

修士論文

KamLAND2に向けた新型読み出し回路の
アナログ部の最適化とデジタルBLRの実証

Optimization of Analog Circuits and Demonstration of Digital BLR
for New Readout Electronics of KamLAND2

東北大学大学院理学研究科
物理学専攻

大塚 竣太

平成30年

概要

ニュートリノ振動の発見により、ニュートリノが質量を持つことが明らかになり、ニュートリノがマヨラナ粒子である可能性が指摘された。ニュートリノのマヨラナ性を証明する唯一現実的な方法がニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊の発見である。我々、ニュートリノ科学研究センターでは、巨大液体シンチレータ検出器 KamLAND の中に二重ベータ崩壊核である ^{136}Xe を溶かした液体シンチレータを保持するナイロン製のバルーンを導入することによって、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊の探索実験を行っている。これが KamLAND-Zen 実験であり、現在ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊の半減期に対して世界でもっとも厳しい制限を与えている。

検出器の刷新によって、さらなる感度向上を目指す KamLAND2-Zen 実験が計画されている。高量子効率の光電子増倍管の導入や集光ミラーの装着、高発光量の液体シンチレータの使用によって、集光量を約五倍にし、エネルギー分解能を向上させる。また、老朽化の進む現行の読み出し回路に代えて、高度な信号処理を行うことのできる新型読み出し回路を導入する。新型電子回路の導入によって、主要なバックグラウンドの一つとなる ^{10}C のタギング効率が大幅に向上することが期待されている。

本研究では新型読み出し回路の実現に向けて、これまでの性能評価で見つかった諸問題をアナログ部の最適化によって解決した。また、LTSpice によるシミュレーションによって、最適化後のアナログ回路の性能評価を行った。これらによって、新型読み出し回路のアナログ部の設計が完了した。

加えて、本研究ではデジタル BaseLine Restorer (BLR) という新機能を考案した。FPGA による信号処理と高速 Digital to Analog Converter (DAC) によるフィードバックを用いて、ベースラインの補正を行う機能である。FPGA の書き換えによって、柔軟なベースライン補正をすることができる先進的な機能である。追加の基板を作成と FPGA のロジックの実装を行うことによって、デジタル BLR 機能の実証を行った。

目次

第 1 章	序論	1
第 2 章	ニュートリノ物理学	3
2.1	素粒子ニュートリノ	3
2.2	ニュートリノ振動	4
2.3	ニュートリノの質量階層構造	6
2.4	マヨラナニュートリノ	6
2.5	二重ベータ崩壊	7
第 3 章	KamLAND 検出器と KamLAND-Zen 実験	9
3.1	KamLAND 検出器の概要	9
3.2	内部検出器	10
3.3	液体シンチレータ	10
3.4	光電子増倍管	10
3.5	外部検出器	11
3.6	データ収集システム	12
3.7	KamLAND-Zen 実験の概要	17
3.8	Zen400 の成果	18
3.9	KamLAND2-Zen 計画の概要	18
第 4 章	新型読み出し回路の開発	20
4.1	新型読み出しの概要	20
4.2	開発の流れ	21
4.3	テストボードの性能評価	22
4.4	L ゲインのリンギング	26
4.5	高度な処理機能の開発	27
4.6	テストボードの製造後の問題	27
第 5 章	アナログ部の最適化	28
5.1	テストボードのアナログ部	28
5.2	起動不能の問題	29
5.3	L ゲインの増幅率の修正	31
5.4	クロストークの低減	31

5.5	Lゲインのリングングの低減	34
5.6	ノイズの低減のための対策	37
5.7	シミュレーションによる性能評価	39
第 6 章	デジタル BLR の実証	45
6.1	デジタル BLR 機能の概要	45
6.2	追加基板の作成	48
6.3	積分時間決定のための前測定	55
6.4	信号発生器を用いた動作試験	57
6.5	PMT を用いた実証試験	57
第 7 章	結論	59
謝辞		61
参考文献		62

目次

1.1	KamLAND2-Zen における到達感度の予測	2
2.1	フェルミオンの質量	6
2.2	二重ベータ崩壊の典型的なスペクトル	8
3.1	KamLAND 検出器	9
3.2	PMT の内部構造	10
3.3	ダイノードの構造の比較	11
3.4	PMT の 1p.e. 波形	12
3.5	ミューオンの波形の例	12
3.6	KamLAND のデータシステム	13
3.7	KamFEE の概要	14
3.8	MoGURA の概略図	15
3.9	BLR の概念図	16
3.10	BLR の有無によるベースライン変動の違い	16
3.11	KamLAND-Zen	17
3.12	KamLAND2-Zen	19
4.1	MoGURA2 のデザイン	21
4.2	テストボード	22
4.3	各ゲインのノイズ	23
4.4	各ゲインの線型性	24
4.5	P ゲインの周波数特性	25
4.6	L ゲインの周波数特性	25
4.7	各ゲインのチャンネル間クロストーク	26
4.8	L ゲインのリングング	26
5.1	テストボードのアナログ部の概略図	29
5.2	ダイオードの V-I 特性	30
5.3	起動不能の原因	31
5.4	変更後の P ゲイン	32
5.5	RB751VM-40 の V-I 特性	32
5.6	L ゲイン二段目アンプの出力部	33

5.7	ADS42LB69 のインピーダンス特性	33
5.8	L ゲインの倍率の変更	34
5.9	クロストーク対策	34
5.10	P ゲインのクロストーク	35
5.11	L ゲインのクロストーク	35
5.12	L ゲインのアナログバッファの構成	36
5.13	L ゲイン二段目差動アンプと FADC の接続	36
5.14	1pe を取得するためのセットアップ	38
5.15	暗箱とその内部の様子	38
5.16	ノイズと 1pe 波形	39
5.17	周波数解析の結果	39
5.18	シミュレーションのための回路図	40
5.19	P ゲインのバンド幅	41
5.20	L ゲインのバンド幅	41
5.21	バンド幅とローパスフィルタに用いる抵抗の関係	42
5.22	絶対最大定格のシミュレーション	43
5.23	線型性の評価	43
5.24	改良後の回路の概略図	44
6.1	デジタル BLR の原理	46
6.2	デジタル BLR を実装したテストボードの概略図	47
6.3	デジタル BLR 実証のための構想	47
6.4	減算回路基板の回路図の 1 ページ目	49
6.5	減算回路基板の回路図の 2 ページ目	49
6.6	減算回路基板の写真	50
6.7	発振の様子	50
6.8	動作試験の結果	51
6.9	ノイズ測定の結果	52
6.10	改良後の減算回路基板の回路図の 1 ページ目	52
6.11	改良後の減算回路基板の回路図の 2 ページ目	53
6.12	v2 のノイズ測定結果	53
6.13	ヒットタイミングの比較	54
6.14	セットアップの図	55
6.15	約 2000pe の電荷の信号を入れた際のオーバシュート	56
6.16	積分時間が 32 ns の時の波形	56
6.17	シミュレーション結果	57
6.18	BLR とデジタル BLR の収束時間の比較	58
6.19	BLR とデジタル BLR の波形の比較	58

表目次

2.1	現在発見されている素粒子	3
3.1	KamFEE のゲイン	14
3.2	MoGURA のゲイン	15
3.3	MoGURA に使用されている ADC	15
3.4	XeLS の組成	18
4.1	MoGURA2 の開発の流れ	21
4.2	MoGURA のノイズ評価結果	23
4.3	テストボードの性能評価結果	25
5.1	各ゲインの設計値	28
5.2	テストボードに使われている ADC	29
6.1	減算回路基板のノイズ評価	51
6.2	再作成した減算回路基板のノイズ評価	54

第 1 章

序論

KamLAND-Zen は ^{136}Xe を用いたニュートリノを伴わない二重ベータ ($0\nu\beta\beta$) 崩壊探索実験である。

$0\nu\beta\beta$ の探索を進めることで、現代物理学の最重要課題の一つであるニュートリノのマヨラナ性を検証することが出来る。 $0\nu\beta\beta$ が発見されれば、ニュートリノのマヨラナ有効質量に対して制限をかけることができ、質量階層構造の解明につながる。

我々は、 $0\nu\beta\beta$ の半減期に対して、 $T_{1/2}^{0\nu} > 1.07 \times 10^{26}$ yr (90% C.L.) という世界でもっと厳しい制限をかけている [1]。ニュートリノのマヨラナ有効質量の逆質量階層領域を大域にわたって探索するため、検出器のエネルギー分解能を高めた KamLAND2-Zen 実験が計画されている。これは、高量子効率の光電子増倍管 (High quantum efficiency photomultiplier tube, HQE-PMT) や高発光量の液体シンチレータであるリニアアルキルベンゼン (Linear Alkylbenzene, LAB)、集光ミラーを用いて検出器を刷新することによって達成される。これらの改良によって、集光率が約五倍になり、エネルギー分解能は現状の $6.6\%/\sqrt{E[\text{MeV}]}$ から $2.8\%/\sqrt{E[\text{MeV}]}$ に改善されると見積もられている [3]。KamLAND2-Zen での五年間の観測で到達される領域を図 1.1 に示す。

高いエネルギー分解能は、集光率の向上によって達成される。その一方で、PMT に入射する光子数が増えることによって、アフターパルスと呼ばれるノイズが増える。アフターパルスによってトリガーレートが増大し、中性子捕獲事象の取り逃しが起こる。これは、KamLAND2-Zen の主要なバックグラウンドとなる ^{10}C の除去効率を著しく悪化させる。KamLAND では、 ^{10}C イベントの除去のために時間相関・空間相関のある三つのイベントを用いている。宇宙線ミューオンと原子核破砕によって生じた中性子の中性子捕獲、 ^{10}C の $+\beta$ 崩壊の三つである。この三つのうち中性子事象を捉える効率が落ちてしまい、結果としてバックグラウンド除去率が落ちてしまうのである。さらに、光量が増えることで、オーバーシュートも悪化し、ベースラインが押し上がることによって中性子捕獲の信号が取得可能な電圧領域から外れてしまう。これも同様に ^{10}C のタギング効率を下げってしまう。アフターパルスとオーバーシュートに対するデータ取得系での対策は KamLAND2-Zen にとって重要である。

これらの問題を克服するために、KamLAND2 のために新型電子回路を開発している。電子回路が持つ特徴を以下に記す。

- アフターパルスの影響を低減するための高度なロジックを FPGA によって実現
- オーバシュート低減のためのアクティブフィードバック機構
- $+2\text{mV} - -10\text{V}$ の広ダイナミックレンジ
- 1GHz と 250MHz の読出し速度の ADC の使用
- 近傍超新星爆発による高レートニュートリノ事象のための 4GB の大容量バッファ

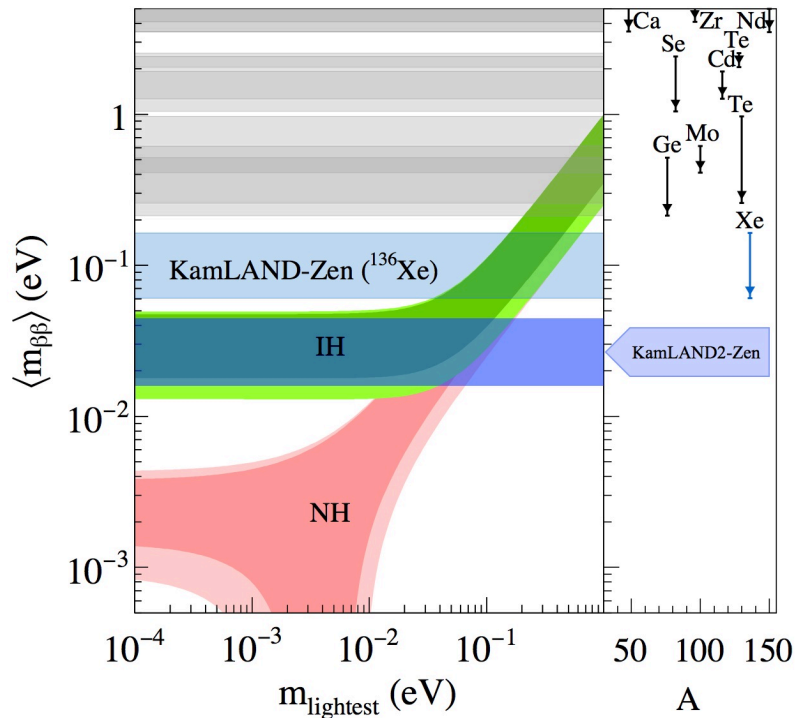


図 1.1: KamLAND2-Zen における到達感度の予測 [3].

- イーサネット読み出しによる高い拡張性

我々は、このテストボードを 2015 年に製作した。続いて、改良版を 2016 年に作成した。テストボードは、二つの入力チャンネルと FADC, FPGA, いくつかの I/O を持つ。これらのテストボードの性能評価によって、テストボードは深刻なクロストークを持つことが分かった。また、ノイズも低減の必要があることが分かった。

新型読み出し回路の実用化に向けて、テストボードの性能評価によって見つかった問題点を解決する必要がある。そこで本研究においては、新型読み出し回路のアナログ部の最適化を行うことによって、これらの諸問題の解決を目指す。さらに、本研究ではデジタル BaseLine Restorer (BLR) という新機能を考案し、その実証を目指す。デジタル BLR とは、取得したデータを元に FPGA で信号処理を行い、その結果をもとにベースラインを補正することで、オーバーシュートの影響を打ち消すものである。完全なデジタル処理ではないが、FPGA で信号処理を用いていることから便宜上、デジタル BLR と呼ぶことにする。この機能を実証するために新規にテストボードの前段に接続する追加の基板を作成し、デジタル BLR によって従来の BLR の機能を再現することを試みる。

第2章

ニュートリノ物理学

ニュートリノの基礎について述べるとともに、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊探索の重要性を示す。

2.1 素粒子ニュートリノ

素粒子とは、この世界を構成する最も基本的な粒子のことである。素粒子が相互作用を及ぼし合うことによって、様々な物理現象が起こる。素粒子の性質とそれらが従う運動法則を明らかにする学問が素粒子物理学である。基本的な相互作用としては、強い相互作用、弱い相互作用、電磁相互作用、重力相互作用がある。これらの内、重力相互作用を除いた三つの相互作用を記述するための理論が標準理論である。標準理論は、素粒子物理学に関する実験結果のほとんど全てを矛盾することなく説明できており、一般的に広く支持されている理論である。

表 2.1 に、現在発見されている素粒子をまとめた。素粒子はスピンによって分類され、スピンのディラック定数の整数倍でフェルミ統計に従うフェルミオンと、半整数倍でボーズ統計に従うボソンに分けられる。クォークとレプトンはスピンの $1/2$ のフェルミオンであり、物質を構成する素粒子である。それらは電荷と世代によって分類されている。世代はフレーバーまたは香りと呼ばれることもある。クォークは全ての相互作用をするが、レプトンは強い相互作用をしない。クォークやレプトンには質量やスピンの等しく、電荷などの内部量子数が反対の反粒子が存在する。光子やグルーオン、W ボソン、Z ボソンは、スピン 1 のボソンであり相互作用を媒介する。それぞれ電磁相互作用、強い相互作用、弱い相互作用を媒介する。ヒッグス粒子は、スピンが 0 であり、素粒子に質量を与える役割を担う。

ニュートリノも素粒子の一種であり、粒子の ν_e, ν_μ, ν_τ と反粒子の $\bar{\nu}_e, \bar{\nu}_\mu, \bar{\nu}_\tau$ が存在する。ニュートリノは、中性のレプトンであり、標準理論の中では質量は 0 とされているため弱い相互作用しかはたらかない。このため他の粒子との反応性が乏しく、透過性が高いのが特徴である。その透過性によって検出技術が発達するのに時間がかかり、ニュートリノの性質の理解は他の粒子に比べて遅れた。長い間、ニュート

表 2.1: 現在発見されている素粒子

世代	フェルミオン			ボソン	
	1	2	3	ゲージボソン	スカラーボソン
クォーク	アップ	チャーム	トップ	光子 グルーオン	ヒッグス粒子
	ダウン	ストレンジ	ボトム		
レプトン	電子	ミューオン	タウ	Z ボソン W ボソン	
	電子ニュートリノ	ミューニュートリノ	タウニュートリノ		

リノの質量は0だと考えられていたが、後述するニュートリノ振動の発見により、ニュートリノの質量が0でないことが分かった。ニュートリノの質量が0とする標準理論の修正の必要が生じており、どのようにニュートリノの質量を標準理論に組み込むかということは、現代物理学の大きな課題の一つである。

2.2 ニュートリノ振動

前節で述べたように、ニュートリノは質量0であると標準理論では仮定されていた。しかし、太陽ニュートリノ異常^{*1}を発端として、ニュートリノの質量が0でない可能性が示唆された。その後、大気ニュートリノ観測、原子炉ニュートリノ観測、加速器ニュートリノ観測により、ニュートリノ振動が起きていることが実証され、ニュートリノが質量を持つことが判明した。ニュートリノ振動とは、ニュートリノのフレーバー固有状態と質量固有状態が異なることで、生成されたニュートリノと観測されるニュートリノのフレーバーが周期的に変化する現象である。ここでは、ニュートリノ振動について詳しく述べる。

ニュートリノが質量を持つとき、ニュートリノのフレーバー固有状態 $|\nu_\alpha\rangle$ ($\alpha = e, \mu, \tau$) は、質量固有状態 $|\nu_j\rangle$ ($j = 1, 2, 3$) の重ね合わせで表現でき、

$$|\nu_\alpha\rangle = \sum_{j=1,2,3} U_{\alpha j} |\nu_j\rangle \quad (2.1)$$

となる。 U は、牧・中川・坂田行列 (Maki-Nakagawa-Sakata matrix; MSK 行列) と呼ばれ、以下のように記述される

$$U = \begin{pmatrix} U_{e1} & U_{e2} & U_{e3} \\ U_{\mu1} & U_{\mu2} & U_{\mu3} \\ U_{\tau1} & U_{\tau2} & U_{\tau3} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$= \begin{pmatrix} c_{12}c_{13} & s_{12}c_{13} & s_{13}e^{-i\delta} \\ -s_{12}c_{23} - c_{12}s_{23}s_{13}e^{i\delta} & c_{12}c_{23} - s_{12}s_{23}s_{13}e^{i\delta} & s_{23}c_{13} \\ s_{12}s_{23} - c_{12}c_{23}s_{13}e^{i\delta} & c_{12}s_{23} - s_{12}c_{23}s_{13}e^{i\delta} & c_{23}c_{13} \end{pmatrix}$$

ただし、 $s_{ij} = \sin\theta_{ij}$, $c_{ij} = \cos\theta_{ij}$ であり、 θ_{ij} は混合角と呼ばれるパラメータである。また、 δ は、CP 位相と呼ばれるパラメータである。

質量固有状態の時間発展は、シュレディンガー方程式から

$$|\nu_j(t)\rangle = e^{-iE_j t} |\nu_j(0)\rangle \quad (2.3)$$

のように求まる。フレーバー固有状態は、質量固有状態の重ね合わせであり、それぞれが別々の時間発展をするため、

$$|\nu_\alpha(t)\rangle = \sum_{\alpha,j} U_{\alpha j} e^{-iE_j t} |\nu_\alpha(0)\rangle \quad (2.4)$$

^{*1} 太陽ニュートリノ異常とは、太陽で生成され地球に到達するニュートリノの数が太陽内部の理論モデルからの予測と一致しないとされていた問題である。

となる。フレーバ-が α から β に変化する確率 $P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta)$ は、

$$\begin{aligned}
 P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) &= \langle \nu_\beta(0) | \nu_\alpha(t) \rangle \quad (2.5) \\
 &= \left| \sum_k \sum_j \langle \nu_j | \nu_k \rangle U_{\alpha k} U_{\beta j}^* e^{-iE_k t} \right|^2 \\
 &= \left| \sum_j U_{\alpha j} U_{\beta j}^* e^{-iE_j t} \right|^2 \\
 &= \sum_j \sum_k U_{\alpha k}^* U_{\alpha j} U_{\beta k} U_{\beta j}^* e^{-i(E_j - E_k)t} \\
 &= \sum_j |U_{\alpha j}|^2 |U_{\beta j}|^2 + \sum_k \sum_{j \neq k} U_{\alpha k}^* U_{\alpha j} U_{\beta k} U_{\beta j}^* e^{-i(E_j - E_k)t}
 \end{aligned}$$

となる。 U がユニタリー行列である条件

$$\delta_{\alpha\beta} = \left| \sum_j U_{\alpha j} U_{\beta j} \right|^2 = \sum_j |U_{\alpha j}|^2 |U_{\beta j}|^2 + \sum_k \sum_{j \neq k} U_{\alpha j} U_{\beta j}^* U_{\alpha k}^* U_{\beta k} \quad (2.6)$$

を用いると、

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\beta) = \delta_{\alpha\beta} + \sum_k \sum_{j \neq k} U_{\alpha j} U_{\beta j}^* U_{\alpha k}^* U_{\beta k} \left(-1 + e^{-i(E_j - E_k)t} \right) \quad (2.7)$$

となる。ここで、ある時間 t が経過した時の、あるフレーバ-のニュートリノ ν_α から変化せず、そのままである確率、すなわち生存確率を考える。この時、

$$\sum_k \sum_{j \neq k} = 2 \sum_{j > k} \quad (2.8)$$

を用いると、式 (2.7) は

$$P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\alpha) = 1 - 4 \sum_{j > k} |U_{\alpha j}|^2 |U_{\alpha k}|^2 \sin^2 \left(\frac{E_j - E_k}{2} \right) \quad (2.9)$$

のようになる。質量固有状態 $|\nu_j\rangle$ の質量固有値 m_j は、十分に軽く、光速に近い速度で飛行する相対論的粒子であるとする。ニュートリノの運動量 p 、エネルギー E_ν 、および飛行速度 L 、光速 $c (=1)$ の間に、

$$E_j = \sqrt{p^2 + m_j^2} \simeq p + \frac{m_j^2}{2p} \simeq E_\nu + \frac{m_j^2}{2E_\nu} \quad (2.10)$$

$$L \simeq ct = t(\text{自然単位系}) \quad (2.11)$$

の近似を施す。この時、 $p \simeq E_\nu$ と $p \gg m_j$ の関係式を用いた。これより、

$$\begin{aligned}
 P(\nu_\alpha \rightarrow \nu_\alpha) &\simeq 1 - 4 \sum_{j > k} |U_{\alpha j}|^2 |U_{\alpha k}|^2 \sin^2 \left(\frac{m_j^2 - m_k^2}{4} \frac{L}{E_\nu} \right) \quad (2.12) \\
 &= 1 - 4 \sum_{j > k} |U_{\alpha j}|^2 |U_{\alpha k}|^2 \sin^2 \left(\frac{\Delta m_{jk}^2}{4} \frac{L}{E_\nu} \right)
 \end{aligned}$$

の式が導かれる。ニュートリノの生存確率は、エネルギーと飛行距離、質量二乗差に依存することがわかる。式 (2.13) より、ニュートリノ源と測定装置までの距離 L とニュートリノのエネルギー E_ν がわかっているならば、測定により質量二乗差 Δm_{ij}^2 を求めることができる。

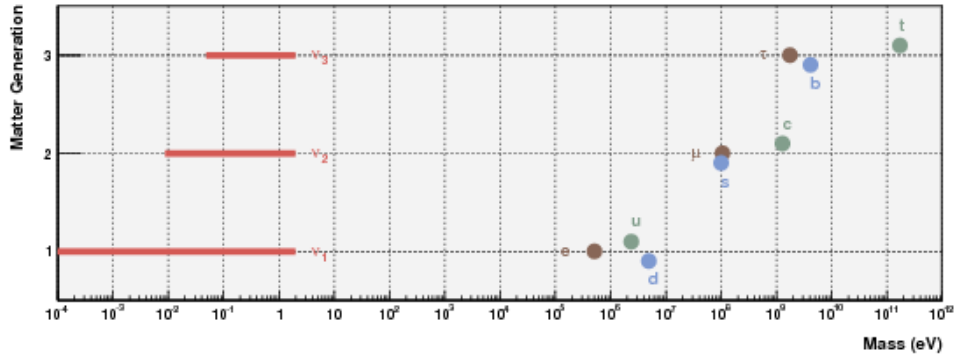


図 2.1: フェルミオンの質量 [7]. ニュートリノの質量は上限値を表している. 他のフェルミオンと比べて, ニュートリノ質量は極端に小さい.

