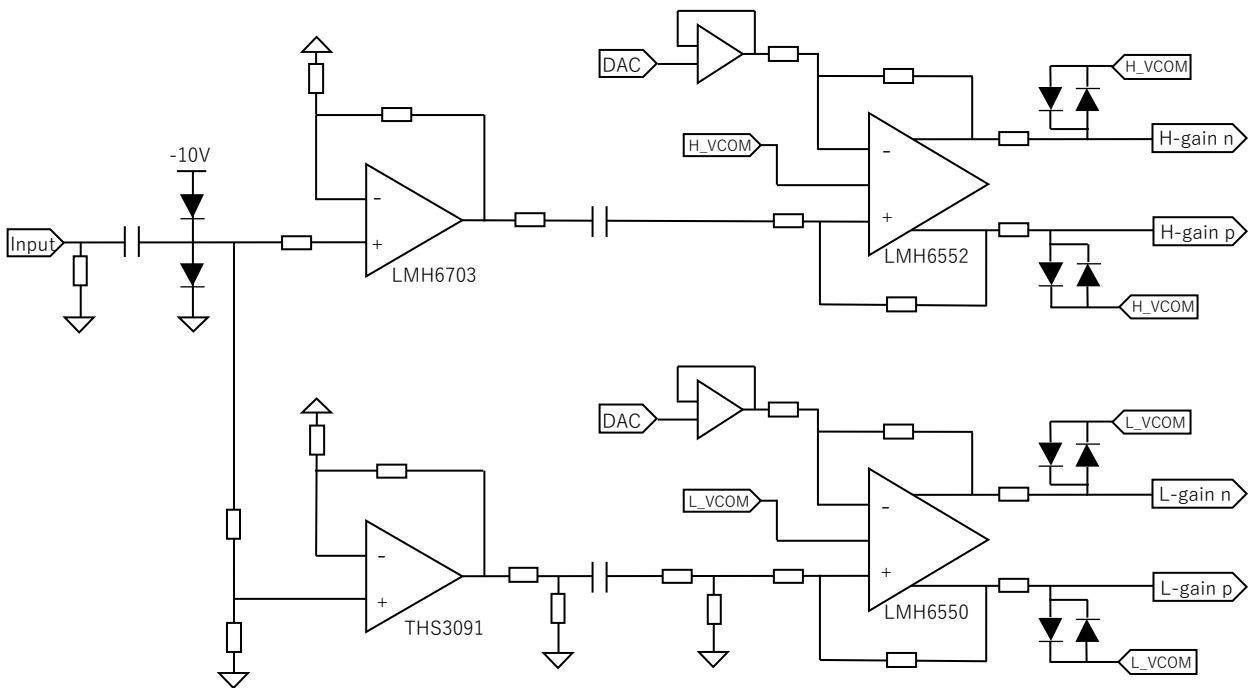


図 6.13 最適化後のアナログ回路の回路構成

第 7 章

最適化後におけるフロントエンド回路の 性能評価

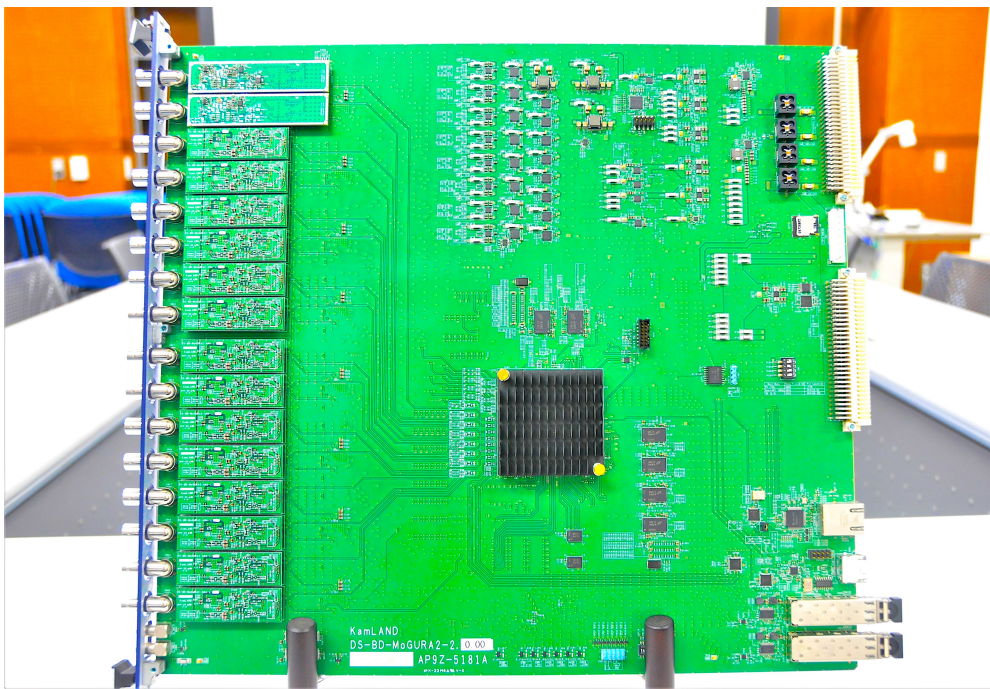


図 7.1 MoGURA2 のメインボード

前章で述べた最適化後のアナログ回路を実装するために、アナログ回路の子基板化が行われた。プロトタイプではメインボードに直接アナログ回路が実装されていたが、デバックの容易化のためにアナログ回路を子基板化し、コネクタで付け替え可能にした。図 7.1 と図 7.2 に現段階における MoGURA2 のメインボードとアナログ子基板の写真を示す。メインボードの図を見ると、Ch0, 1 と Ch~Ch15 で子基板が異なっている。これはアナログ回路の最適化によって新たな子基板を少数作成し、試験しているからである。将来的には全チャンネルでアナログ回路は統一される。

コネクタは入力側と出力側に 1 つずつ取り付けており、入力側にはヒロセ電機社製 DF12NC(5.0)-

20DP-0.5V(51)、出力側には DF12NC(5.0)-30DP-0.5V(51) を使用している。コネクタを取り付けるスペースの制約からこのパーツが選定された。

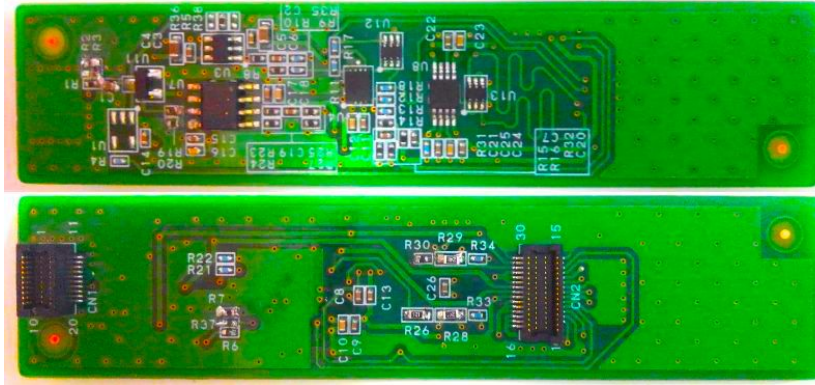


図 7.2 MoGURA2 のアナログ基板

現段階におけるアナログ回路の性能評価を行った。評価項目は周波数応答やノイズレベルのほかに、ゲインリニアリティ、Threshold sacn、大信号応答、ゲインチャンネル切り替え、ベースラインの長時間安定性である。

7.1 周波数応答

周波数応答の測定手順はプロトタイプのアナログ回路とほぼ同様である。H-gain 測定時に入力したサイン波は 1 MHz から 150 MHz までであり、DSP を施した場合と施さない場合を比較した。L-gain 測定時は 1 MHz から 50 MHz まで 500 mVpp のサイン波を入力した。シミュレーションは TINA-TI の AC 特性解析の機能を用いた。

図 7.3 に周波数応答の測定結果を示す。5.1.1 節で掲げた目標性能は H-gain が 100 MHz までの周波数帯域をもつことであった。実際の測定結果はシミュレーションと一致し、フラットな周波数応答が得られている。DSP を使用しても PMT の波形を再現するのに必要な周波数帯域を確保することができ、高周波を鋭くカットオフしていることが確認できた。L-gain の実験結果もシミュレーションと一致し、フラットな周波数応答を得ることに成功した。L-gain は宇宙線ミュオン線の測定ゲインチャンネルであるため、宇宙線ミュオン線の周波数領域内でフラットである必要がある。4.1 節で述べたように、宇宙線ミュオン線の周波数帯域は 32 MHz であり、本実験の測定結果ではその帯域内でフラットな応答が得られている。

7.2 ノイズレベル

チャンネルに何も信号を入力しない状態でアナログ回路のノイズを RF-ADC, Lgain ADC から測定した。ノイズレベルは無信号状態での RMS 値で評価する。