2.3 ニュートリノの質量階層構造

現在, ニュートリノは三世代であると考えられており, 三つの質量固有状態 m_1, m_2, m_3 を持つ. ニュートリノ振動の測定により, ある一つの質量固有状態と残り二つの質量二乗差を測ることができる. 測定により定められた二つの質量二乗差のうち, 絶対値の小さい方を $|\Delta m_{21}|$, 大きいほうを $|\Delta m_{31}|$ とする. この時, $|\Delta m_{21}| > 0$ となるように m_1 と m_2 を定める. この時の各質量固有状態の大小関係を質量階層構造と呼び,

$$m_1 < m_2 < m_3 \tag{2.13}$$

$$m_3 < m_1 < m_2 \tag{2.14}$$

$$m_1 \simeq m_2 \simeq m_3 \tag{2.15}$$

のパターンが考えられる. 式 (2.13) の場合を正常階層構造, 式 (2.14) の場合を逆階層構造, 式 (2.15) を縮退構造と呼ぶ. 質量階層構造は, ニュートリノの基本的な性質に関わることであり, ニュートリノが関与する理論の構築に影響するため, 質量階層の決定も重要な課題である.

2.4 マヨラナニュートリノ

ニュートリノ振動の発見により, ニュートリノに質量があることが分かり, ニュートリノがマヨラナ粒子であることの可能性が指摘された. マヨラナ粒子は, 粒子と反粒子が同一の中性フェルミオンのことであり, エットーレ・マヨラナによって提唱された. 図 2.1 は, フェルミオンの質量を示したものであり, ニュートリノが他に比べ極端に軽いことが分かる. ニュートリノがマヨラナ粒子であれば, ニュートリノが他のフェルミオンに比べて, 10^{-5} 倍よりも軽いことが理論的に説明ができる. 粒子と反粒子の区別がなく, 荷電共役変換において

$$\psi = \psi^c \tag{2.16}$$

という性質を持つ. 右巻きと左巻き粒子が存在する時, ラグランジアンの中の質量項は,

$$\begin{aligned} \mathcal{L} &= m_D(\overline{\psi}_L\psi_R + \overline{\psi}_R\psi_L) + m_L\overline{\psi}_L\psi_L^c + m_R\overline{\psi}_R\psi_R^c + h.c. \\ &= \begin{bmatrix} \overline{\psi}_L & \overline{\psi}_L^c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_L & m_D \\ m_D & m_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_R^c \\ \psi_R \end{bmatrix} + h.c. \end{aligned} \tag{2.17}$$

と表される。ニュートリノにおいては、右巻きニュートリノが観測されていないことから、右巻きニュートリノが非常に重く ($m_D \ll m_R \equiv M$), 左巻きニュートリノが非常に軽い ($m_D \gg m_L \simeq 0$) と仮定すると、質量行列は

$$\begin{bmatrix} 0 & m_D \\ m_D & M \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

と書かれる。この行列を対角化した時の固有値が質量固有値であり、となる。このうち質量の小さい方が、 m_L となり、

$$m_\nu \sim \frac{m_D^2}{M} \quad (2.19)$$

となる。未観測の右巻きニュートリノの質量 M を大きいと仮定することによって、左巻きニュートリノの質量を小さく取ることができる。以上の機構によって、ニュートリノの質量が小さいことを自然に説明することができる。これは、柳田勉氏によって提唱され、シーソー機構と呼ばれる [2]。

2.5 二重ベータ崩壊

ニュートリノのマヨラナ性を検証しうる現状唯一の手段がニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊 (neutrino-less double beta) である。ある特定の原子核では、通常のベータ崩壊がエネルギー準位的に禁止される。その代わりに二個の中性子が同時に崩壊し、原子番号 Z を $Z+2$ に増やす二重ベータ崩壊のみが許される。この崩壊は、

$$(Z, A) \rightarrow (Z+2, A) + 2e^- + 2\bar{\nu}_e \quad (2.20)$$

のように表すことができる。この通常の二重ベータ崩壊はニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊と区別するために 2ν モードと呼ばれたり、 $2\nu 2\beta$ と表記される。一方で、ニュートリノのマヨラナ性を仮定すると、二重ベータ崩壊を起こす原子核は、 2ν モードに加えて、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊を起こす可能性がある。これを 0ν モードや $0\nu 2\beta$ と呼ぶ。式では、

$$(Z, A) \rightarrow (Z, A+2) + 2e^- \quad (2.21)$$

のように表される。

二重ベータ崩壊において、二個の中性子の崩壊によって、二個の左巻き電子ニュートリノが放出される。マヨラナニュートリノであれば、一方の左巻き電子ニュートリノを右巻き反電子ニュートリノとみなすことによって、ニュートリノを放出しない β 崩壊が起こりうる。

二重ベータ崩壊観測では、二個の電子の運動エネルギーを測定する。 2ν モードでは、崩壊の運動エネルギーが電子とニュートリノに分配される。そのため、二個の電子の合計エネルギーは広がりを持つ。一方で、 0ν モードの場合は、崩壊の際にニュートリノがエネルギーを持ち去らないので、二個の電子の運動エネルギーは一定になる。図 2.2 に 2ν モードと 0ν モードの理想的なエネルギースペクトルを示す。縦軸はイベント数、横軸は二つの電子の運動エネルギーの合計である。実際は検出器の分解能によって広がりを持つものの、 Q 値に単一のピークを観測することができれば 0ν モードの発見となる。

もし発見されれば、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊はニュートリノのマヨラナ性を前提とする物理現象であるため、ニュートリノのマヨラナ性の証明となる。また、質量階層構造の解明にもつながる。 $0\nu\beta\beta$ の半減期 $T_{1/2}^{0\nu}$ とニュートリノのマヨラナ有効質量 $\langle m_{\beta\beta} \rangle$ は、

$$\frac{1}{T_{1/2}^{0\nu}} = G^{0\nu}(Q, Z) |M^{0\nu}|^2 \langle m_{\beta\beta} \rangle^2 \quad (2.22)$$

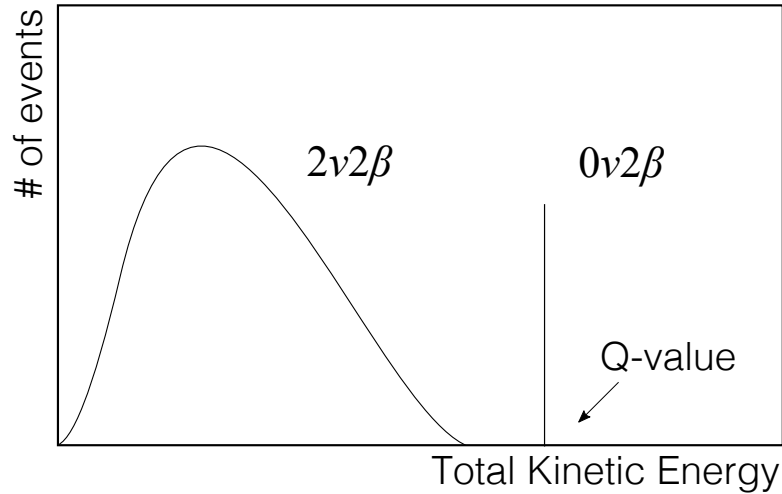


図 2.2: 二重ベータ崩壊の典型的なスペクトル. 縦軸はイベント数であり, 規格化してある. 横軸はエネルギーである.

という関係を持つ. ただし, ニュートリノのマヨラナ有効質量 $\langle m_{\beta\beta} \rangle$ は,

$$\langle m_{\beta\beta} \rangle = \left| \sum_{i=1}^3 m_i U_{ei}^2 e^{i\phi_i} \right| \quad (2.23)$$

であり, ϕ_i はマヨラナ位相である. また, $G^{0\nu}(Q, Z)$ は空間位相因子と呼ばれる. 原子核の核種と Q 値によって与えられる量である. $M^{0\nu}$ は核行列要素と呼ばれる原子核物類の理論計算によって与えられる量である. よって, $0\nu\beta\beta$ の半減期を求めることによってマヨラナ有効質量を測定することができる. ただし, 核行列要素の不確定性のため, マヨラナ有効質量は幅を持った値になる.

以上のように, ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊探索には, マヨラナ性の証明とニュートリノ質量階層構造の解明といった物理的意義があるため, 世界各国で実験が進められている.

第 3 章

KamLAND 検出器と KamLAND-Zen 実験

この章の前半では、反ニュートリノ検出器である KamLAND 検出器について述べる。後半では、KamLAND 検出器を利用したニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊探索実験である KamLAND-Zen 実験について解説する。

3.1 KamLAND 検出器の概要

KamLAND は、**Kamioka Liquid-scintillator Anti-Neutrino Detector** の略であり、反ニュートリノ観測用の液体シンチレータ検出器である。カミオカンデをもとに作られており、岐阜県神岡鉱の山頂からおよそ地下 1000 m に位置している。岩盤の遮蔽により、ニュートリノ観測のバックグラウンドとなるミューオンは地表の約十万分の一になっている。検出器の概略図を図 3.1 に示す。検出器は、内部検出器と外部検出器に分けられる。内部検出器は、メインの検出器であり液体シンチレータの発光を光電子増倍管 (Photomultiplier Tube, PMT) を用いて捉えている。PMT で光子電気信号に変換され、専用の読み出し回路でデータ取得が行われる。光子を捉えた PMT の数やタイミングからエネルギーと位置を再構成している。外部検出器は、岩盤を突き抜けて来た宇宙線によるイベントを除去するために用いられる。水のチェレンコフ光を PMT で測定している。それぞれの検出器と、それを構成する要素について記述する。

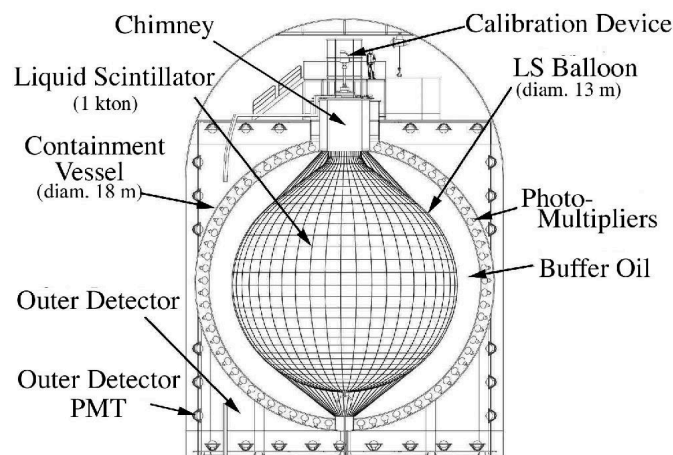


図 3.1: KamLDAN 検出器 [14]

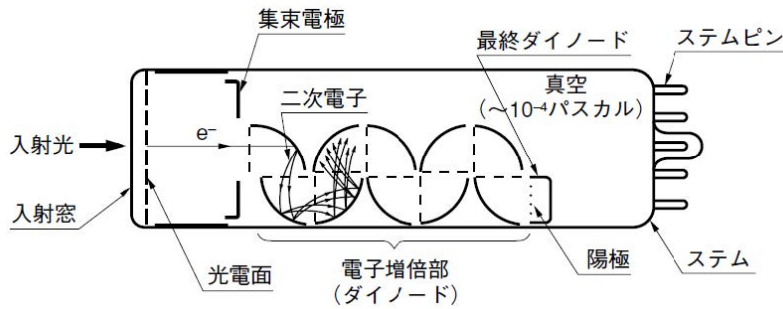


図 3.2: PMT の内部構造 [11]

3.2 内部検出器

内部検出器は3層構造になっており、それぞれ球形のステンレスタンク、アクリル版、ナイロンバルーンで隔てられる。一番外側は、18mの球形タンクであり、その内壁には1325本の17インチPMTと554本の20インチPMTが取り付けられている。さらにその内側には、外側から、外側バッファオイル、内側バッファオイル、液体シンチレータの順番で液が満たされている。外側バッファオイルと内側バッファオイルはいずれも53%のドデカン ($C_{22}H_{46}$) と47%のイソパラフィン ($C_{14}H_{30}$) で構成されている。それらは、アクリル板で隔てられている。バッファオイルには発光剤は入っておらず、PMTやそれを取り付けるための部材に付着している放射性物質による発光の影響を防ぐ効果がある。一方、液体シンチレータは、直径13mのナイロン製バルーンに入っている。

3.3 液体シンチレータ

液体シンチレータ (Liquid Scintillator, LS) とは、放射線によって励起された原子が基底状態に戻る際に発する紫外光や可視光を発する液体のことである。通常は溶媒と溶質から構成される。溶質が大多数を占めるので、次の様な発光機構となる。まず、放射線エネルギーを溶媒分子が吸収する。次に溶媒分子間でエネルギーが移行していく。その後、励起した溶媒分子から溶質へとエネルギーが伝播する。そして、溶媒分子が励起状態から基底状態に戻る時に発光する。

KamLAND で用いられている液体シンチレータは、溶媒がドデカン 80%、1, 2, 4-トリメチルベンゼン (プソイドクメン, PC)20% からなり、発光剤は 2, 5-ジフェニルオキサゾールである。発光波長は 350–500 nm で、発光量は 8,300 photon/MeV である。

3.4 光電子増倍管

光電子増倍管 (Photomultiplier Tube, PMT) は、光電効果を利用して光子を捉える光検出器である。その内部構造を図 3.2 に示す。光電面に入射した光子は光電効果により電子を放出する。この時の変換効率のことを量子効率という。放出された電子は、ダイノードと呼ばれる電子増倍部で、電圧による加速と衝突を繰り返す。この過程で、一つの光子は百万倍近くまで増幅され、陽極のアノードで検出される。

ID には、二種類の PMT が用いられている。入射面の口径が 17 インチの PMT、浜松ホトニクス製 R7250 と 20 インチの浜松ホトニクス製 R3600 である。それぞれ 17 インチ PMT, 20 インチ PMT と



図 3.3: ダイノードの構造の比較 [11]. 左がラインフォーカス型で, 右がベネチアンブラインド型である.

呼ばれる. これの一番の大きな違いはダイノード部分である. 17 インチ PMT はボックスアンドラインフォーカス型, 20 インチ PMT はベネチアンブラインド型である. 図 3.3 にダイノード構造を示す. ボックスアンドラインフォーカス型は, 時間と電荷の分解能に優れている. 応答の線型性も良い. しかし, 光収集の一様性はベネチアンブラインド型に劣る. 時間特性の劣る端の部分をもスクリングしているため, 17 インチの口径になっている. 20 インチ PMT はカミオカンデ実験で使われていたものであり, 長期仕様の実績がある.

KamLAND 検出器の主要な観測対象のエネルギーは, 数 MeV であり発光量が小さいため, 一つの PMT で検出されるのは, 1 光子 (p.e.*1) のイベントが圧倒的に多い. KamLAND の PMT の 1p.e. の波形を図 3.4 に示す. また, 約 1000m の岩盤での遮蔽があったとしても, 宇宙線ミュオンは KamLAND 内部まで届き, 大光量のイベントを起こす. ミュオン波形の例を図 3.5 に示す. 宇宙線ミュオンなどによって引き起こされる大光量のイベントの後には, オーバershootと呼ばれるベースラインの変動が起こる. これは PMT のブリーダー回路の中のキャパシタに充電された電荷が放電されることによって起こる. 放電の時定数はブリーダー回路のキャパシタと抵抗の値で変わり, KamLAND で使われているブリーダー回路の時定数は, 470us である. また, 想定されるオーバーシュートの電圧は 0–10 mV である [5]. KamLAND では, ベースラインからの波高に対して閾値を設けているため, オーバershoot中では 1p.e. 信号が取れなくなってしまう. 現在は, 後述する BaseLine Restorer (BLR) を用いて, このオーバーシュートを補正している. また, アフターパルスと呼ばれるノイズも生じる. これは, PMT の真空部に残存するヘリウムやアルゴンガスがイオン化され, 光電面を励起することによって生じるものである.

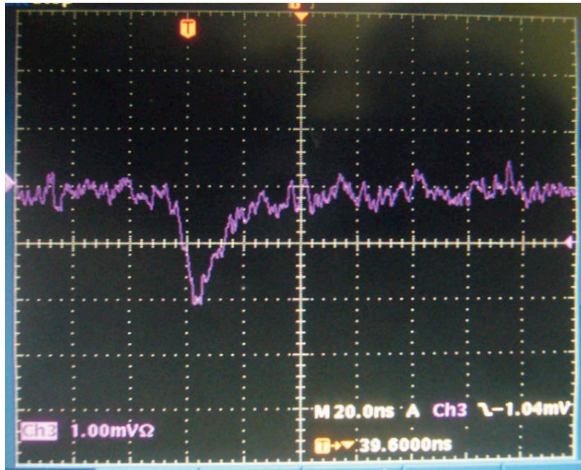
3.5 外部検出器

外部検出器は直径 20 m, 高さ 20 m の円筒状のタンクの中に約 3.2 kton の純水を保持している. 純粋は坑道内部の純水製造装置で作られ, 内部に供給されている. そのタンクを覆う様に 140 本の PMT が取り付けられている. これは 2015 年の改修工事により, もともとあった PMT255 本に替えて付けられたものである.

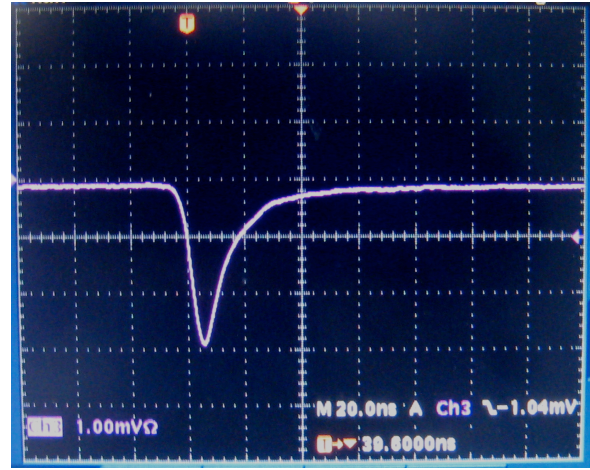
この検出器は前述した様に, バックグラウンドになりうる宇宙線を観測することに加えて, 岩盤に含まれるウランやトリウムなどの放射性元素から放出される放射線を吸収し内部検出器まで到達するのを防ぐ役目も持つ.

宇宙線の検出には, 宇宙線が水を通過した時のチェレンコフ光を用いる. チェレンコフ光とは, 物質中の光速を荷電粒子の速度が超えた際に生成される光子の衝撃波のことである. この光を内部の PMT を用いて観測する. チェレンコフ光を観測した PMT の数によって宇宙線事象を弁別し, その後の 2 ms を KamLAND 全体の不感時間とする. それによって, 宇宙線事象の残光や原子核破砕生成物の崩壊事象を観測対象の物理事象と誤認することを防ぐことができる.

*1 photo electolon の略.

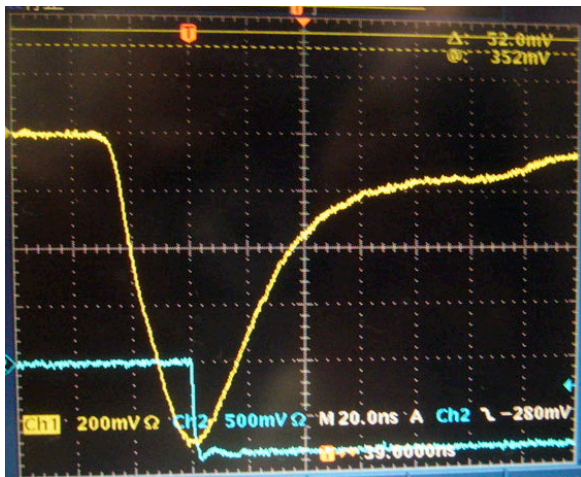


1p.e. 波形の例

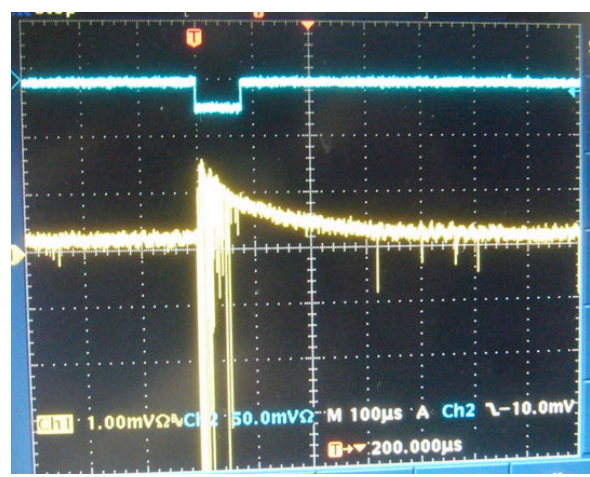


平均化した 1p.e. 波形

図 3.4: PMT の 1p.e. の波形 [5]. 左側は,1p.e. 波形の一例である. 右側は, 512 波形を平均したものである. 横軸は一目盛が 20ns であり, 縦軸は 1mV に対応する.



ミューオン波形の例



オーバーシュートとアフターパルス

図 3.5: ミューオンの波形とオーバーシュートとアフターパルスの例 [5]

外部検出器は, 岩盤からの放射線を吸収する役割も持つ. 一般に岩盤はウランやトリウムなどの放射性元素を多く含んでいる. OD の水により岩盤から放出される γ 線や中性子線をほとんど吸収することができる.

3.6 データ収集システム

PMT で捉えた光子は電気信号へと変換される. その後, データ取得用の電子回路によってアナログ信号からデジタル信号へと変換される. デジタル変換されたデータは PC へと送られ, ニュートリノ科学研究センターの計算機へと送られる. KamLAND では現在, 二種類の回路を使用しており, それぞれ

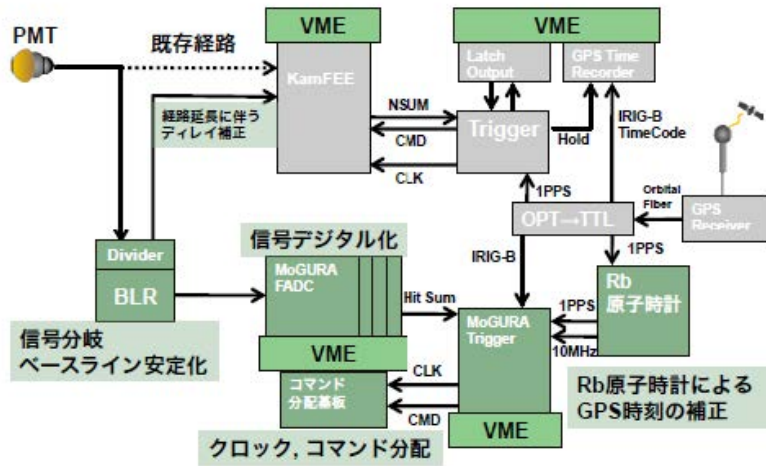


図 3.6: KamLAND のデータ収集システム [12]. KamLAND の開始当初は, KamFEE が単独でデータ収集を行っていた. MoGURA の導入に伴って, PMT の経路が二つに分けられ, KamFEE と MoGURA が独立してデータ収集を行っている.

KamLAND Front-End Electronics (KamFEE, FBE^{*2}) と Module for General-Use Rapid Application (MoGURA) の二種類である. KamLAND のデータ収集システムの概要を図 3.6 に示す.

KamFEE は, KamLAND 実験開始当初から使われている電子回路であり, MoGURA は 2010 年に導入された. KamFEE は設計上, 宇宙線由来のミュオン信号直後に 1ms ほどの不感時間を作ることがある. この問題を解決するために MoGURA が作られた. MoGURA は, フラッシュ型 Analog to Digital Converter (FADC^{*3}) によってデジタル化を行うことによって, 不感時間なくデータ収集を行うことができる. 現在はメインのデータ解析を KamFEE で行い, ミュオン直後の解析を MoGURA のデータで行っている. この後, 二つの電子回路の特徴について述べる.