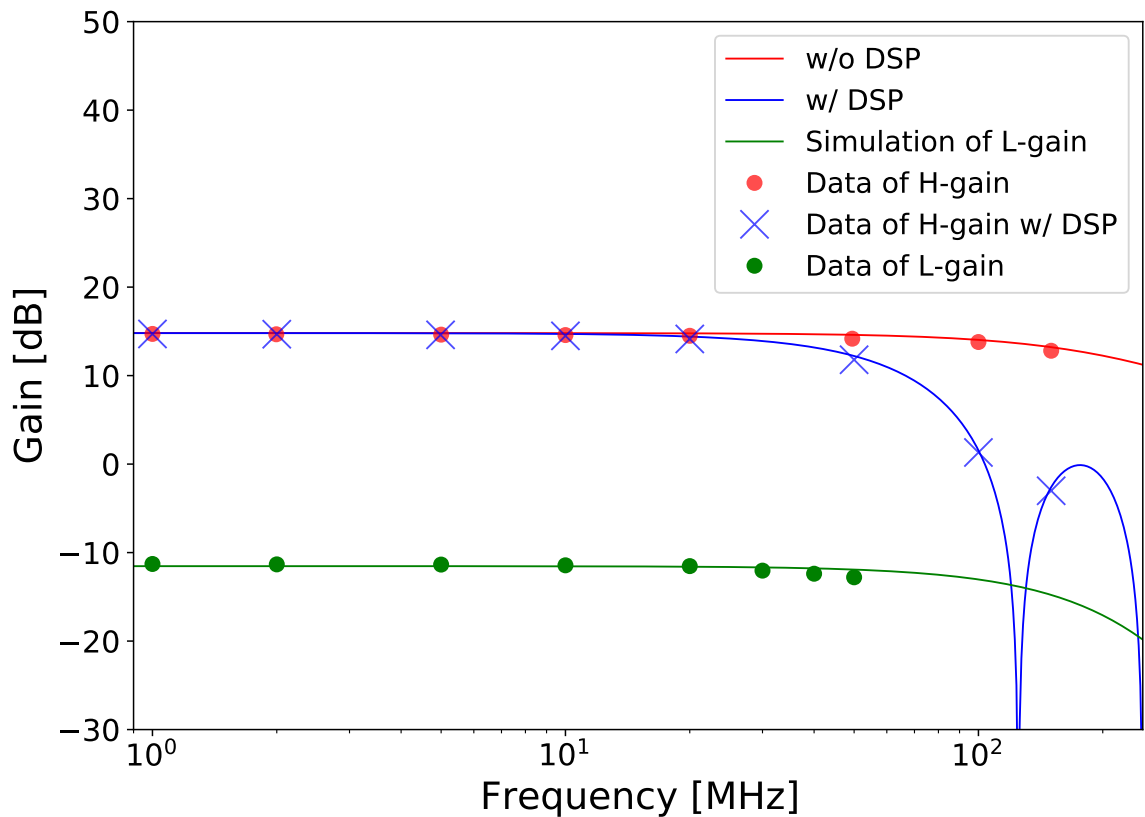


図 7.3 周波数応答の測定結果

7.2.1 H-gain

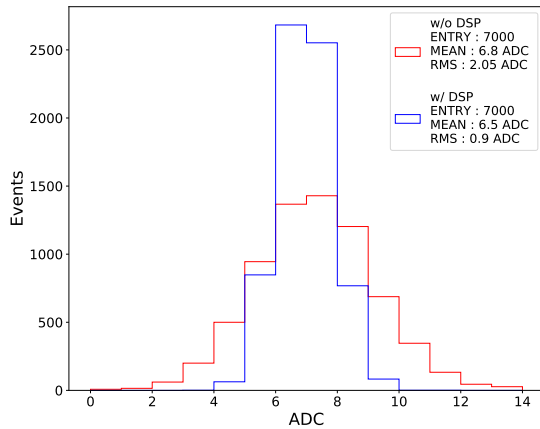
Ch0 の H-gain のノイズレベルの測定結果を図 7.4 に示す。2つの図から DSP が効果的にノイズを除去しているのが確認できる。全チャンネルの DSP を仕様したノイズヒストグラムを図に示す。ノイズの RMS を計算すると、全チャンネルの平均で 1.9 ADC と 0.88 ADC w/DSP であった。ノイズのこれは入力換算で $81 \mu\text{V}$, $40 \mu\text{V}$ に相当する。プロトタイプの H-gain のノイズレベルは $410 \mu\text{V}$ であったため、ノイズを約 1/10 に低減したと言える。ノイズレベルを KamFEE や MoGURA と比較したものが表 7.1 である。MoGURA2 におけるノイズレベルの目標値は 5.1.1 節で述べたように、 $60 \mu\text{V}$ である。この値は現行のフロントエンド回路で最も低ノイズである KamFEE から参照している。本研究ではその値を下回るノイズレベルを達成することが出来た。

7.2.2 L-gain

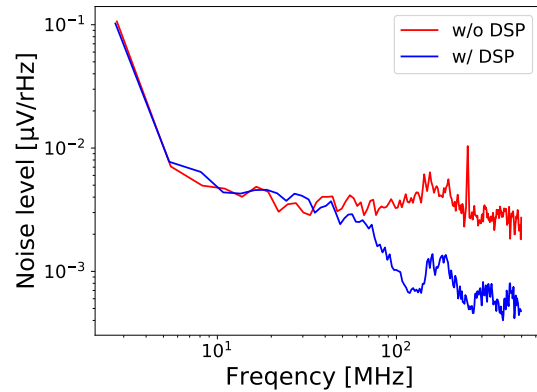
L-gain のノイズレベルの測定結果を図に示す。ヒストグラムから RMS を計算すると入力換算で 4.5 mV であった。L-gain のノイズレベルは特に要求値は定めていないが、6.3 で述べた MoGURA

表 7.1 KamFEE, MoGURA, MoGURA2 のノイズ RMS

	KamFEE	MoGURA	MoGURA2
RMS [ADC]	0.96	0.81	0.88
RMS [μV]	60	81	40



(a) ノイズレベルのヒストグラム



(b) ノイズスペクトル

図 7.4 ノイズレベルの測定結果。右図の縦軸は $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ であり二乗すると power/Hz になる。また、縦軸は入力換算である。

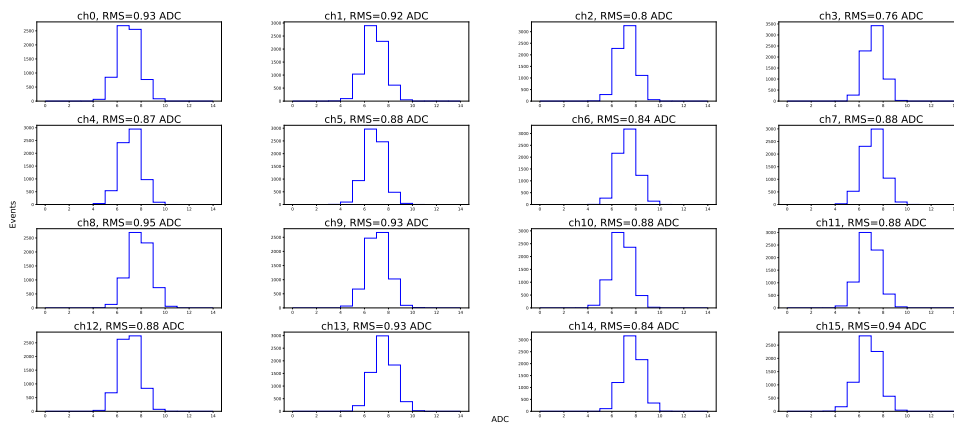
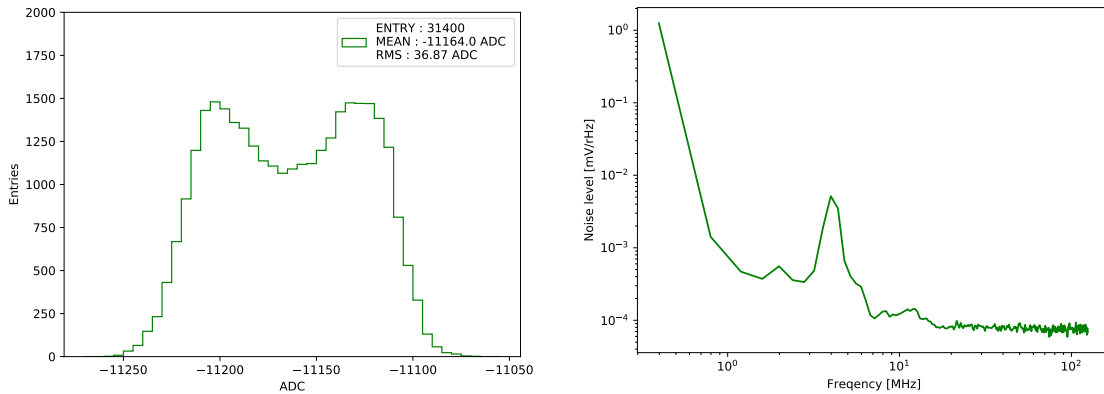


図 7.5 全チャンネルのノイズヒストグラム

の L-gain のノイズレベル 15.5 mV と比較するとかなり小さいことが分かる。後に述べるが、このノイズレベルであれば H-gain と L-gain の切り替わりが滑らかになり問題ないことは確認している。ノイズスペクトルを見ると、 5 MHz 付近にピークが存在する。このノイズは L-gain の主成分となっている。少なくともアナログ基板単体ではこのノイズは発生せず、メインボードに装着することでこのノイズが見えることは確認できているが、具体的なノイズ源の特定には至っていない。



(a) ノイズレベルのヒストグラム

(b) ノイズスペクトル

図 7.6 ノイズレベルの測定結果。右図の縦軸は $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ であり二乗すると power/Hz になる。また、縦軸は入力換算である。

7.3 ゲインリニアリティ

エネルギー分解能を保証するために信号増幅の線形性が保たれていることは非常に重要である。現行の MoGURA の信号振幅に対するゲインリニアリティは、L-gain を除いて $\pm 2\%$ 以内に収まっている。MoGURA2 においても同様に $\pm 2\%$ のゲインリニアリティを目標とする。

7.3.1 実験方法

H-gain

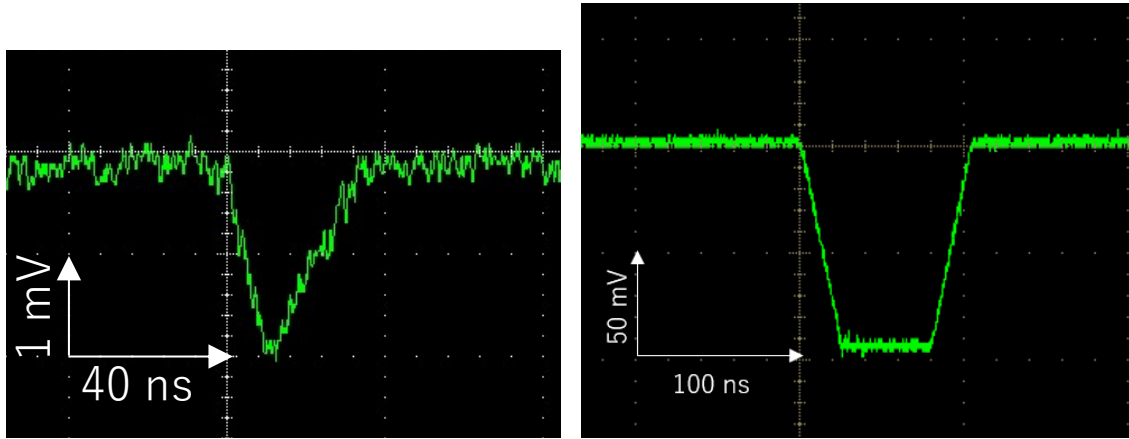
ファンクションジェネレータを用いて幅 40 ns, 2 mVpp の模擬 1 p.e. 信号を作成した (図 7.7)。その振幅のみを調節して 1 mVpp から 150 mVpp までの信号をボードに入力した。RF-ADC から取得した波形 125 サンプルの振幅の平均を計算し、Output amplitude とした。同様の信号をオシロスコープに入力し、波形から算出された振幅を Input amplitude とした。