3.6.1 KamFEE (FBE)

KamFEE は KamLAND グループ独自のデータ収集回路であり, カルフォルニア大学バークレー校のグループにより開発された. KamFEE の写真とブロック図を図 3.7 に示す. KamLAND 開始当初から現在に到るまで使用されている. 一ボード辺り, 12 チャンネル入力があり, KamLAND では約 200 枚のボードを用いてデータ収集を行っている. 内部検出器と外部検出器の全ての PMT からデータを取得している.

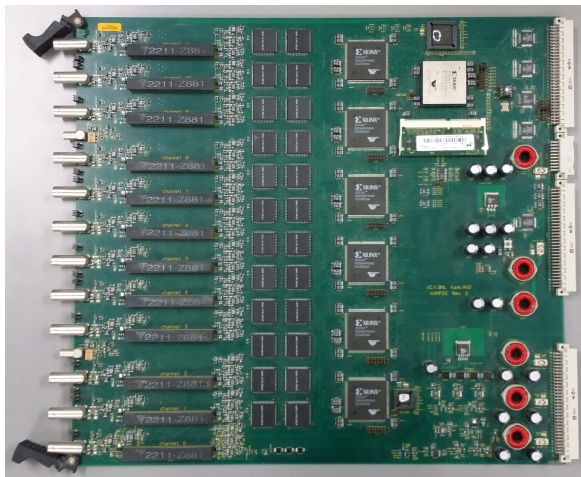
PMT からの入力信号は, delay 回路やアンプを通った後, Analog Transient Waveform Digitizer (ATWD) と呼ばれる ASIC^{*4} に送られ, デジタル化される. ATWD のサンプリング間隔は, Digital to Analog Converter (DAC)^{*5}によって調整することが可能である. ATWD は, キャパシタの放電によってデータの読み出しを行うためにトリガー発行から, 25 μ s の間は信号が取得できない不感時間が生まれる. 一回のデータ取得で約 200ns のデータを取得できる. 不感時間への対策として, ATWD は一つのチャンネルにつき, 二つ設置されており, 交互にデータ取得を行う様になっている. 信号の増幅率の違う三つの

^{*2} Frontend Berkeley Electronics の略. カルフォルニア大学バークレー校の共同研究グループによって開発された.

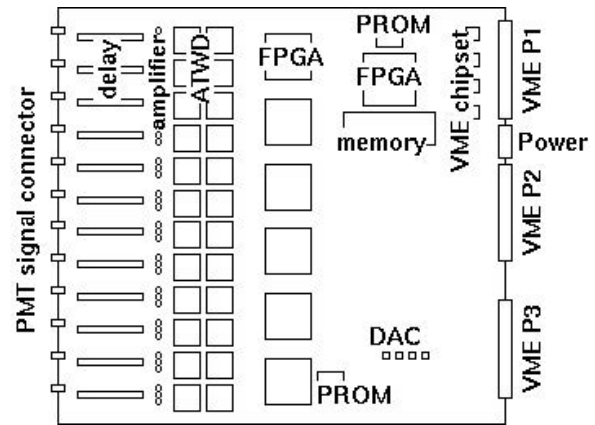
^{*3} ADC の中でも, もっとも高速にデジタル化することができる. 一方で, 分解能が大きくなると回路規模や消費電力が大きくなってしまふ. そのため, 8bit 程度の分解能が限界である.

^{*4} Application Specific Integrated Circuit の略. 特定用途向けに複数の機能をまとめた集積回路のこと.

^{*5} デジタル信号をアナログ信号に変化する回路.



基板の写真



ブロック図

図 3.7: KamFEE の概要 [13]. 左側が基板の写真で, 右側がブロック図である.

表 3.1: KamFEE のゲイン [13]

ゲインチャンネル	H ゲイン	M ゲイン	L ゲイン
分解能 [mV/LSB * ⁷]	0.12	0.60	4.8
入力換算電圧範囲 [mV]	122	614	4.9
増幅率 [倍]	20	4	0.5

チャンネルがあり, H ゲイン, M ゲイン, L ゲインと呼ばれる. それぞれ取得可能な電圧範囲と分解能が異なる. 各ゲイン*⁶は次の表 3.1 の様になっている. 複数のゲインでデータを読むのは, 数 p.e. の小信号に対しては高い分解能でデータ取得を行うことと, ミューオン由来の大信号にも対応できる広いダイナミックレンジを持つことを両立させるためである.

KamFEE のデータの取得幅は 200ns である. 一方, ATWD によるデジタル化にかかる時間は 25 μ s である. このデジタル化による不感時間を少なくするために二つの ATWD を交互に用いてデジタル化を行っている. しかし, 連続していて信号がくると途端に ATWD のデジタル化が追いつかなくなり, 不感時間が生じる. 特にエネルギーの高いミューオンが来た際には, 大光量イベントとなり, アフターパルスが頻発する. これによって, ミューオン信号後には 1ms の不感時間が出来てしまう. この欠点を解消するために作られたのが MoGURA である.

3.6.2 MoGURA

MoGURA は, 2010 年に KamLAND に導入された. MoGURA も KamFEE と同様に KamLAND グループ独自のデータ収集回路であるが, KamLAND 実験以外にも使えるように汎用的な設計となっている. MoGURA は, 不感時間なく信号波形を記録することができるため, BaseLine Restorer (BLR) と

*⁶ ゲインとは, 本来は増幅率を表す言葉である. 便宜上, 増幅率で特徴付けられるチャンネルのことをゲインと呼ぶことにする. KamFEE は一つの PMT の入力に対して, 三つのゲインを用いてデータ取得を行っている.

*⁷ Least Significant Bit の略. 最下位ビットのことであり, デジタル値の量子化単位を表す. [mV/LSB] は, デジタル値の 1 が何 mV に対応するかを表す.

表 3.2: MoGURA のゲイン [5]

ゲインチャンネル	P ゲイン	H ゲイン	M ゲイン	L ゲイン
分解能 [mV/LSB]	0.1	0.5	5	50
入力換算電圧範囲	+5 - -20 mV	+25 - -100 mV	+250 mV - -1 V	+2.5 - -10 V
増幅率 [倍]	20	24	2.4	0.24

表 3.3: MoGURA に使用されている ADC [6]

FADC	AT84AD001B	ADC08200
使用ゲイン	P ゲイン	H ゲイン
サンプリングレート [Hz]	1 G	200 M
分解能 [bit]	8	8
入力	差動入力 2 チャンネル	シングルエンド入力 1 チャンネル
チャンネル間クロストーク [dB]	-55	-
出力インターフェース	parallel LVDS	parallel LVDS

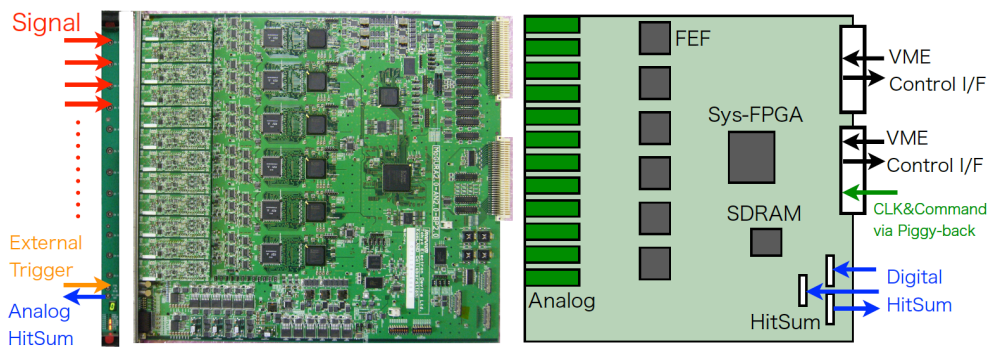


図 3.8: MoGURA の概略図 [12]. VME 9U サイズの基板である.

いうベースライン補正のためのアナログ回路と組み合わせることによって、宇宙線ミュオン後の信号取得を可能にしている。MoGURA の概略図を図 3.8 に示す。一つのボードあたり、12 チャンネルを持つ。各チャンネルは、P, H, L, M ゲインの四つのゲインを持つ。17 インチ PMT にのみ使用され、主にミュオン直後のバックグラウンドの除去のために使われている。

PMT からの入力信号は、各ゲインそれぞれのアンプ回路によって増幅され、ADC へと送られデジタル化される。各ゲインについて表 3.2 にまとめる。P ゲインには 1GHz の FADC が用いられている。一方で、H,L,M ゲインには 200MHz のパイプライン型 ADC^{*8}が用いられている。使用されている ADC について、表 3.3 にまとめる。

^{*8} 16bit 程度までの高分解能が実現可能。FADC には劣るものの高速でデジタル化が可能。パイプライン動作のため、デジタル出力までの待ち時間が必要。

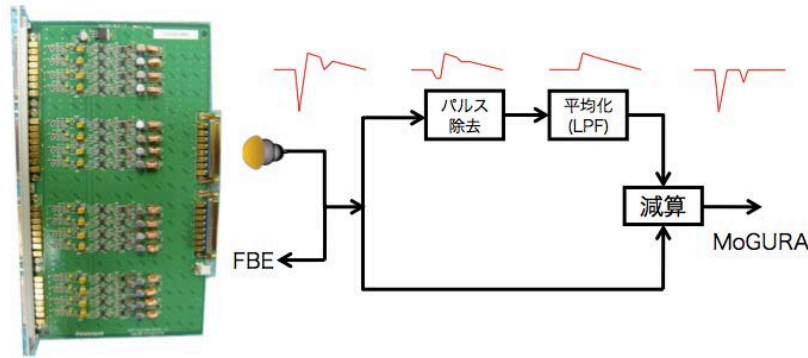


図 3.9: BLR の概念図 [5]. 信号を分岐させ、片方の信号からパルス除去し、平均化にオーバーシュートを算出する. これを分岐したもう一方の信号から減算することでオーバーシュートを補正する.

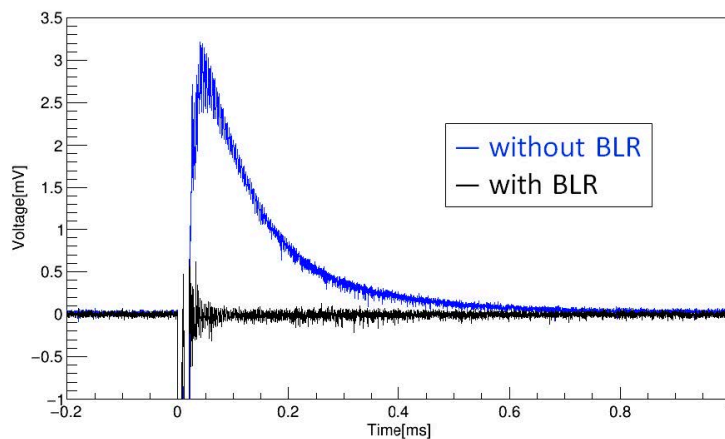


図 3.10: BLR の有無によるベースライン変動の違い.[4]. オシロスコープで取得した 512 波形の平均である.

3.6.3 BLR

宇宙線ミューオンなど大光量イベントの後には、オーバーシュートと呼ばれる大信号直後に PMT のブリーダー回路^{*9}のキャパシタが充放電することによって起こるベースライン変動が起こる. オーバシュートは指数関数的に減少し, KamLAND では時定数は $470 \mu\text{s}$ である. 現在の KamLAND ではオーバーシュート対策に, 時定数が長いことを利用し, 信号の正の高周波成分をアナログ信号処理で取り除く BLR を用いている. 図 3.9 に, BLR の概念図を示す. 信号を分岐し, 片方から正の成分を取り出し, ローパスフィルターを通し, 高周波成分を取り除く. これを元の信号から減算することで, ベースラインの補正ができる. BLR によるオーバーシュートの補正の例を図 3.10 に示す.

^{*9} ブリーダー回路 (Bleeder circuit) は, 印加電圧を PMT の各ダイノードに電圧を分割して印加する役割をもち, PMT で検出した光を電圧として出力する. ちなみに, Bleeder とは圧力抜きのことである.

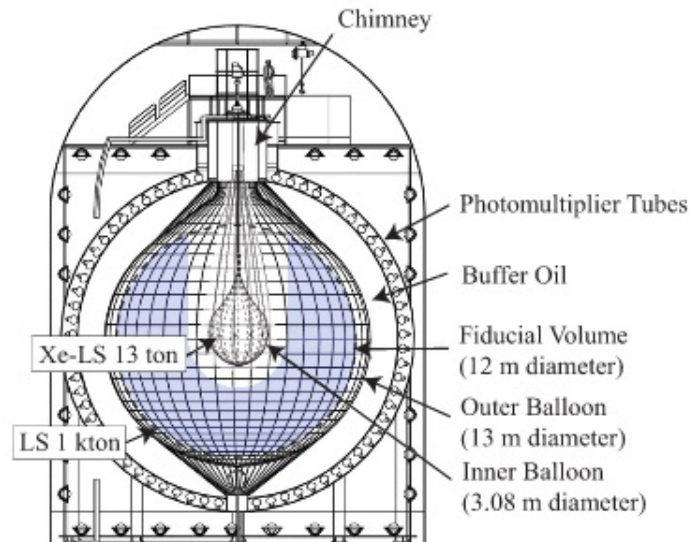


図 3.11: KamLAND-Zen 実験の検出器内部 [15] . KamLAND 検出器の中心部にナイロン製バルーンが吊り下げられている。バルーン内部には、13 t の Xe 含有液体シンチレータが保持されている。この液体シンチレータの量は、2015 年まで行われていた 400 kg フェーズのものである。

3.7 KamLAND-Zen 実験の概要

KamLAND-Zen 実験とは、KamLAND Zero-neutrino double beta decay search の略であり、二重ベータ崩壊核として ^{136}Xe を用いて、 $0\nu\beta\beta$ の探索を行っている。図 3.11 に、検出器の概要を示す。

KamLAND-Zen 実験の特徴は、従来の KamLAND 検出器の中にナイロン製のバルーン（インナーバルーン）を導入したことにある。インナーバルーンの内部には、Xe 含有液体シンチレータが入っている。二重ベータ崩壊を起こす ^{136}Xe のエネルギースペクトルを測定することで、二重ベータ崩壊の探索を行っている。約 400 kg の Xe を用いて、2011 年 11 月から測定が開始され、2015 年 10 月まで測定が行われた。これを KamLAND-Zen400*¹⁰ と呼ぶ。Xe の量を約 800 kg へと増やした KamLAND-Zen800 への準備が進められている。次に述べるインナーバルーンと Xe 含有シンチレータに関連する値は、Zen400 フェーズのものである。

3.7.1 インナーバルーン（ミニバルーン）

KamLAND 検出器の内部検出器の内側には、インナーバルーン（別名：ミニバルーン）がある。インナーバルーンは、厚さ 25 μm で直径 3.08 m の涙滴型である。放射性不純物を極限まで減らすため、インナーバルーンの製作は、クリーンルームで行われた。

*¹⁰ KamLAND-Zen400 は二つの期間に分けられる。2011 年 10 月から 2012 年 6 月までを第一フェーズ、2013 年 12 月から 2015 年 10 月までの期間を第二フェーズと呼ぶ。第一フェーズと第二フェーズの間には、バックグラウンド除去のために、液体シンチレータの純化作業が行われた。

表 3.4: XeLS の組成

成分	体積比
デカン (N10)	82.3%
1,2,4-トリメチルベンゼン (PC)	17.7%
2,5-ジフェニルオキサゾール (PPO)	2.7g/L
キセノン	2.9wt%

3.7.2 Xe 含有シンチレータ

インナーバルーンは、13ton の Xe を溶解した液体シンチレータで満たされている。便宜上、XeLS と呼ぶ。XeLS の組成は表 3.4 のようになっている。Xe は遠心分離法で、 ^{136}Xe を $(90.774 \pm 0.08)\%$ に濃縮した Xe を用いている。

3.8 Zen400 の成果

KamLAND-Zen400 は、2011 年 11 月から 2015 年 10 月まで行われた。その結果、 $0\nu\beta\beta$ の半減期に対して、 $T_{1/2}^{0\nu} > 1.07 \times 10^{26}$ yr (90% C.L.) という世界でもっと厳しい制限をかけている [1]。

3.9 KamLAND2-Zen 計画の概要

KamLAND-Zen の後継実験として、KamLAND2-Zen 実験が計画されている。KamLAND 検出器を刷新し、エネルギー分解能を向上させることで、ニュートリノのマヨラナ有効質量の逆階層構造のほとんどの領域をカバーすることを目指す。刷新後の検出器を KamLAND2 検出器と呼び、その全体図像を図 3.12 に示す。主な改良点は、以下の通りである。

- Xe を増量し、1000kg とする。
- 発光量の大きい Linear Alkyl Benzen(LAB) の導入。発光量は現在の 1.5 倍。
- 量子効率の良い PMT の導入。集光量は 2.1 倍に改善される。
- 集光ミラーの装着。1.9 倍の集光量が見込まれる。
- 新型読み出し回路の導入。

KamLAND の現在のエネルギー分解能は、 $6.6\% / \sqrt{E[\text{MeV}]}$ であるが、検出器を改良によって、分解能が $2.5\% \sqrt{E[\text{MeV}]}$ となることを見込んでいる [3]。5 年間の観測で $\langle m_{\beta\beta} \rangle \simeq 20$ meV の領域を目指す。

KamLAND2 に求められる読み出し回路の性質は次のようなものである。

- 1 p.e. から宇宙線ミューオンによる大信号をデータ取得するための広いダイナミックレンジを持つこと。
- 宇宙線ミューオン後のバックグラウンドを除去するために、不感時間を持つことなくデータ取得を行えること。
- 超新星ニュートリノが来た際の高イベントレートの事象にも対応できるように、大容量のメモリを備えること。

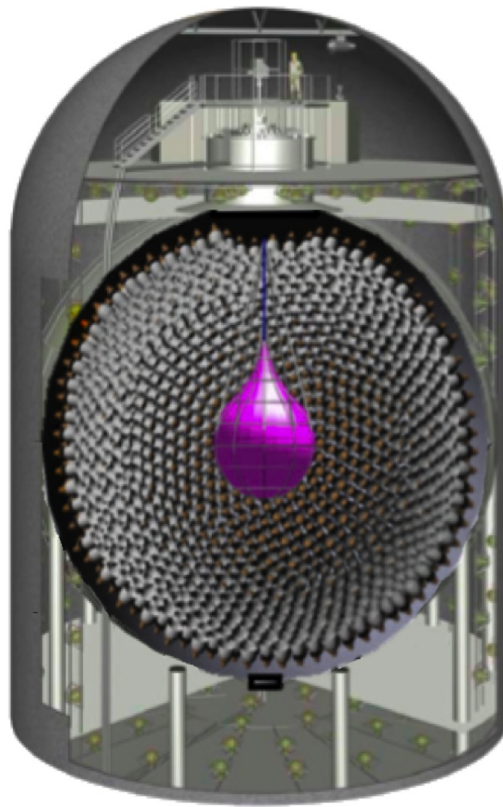


図 3.12: KamLAND2-Zen の全体図 .

- 測定期間が5年と長く、また24時間の測定を続けるため、長期安定性を持つこと.
- 汎用的な読み出し. TCP/UDP という汎用的な読み出し規格を使用することによって、データ取得システムの構築を容易にすること.
- FPGA による高度な信号処理が行えること.

電子回路自体は KamLAND2-Zen に向けたものだが、MoGURA2 の導入は KamLAND-Zen800 中に行われる予定である. KamLAND2-Zen の測定を円滑に開始するために、実環境での試験を通して運用の実績を積むためである. それに加えて、老朽化が進む現在の電子回路のバックアップとしての意味も持つ.

第 4 章

新型読み出し回路の開発

4.1 新型読み出しの概要

KamLAND2-Zen での ^{10}C の対策として、読み出し回路基板上での高度な信号処理によってタギング効率を向上させることが考えられている。また、現行の読み出し回路の老朽化が進んでおり KamLAND2 での使用には適さず、刷新する必要がある。これらの目的のために新型読み出し回路 MoGURA2 が開発されている。MoGURA をベースとして開発が進められており、現段階での全体設計案を図 4.1 に示す。MoGURA2 の主要な仕様は、以下の通りである。

- 9U VME 規格
- 16ch 入力
- +2mV– -10V の高ダイナミックレンジ
- P ゲインと L ゲインの 2 系統
- 1GHz FADC と 250MHz ADC
- FPGA の搭載
- 近傍超新星爆発によるニュートリノイベントのための 4GB の大容量バッファ

以下に新型読み出し回路の特徴を示す。

- デジタル BLR 機能
デジタル BLR によって、柔軟なベースライン調整が可能になる。そのため、KamLAND-Zen と KamLAND2-Zen のどちらの期間でも使える。
- FPGA による高度な信号処理
FPGA を用いて、高度な信号処理をボード上で行うことができる。後述する微分ヒット判定やローカルトリガーがその例である。
- Ethernet によるデータ通信 (SiTCP)
SiTCP ^{*1} という技術を採用することによって、パソコンとの通信をイーサネット^{*2} ケーブルを経由して行う。TCP/UDP という汎用的な通信規格を用いることができる。
- 現行の電子回路 MoGURA と同等の分解能を少ないゲインチャンネルで実現

^{*1} FPGA に実装する事で FPGA をイーサネットに接続する事ができる技術である。高エネルギー加速器研究機構によって開発された。

^{*2} コンピューターネットワーク規格の一つ。一般の有線の LAN でもっとも使用されている規格である。

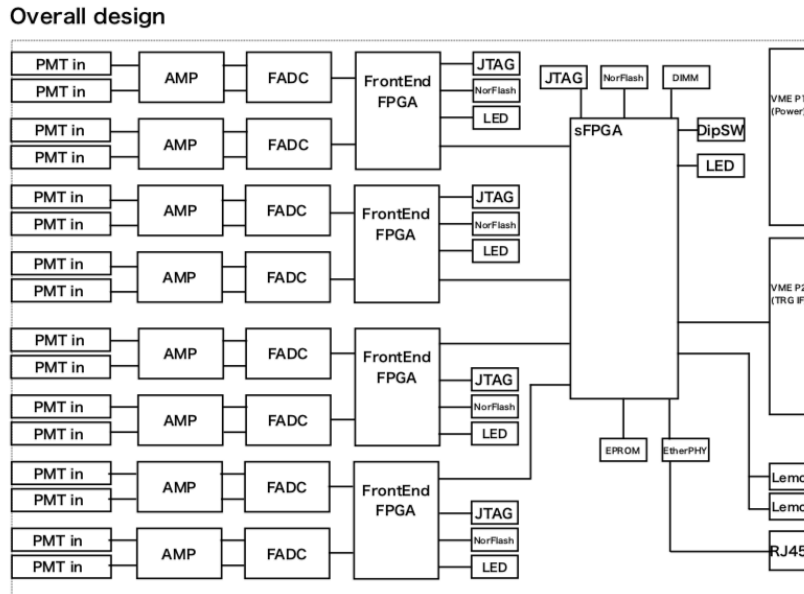


図 4.1: MoGURA2 のデザイン

表 4.1: MoGURA2 の開発の流れ

時期	開発の流れ
2015 年 6 月	MoGURA2 のテストボードの設計が完了.
2015 年 9 月	v1.0 の製造.
2016 年 10 月	v1.5 の製造. (v1.0 の問題点を修正.)
2017 年 1 月	テストボードのファームウェアの v1.0 の開発.
2017 年 2 月	ファームウェア v2.0 の開発.
2017 年 8 月	ファームウェア v3.0 の開発.
2018 年 2 月	ファームウェア v4.0 の開発.