L-gain

ファンクションジェネレータを用いて幅 100 ns, 100 mVpp の模擬ミューオン信号を作成した (図 7.7)。その振幅のみを調節して 20 mVpp から 2500 mVpp までの信号をボードに入力した。L-gain ADC から取得した波形 40 サンプルの振幅の平均を計算し、Output amplitude とした。同様の信号をオシロスコープに入力し、波形から算出された振幅を Input amplitude とした。

7.3.2 実験結果

図 7.8 にゲインリニアリティの測定結果を示す。入力の振幅と出力の振幅の間には概ね線形性が保たれているのが確認できる。H-gain において入力が約 100 mV 以上では線形性がない。これは



(a) H-gain の入力信号

(b) L-gain の入力信号

図 7.7 ゲインリニアリティ試験の入力信号

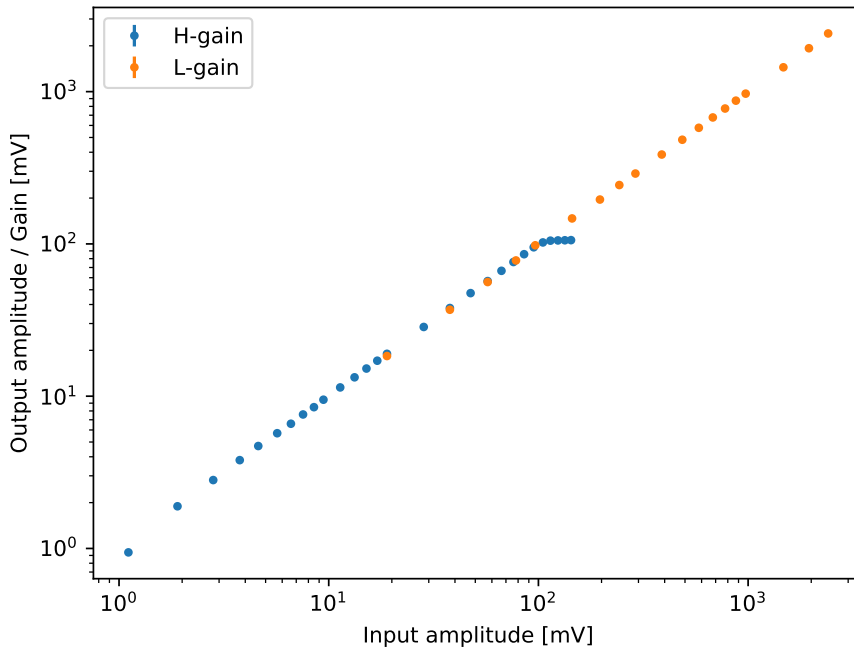


図 7.8 ゲインリニアリティ。横軸はオシロスコープから取得した入力波形の振幅、縦軸は ADC から取得した波形の振幅を各ゲインチャンネルの増幅率で割った値である。

RF-ADC がサチレーションを起こしているからである。100 mV の信号は 50 p.e. に相当する。5.1.1 で述べたように H-gain は 1 p.e. – 50 p.e. を測定する仕様に合致している。

どの程度のリニアリティがあるか調べるために、図 7.8 の縦軸を入力振幅で規格化し、リニアリティをパーセント表示にしたものを図 7.9 に示す。赤い点線が目標値の $\pm 2\%$ を表している。H-gain は、1 p.e. 相当である 2 mV から 50 p.e. 相当である 100 mV まで、 $\pm 2\%$ 以内にリニアリティが収

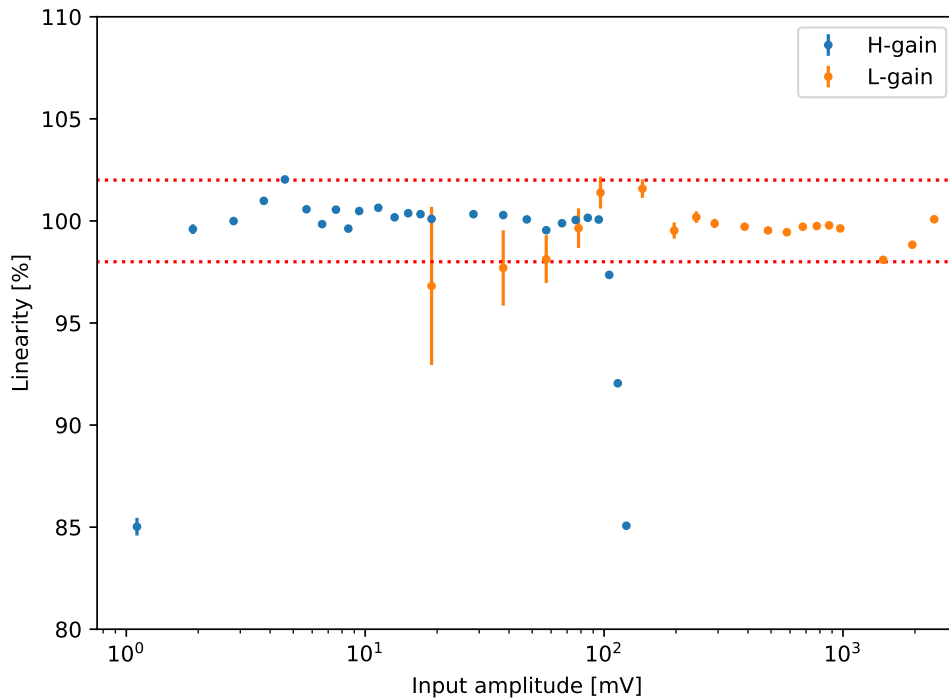


図 7.9 入力振幅で規格化したゲインリニアリティ。図 7.8 の縦軸を Input amplitude で規格化し、パーセントで表している。赤の点線は 100% から $\pm 2\%$ を表している。

まっている。L-gain は、H-gain のリニアリティが悪くなる振幅以上で $\pm 2\%$ 以内にリニアリティが収まっている。

7.4 Threshold scan

1 p.e. 以上の Hit 判定を行うためには、1 p.e. の波高と 1 p.e. 以上と判定するための閾値を Threshold scan を通じて定める必要がある。通常 Threshold scan とは、高電圧をかけた PMT の出力に対してある閾値を設け Hit 数を測定し、その閾値を徐々に上げることで、Hit 数や Hit レートの違いからノイズと 1 p.e. の分布を調べる実験である。KamLAND では、KamFEE で約 1/4 p.e.、MoGURA で約 1/2 p.e. に Hit 判定の閾値が設定されている。

7.4.1 実験方法

本研究では PMT でなくファンクションジェネレータから幅 40 ns, 2 mVpp の模擬 1 p.e. 信号波形 (図 7.8) を入力し Threshold scan を行った。信号のレートは KamLAND のダークレートに近い 10 kHz とした。閾値を 1 ADC ずつ変化させていき、1 つの閾値に対して 300 ms 間 Threshold scan を行った。

7.4.2 実験結果

Threshold scan の測定結果を図 7.10 に示す。0ADC 付近のピークを作る分布がノイズを表し、40ADC 付近で Hit レートが下がっている部分が 1 p.e. の分布を表す。この分布から 1 p.e. は 39ADC であることが分かる。この値から 1 p.e. 以上を判定する閾値となる候補として、1/2 p.e., 1/3 p.e., 1/4 p.e., 1/5 p.e. に相当する位置を各色で表した。

ここで測定されているノイズはエレクトロニクスとファンクションジェネレータのみのノイズであるが、運用時は PMT 由来のノイズが含まれる。ファンクションジェネレータ由来のノイズを測定すると $126 \mu\text{Vrms}$ であった。PMT 由来のノイズを過去のベースラインスキャン測定結果から見積もると約 $108 \mu\text{Vrms}$ であった²⁷。PMT 由来のノイズを加味しても、KamFEE の 1/4 p.e. よりも低い閾値である 1/5 p.e. という閾値を設定できる可能性が十分にある。

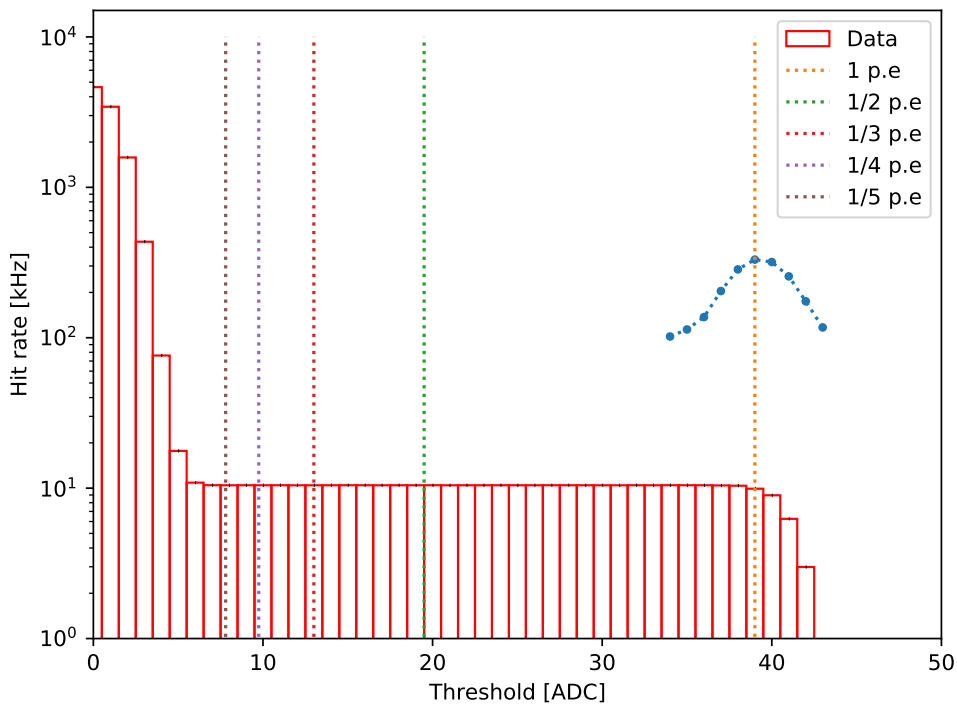


図 7.10 Threshold scan の結果。横軸はベースラインを 0ADC とした場合の閾値、縦軸は Hit レートを表す。赤の棒グラフは実際に測定した Hit レートである。青の曲線は棒グラフをスムージングし微分をとったものである。これは信号の波高分布に相当するが、見易さを優先し適当にスケールしてある。青曲線のピーク位置を 1 p.e. と定め、1/2 p.e., 1/3 p.e., 1/4 p.e., 1/5 p.e. に相当する位置を各色で表した。

7.5 大信号応答

7.5.1 L-gain

MoGURA2 では MoGURA と同様に最大ミュオン記録する。最大ミュオンを測定するためには、8 V のダイナミックレンジが必要となる。模擬最大ミュオン信号を作成し、その信号を取得出来るか調べた。

使用したファンクションジェネレータは最大で 2.5 Vpp しか出力できない。したがって自作のアンプを用いて 10 Vpp の信号を作成した。スルーレートや信号幅は実際に KamLAND で観測されている最大ミュオンに倣っている。最適化後のアナログ回路を用いて、模擬最大ミュオンを測定した結果を図 7.11 に示す。プロトタイプとは異なり、L-gain ADC でミュオン信号を取得することができ、L-gain ADC は正常動作している。信号の頂点部以外は入力した波形を再現できている。頂点部分は ADC の有効レンジを超え、サチュレーションを起こしているが、絶対定格以内には収まり破損の心配はない。6.4.1 節で述べたように、最大ミュオン入力でサチュレーションを起こすのは仕様上問題ない。8 V 付近でサチュレーションが起こること期待していたが、測定では 5.5 Vpp でサチュレーションを起こしている。DAC によるベースライン調整が現在行なえず、ADC のレンジを有効に使用できていないからである。アナログ回路内でサチュレーションを起こしているわけではないため、DAC によるベースライン調整を行うことで、将来的には、8 V のダイナミックレンジが獲得可能であると見込まれる。

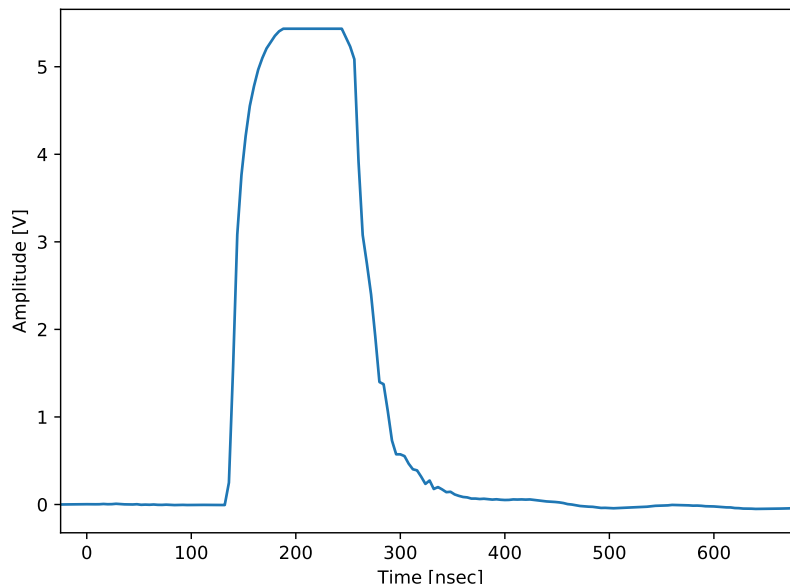


図 7.11 L-gain で測定した最大ミュオン信号

7.5.2 H-gain

H-gain ではミューオンのような大信号が来た場合、RF-ADC に入力される直前までに、保護ダイオードで電圧をクリッピングして、絶対定格以内に振幅を収め破損を防ぐ必要がある。L-gain と同様に 10 Vpp の模擬ミューオン信号を入力し、RF-ADC に入力される直前の抵抗の電圧をオシロスコープで測定した。測定結果を図 7.12 に示す。P 側 N 側ともに、信号の立ち上がりがあまりクリッピングされていないのが確認できる。赤の点線は絶対定格のプラス側とマイナス側を表している。信号の立ち上がりでプラス側の定格を超えてしまっている。この波形の歪みは H-gain の 5V 系ヘッドアンプを通過する段階で起こっている。スルーレートの高いオペアンプを選定したが、将来的には実装するオペアンプを変更したり、アナログ回路の入力段で電圧を減衰した後にオペアンプで増幅する構成にする必要があると考えられる。

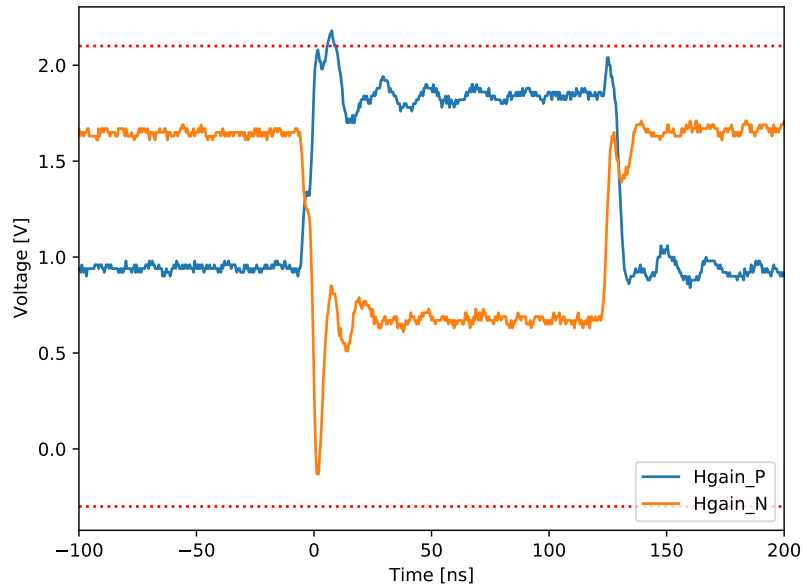


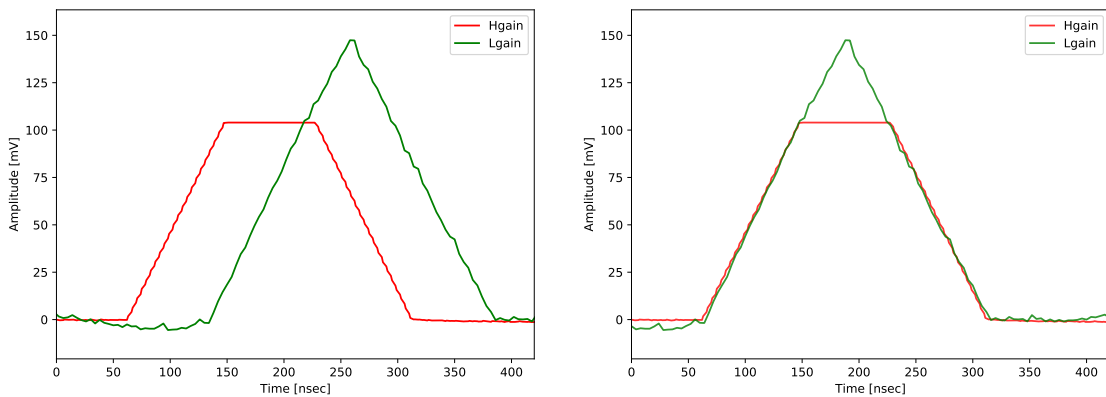
図 7.12 RF-ADC 入力段における最大ミューオン信号。赤点線は RF-ADC の絶対定格を表している。

7.6 ゲインチャンネル切り替え

7.6.1 各ゲインチャンネルの時間差

MoGURA2 では H-gain がサチュレーションを起こしたとき、取得するゲインチャンネルは L-gain に切り替わる。MoGURA2 では H-gain の ADC は RFSoc に内蔵する RF-ADC を用いるのに対し、L-gain は外付けの ADC を用いる。どちらの信号も同じ FPGA 内のブロックへ入力されるが、そのタイミングには一定のずれが生じる。H-gain と L-gain の時間差はオフラインで解析する際に、固定のパラメータを設けることによって補正される。本実験では、H-gain と L-gain の時間差とその再現性を測定した。

ボードに 150 mVpp、幅 250 ns の三角波を入力し、Combined モードで H-gain と L-gain を同時に測定した。図 7.13(a) に H-gain と L-gain から取得した三角波の例を示す。H-gain と L-gain の時間差は 80 ns であった。同様の測定を合計 6 回行い、その結果を表 7.2 に示した。時間差には数十 ns のばらつきがあるのが確認できる。本来であればこの時間差は一定の値であることが望ましい。ばらつきの原因は、RF-ADC と L-gain ADC の同期がうまく取れていないことであると考えられる。RF-ADC の絶対レイテンシ調整機能を実装していないことが判明し、それが原因である可能性がある。また、図 5.5 に示したクロック源である CDCI6214 や各チャンネルにクロックを分配する LMK00334 の出力の精度や位相差なども今後調査する必要があると考えられる。



(a) ゲインチャンネルの切り替わり動作確認

(b) ゲインチャンネルの切り替わり動作確認 (時間差の補正あり)

図 7.13 ゲインチャンネルの切り替わり動作確認。縦軸は ADC 値を入力換算に変換しており、それぞれのゲインチャンネルのベースライン差し引いている。

表 7.2 H-gain と L-gain の時間差

	時間差 [ns]
測定 1	80
測定 2	115
測定 3	56
測定 4	67
測定 5	103
測定 6	76

7.6.2 ゲインチャンネル切り替わり時におけるノイズの影響

7.2.2 で測定された L-gain のノイズレベルは 4.5 mV であった。このノイズレベルが許容されるためには、H-gain と L-gain の切り替わりは滑らかである必要がある。図 7.13(b) に先の実験で使用し