4.2 開発の流れ

ここまでの開発の状況を表 4.1 にまとめた。MoGURA2 の試作版として、テストボードの設計が行われ、2015 年に設計が完了した。MoGURA2 の基本性能を評価し、設計の問題点を洗い出すためである。v1.0 は 2015 年 9 月に製造された。この基板はいくつかの問題を抱えていたため、それらを修正したテストボードの v1.5 が 2016 年 10 月に製造された。完成した基板の概略図を図 4.2 に示す。

以下にテストボードの概要を記す。

- 入力は BNC*³で 2 チャンネルを持つ。
- 一つの入力は、P ゲインと L ゲインに分かれる。
- P ゲインは、1GHz のサンプリング速度のフラッシュ型 ADC (FADC) でデジタル化される。
- L ゲインは、250MSPS のパイプライン形 ADC でデジタル化される。

*³ 同軸ケーブル用のコネクタの一種。

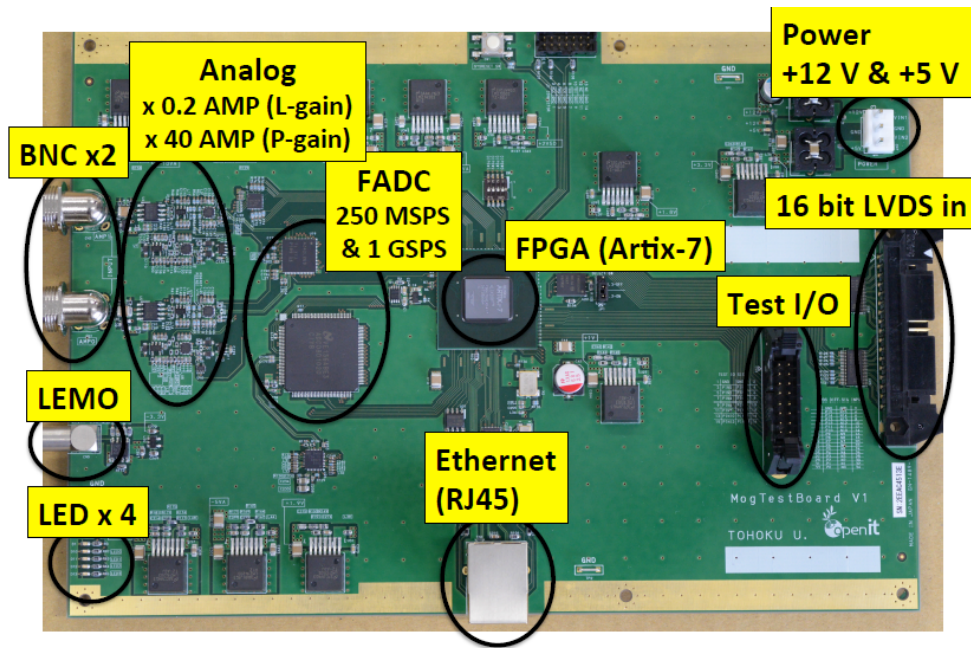


図 4.2: 完成したテストボード [4]

- デジタル化された信号は FPGA に送られ、イーサネットケーブルを用いて読み出しが行われる。
- FPGA からイーサネットケーブル経由の読み出しには、SiTCP という技術が用いられている。

v1.5 の製造後は、v1.5 の抱える問題点の原因究明とファームウェアの開発が進められてきた。

4.3 テストボードの性能評価

v1.5 製造後、テストボードの性能評価が行われた [4]。評価項目は、

- ノイズ
- 線型性
- 周波数特性
- チャンネル間クロストーク*4

の四項目である。この評価結果について、詳しく述べる。なお、性能評価の方法は、MoGURA の性能評価の手法と同じである。評価する際の波形の出力には、東陽テクニカ社製の Tabor WW2571 Arbitrary Waveform Generator が用いられた。

4.3.1 ノイズ評価

ノイズ評価の結果を図 4.3 に示す。ノイズ評価は、入力に何も入れない状態でデータを測定した際の ADC 値の分布の標準偏差によって評価する。評価の結果、ADC カウントの分散は、P ゲインが 1.833 LSB で L ゲインが 16.29 LSB であった。線型性の評価より求まる ADC カウントと電圧の変換係数から、P ゲインの標準偏差は 0.13mV、L ゲインの標準偏差は 1.6mV となった。MoGURA のノイズと比較するた

*4 クロストークとは、混線のことであり、伝送信号が他の伝送路に漏れることを意味する。テストボードは CH0 と CH1 の二チャンネルあり、その間のクロストークが調べられた。

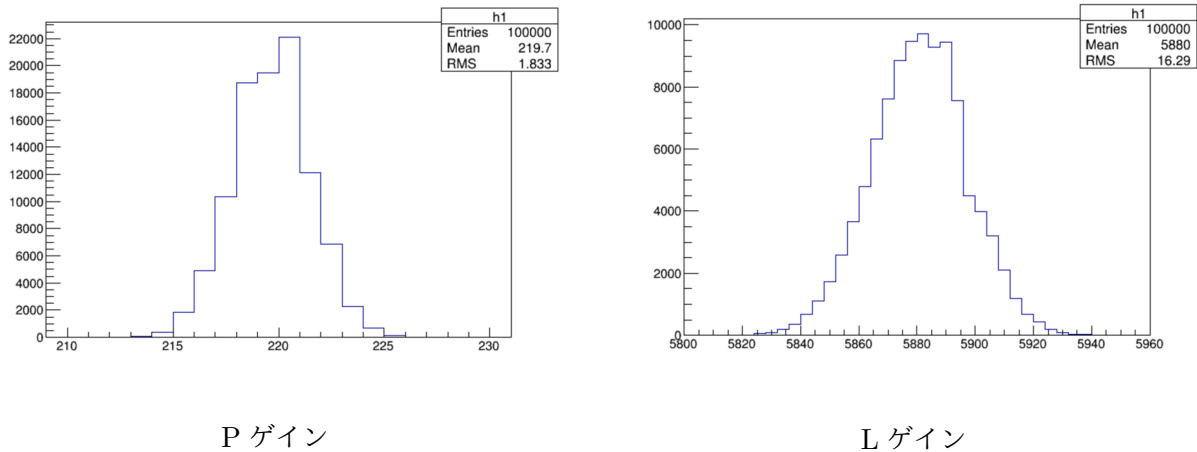


図 4.3: 各ゲインのノイズ [4]. 横軸は ADC カウント [LSB] であり, 縦軸はエントリー数である. 線型性の測定結果より, P ゲインは 0.069 mV/LSB であり, L ゲインは 0.079 mV/LSB である. これより, P ゲインのノイズレベルは 0.13 mV, L ゲインのノイズレベルは 1.6mV であると分かる.

表 4.2: MoGURA のノイズ評価結果 [5].

ゲイン	MoGURA 単体		MoGURA+BLR	
	標準偏差 (ADC)	標準偏差 (mV)	標準偏差 (ADC)	標準偏差 (mV)
P	0.81	0.081	1.36	0.136
H	0.53	0.265	0.60	0.30
M	0.32	1.6	0.34	1.7
L	0.38	19	0.31	15.5

めに, MoGURA のノイズの測定結果を表 4.2 に示す. MoGURA2 の L ゲインのノイズは, MoGURA の BLR なしの M ゲインと同程度である. 一方で, P ゲインのノイズは, BLR ありの MoGURA の P ゲインに対応する. したがって, L ゲインに関して, BLR の撤廃によってノイズが減ることが期待されるが, P ゲインはノイズレベルは高いままである.

4.3.2 線型性評価

線型性評価の結果を図 4.4 に示す. エネルギー分解能を保証するためには, 線型性が保たれていることが非常に重要である. 図 4.4 のグラフから, 線形性が保たれていることが分かる. テストボードでは, 設計ミスによって L ゲインの増幅率が設計値の 2 倍となってしまうていた. 図 4.4 の右側の図は, その分を補正したものである. 傾きは本来, 1 になるべきであるが, 1.2 となっており, 設計値よりも, 1.2 倍の増幅が為されている. これは ADC のダイナミックレンジの設定の問題であり, 内部レジスタの設定を変えることによって修正可能である.

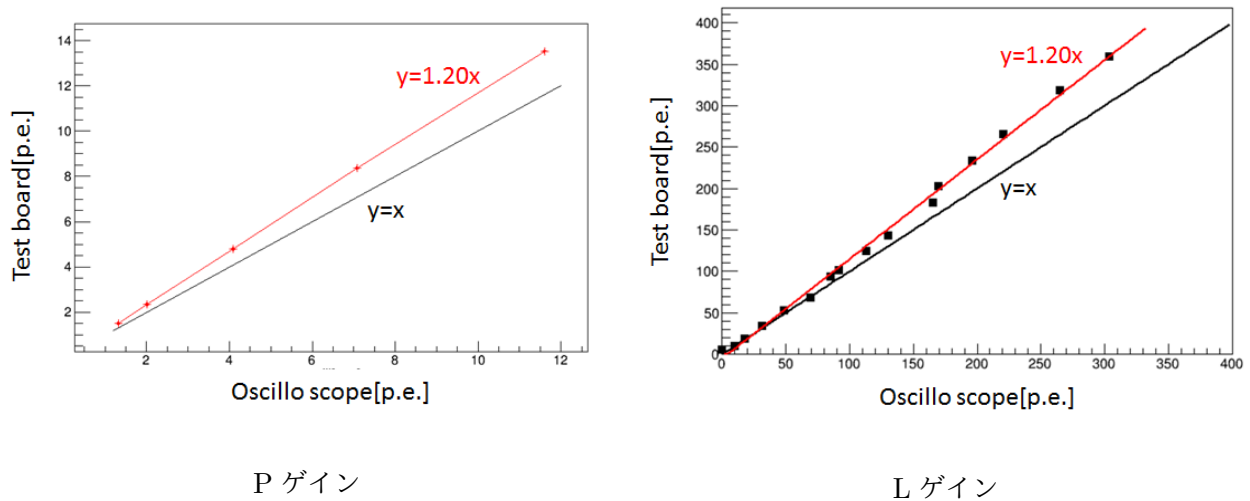


図 4.4: 各ゲインの線形性 [4]

4.3.3 周波数特性評価

P ゲインの周波数特性を図 4.5 に、L ゲインの周波数特性を図 4.6 に示す。PMT から 1p.e. 信号の時間幅はおよそ 20ns 程度であり、アンプや ADC の時間応答が遅かった場合には、高周波成分の増幅やデジタル化が行われなくなり、電荷が小さく見積もられることになる。周波数特性を実測値とシミュレーションの値を比較した。設計値通りの周波数特性が得られており、1p.e. 信号を問題なく取得することができる。しかし、50MHz の信号が設計値の 1.2 倍に増幅されることがわかった。これは、基板上に乗ってる 50MHz のシステムクロックが原因である。50MHz クロックを生成するために京セラ社製 KC7050B50.00C31A00 が基板上に取り付けられており、ここから 50MHz の信号が伝わっていたのが原因だと推測できる。50MHz の周波数が局所的に 1.2 倍になるだけでは、1p.e. 信号への影響はほとんどないと考えられる。さらに、製品版ではトリガーボードから各 MoGURA2 の基板にクロックが送られる方式のため、この増幅が改善されることが見込まれる。

4.3.4 チャンネル間クロストーク評価

CH0 と CH1 間のクロストークの測定結果を図 4.7 に示す。P ゲインは、数 p. e 相当の信号を測定するためのゲインである。クロストークの大きさは信号の大きさに比例するため、P ゲインではあまり問題にならない。一方、L ゲインは大光量イベントも測定するため、クロストークがある場合には、その影響が大きくなる。測定結果より、L ゲインは 16% もの大きなクロストークが起きてしまっていることが分かる。

4.3.5 性能評価のまとめ

ここまでの性能評価の結果 4.3 を表にまとめる。次の章において、これら諸問題の原因と解決策について述べる。

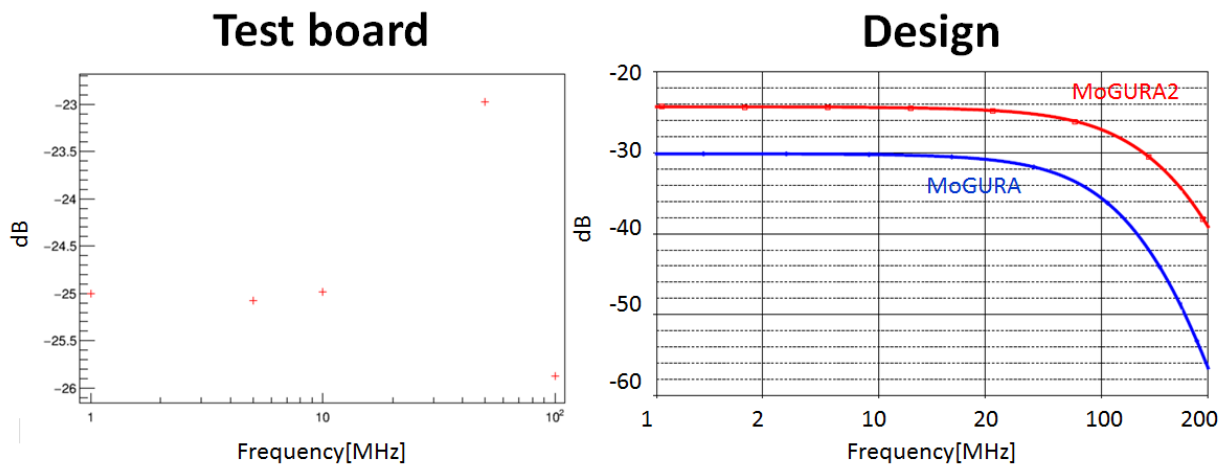


図 4.5: P ゲインの周波数特性 [4]

この測定については、シミュレーションに使った値と同じく 3 mV の波形を入れてテストが行われた。縦軸の単位は、1 V との比較である [6]。

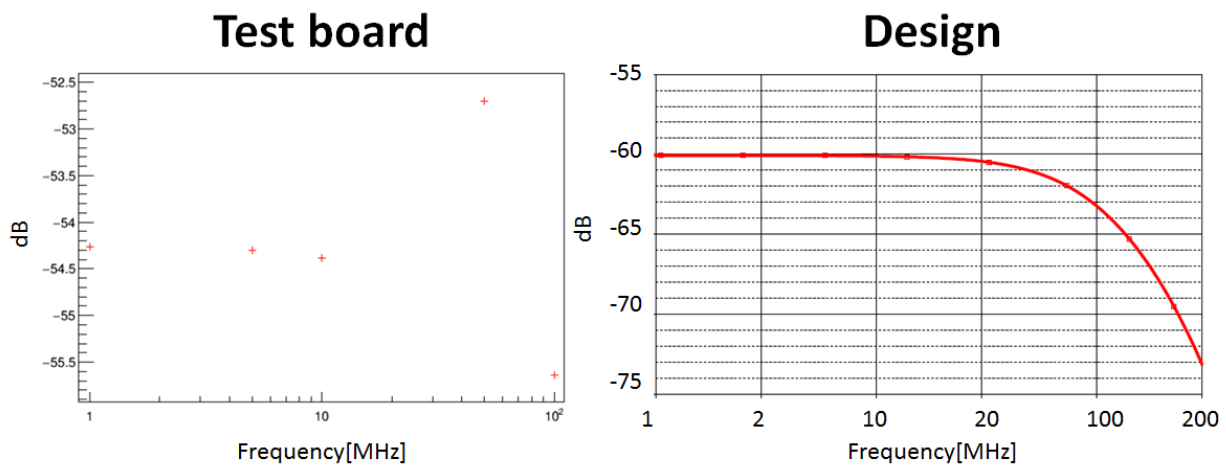


図 4.6: L ゲインの周波数特性 [4]

この測定については、シミュレーションに使った値と同じく 10 mV の波形を入れてテストが行われた。縦軸の単位は、10 V との比較である [6]。

表 4.3: テストボードの性能評価結果

評価項目	P ゲイン	L ゲイン	問題点
ノイズ	0.13mV	1.6mV	P ゲインのノイズが大きい。
線型性	線型性が保たれている	線型性が保たれている	増幅率の設計値と実測値にズレがある。
周波数特性	シミュレーションと一致	シミュレーションと一致	P ゲインにおいて、50MHz が増幅される。
クロストーク	-52dB	-16dB	L ゲインのクロストークが深刻である。

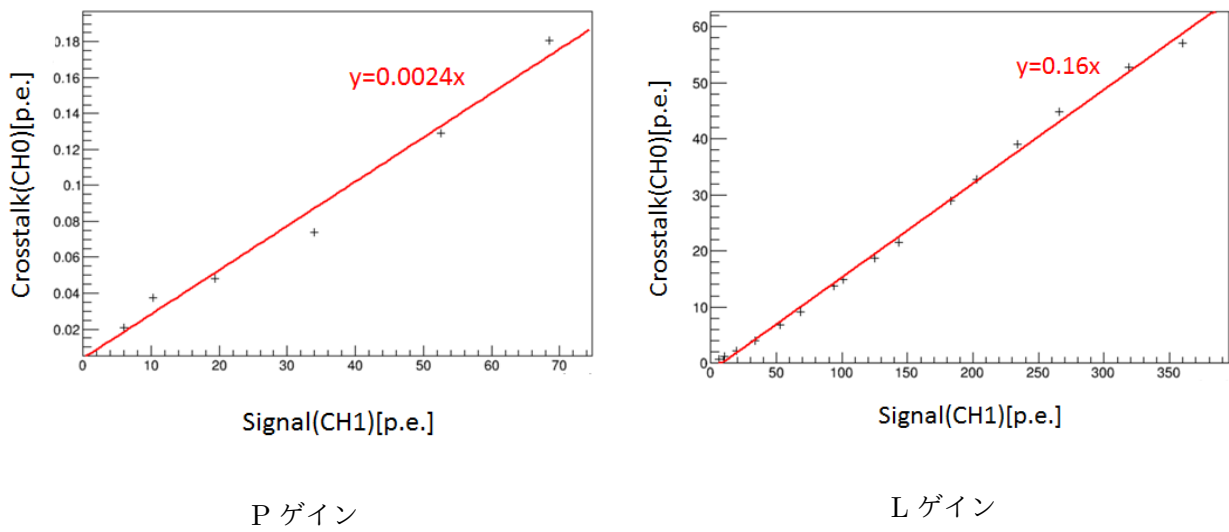


図 4.7: 各ゲインのチャンネル間クロストーク [4]

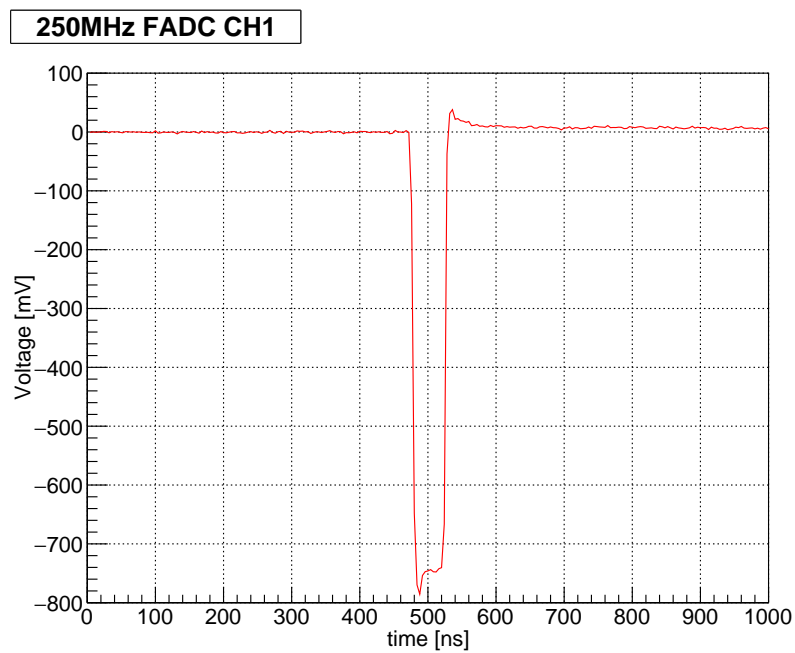


図 4.8: L ゲインのリングング. 約 800mV の信号の後に、リングングに 40mV 程度の正方向への信号ができています。

4.4 L ゲインのリングング

L ゲインに大きな信号を入れた後には、図 4.8 に示すように、リングングが生じることが判明した。L ゲインには、大きな信号の後にリングングが起きる問題がある。これは、設計時のシミュレーションでは現れなかった問題である。

4.5 高度な処理機能の開発

4.5.1 微分ヒット判定

微分ヒット判定とは、読み出し回路で取得した電圧の変化率に対して閾値を設け、イベントの判定を行うことである。現在の KamLAND では電圧に対して、閾値を用いてヒット判定を行っている。オーバーシュートによって、この閾値を超えなくなってしまう。しかしながら先行研究にて、オーバーシュート対策をしたブリーダー回路を用いて、オーバーシュートを抑制すれば、微分ヒット判定により、オーバーシュート中でもヒット判定が可能であることが明らかになっている。

4.5.2 ローカルトリガーの導入

ローカルトリガーとは、近接する一定領域の PMT のヒット数に対して閾値を設けるトリガーのことである。ミュオンイベント後、アフターパルスが頻発する。一つのミュオンイベント後のアフターパルスが起こるタイミングは、PMT 毎に異なり、それらに時間相関はない。一方で、実際のイベントの際には、各 PMT の信号に時間相関がある。このことを利用し、ローカルトリガーによって、アフターパルスとイベント信号を区別することができる。

4.5.3 ^{10}C タギング効率の向上

MoGURA 導入後の ^{10}C タギング効率は、64% であった。微分ヒット判定とローカルトリガーの導入によって、 $83.6 \pm 3.1\%$ にまで向上することが分かった。さらに、ミュオン信号の波形から ^{10}C をタギング手法を合わせると、 $96.6 \pm 3.1\%$ のタギング効率が期待される [4]。

4.6 テストボードの製造後の問題

性能評価によってノイズレベルやクロストーク、リングング、ゲインの倍率など解決すべき問題があることが分かった。また、完成後の初期テストにより、テストボードが正常に動作しないという問題が発生した。1GHz の FADC やレギュレータの動作が不安定になり故障した。本来であれば、製造直後にこのような故障が多発することはない。この原因を追求した結果、ダイオードに流れる過電流が原因であることが判明した。応急処置として、ダイオードをグラウンドに繋ぐことで過電流が流れないようにすることで対応した。正常に動作するようになった一方、保護ダイオードとしての役割は果たさなくなった。そのため ADC を大電圧から保護するためには、この問題も解決する必要がある。微分ヒット判定やローカルトリガーが可能な MoGURA2 の導入によって得られるメリットは非常に大きい。実用化に向けて、テストボードによって見つかった問題について解決する必要がある。本研究では、アナログ部の最適化によってこれらの諸問題の解決を試みた。

第 5 章

アナログ部の最適化

第 5 章で述べたように、テストボードには以下の五つの問題があった。

- 起動不能の問題
- L ゲインの増幅率
- L ゲインのクロストーク
- L ゲインのリングング
- ノイズ

これらの問題を解決するために、アナログ部を最適化した。その詳細について本章では述べる。

5.1 テストボードのアナログ部

図 5.1 にテストボードのアナログ部の概略図を示す。PMT からの信号は、ハイパスフィルターで直流成分のノイズがカットされ、倍率の 1 倍のアンプに向かう。その後、信号は P ゲインと L ゲインに分けられ、ADC でデジタル化される。P ゲインは、数 p.e. ほど程度の小信号用のゲインであり、L ゲインは、ミュオンなどの数 V の大信号にも対応する。各ゲインの設計値を表 5.1 に示す。回路中に用いられるダイオードは、過大な電圧がかからないように回路を保護する役目を持つ。このダイオードについては後述する。テストボードに使用されている ADC の特性について表 5.2 に示す。

表 5.1: 各ゲインの設計値

ゲインチャンネル	P ゲイン	L ゲイン
サンプリングレート [Hz]	1 G	250 M
入力換算電圧範囲	+2 - -20 mV	+3 - -10 V
分解能 [mV]	0.1	0.2
増幅率	40 倍	0.2 倍

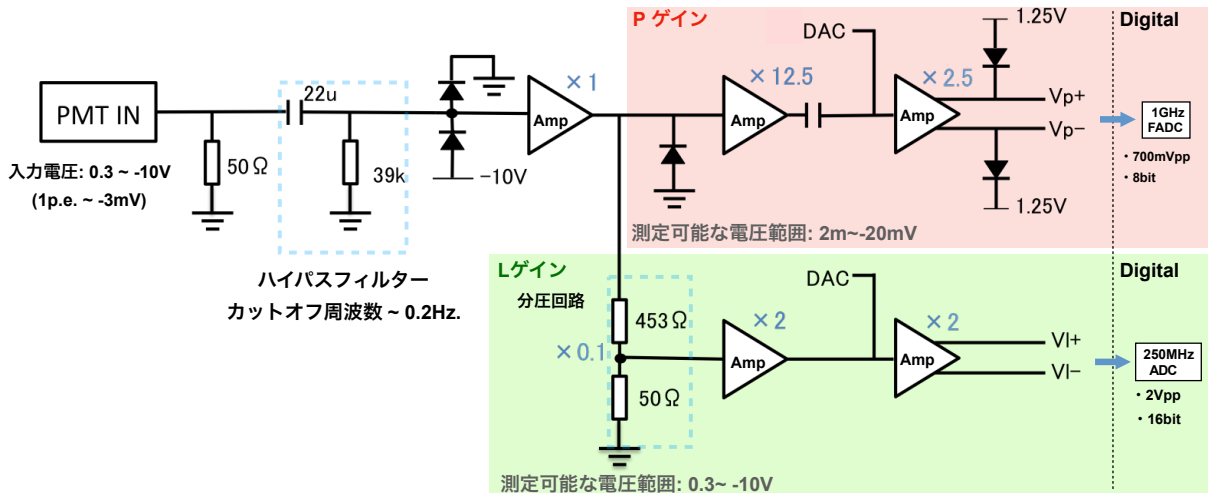


図 5.1: テストボードのアナログ部の概略図. DAC は、ベースラインの調整のために用いられる.