た三角波の時間差をオフラインで補正したものを示す。H-gain がサチュレーションを起こしてから、波形が歪むことなく L-gain に切り替わっているのが確認できる。

7.7 ベースラインの長時間安定性

ボードを起動してからボードが温度上昇し平衡になるまで時間がかかる。温度変化の間はアナログ回路のベースラインが安定しないことが予想される。そこでボードを起動してからベースラインが安定するまでの時間を測定した。

実際の運用時を想定してボード起動後、ベースライン調整用 DAC から DC 電圧をかけた状態でベースラインを測定した。測定したベースラインの時間変化を図 7.14 に示す。ボードを起動してから約 30 分はベースラインが大きく変動している。基板の温度が上昇しているうちは、アナログ回路に供給されるコモン電圧が設定値に達するまでに時間がかかるからであると考えられる。その後約 8 時間程度は緩やかに変動し、それ以降は 1ADC 以内にベースラインの変動は収まっている。

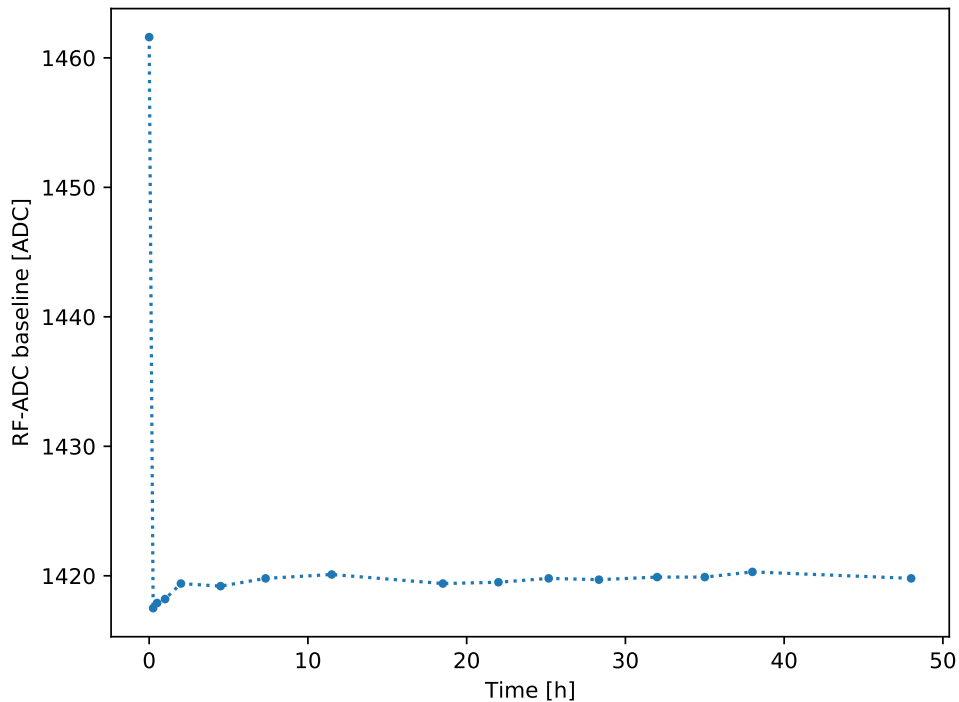


図 7.14 ベースラインの長時間安定性。横軸はボードの起動してからの時間、縦軸は RF-ADC で測定されるベースラインを表す。

第 8 章

結論と課題

8.1 結論

KanLAND では KamFEE と MoGURA という 2 種類のフロントエンド回路を用いてデータ取得を行っている。将来実験である KamLAND2 では、それぞれのフロントエンド回路の役割を 1 種類に統合し、MoGURA2 として運用する。MoGURA2 には現行のフロントエンド回路の性能をカバーするだけでなく、現行のフロントエンド回路における課題点を解決し、KamLAND2 の DAQ システム仕様に合わせる事が求められる。MoGURA2 に対する要求は以下の通りである。

- ソフトウェアトリガ対応
- デッドタイムフリー性能の向上
- 低ノイズなアナログ回路の実装

本研究では MoGURA2 に対する要求の中で、「低ノイズなアナログ回路の実装」を実現することを目的に、MoGURA2 のプロトタイプボードにおけるアナログ回路の最適化を行った。周波数応答の改善や、DSP の導入、ヘッドアンプ周辺の回路構成の変更を行い、ノイズの低減を目指した。最適化後ノイズレベルを評価すると、ノイズの RMS 値は KamFEE や MoGURA のノイズレベルを下回る $40\mu\text{V}$ を達成した。

低ノイズなアナログ回路の完成とともに、MoGURA2 の改版ボードが作成され、フロントエンド回路の詳細な性能評価を行った。ゲインリニアリティ測定では、現行の MoGURA と同様に $\pm 2\%$ 以内でリニアリティが保たれていることを確認できた。Threshold scan 試験では、1 p.e. を判定する閾値をどの程度まで下げることが出来るか検討した。PMT からの信号ではなくファンクションジェネレータを用いた試験ではあったが、現行の KamLAD の閾値と同等以下である $1/4$ p.e. や $1/5$ p.e. という閾値設定の可能性を示した。以上の評価結果から、MoGURA2 に対する要求である「低ノイズなアナログ回路の実装」を達成したといえる。

改版ボードではプロトタイプでは不可能であった大信号測定も行うことが出来た。模擬ミューオン信号取得や自動のゲインチャンネル切り替えに成功した。以上の評価結果から、「ソフトウェアトリガ対応」を達成したといえる。

一部機能について課題は残るものの、本研究における最適化及び性能評価によって、先行研究と合

わせて先に掲げた 3 つの主要な MoGURA2 に対する要求をクリアし、KamLAND2 のためのフロントエンド回路として運用可能であると結論づけることができる。

8.2 今後の課題

DAC によるベースラインコントロール

PMT の信号は片方の符号の電圧のみであるため、ADC の入力レンジを有効に使用する場合、そのレンジの端にベースラインがあるべきである。そのために、アナログ回路に対して外部からバイアス電圧を入力し、ベースラインを調整出来ることが望ましい。この機能は MoGURA にも実装されており、同様の手法を使用できると考えている。

本研究では、プロトタイプボードのロジックを用いて性能評価を行うために、アナログ回路の差動出力を逆に ADC へ繋いでいる。それに対して、ベースライン調整用 DAC の接続点は元のままであったため、ベースラインを調整することが出来なかった。将来的には図 8.1 のような DAC 接続にするべきであると考えている。本研究の結果からは、約 50 p.e. の波高まで H-gain で取得可能であるが、ベースラインを調整出来た場合、約 80 p.e. の波高まで H-gain で取得可能であると予想される。L-gain については、現在は 5.5 V までのダイナミックレンジの実証であったが、ベースライン調整によって 8 V のダイナミックレンジを確保可能である考えられる。

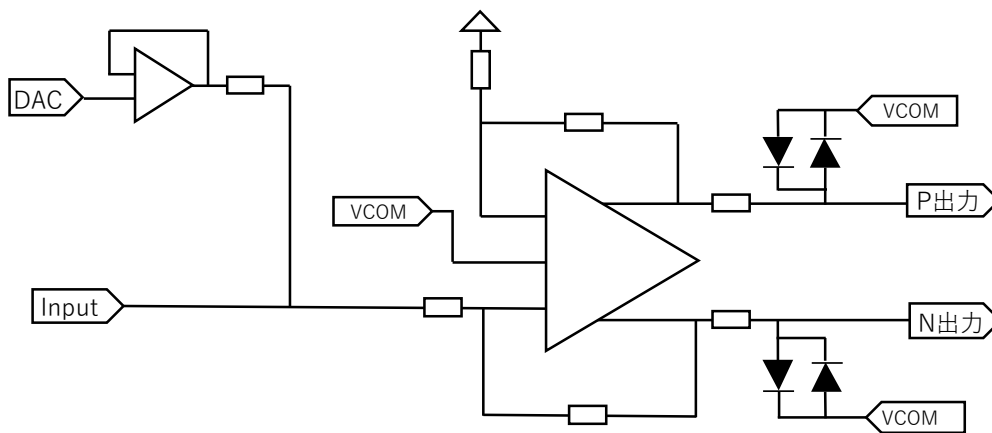


図 8.1 将来的なベースライン調整用 DAC 接続

L-gain のノイズ

ノイズレベル的には問題ないが、L-gain には原因を特定できていないノイズを確認している。このノイズはアナログ子基板単体では発生せず、メインボード装着することでノイズが乗る。ノイズ源の特定にはプローブによる詳細テストが必要であり、今後の課題である。

RF-ADC の同期

RF-ADC と FPGA に供給されるクロックは別のクロックジェネレータから生成される。その同期は自動で行われられない可能性がある。RF-ADC には RFDC というドライバーが存在するが、今までは

電源投入次の初期リセットだけでドライバーを使用していなかった。しかし、絶対レイテンシの調整にはドライバーが必須だとわかり、ドライバーのインストールとそれによる同期は今後の課題である。

付録

A S-LAND 用 MoGURA2 ボード

KamLAND2 の改良案はそれぞれ独立して研究開発が行われており、それらを組み合わせた最終的な評価は行われていない。そこで KamLAND 検出器の高性能化を事前に実測で確認することを目的としたプロトタイプ検出器 (S-LAND) における実験が進行中である。S-LAND の構造を図 A.1 に示す。S-LAND ではデータ取得用フロントエンド回路として MoGURA2 プロトタイプボードを用い

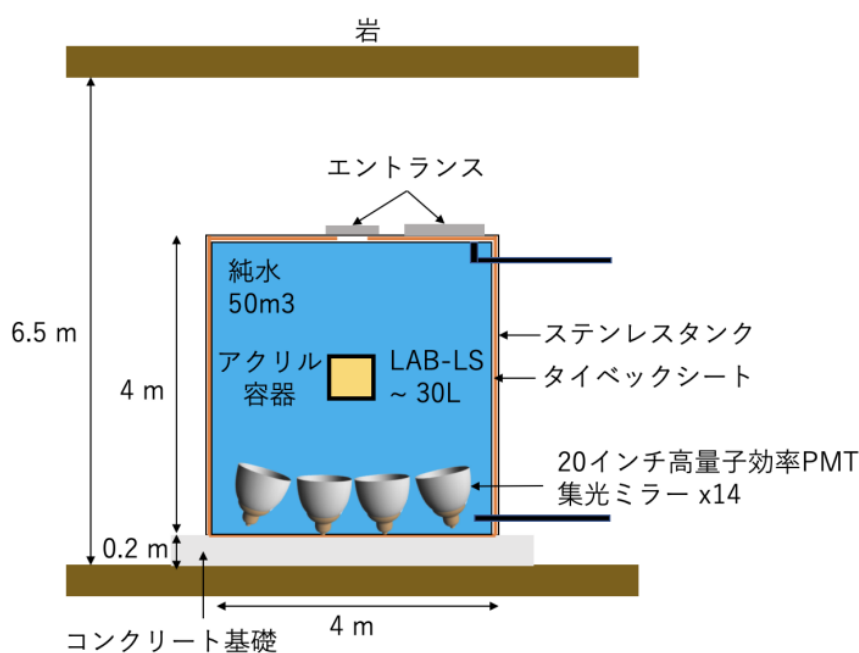


図 A.1 S-LAND の構造

る。PMT は全部で 14 本使用し、Ch0 から Ch13 に接続されている。RFSoc のファームウェアは本研究で使用したものとほぼ同じである。ただし S-LAND では Hit 判定が行われた後、全チャンネルでコインシデンスをとり、データレートを抑えるようなトリガーシステムとなっている。以下、本文中で述べた MoGURA2 の仕様の中で、S-LAND において異なる点を述べる。

A.1 アナログ回路

S-LAND 用の MoGURA2 ボードはプロトタイプであるため、アナログ回路は子基板化されていない。したがって、回路構成もヘッドアンプを介した後に各ゲインチャンネルに分岐する状態になっており、プロトタイプのアナログ回路の定数を変更してノイズを低減している。変更した定数を図 A.2 と図 A.3 に示す。https://www.awa.tohoku.ac.jp/KamLAND-Zen/internal/KamWiki/dokuwiki/lib/exe/fetch.php?media=electronics:mogura:mogura2:20200825_01_fe_board_rev0.18.pdf に回路図全体をアップしているため、照らし合わせながら確認されたい。偶数チャンネルと奇数チャンネルの違いはヘッドアンプの種類である。偶数チャンネルには THS3095 を実装し、奇数チャンネルには THS3491 を実装している。異なるアンプを採用している理由は、どちらの型番がふさわしいか検証するために実装した状態のままだからである。THS3491 のほうが広い帯域を持っているためノイズは多いが、DSP をかけることで偶奇でノイズの RMS があまり変化しないことは確認している。

セカンドアンプ後における保護ダイオードが接続されていない。これはセカンドアンプまでの増幅率が 10 倍近いことにより、中信号がクリッピングされるの防ぐためである。

THS3095 (PADあり)を実装

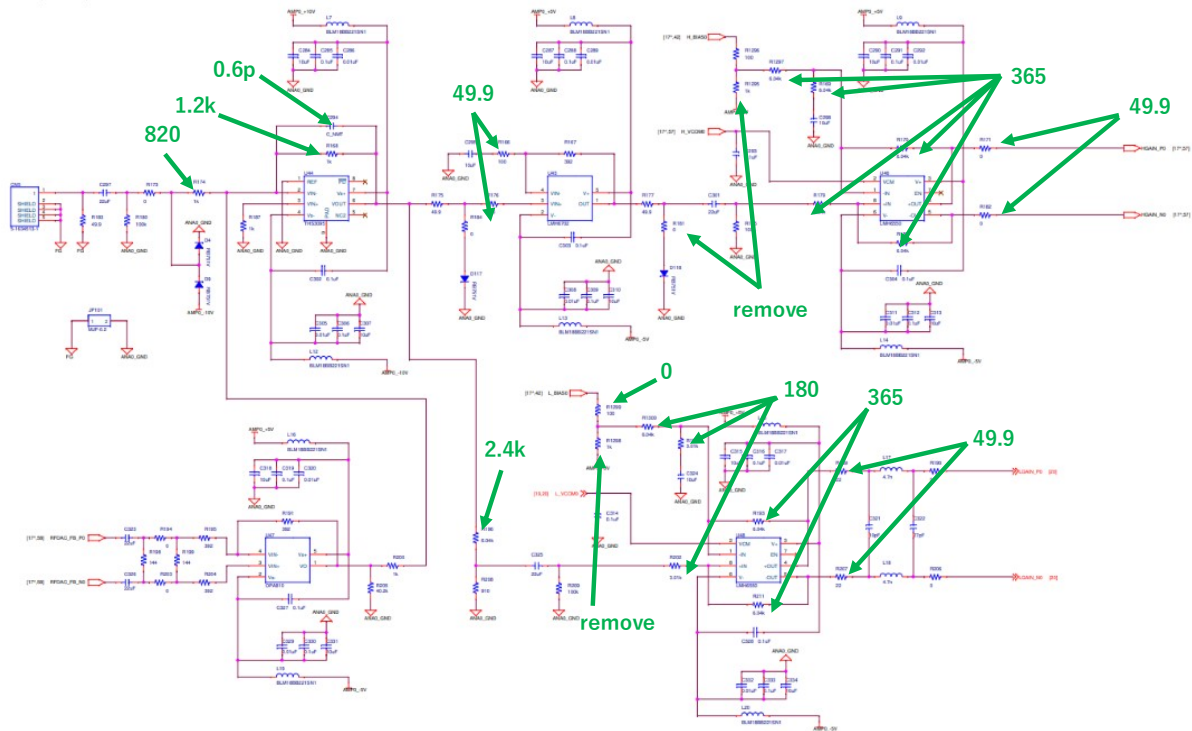


図 A.2 偶数チャンネルの変更箇所

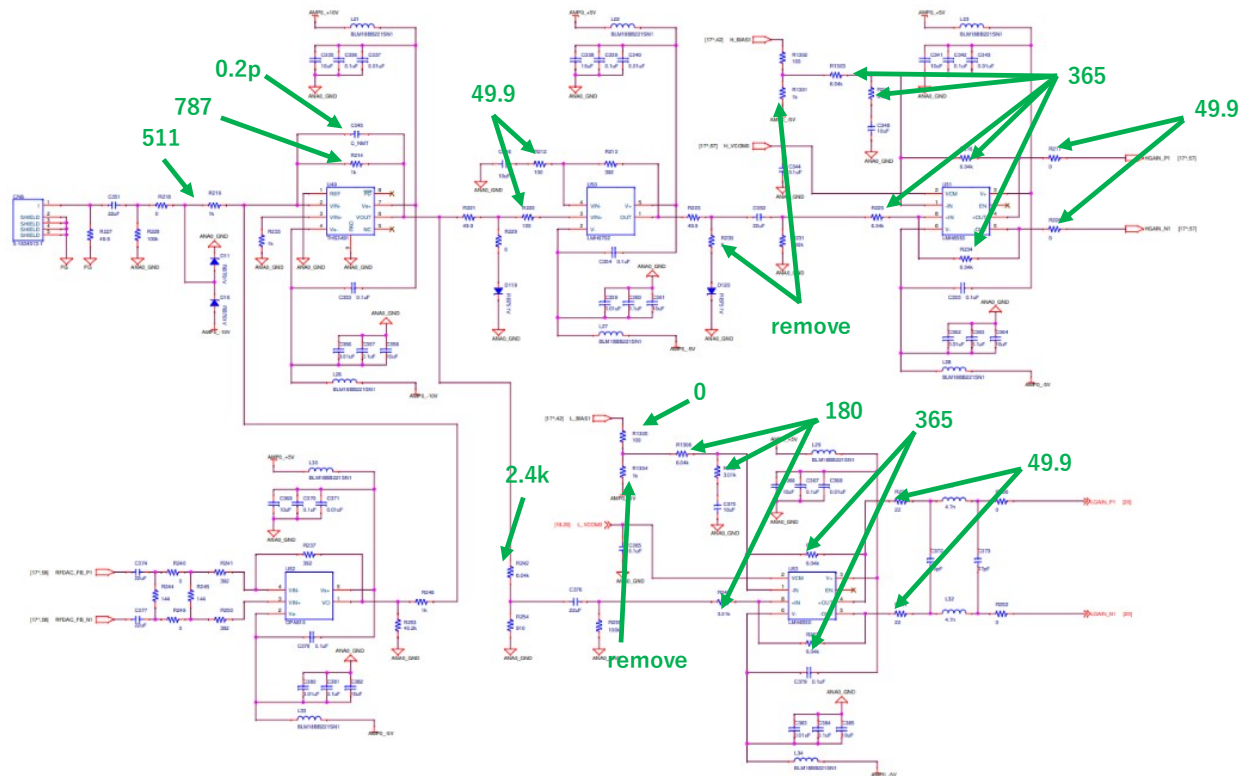


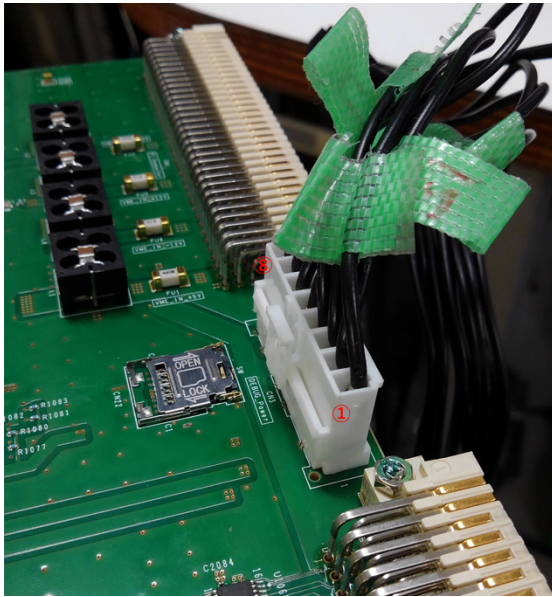
図 A.3 奇数チャンネルの変更箇所

A.2 電源部

S-LAND では図 A.4 のようなデバッグコネクタから電源を供給する。使用する電源系統は一般的なデスクトップ PC に使用する ATX 電源と共通であるため、ボードを起動させることができる。デバッグコネクタのピンアサインを図 A.4 に示す。このコネクタは ATX 電源コネクタのピンの一部から電源線を抜き出して作成している。ATX 電源コネクタとそのピンアサインを A.5 に示す。注意すべきはピン 16 とピン 17 である。これらのピンがショートしていないと ATX 電源が起動しないようになっている。もし ATX 電源が起動しない場合、参考にされたい。また、MoGURA2 ボードは 5V 系の消費電力が大きいので、ATX 電源コネクタのピン 21, 22, 23 などを使用して増強してもよい。