表 5.2: テストボードに使われている ADC

ゲインチャンネル	P ゲインチャンネル	L ゲインチャンネル
製品名	ADC08D1020	ADS42LB69
ADC タイプ	FADC	パイプライン ADC
分解能 [bit]	8	16
サンプリングレート [Hz]	1 G	250 M
入力電圧範囲 [V _{pp}]	0.87	2
絶対最大定格電圧	-0.15~2.5V	-0.3~3V
入力チャンネル	差動入力 2 チャンネル	差動入力 2 チャンネル
有効ビット数	7.4 bit @ 248 MHz	11.85 bit @ 170 MHz
SN 比	46.8 dB @ 248 MHz	73.2 dB @ 170 MHz
チャンネル間クロストーク [dB]	-65	-100
出力インターフェイス	Parallel LVDS	Parallel LVDS
消費電力	1.7 W	1.64 W

5.2 起動不能の問題

5.2.1 原因

FPGA が起動し LED が点灯するかを確認する簡易テストが行われ、問題はなかった。しかし、初期トラブルとして、スイッチング電源が壊れたり、1GFADC の動作が不安定であり、のちに故障し交換するということがあった。これらの問題により、正常にテストボードが機能しなかった。

これは、P ゲインの差動出力*1アンプと FADC の間のダイオードが引き起こしていた。ダイオードは、

*1 差動出力とは、二本の信号線に互いに逆位相の電流を流し、信号線間の電位差で出力を伝える方式である。二本の信号線の電位差を見るので、同相のノイズがキャンセルされる。

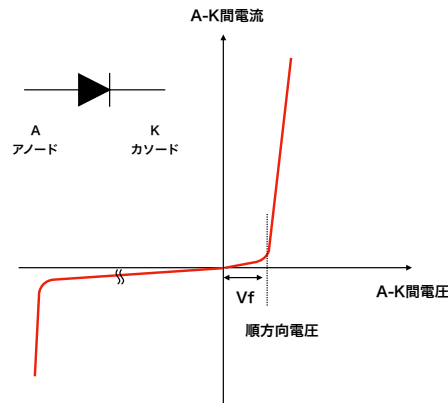


図 5.2: ダイオードの V-I 特性. 順方向電圧 V_f を超えると電流が急激に流れ始めることがわかる. この V_f を超えると, 通電したような状態になり電圧がかかりにくくなる. この特性を利用して回路の保護のためにダイオードが用いられる.

FADC に過度な電圧がかからないようにするために使用されている. ダイオードの電圧-電流特性は図 5.2 に示す. ダイオード間の電圧が, 順方向電圧を超えると, 電流が急激に流れ始める. この特性を利用して, FADC の入力部に過剰な電圧がかからないようにしている.

図 5.3 で, この問題の原因を図解する. 設計時の想定としては, DAC の差動出力の共通モード電圧^{*2} V_{com} (1.26V) とダイオードのアノードにかかる電圧 V_{diode} (1.26V) は同時にかかり, 逆電圧がダイオードにかかり続けることを想定していた. しかし, 実際には, 共通モード電圧は FPGA が起動した後にかかるようになっていた. そのため, FPGA の起動まではダイオードには順方向電圧を超える電圧がかかるようになってしまっていた. この部分に電流が過剰に流れてしまったために, テストボードは正常に動作しなかったと考えられる.

5.2.2 解決策

現状のテストボードでは, 応急処置として, 正出力の保護ダイオードのアノードをグランドへ繋ぐことでこの問題を解決している. 順方向電圧を超える電位差が生じなくなり, テストボードは正常に起動するようになった. しかし, これでは本来意図した FADC の保護が出来なくなってしまう. そこで, 次のように電圧のタイミングを制御する設計とした.

1. FPGA が起動し, 差動アンプに共通モード電圧 V_{com} が送られる.
2. DAC の共通モード電圧 V_{com} が印加される.
3. VCOM が印加された後に, レギュレーター^{*3}BU10TD3WG がオンになる.
4. ダイオードのアノードに電圧が印加され, 保護ダイオードとして機能し始める.

この部分を反映した回路図を図 5.4 に示す. BU10TD3WG は 0.2A までの電流を流すことができる. この時, 図 5.5 より, 25 度の時は, 340 mV の電位差以上はかからないと予想される. よって, FADC の正側には, $1.25 - 0.34 = 0.91$ mV が電圧の下限となる. P ゲインの FADC である ADC08D1020 の入力の絶対

^{*2} 差動信号の基準となる電圧.

^{*3} レギュレータとは, 出力する電圧や電流を一定に保つ電子回路のことである. BU10TD3WG は電圧を 1.25V に保つ.

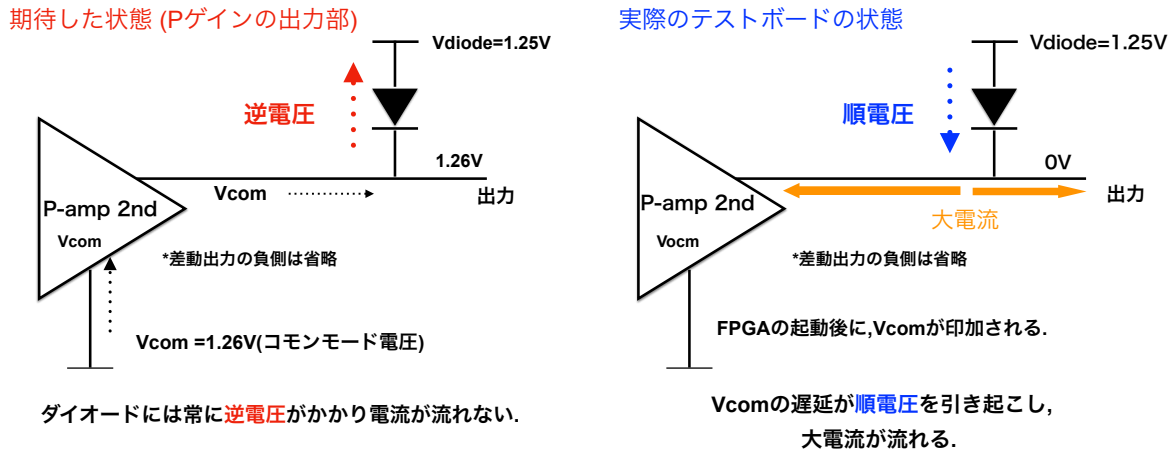


図 5.3: 起動不動の原因. 左側が想定していた状況であり, 右側が実際の状況である.

最大定格電圧*4の範囲に収まることが分かる.

5.3 L ゲインの増幅率の修正

単に設計ミスであった. 250MHzADC である ADS42LB69 の入力抵抗が 50Ω であることを想定して, 回路設計を行ったために生じた. 図 5.6 の部分で電圧が半分になることを想定していた. 実際のインピーダンスは, 図 5.7 のようになっており, 電圧はほとんど分割されない. この問題に対して, 図 5.8 のように分割抵抗の値を変更することによって対応する.

5.4 クロストークの低減

5.4.1 原因

前の章でも述べたように, テストボードでは, クロストークが生じ, L ゲインのクロストークが特に深刻であった. この原因を追求するために, テストボードの各所をプローブで調べたところ, ベースライン調整用の DAC が原因であることを突き止めた. 一つの DAC のチップで CH0,CH1 それぞれの P ゲインと L ゲインのベースラインを調整している. この DAC の駆動できる電流が不足していることによって, クロストークが起きていたようである.

*4 瞬時たりとも超えてはいけないう限値値のことである. これを超えると製品の劣化や故障に繋がる可能性がある.

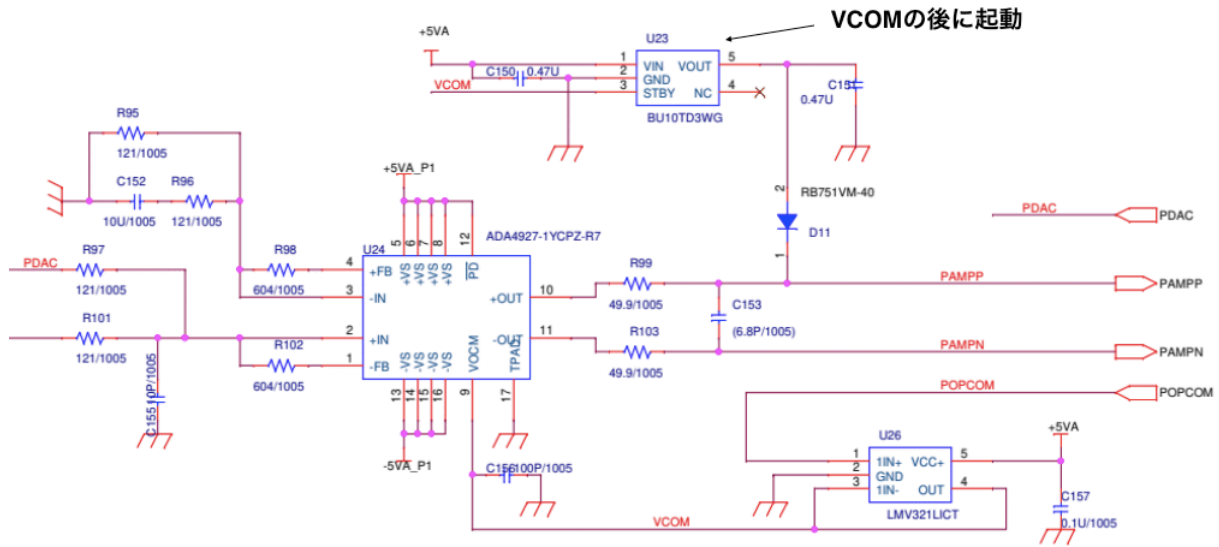


図 5.4: 変更後の P ゲインの回路図. 過電流が流れないように電圧がかかる順番を制御している.

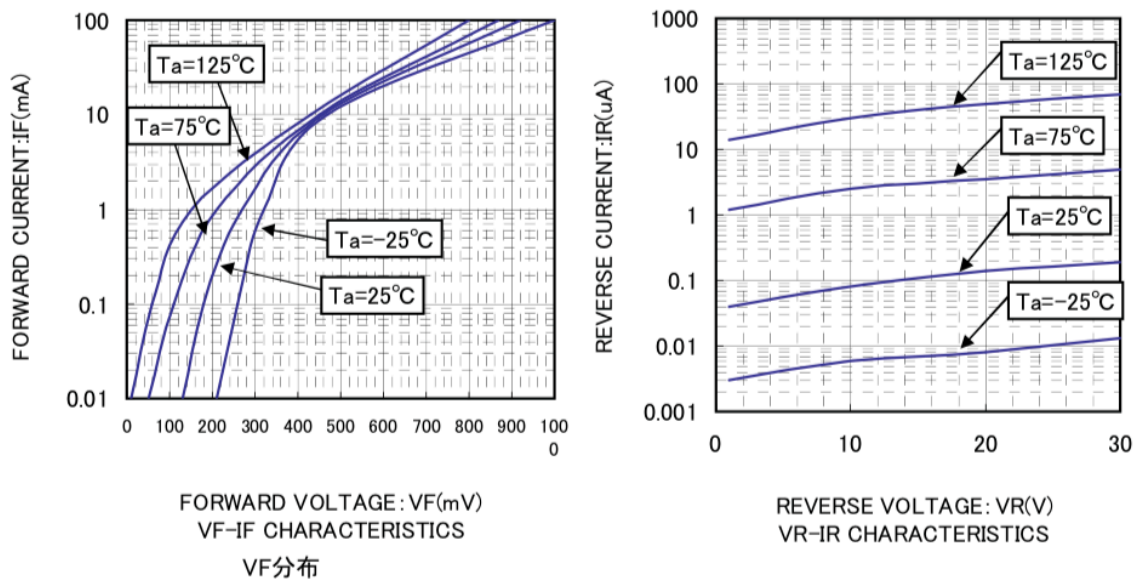


図 5.5: P ゲインの保護ダイオードとして用いられる RB751VM-40 の V-I 特性 [8]. 順方向電流が $I_f=1.0\text{mA}$ となる順方向電圧 V_f は、温度が 25 度において、0.34V である.

5.4.2 クロストークの低減

ボルテージフォロワーを入れる事で、クロストークを低減できる。図 5.9 のようにした。クロストーク対策を施したテストボードの不具合により、テストボードでの測定を行えなかったため、波形生成器とオシロスコープ、プローブを使ってクロストークを測定した。波形生成器によって、約 $5\ \mu\text{s}$ の時間幅で、200 mV 程度の振幅の矩形波を発生させ、対策前後での比較を行った。対策後は図 5.10, 5.11 のようになった。P ゲイン、L ゲイン共に、プローブの検出限界以下となり、ボルテージフォロワーの有効性を確認し

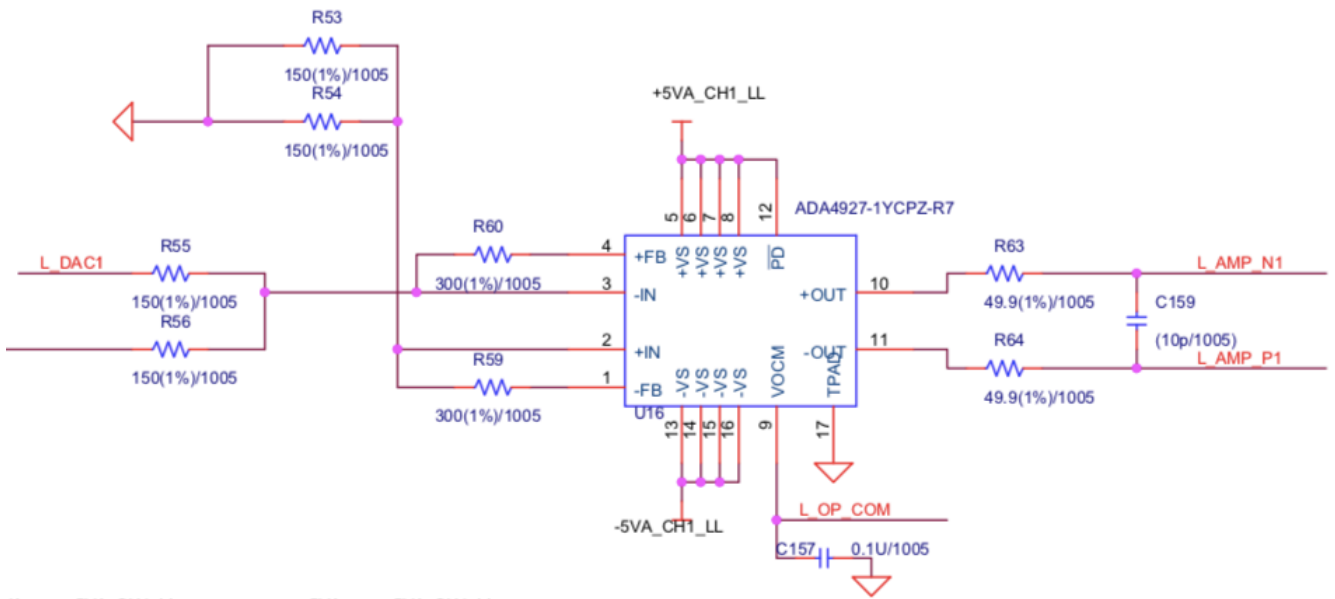


図 5.6: L ゲイン二段目アンプの出力部. 250MHzFADC の入力抵抗が 50Ω であることを想定して, 出力部に 50Ω の抵抗が入っていた.

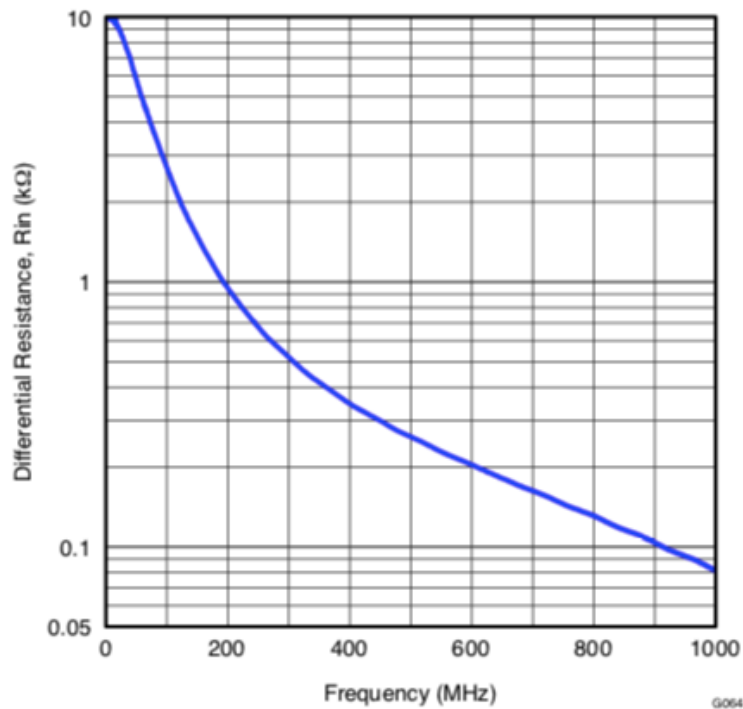


Figure 83. ADC Analog Input Resistance (R_{IN}) Across Frequency

図 5.7: ADS42LB69 のアナログ入力のインピーダンス特性 [10]. 200MHz 以下では, インピーダンスは 1Ω より大きいことが分かる.

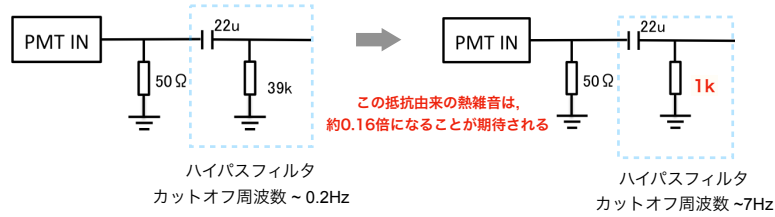


図 5.8: L ゲインの倍率の変更. 分割抵抗の値を変更することによって, L ゲインの倍率を修正する.

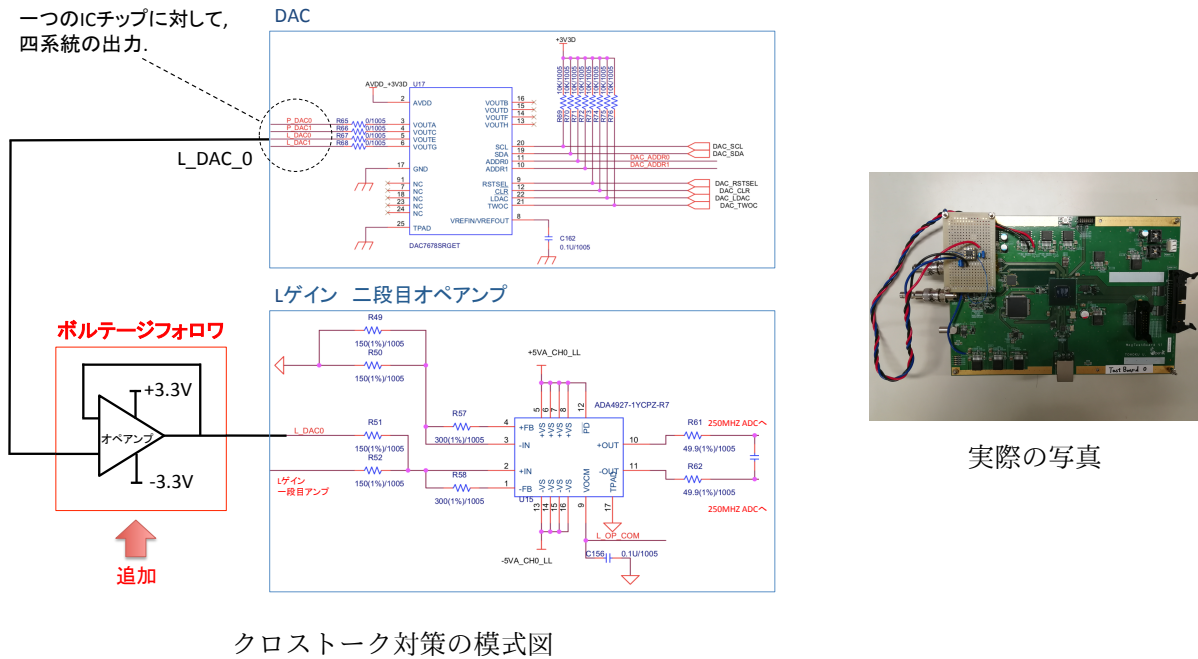


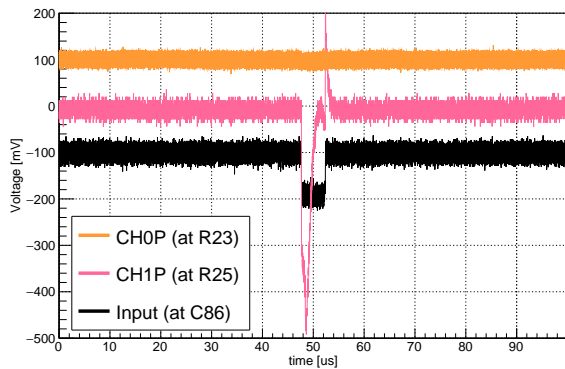
図 5.9: クロストークの解決策. ボルテージフォロワを入れることによって, 十分な電流が駆動できるようになる.

た. プローブによるノイズが大きく, 厳密なクロストークの値は測定できないため, クロストーク対策を施した次期テストボードでの精密な測定が必要である.

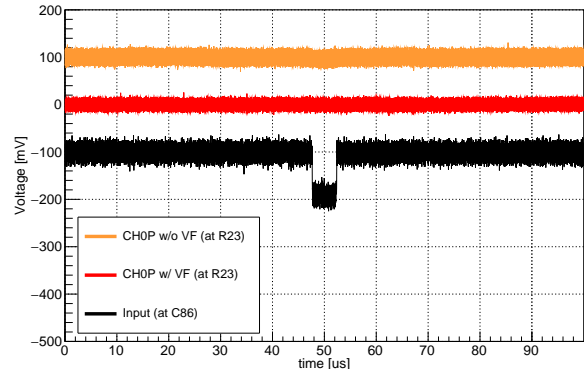
5.5 L ゲインのリングングの低減

L ゲインには, 大きな信号の後にリングングが起きる問題がある. これは, 設計時のシミュレーションでは現れなかった問題である. これは, L ゲインの ADC である ADS42LB69 のアナログバッファが図 5.12 のようになっているのが原因であった [9]. 信号の 5% の成分が, ハイパスフィルターを通ることによって, 低周波がカットされリングングを引き起こしていた.

次のテストボードでは, 図 5.13 のような接続にする. これによって, ハイパスフィルターの影響を打ち消すことが可能になり, リングング解決されることが分かっている. アナログ回路での対処以外にも, デジタル的に対応することもできる. 詳細については, TI のアプリケーションノート ”Correcting the Low-Frequency Response of the ADS42LBxx, ADS42JBxx for Time-Domain” [9] を参照されたい.

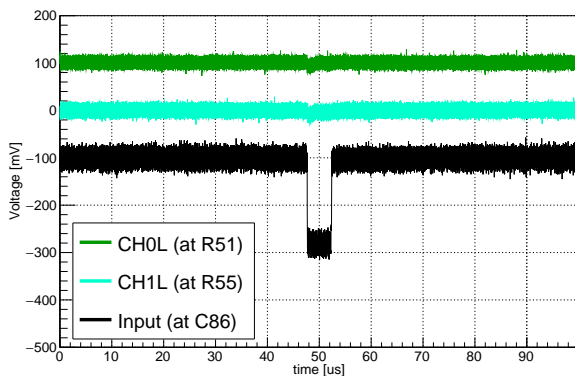


P ゲインのクロストーク

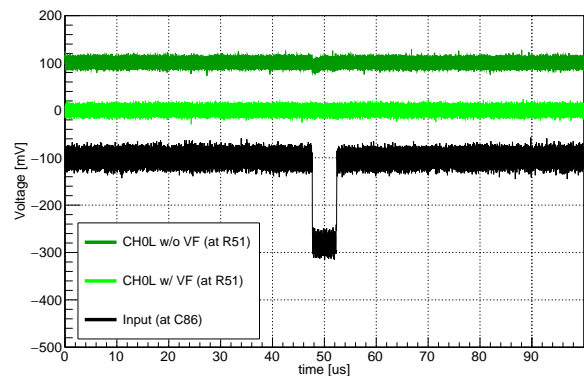


DAC の効果 (P ゲイン)

図 5.10: 左のグラフは、黒が入力波形、橙色が CH1 の取得信号、桃色が CH0 のクロストークである。入力波形は P ゲインの取得可能な範囲を超えているため、CH1 は飽和した結果として、図の橙色のような波形になっている。右のグラフは、黒が入力波形、橙色がボルテージフォロワを入れる前の波形、赤色がボルテージフォロワを入れた後の波形である。クロストークがプローブでの検出限界以下になっていることが分かる。



L ゲインのクロストーク



DAC の効果 (L ゲイン)

図 5.11: 左のグラフは、黒が入力波形、深緑色が CH1 の取得信号、水色が CH0 のクロストークである。L ゲインはクロストークの影響が大きいことが分かる。右のグラフは、黒が入力波形、深緑色がボルテージフォロワを入れる前の波形、緑色がボルテージフォロワを入れた後の波形である。クロストークがプローブでの検出限界以下になっていることが分かる。

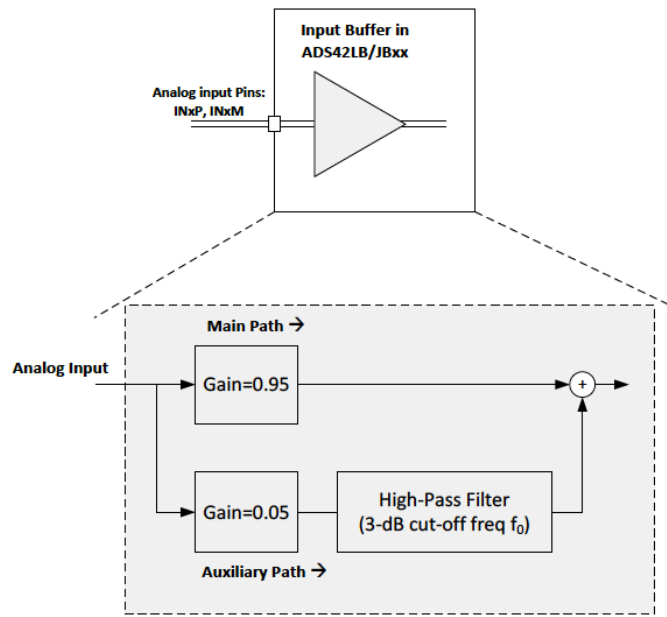


図 5.12: L ゲインのアナログバッファの構成 [9].

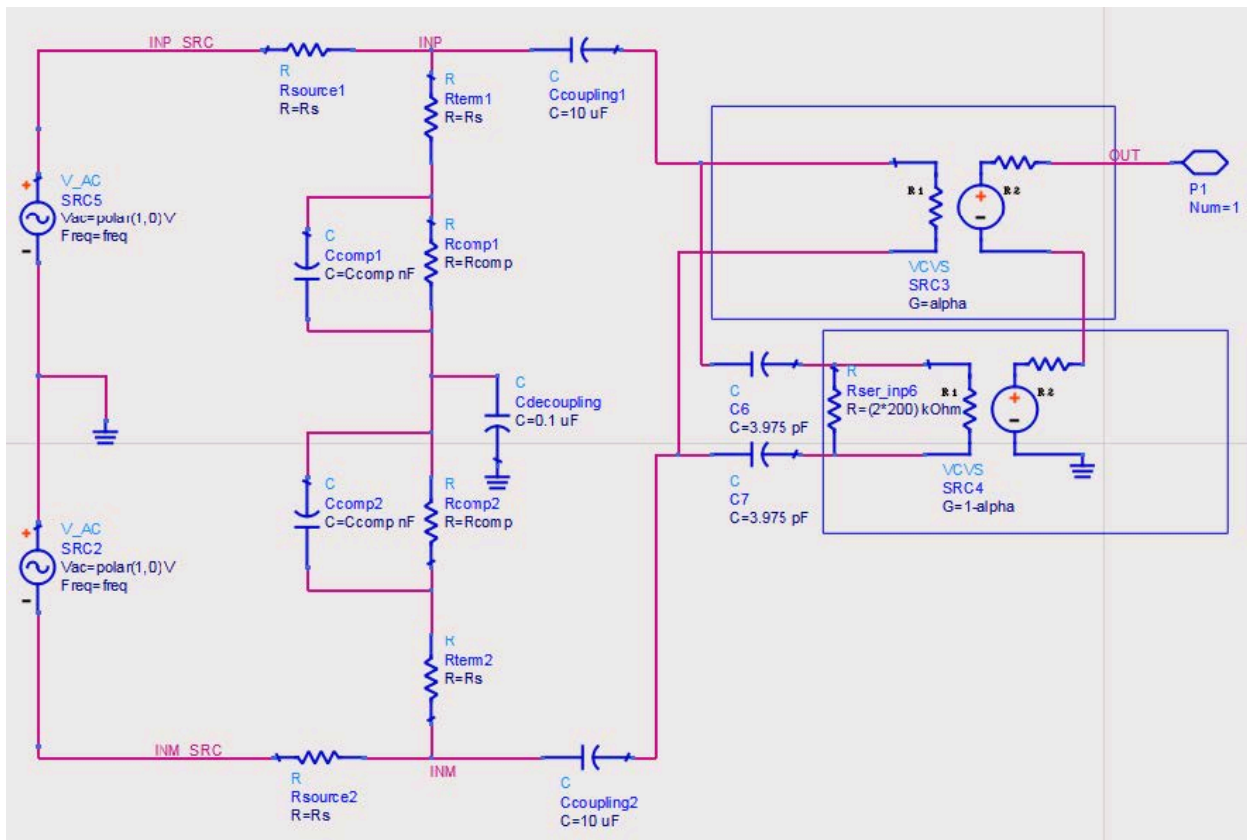


図 5.13: L ゲイン二段目差動アンプと FADC の接続 [9].

5.6 ノイズの低減のための対策

5.6.1 基本方針

テストボードで使っているオペアンプは、できるだけノイズの小さいものを使用している。そのため、さらなるノイズ削減を目指すには、抵抗から生じる熱雑音を減らす必要がある。熱雑音 $V_n[V]$ は次の式で表される。

$$V_n = \sqrt{4k_B T R \Delta f} \quad (5.1)$$

ただし、 k_B はボルツマン定、 T は温度 [K]、 R は抵抗値 [Ω]、 Δf はバンド幅である。ここからわかるように熱雑音を下げるとするには、抵抗値とバンド幅を小さくすれば良い。したがって基本方針としては、

- 値の大きい抵抗値を小さくする。
- フィルター回路を入れ、バンド幅を狭める。

が考えられる。アナログ部に使われている抵抗の中で一番大きいものが、ハイパスフィルターに使われていた 39 k Ω の抵抗である。ノイズ低減のために、他の抵抗と同程度の 1k Ω まで下げた。また、テストボードではできるだけ正確な波形取得のために、バンド幅は 100MHz と広めに設計していた。一方で、広いバンド幅はノイズの増加を引き起こす。ノイズ低減のためにバンド幅の最適化を行う。

5.6.2 バンド幅の最適化

MoGURA2 の当初の設計では、波形を正確に取得するためにバンド幅は MoGURA が約 60MHz だったのに対し、100MHz と広めの周波数に設計された。しかし、テストボードのノイズ評価の結果、ノイズレベルが高いことがわかった。そこで、バンド幅を下げることを考える。そのためには、KamLAND2-Zen で使う予定である PMT の周波数特性を考慮してバンド幅を決める必要がある。図 5.14 のようなセットアップで PMT の 1 p.e. 信号を取得し、周波数解析を行った。PMT は、図 5.15 のような暗箱の中に入っている。1 p.e. を取得するために、ピコ秒ライトパルサーを用いた。その結果が図 5.17 である。バンド幅 f_{BW} に決定した時に、1p.e. 信号のエネルギーをどれくらい取得できるのかを調べる。全エネルギーに対するバンド幅までのエネルギーの比を r_E として、

$$r_E(f) = \frac{\int_{1\text{MHz}}^{f_{BW}} \text{psd}(f) df}{\int_{1\text{MHz}}^{500\text{MHz}} \text{psd}(f) df} \quad (5.2)$$

のように定義した。psd はパワースペクトル密度である。これより、60MHz まで取得できれば 1pe のエネルギーは 99% 取得できることが分かる。また、60MHz 以降はノイズが支配的な領域であることが分かる。この結果より、バンド幅の目標値を 60 MHz とした。バンド幅の最適化のために入力直後にローパスフィルターを追加する。しかし、このハイパスフィルターの値を 60MHz にすれば、P ゲインのバンド幅が 60MHz になるわけではない。アンプの周波数特性の影響を受けるためである。P ゲインのバンド幅を 60 MHz にするために、LTSpice を用いてシミュレーションを行った。

5.6.3 LTSpice でのシミュレーション

ここまでの対策を踏まえて、LTSpice 上でシミュレーション用の回路図を作成した。その回路図を図 5.18 に示す。ADC のシミュレーションをすることはできないので、L ゲインの差動アンプから

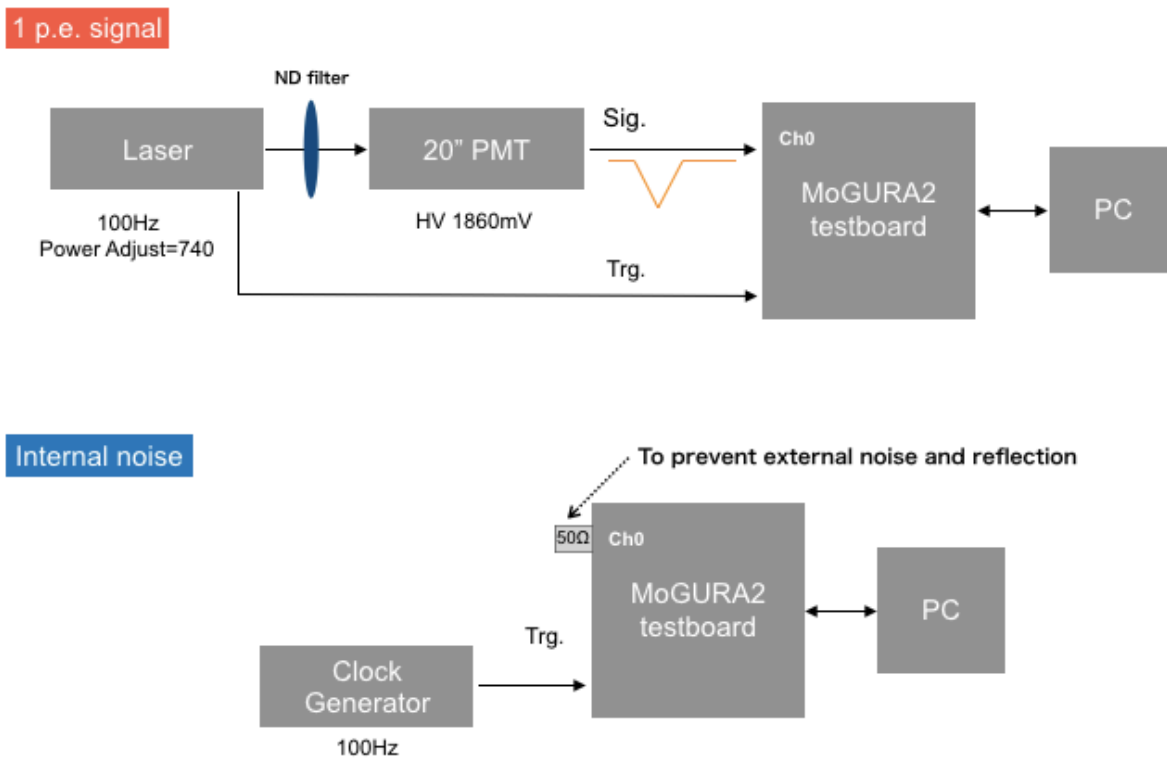


図 5.14: 1pe を取得するためのセットアップ.



暗箱



20 インチ PMT

図 5.15: 暗箱とその内部の様子

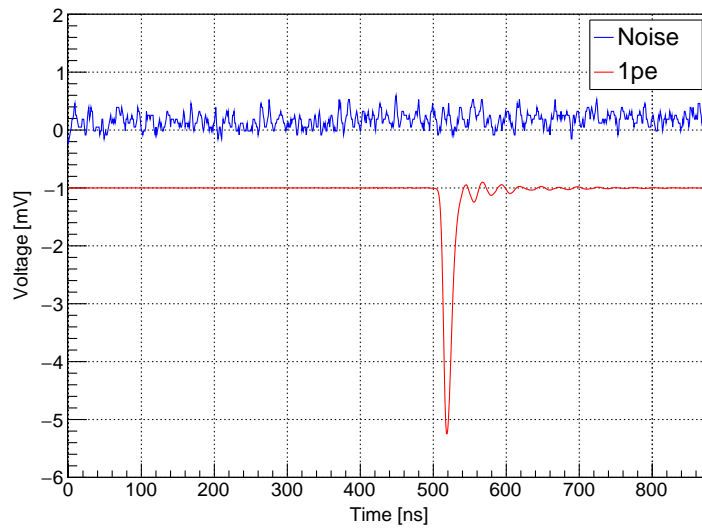


図 5.16: ノイズと 1pe 波形. 1pe 波形はノイズの影響を打ち消すために, 21892 波形を平均化している.

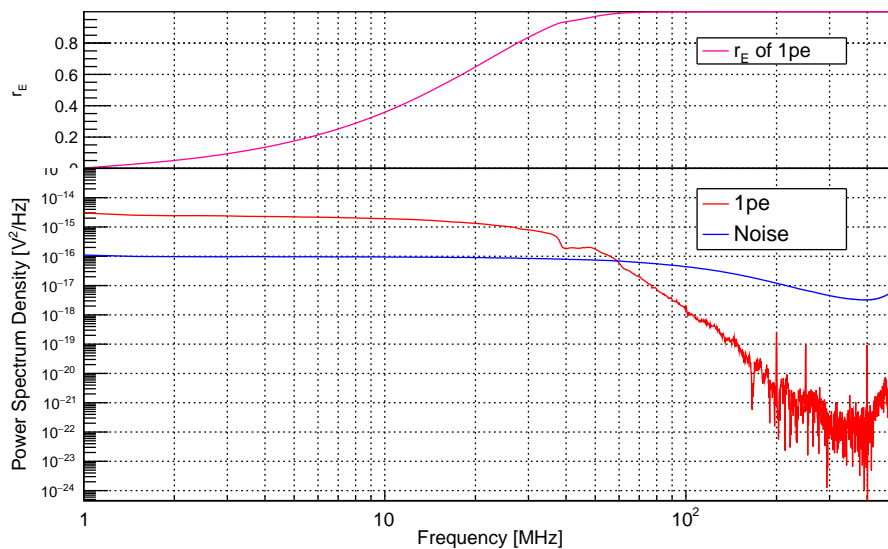


図 5.17: 周波数解析の結果

250MHzADC の接続部分の変更はシミュレーションには反映させなかった.

P ゲインに対しては 3 mV, L ゲインには 10 mV の振幅で周波数解析を行った結果が図 5.19, 図 5.20 である. この結果より, バンド幅とローパスフィルターの抵抗の関係を求めたのが図 5.21 である. これより, 最適な抵抗値は, $R=169\Omega$ である.

5.7 シミュレーションによる性能評価

これまで, テストボードのアナログ部の最適化を行ってきた. この最適化後の回路に対して, LTSpice を用いて性能評価を行った. 行ったのは以下の項目である.