B TINA-TI によるシミュレーション

本研究ではアナログ回路のシミュレーションとして TINA-TI と呼ばれるツールを用いた。これは TI 社から提供されている SPICE ベースのシミュレーションツールである。シミュレーションに用いた回路図を図 B.6 に示す。シミュレーションはアナログ基板だけでなく、ADC 入力前段のフィルタや ADC の入力抵抗も含めている。本研究では AC 解析とノイズ解析機能を用いてシミュレーションを行った。

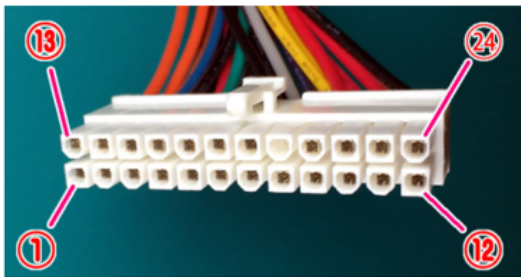


(a) デバックコネクタ

電源名	デバック用8PINコネクタ	ATX電源 2 4 PIN コネクタ
+3.3V	1	13
GND	2	15
+5V	3	6
GND	4	7
+12V	5	10
GND	6	18
-12V	7	14
GND	8	19

(b) デバックコネクタのピンアサイン

図 A.4 デバックコネクタ



(a) ATX 電源コネクタ

信号名	Pin	Pin	信号名
+3.3V	1	13	+3.3V
+3.3V	2	14	-12V
GND	3	15	GND
+5V	4	16	PS_ON
GND	5	17	GND
+5V	6	18	GND
GND	7	19	GND
PWR_OK	8	20	-5V
+5VSB	9	21	+5V
+12V	10	22	+5V
+12V	11	23	+5V
+3.3V	12	24	GND

(b) ATX 電源コネクタのピンアサイン

図 A.5 ATX 電源コネクタ

AC 解析

AC 解析機能は周波数応答のシミュレーションに使用した。AC 解析では、ある節点に正弦波電源を接続し、節点電圧と素子電流の定常的な周波数応答を計算する。実際のデータと比較するときは、フラットな部分に微小な差が出るため、シミュレーションで得られたゲインを定数倍して、フラットな部分を実データに合わせている。

ノイズ解析

ノイズ解析では、回路部品のノイズ寄与を計算し、周波数ドメインで出力を基準にしてそれらを表示する。横軸周波数 (Hz) に対して、縦軸を出力ノイズ (V/Hz) やトータルノイズ (V)、S/N 比 (dB) を計算して表示することができる。各測定点における絶対的な値はあまり意味を持たないが、相対的にノイズを比較するのに役に立つ。

C アナログ子基板

C.1 アナログ子基板

本研究で作成したアナログ子基板の外形図を図 C.7 に示す。CN1 が入力側、CN2 が出力側である。コネクタ面にパーツを実装すると、そのパーツは陰になってしまうためプローブを当てることが出来ない。したがって、コネクタ面にはオペアンプや抵抗は実装しないようにした。

C.2 アナログ子基板評価キット

アナログ子基板はメインボードから取り外し可能である。もし特定のノイズが観測された場合、アナログ回路由来かメインボード由来か切り分ける必要がある。本研究ではアナログ回路単体で評価するためのキットを作成した。その写真を図 C.8 に示す。

電源供給用コネクタは TE Connectivity 社の角形パワーコネクタ 1744427-3 を使用した。このコネクタは 3 端子であり、 $\pm 10\text{V}$ と GND に接続する。電源供給確認用の LED が 2 つ実装されており、 $+10\text{V}$ と -10V が供給されているとき、それぞれ点灯するようになっている。供給された $\pm 10\text{V}$ から電圧レギュレータによって $\pm 5\text{V}$ が作られる。 $+5\text{V}$ から電圧リファレンスによって $+1.2\text{V}$, $+1.8\text{V}$, $+3.3\text{V}$ が作られる。 $+1.2\text{V}$ と $+1.8\text{V}$ はそれぞれ H-gain と L-gain のコモン電圧として供給される。 $+3.3\text{V}$ は可変抵抗を介して H-BIAS と L-BIAS に供給される。可変抵抗を用いることで、 0V から $+3.3\text{V}$ まで電圧を調整可能である。

信号は BNC コネクタから入力できる。入力抵抗として 50Ω が実装されている。LEMO コネクタは H-gain と L-gain の差動出力に接続されている。子基板接続コネクタから LEMO コネクタ間は全て等長配線となっている。