- 大信号に対して, 絶対最大定格に収まること

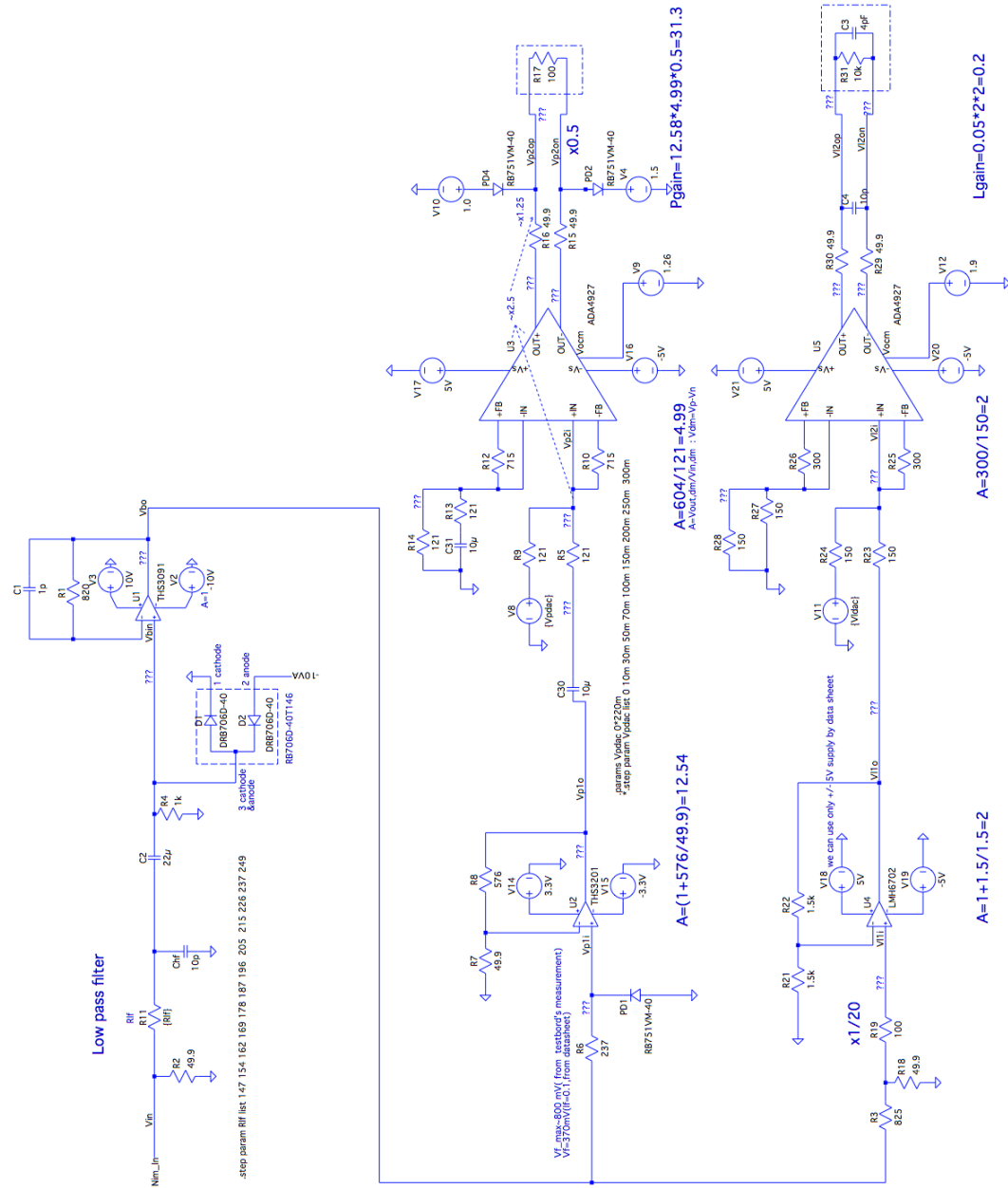


図 5.18: シミュレーションのための回路図

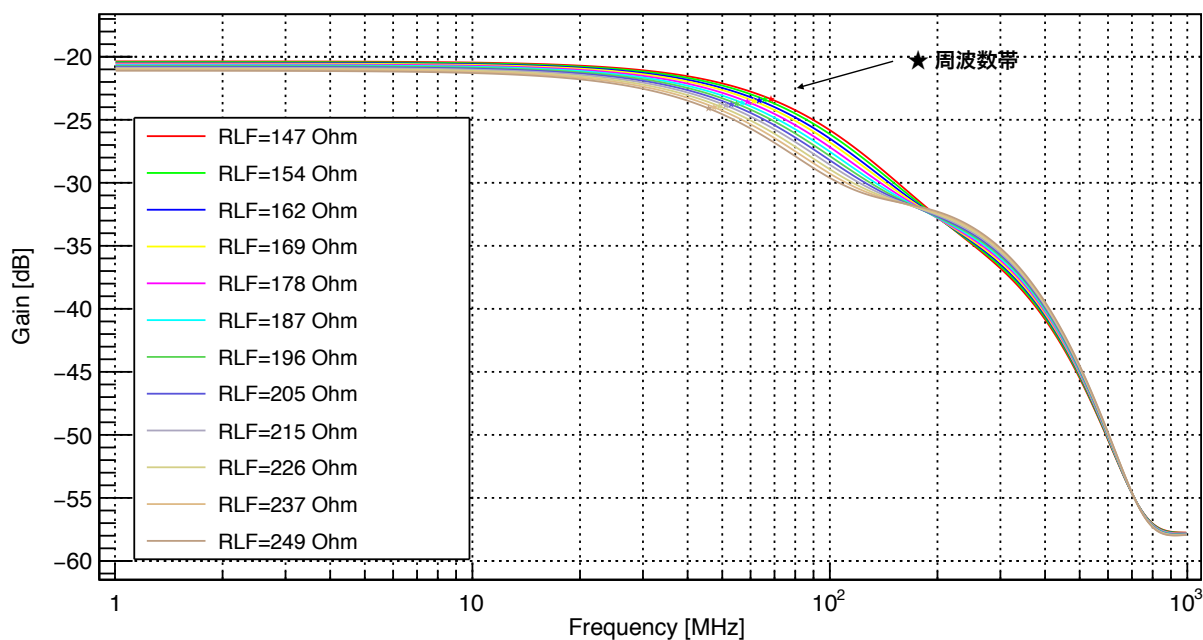


図 5.19: P ゲインのバンド幅

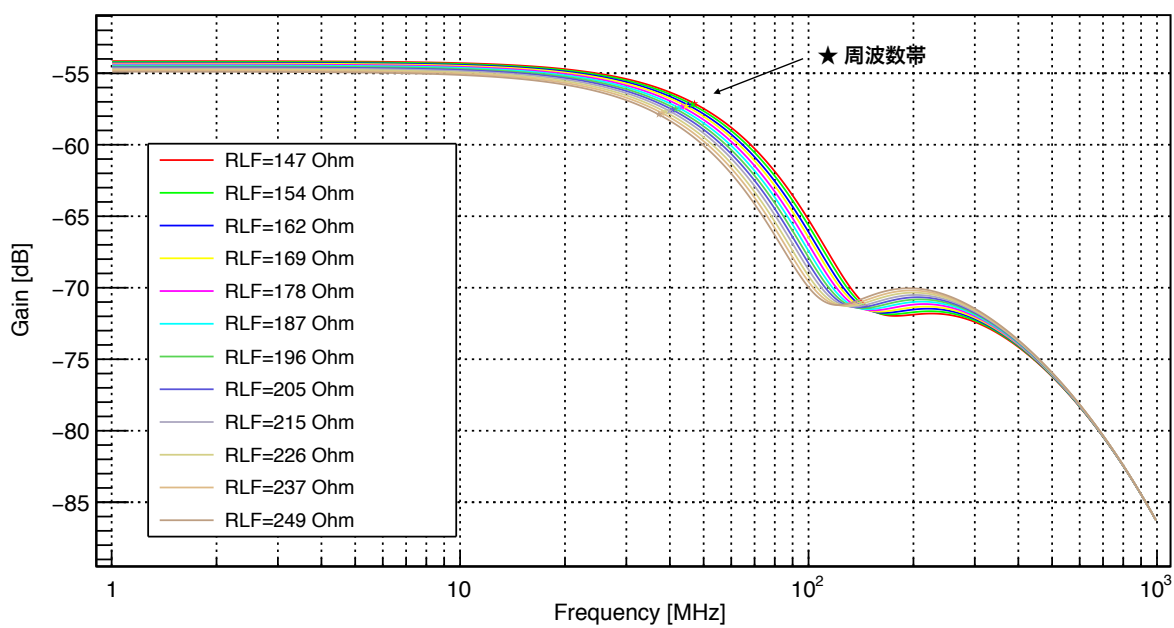


図 5.20: L ゲインのバンド幅

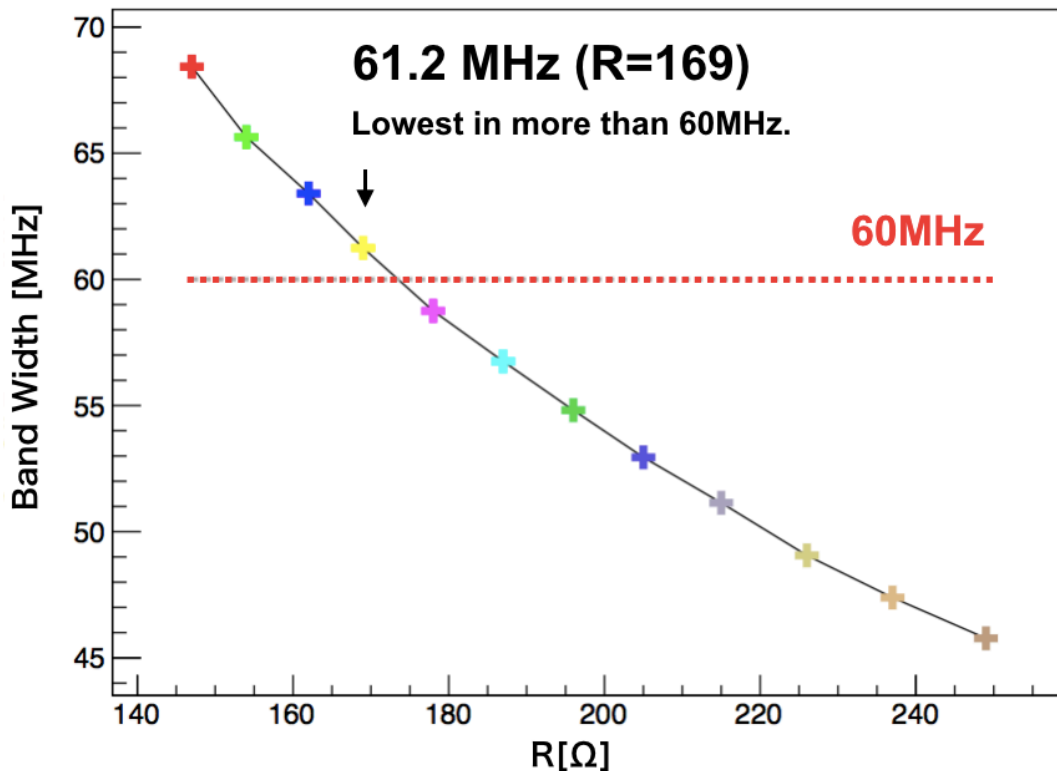


図 5.21: バント幅とローパスフィルターに用いる抵抗の関係

- ゲインの線型性
- ノイズ評価

大信号に対する応答を図 5.22 に示す。-15 V という大きな信号に対しても保護ダイオードの働きにより、FADC の絶対最大定格電圧以内に収まることを確認した。

次に信号の線型性を見る。60ns の三角波を入れた時の増幅を確認した。その結果が図 5.23 線型性が保たれていることが分かる。また MoGURA は 7 V 付近で線型性が失われてしまうのに対して [5], MoGURA2 では 9 V まで線形性が保たれる。

最後に、LTSpice での計算によって各ゲインのノイズレベルを計算した。その結果、P ゲインのノイズレベルが 0.11 mV であり、L ゲインのノイズレベルが 0.29 mV^{*5}となった。これは、現行の電子回路 (MoGURA+BLR) のノイズレベルよりも低い値である。

以上によって、テストボードに生じた問題を解決し、アナログ部の最適化を完了した。最適化後のアナログ部の概要を図 5.24 に示す。

*5 大幅にノイズが低減しているのは、L ゲインのオペアンプを LMH6702 から OPA695 へと変更したためである。

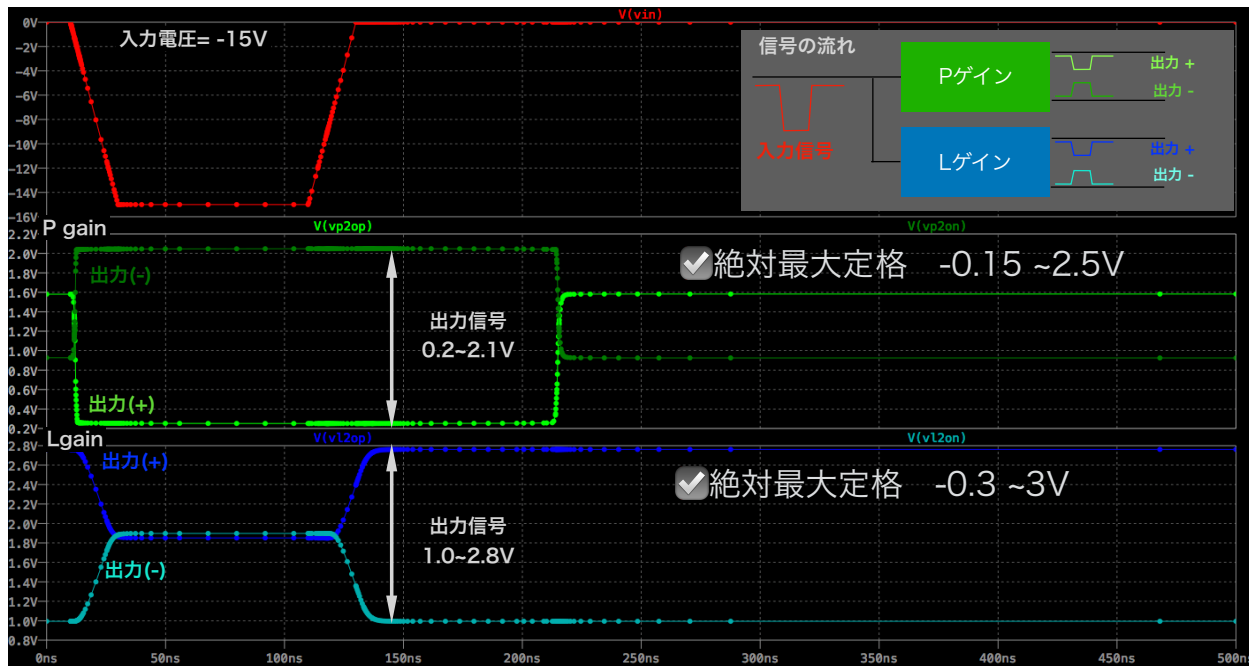


図 5.22: 絶対最大定格電圧に収まるかのシミュレーション. 15 V の入力に対して, P ゲインと L ゲインともに差動アンプからの出力が, ADC の絶対定格に入っていることがわかる.

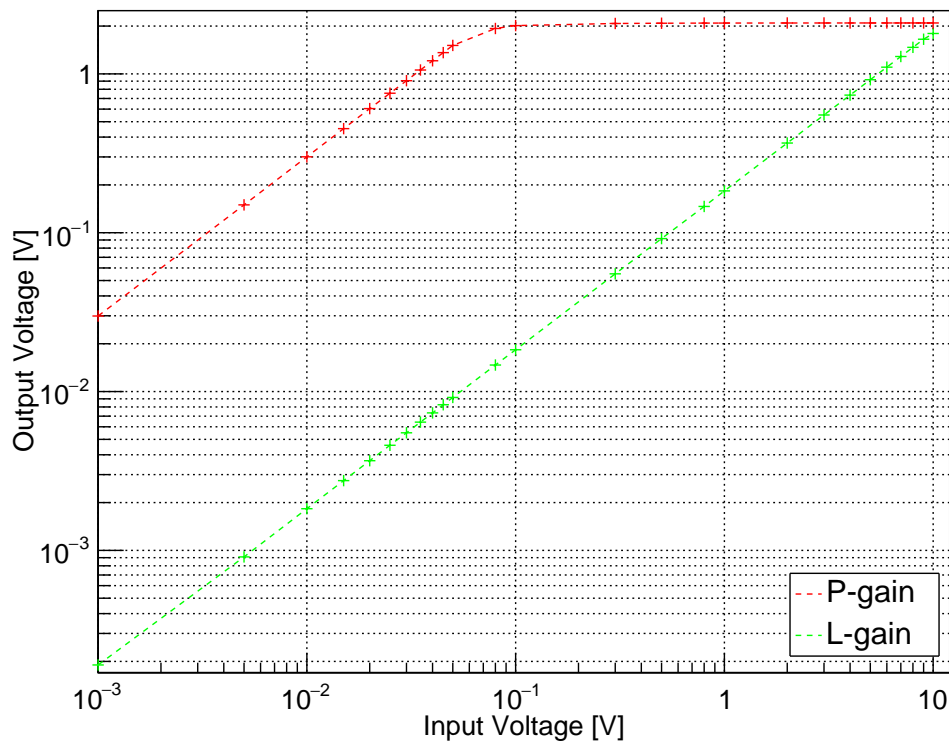


図 5.23: 線型性の評価. 横軸はシミュレーションの際に入力した信号の波高 [mV] であり, 縦軸は各ゲインを通過した後の波高 [mV] である. P ゲインでは, 50 mV まで線型性が保たれていることが分かる. それ以上の領域では保護ダイオードの働きによって, 電圧の増加が抑制され一定になる. L ゲインでは 10 V 近くまで線型性が保たれていることが分かる.

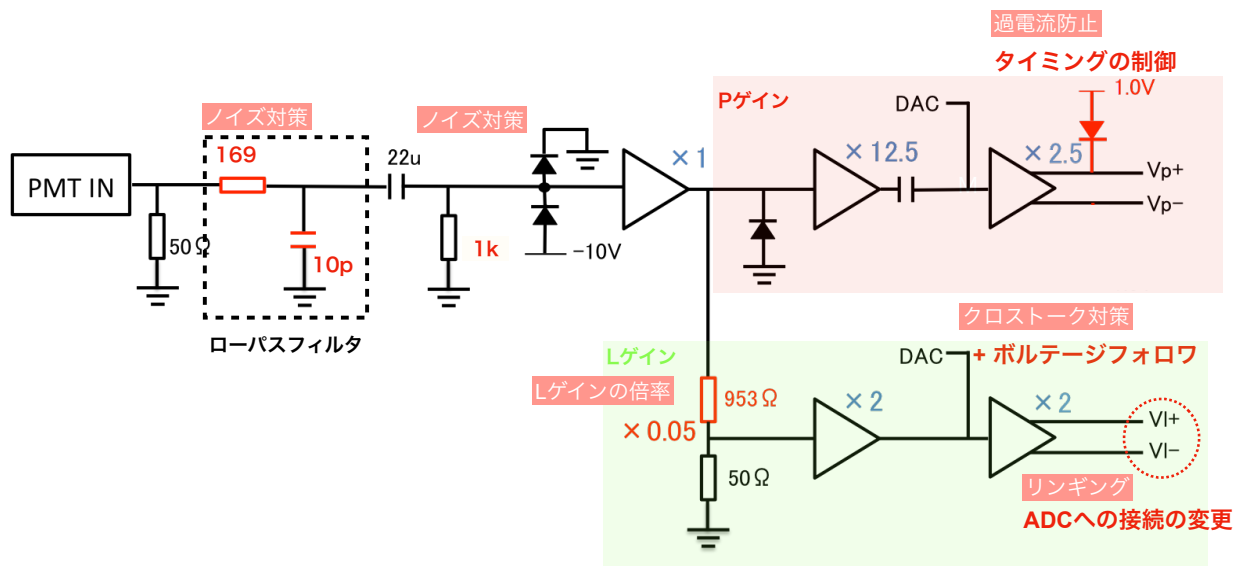


図 5.24: 改良後の回路の概略図

第 6 章

デジタル BLR の実証

宇宙線ミュオンが KamLAND に到達した時、エネルギーが大きいため大量の光子が発生する。このような大光量イベントの際には、PMT はオーバシュートと呼ばれるベースラインの変動を起こす。P ゲインは、取得可能な入力電圧の範囲が狭く、対策しなければオーバシュートによって信号が取得できなくなってしまう。

現在の KamLAND では、ベースライン安定化回路 (BaseLine Restorer, BLR) が用いられている。この BLR の代わりに、高速 DAC と FPGA を用いてオーバシュートの補正をする方法を考案した。オーバシュートを補正する過程で FPGA を介したデジタル処理を行っていることから、デジタル BLR と呼ぶことにする。本章ではデジタル BLR の機能を実証を試みた。

6.1 デジタル BLR 機能の概要

6.1.1 デジタル BLR の原理とメリット

FADC で取得したデータを元に、FPGA 内部で信号処理した波形を DAC を用いてオーバシュートの補正する機能を、ここではデジタル BLR と呼ぶ。デジタル BLR の原理は以下の通りであり、図 6.1 にその流れを図示した。

1. L ゲインの FADC のデータをモニタリングする。
2. FPGA 内部で処理をする。
3. DAC を経由し、P ゲインのベースラインを調整する。

FPGA の内部の信号処理は、必要に応じて書き換えることができる。本研究では正の信号の一定時間の平均値を取るといった信号処理を行った。ここで懸念すべきことは、L ゲインのノイズが大きいため、L ゲインのノイズが P ゲインに混入する可能性がある。

デジタル BLR のメリットとしては、その拡張性の高さが挙げられる。現在の BLR はブリーダー回路の時定数に合わせて最適化されている。KamLAND2 では、ブリーダー回路が変更される可能性があり、その際には BLR も作り直す必要がある。しかし、デジタル BLR であれば、内部の信号処理を変更することによって、ブリーダー回路の変更に対して柔軟に対応することができる。KamLAND2-Zen の円滑な測定開始のためには、現在測定の準備を進めている KamLAND-Zen800 の途中から導入し、実際試験環境での動作試験を行うことが望ましい。そのためには KamLAND-Zen と KamLAND2-Zen の両方の期間で使えることは非常に重要である。

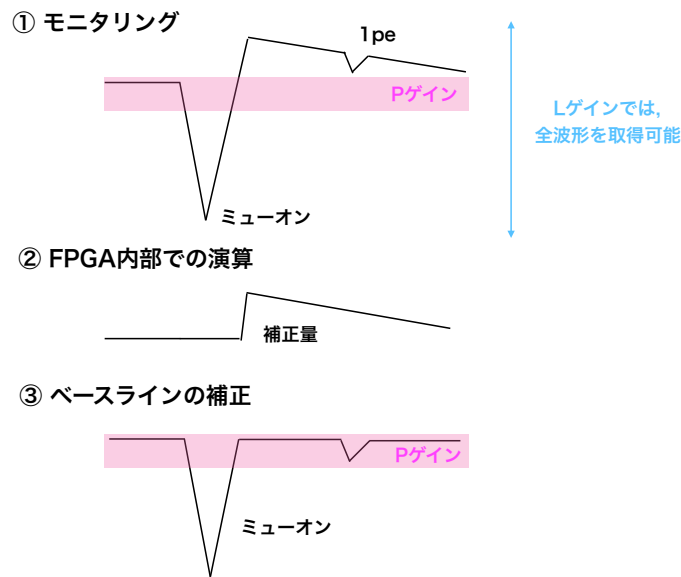


図 6.1: デジタル BLR の原理

また、通常の BLR と違い、ベースラインの変動自体のデータも取得できる。ベースラインを補正するために使うデータを保持しているため、ADC と DAC の特性を正確に把握することができれば、オーバーシュート補正後の波形を補正前に戻すことが可能である。これによって、補正の際に生じる歪みの影響を補正することができる。

一方で、一般的にデジタル信号処理とアナログ信号処理を比べると、デジタル信号処理の方が時間がかかる。デジタル化するのに時間を要するためである。特にパイプライン型 ADC はパイプライン処理を行っているため、デジタル化までの待ち時間が生じてしまう。しかし、信号処理を工夫することによって、オーバーシュートを収束させるまでの時間を短くできる。一つの可能性としては P ゲインによるフィードバックがある。P ゲインの ADC はフラッシュ型であり、デジタル化に時間がかからないので、フィードバックの時間を減らすことができる。もう一つの可能性は、波高に応じて、オーバーシュートの波形を予測して、事前に減算することが挙げられる。もし実現すればミュオン後も常にデータを取得することができる。バックグラウンドの低減に有効だけでなく、平均 2.2us で崩壊するミュオン崩壊の信号自体の取り逃がしも大幅に減らせる。

本研究では、デジタル BLR 実現への最初の一步として、アナログ BLR を再現を目指す。

6.1.2 実装方法

次期テストボードにおいては図 6.2 に示すように、現在のアナログ部に DAC を追加することによって実現が可能である。

本研究では、既存のテストボードを用いて、デジタル BLR の検証を行うために図 6.3 のように追加の基板を作成した。本修論では、DAC と減算回路を主な構成要素とする追加基板を減算回路基板と呼ぶことにする。片方のチャンネルの L ゲインを用いて信号をモニタリングする。このデータを使い、FPGA 内部で処理した後、減算回路にオーバーシュートの補正のための信号が送られる。減算回路で元の信号はオーバーシュートが補正され、P ゲインでのデータ取得が可能となる。

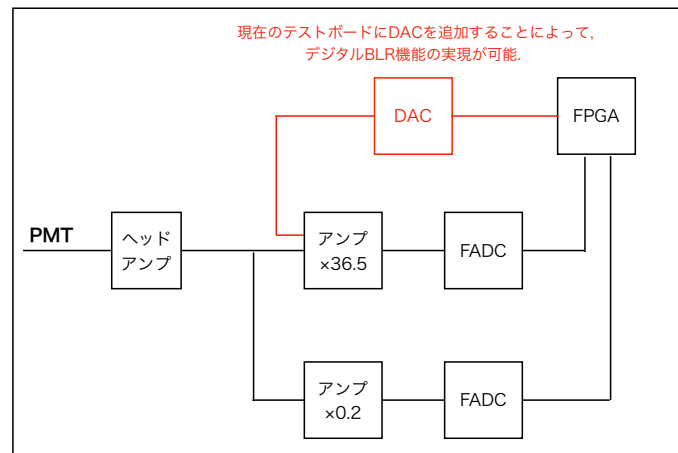


図 6.2: デジタル BLR を実装したテストボードの概略図. 黒が既存の回路であり, 赤が追加すべき回路である. 既存のアナログ部を大幅に変更をすることなく, デジタル BLR は実現可能である.

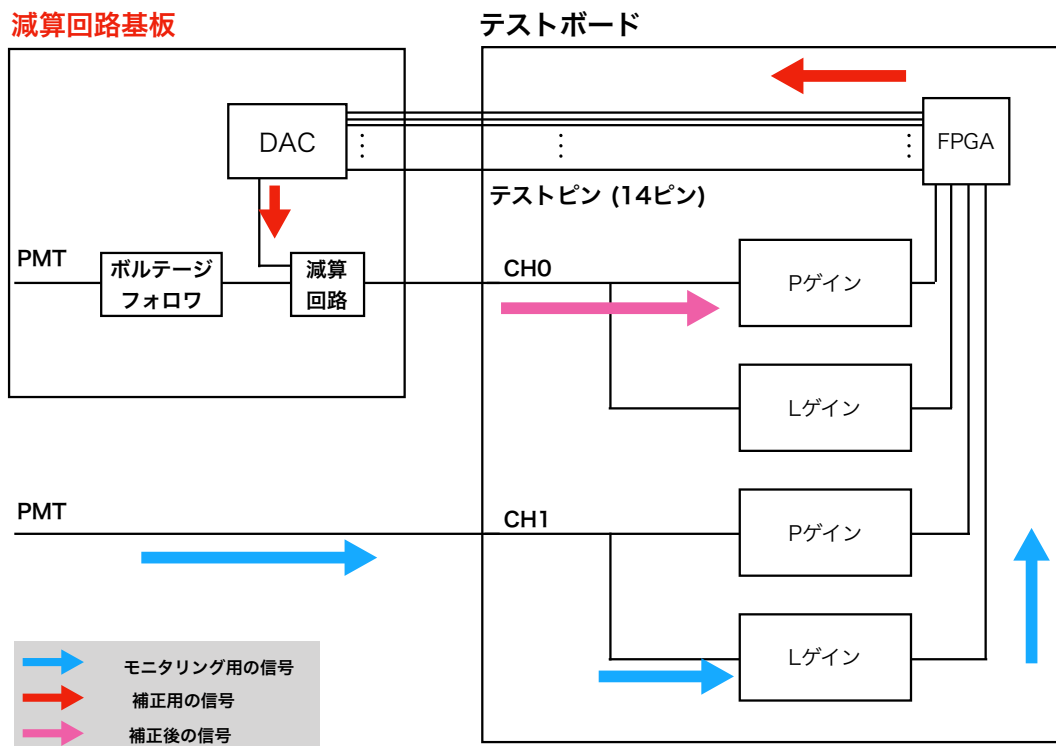


図 6.3: デジタル BLR 実証のための構想. 追加の基板を作成し, 現在のテストボードと組みわせることによってデジタル BLR の検証を行うことができる. 矢印で信号の流れを示した. PMT の信号は, 信号分配器で二つの信号に分けて使用する.