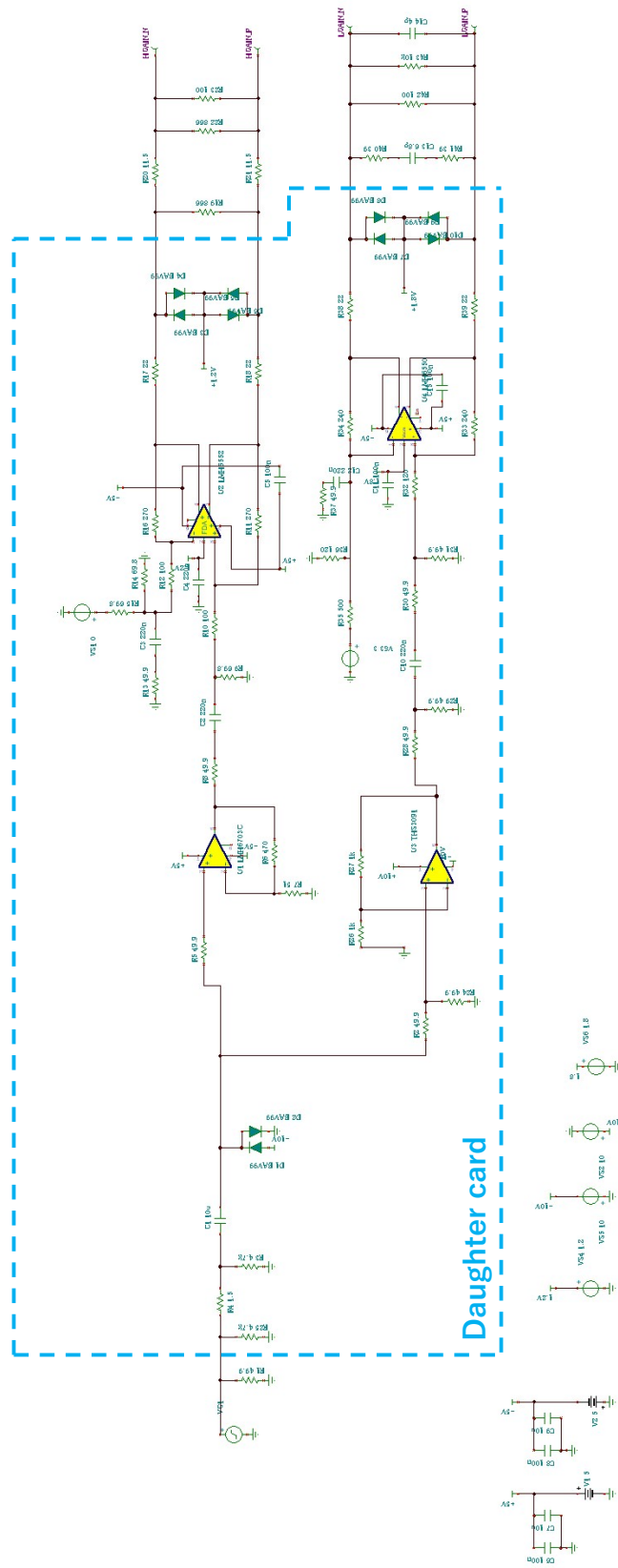


図 B.6 TINA-TI で用いた回路図

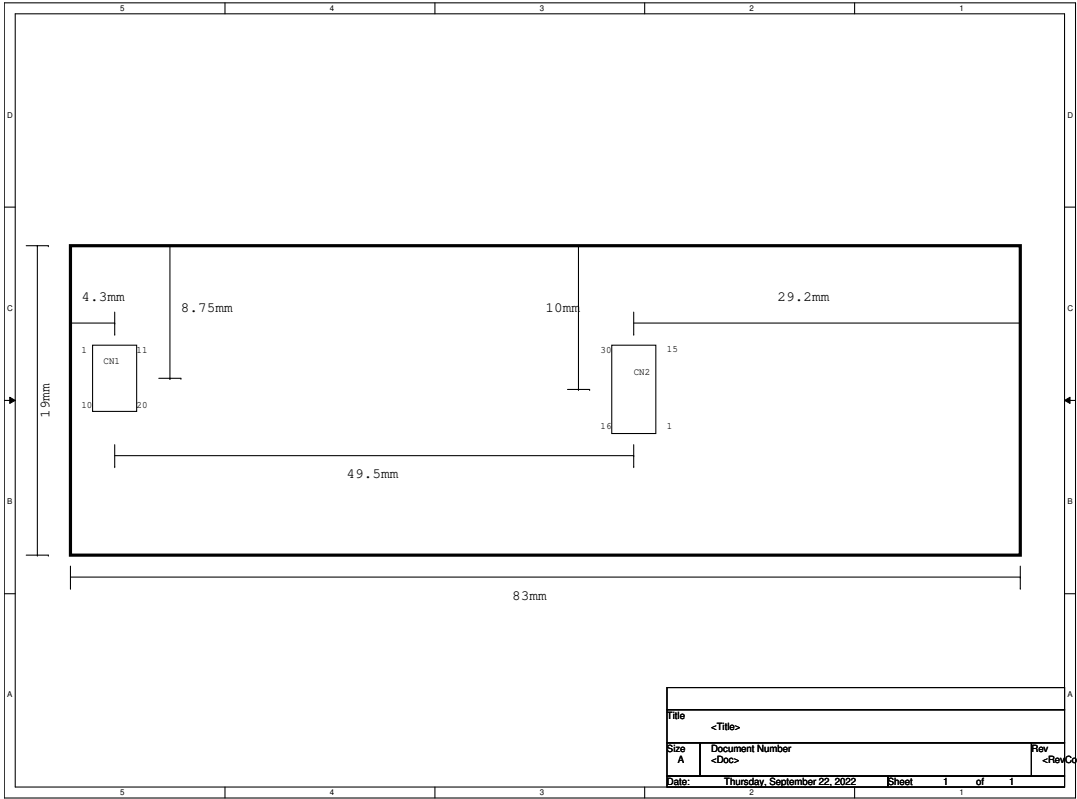


図 C.7 アナログ子基板外形図

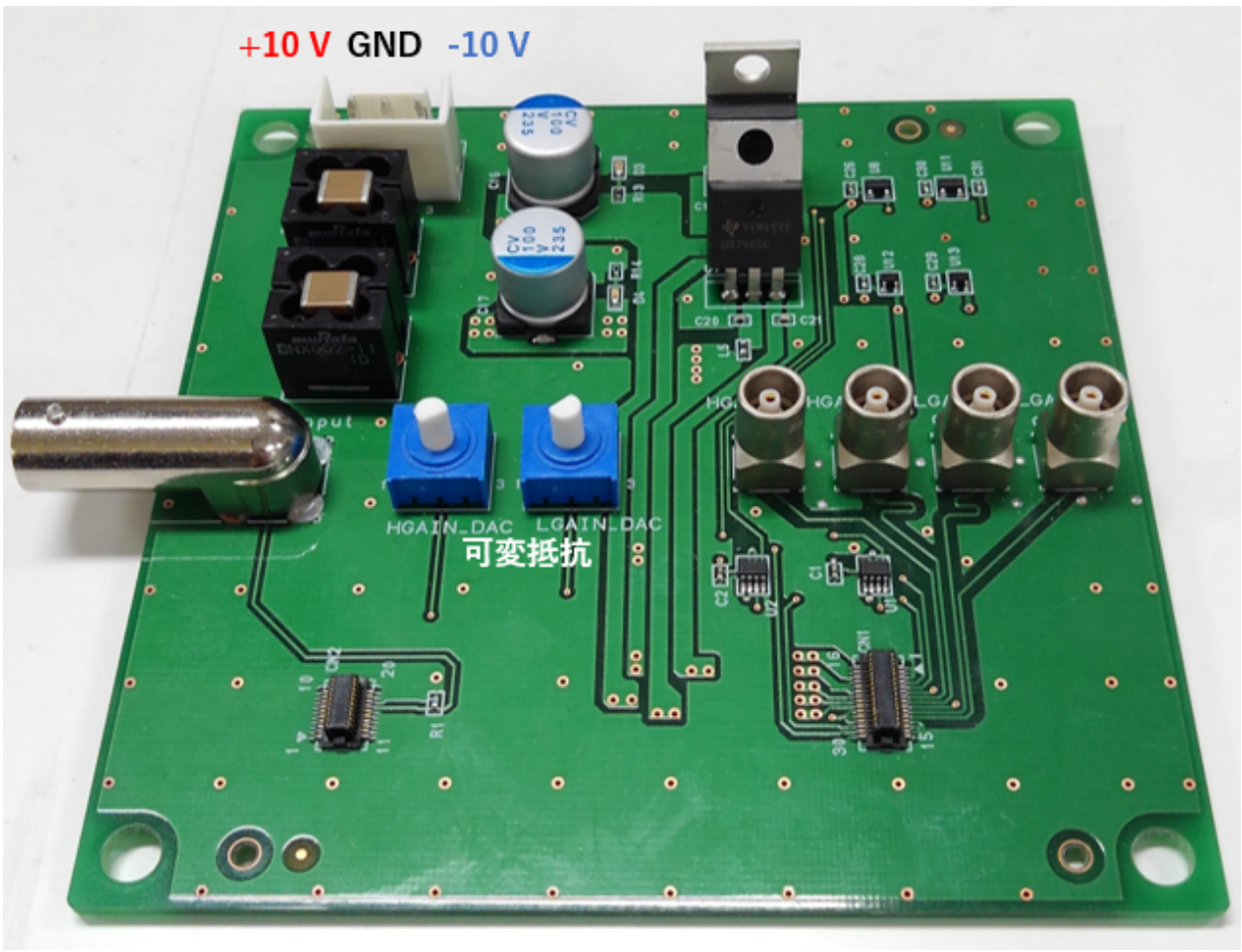


図 C.8 アナログ子基板評価用キット

謝辞

研究室活動にあたって、ニュートリノセンターの先生方に、大変多くの方々にお世話になりました。この場をお借りして深く御礼申し上げます。

指導教員の石徹白先生には、4年生のときに研究テーマを紹介していただきました。研究の進め方や実験結果の考察など、日々ご指導いただきました。ミーティングや発表練習では、図の見せ方や分かりやすい伝え方など、多くのアドバイスをいただきました。また、自宅にも招待して下さり、おいしいご馳走やお酒を振る舞っていただきました。本当にありがとうございました。井上先生や岸本先生、清水先生には修論発表練習でとてもお世話になりました。先生方の鋭い質問や指摘があることで、より一層理解が深まり、発表へ繋ぐことが出来たと考えています。家城さんや川田さんは MoGURA メンバーとして、発表スライドや論文執筆時に多くのコメントをいただきました。気兼ねない指摘のおかげで、とても勉強になりました。古賀さんや池田さんはシフトの際にお世話になりました。コーヒーを飲みながら競馬の話をしたのが記憶に残っています。直属の後輩である庄司君や松本君には、ボードやクレート、パソコンなどを占領してしまって申し訳なかったです。今の MoGURA2 は課題が山積みで人手不足もありますが、なんとか食らいついていってほしいです。その他にもニュートリノセンターの教員の方々や技術職員の方々、海外コラボレータの方々、東京エレクトロンデバイスの方々などのおかげで本研究を行うことができました。

ニュートリノセンターで過ごした3年間はかけがえのないものであり、本当に感謝してもきれない思いです。自分にとって大きく成長できた3年間でした。学んだことを活かし社会貢献することが今後の私の役割です。本当に今までありがとうございました。

参考文献

- [1] 中村公亮, 「KamLAND2 実験に向けた新型フロントエンド回路の研究開発」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2020) .
- [2] A. Gando et al., “Search for Majorana Neutrinos near the Inverted Mass Hierarchy Region with KamLAND-Zen”, *Phys. Rev. Lett.* **117**, 082503 (2016) , DOI: 10.1103/PhysRevLett.117.082503.
- [3] S. Abe, S. Asami, M. Eizuka et al., “Search for the Majorana Nature of Neutrinos in the Inverted Mass Ordering Region with KamLAND-Zen”, *Phys. Rev. Lett.* **130**, 051801 (2023) , DOI: 10.1103/PhysRevLett.130.051801.
- [4] P. Zyla et al., “Review of Particle Physics”, *PTEP* **2020**, 083C01 (2020) , DOI: 10.1093/ptep/ptaa104.
- [5] C.L.Cowan,F.Reines,F.B.Harrison,H.W.Kruse and A.D.McGuire, “Science”, **124**, 103 (1956) .
- [6] G.Dandy,J.M.Gaillard,K.A.Coulianos,L.M.Lederman,N.B.Mistry,M.Schwartz and L.Steinberger, *Phys. Rev. Lett.* **9**, 36 (1962) .
- [7] K.Kodama and others, *Phys. Lett.B* **504**, 218 (2001) .
- [8] M.Goldhaber,L.Grodzins and A.W.Sunyar, *Phys. Rev.* **109**, 1015 (1958) .
- [9] R.Davis Jr,D.S.Harmar, and K.C.Holfman, *Phys. Rev. Lett* **20**, 1205 (1968) .
- [10] A. Gando et al., “Constraints on θ_{13} from A Three-Flavor Oscillation Analysis of Reactor Antineutrinos at KamLAND”, *Phys. Rev. D* **83**, 052002 (2011) , DOI: 10.1103/PhysRevD.83.052002.
- [11] L.Wolfstein, *Phys. Rev. D* **17**, 2369 (1978) .
- [12] S.P.mikheev and A.Y.Smirnov, *Sov.J.Nucl.Phys* **42**, 913 (1985) .
- [13] T.Yanagida, Prog, *Theor. Phys* **464**, 1103 (1980) .
- [14] 松田さゆり, 「第一期 KamLAND-Zen 実験における ^{136}Xe のニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊に対する制限」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2014) .
- [15] M. Agostini et al., “Final Results of GERDA on the Search for Neutrinoless Double- β Decay”, (2020) .
- [16] C. Alduino et al., “Search for Majorana neutrinos exploiting millikelvin cryogenics with CUORE”, *Nature* **604**, 53-58 (2022) , DOI: 10.1038/s41586-022-04497-4.

- [17] G. Anton and others., *Phys. Rev. Lett.* **123**, 161802 (2019) .
- [18] 渡辺寛子, 「Comprehensive Study of Anti-neutrino Signals at KamLAND」, 博士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2012) .
- [19] 竹内敦人, 「First Search for Majorana Neutrinos in the Inverted Mass Hierarchy Region with KamLAND-Zen」, 博士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2021) .
- [20] 林歩美, 「KamLAND2-Zen に向けた集光ミラーの最適化」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2016) .
- [21] 竹本康浩, 「CNO サイクル太陽ニュートリノ観測のためのデッドタイムフリー電子回路の開発」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2009) .
- [22] 吉田学立, 「液体シンチレータでの粒子識別による α 線バックグラウンド除去の研究」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2011) .
- [23] 大木歩, 「新トリガーによる KamLAND-Zen 実験での ^{10}C バックグラウンド除去」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2013) .
- [24] 本田佳己, 「KamLAND2-Zen に向けた ^{10}C バックグラウンド低減のための新手法の研究開発」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2017) .
- [25] 浅見祥宏, 「KamLAND2 実験に向けたソフトウェアトリガーの研究開発」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2021) .
- [26] 尾崎秀義, 「 ^{136}Xe を倍増した KamLAND-Zen でのニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊の高感度探索」, 博士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2020) .
- [27] 川田七海, 「KamLAND-Zen 実験における低ゲイン PMT への信号増幅器導入によるエネルギー分解能向上」, 修士論文, 東北大学大学院理学研究科物理学専攻 (2019) .