6.2 追加基板の作成

6.2.1 設計目標と回路図の作成

デジタル BLR 機能を実証するために、DAC とオペアンプを用いた追加の基板を作成した。設計目標は以下の通りである。

- ベースラインを +50mV から-50mV まで補正が可能。
- p ゲインの分解能の目標値 0.1mV より、DAC の分解能が小さくなること。
- ノイズレベルが p ゲインの分散 0.13mV よりも小さくなること。
- DAC のサンプリング速度は、できる限り早い DAC を用いること。
- PMT への反射を防ぐために入力に 50 Ω 終端を行うこと。

KamLAND で想定するオーバシュートが 0-10mV であったため、KamLAND2 では取得光量が五倍になることを想定して、+50mV のオーバシュートまで補正できるようにした。一方で、テストボードと組み合わせ使うことにより選べる DAC の種類に制約が生まれた。加えて今回は、プリント基板の設計・製造のみを業者に委託し、部品の実装を自分の手で半田付けによって行うことによる制約もある。以下にそれらを示す。

- DAC の通信規格は LVCMOS, LVTTTL の信号レベルであり、パラレルの信号であること。
- テストピンのピン数より、DAC の bit 数は、12bit が上限となる。
- 手で半田付けを行うため、機械での半田付けが必要がないパッケージを選ぶこと。

以上の条件を踏まえた上で図 6.4,6.5 のような回路図を作成した。プリント基板の設計・製造は、P 板.com によって行われた。回路は以下の部分から構成される。

- ヘッドアンプ
- 減算回路 1
- 減算回路 2
- DAC
- 参照用 50 mV

また、電源からのノイズ対策として、ノイズフィルターやキャパシタ、インダクタなどを用いている。

6.2.2 半田付け

P 板.com によって製造されたプリント基板が図 6.6 である。この基板に、アンプや DAC などの電子部品を半田付けした。

完成後、動作試験を行うと発振することが判明した。その様子を図 6.7 に示す。黄色がパルスジェネレータからの入力波形であり、水色の波形が出力波形である。プローブを使い原因を調べると THS3091 というオペアンプが原因であることがわかった。THS3091 はテストボードでの使用実績があり問題なく使えたことから、減算回路基板にも使用していた。しかし、THS3091 は電流帰還型のオペアンプ*1であり、ス

*1 オペアンプには電流帰還型と電圧帰還型が存在する。電流帰還型は、きわめて広い帯域幅ときわめて高いスルーレートをもち

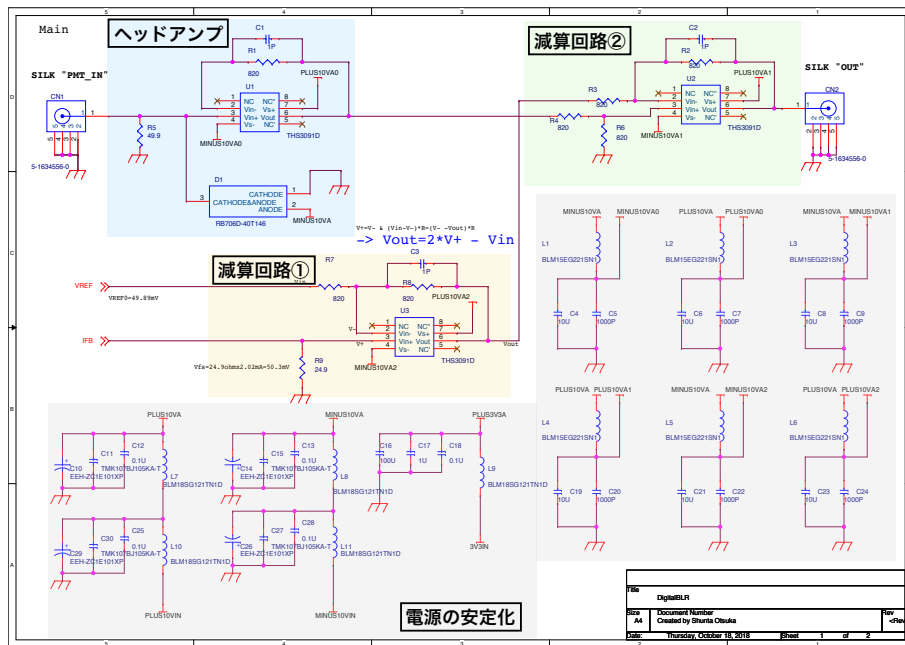


図 6.4: 減算回路基板の回路図の 1 ページ目. 入力信号をそのままの波形で出力するヘッドアンプと二つの減算回路からなる. コンデンサやコイルは電源の安定化のために用いている.

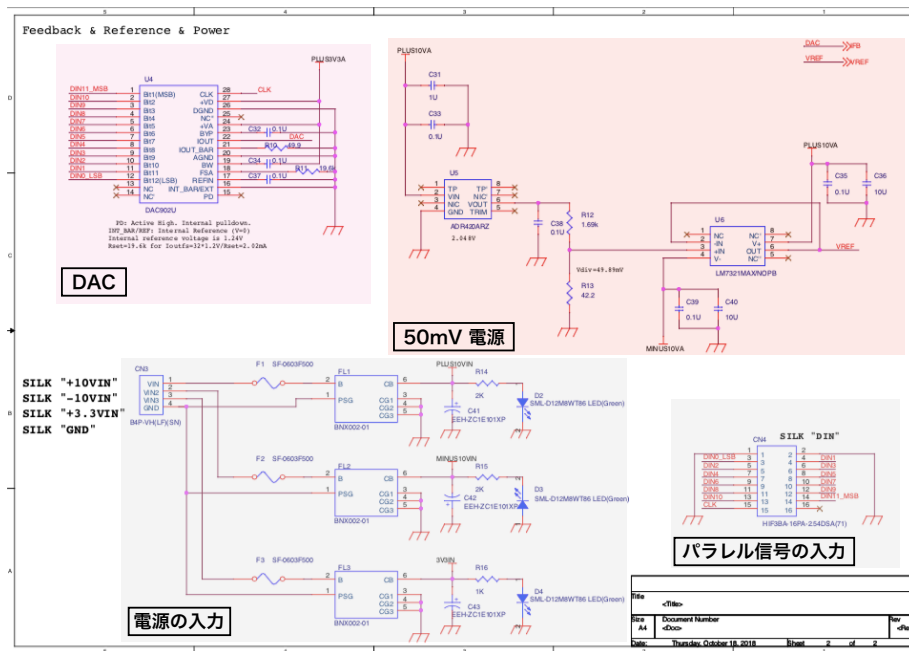
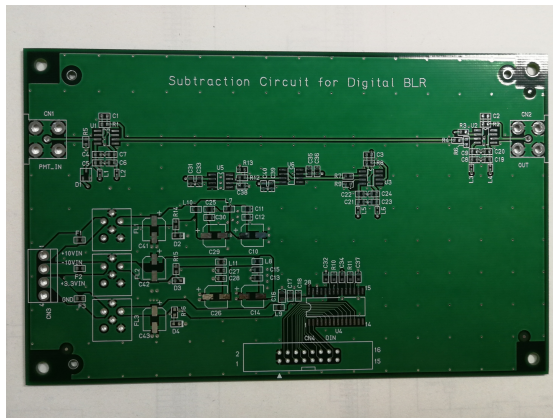
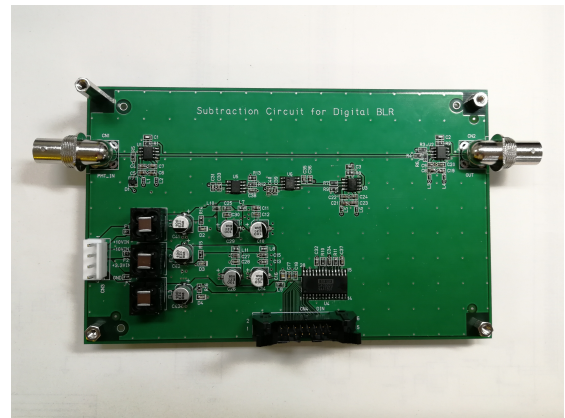


図 6.5: 減算回路基板の回路図の 2 ページ目. DAC と 50mV の定電圧を作る回路と入力部からなる. 電源入力部には, ノイズフィルターが入っている.

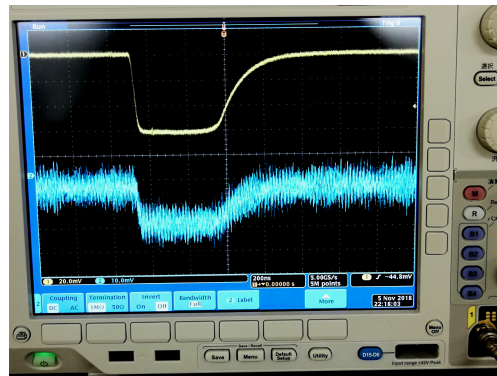


半田付け前



半田付け後

図 6.6: 半田付け前のプリント基板と半田付け後のプリント基板. 寸法は、縦 100mm × 横 160mm である.

図 6.7: 発振の様子. 黄色が入力波形であり, 水色の波形が出力波形である. 縦軸は, 20mV/div と 10mV/div であり, 横軸はともに 200 μ s/div である.

ルーレート^{*2}が高い反面, 安定性に欠けるとい特徴がある. そこで, THS3091 の代わりに, 電圧帰還型のオペアンプである LM7171 を使用した. これによって発振の問題は解決した.

動作確認のために図のようなセットアップで動作試験を行った. 減算回路基板の DAC からノコギリ波を出力するように VHDL^{*3}のコードを書き換えた. -50 mV から +50 mV まで, 約 33 μ s^{*4}で変化するようなノコギリ波を出力した. その結果が図 6.8 である. 発振することなく, 意図した振幅と時間幅のノコギリ波が出力されていることがわかる. -50 mV から 50 mV の範囲ではなく, -44 mV から 56 mV の範囲の波形が出力されているのは, 減算回路基板の内部でオフセット電圧が生じているためである. 負の方向に, -44m V まで出力できるので, デジタル BLR の実証に影響を与えるものではない.

が, 帰還抵抗の選択が制限され, 発振しやすい. 一方, 電圧帰還型は, 帯域幅やスルーレートでは劣るものの, 帰還抵抗の値を自由に選ぶことができ, 安定しやすい.

^{*2} オペアンプの動作速度を表すパラメータ. 単位時間当たりに変化できる出力電圧の割合を示す. 単位は, [V/ μ s] が用いられることが多い.

^{*3} FPGA のデジタル回路設計をするためのハードウェア記述言語の一種である.

^{*4} 12bit の DAC を 125MHz でフルスケールを変化させた. 1bit 変化するのに 8ns かかることになるので, 正確には 32768ns 周期のノコギリ波である.

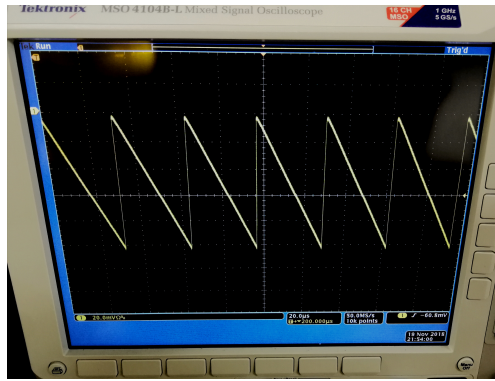


図 6.8: 動作試験の結果. 黄色い線が減算回路基板の出力である. 縦軸は 20 mV/div, 横軸は 20 μ s である. 100 mV の振幅のノコギリ波が出力されている. 回路内部でオフセット電圧が生じているために, -44 mV から 56 mV の範囲の波形となっている.

表 6.1: 減算回路基板のノイズ評価

	標準偏差 [adc 値]	標準偏差 [mV]
テストボードのみ	1.98	0.133
DAC 停止時	7.85	0.550
DAC 稼働時	17.3	1.21

6.2.3 デジタル由来のノイズと基板の再作成

完成した基板とテストボードを用いてノイズの評価を行った. 比較は以下の条件で行った.

- テストボードのみ
- テストボード + 減算回路基板. ただし, 減算回路基板の DAC は動作させない.
- テストボード + 減算回路基板. ただし, 減算回路基板の DAC から一定値を出力させる.

以上の条件でノイズ測定を行った結果が, 図 6.9 である. この結果を表 6.1 にまとめる.

DAC を稼働した時に, ノイズが大幅に増えることからデジタル信号によるノイズが原因であると考えられる. そこで以下の対策を施し, 新たにプリント基板を作成した.

- デジタルとアナログ電源の分離
- デジタルとアナログのグラウンドの分離. (ただし, プリント基板内部の一点で接続)
- DAC を差動出力方式で使用.
- DAC の出力の後にローパスフィルターを追加.

その回路図が図 6.10,6.11 である.

v1 の時と同様に半田付け後に発振したため, THS3091 の代わりに LM7171 を使用した. 再びノイズ測定を行った.

その結果を図 6.12 に示し, 表 6.2 にまとめる. 対策によってデジタル部のノイズが落ちていることが分かる. 一方でアナログ部のノイズについては, 落とし切ることができなかった. これについては後ほど議論する.

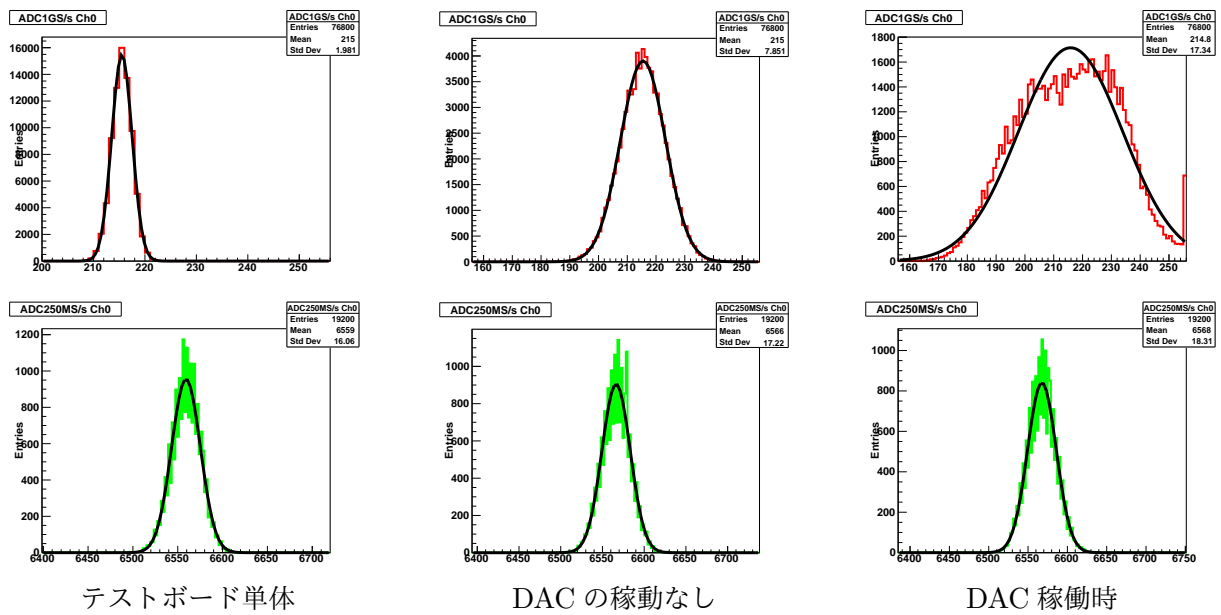


図 6.9: ノイズの測定結果. 測定した ADC 値をヒストグラムに詰めたものである. ピンクの線はガウス関数でフィッティングした結果である. DAC を稼働させるとノイズレベルが大きくなることから, デジタル由来のノイズが生じていることが分かる.

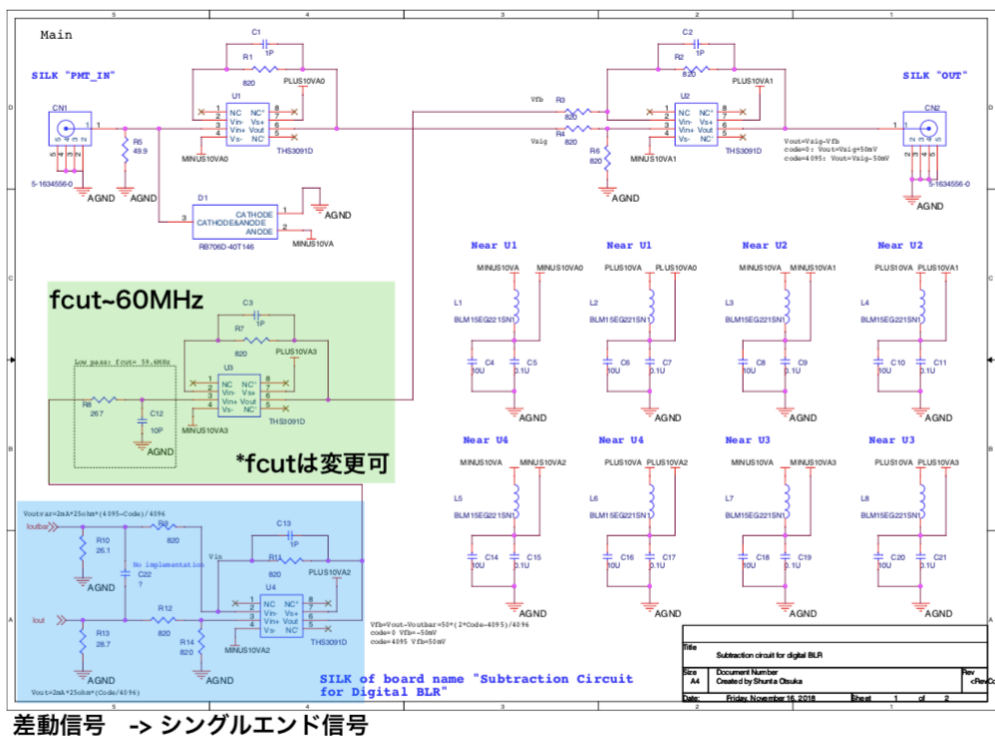


図 6.10: 改良後の減算回路基板の回路図の 1 ページ目. 差動出力方式で DAC を使用している. また, DAC からのノイズを落とすためにローパスフィルタを入れている.

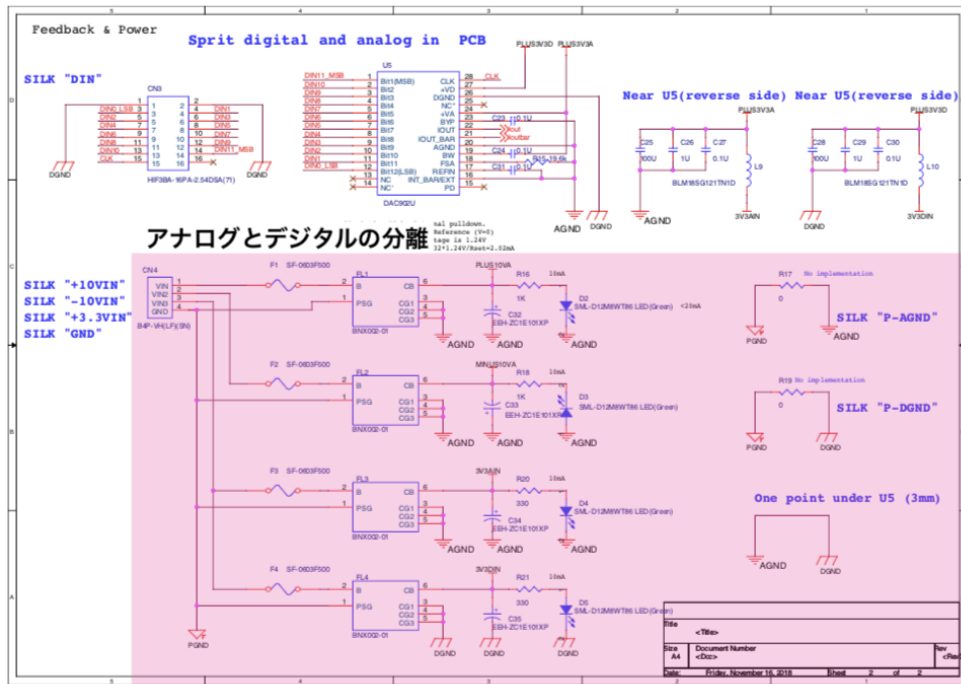


図 6.11: 改良後の減算回路基板の回路図の 2 ページ目。 DAC のアナログ電源とデジタル電源を同一の電源システムからとっていたのがノイズの一因だと考えられるため、デジタル電源とアナログ電源の分離を行った。

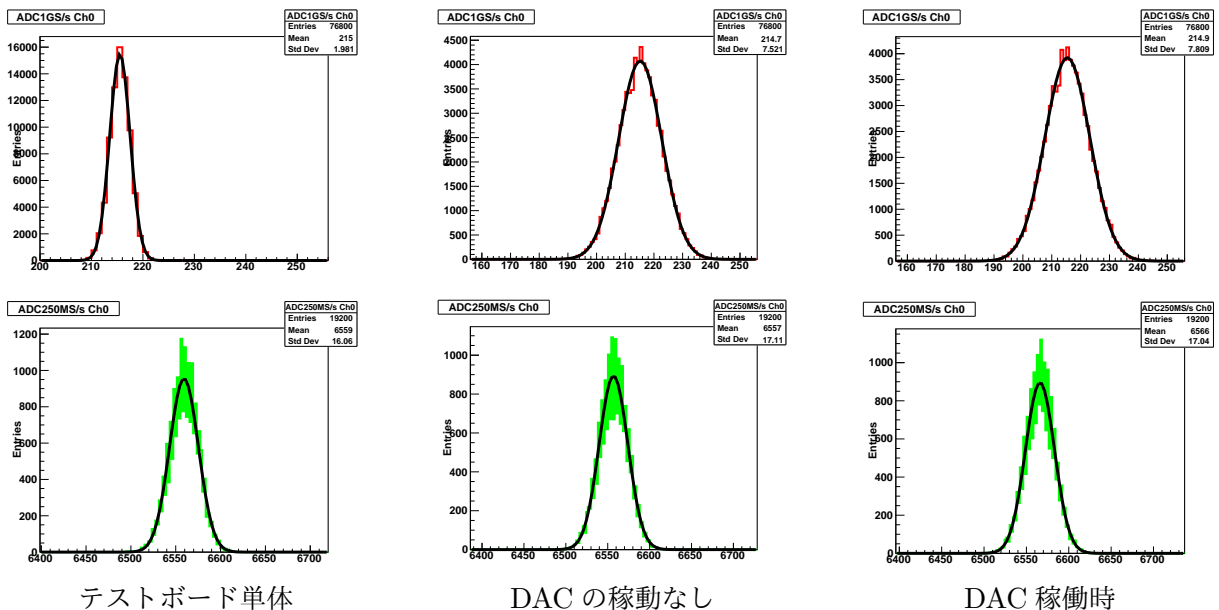


図 6.12: v2 のノイズの測定結果. テストボード単体の結果は v1 の時と同じ結果を使っている。

表 6.2: 再作成した減算回路基板のノイズ評価

	標準偏差 [adc 値]	標準偏差 [mV]
テストボードのみ	1.98	0.133
DAC 停止時	7.52	0.526
DAC 稼働時	7.81	0.547

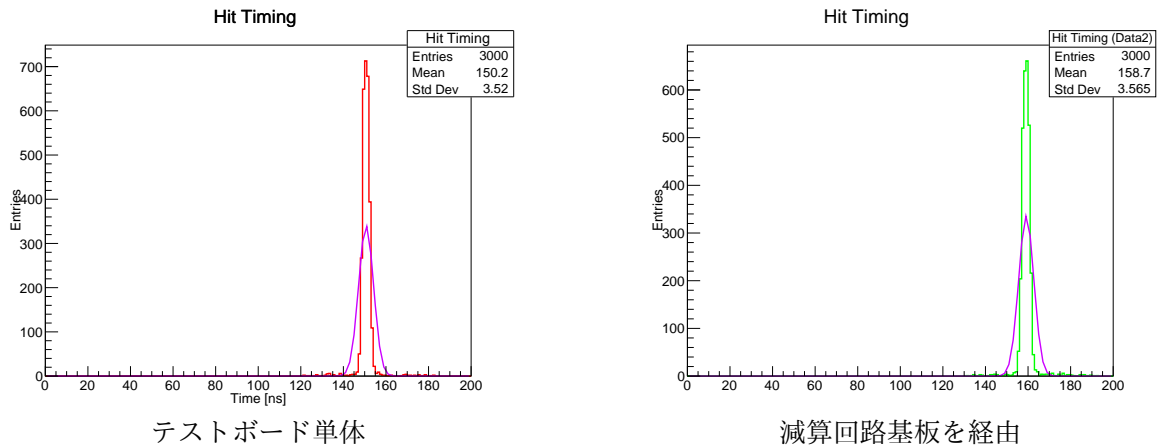


図 6.13: ヒットタイミングの比較. 赤のヒストグラムが, 直接テストボードに入れた際のヒットタイミング. 緑のヒストグラムが減算回路基板を通したのちに, テストボードに入れたものである.

6.2.4 ヒットタイミングへの影響

ヒットタイミングを比較したものが, 図 6.13 である. ヒットタイミングは, 減算回路を通すことで平均 8.5ns の遅れが生じるが問題はない. テストボード単体の標準偏差は 3.52ns に対して, 減算回路基板を経由した場合の標準偏差は, 3.565ns である. よって, ヒットタイミングの分布はほとんど広がっていないことが分かる.

6.2.5 アナログのノイズに関する考察

今回の減算回路のノイズは, THS3091 の代わりに LM7171 を用いたことや外部電源の不安定性などが考えられる. 実際に次期テストボードにデジタル BLR を導入した際に増えるノイズについて議論する. ノイズ源としては以下が考えられる.

- アンプ
- DAC
- L ゲインからのノイズの混入

アンプ由来のノイズは, テストボードのノイズレベルより上限をつけることができる. L ゲインのノイズレベルは, バンド幅の最適化により, 0.11mV を見込んでいる. テストボードの L ゲインに使われているアンプのノイズの上限は, 0.11 mV となる. DAC によるノイズは, せいぜい 1LSB に対応する電圧以下である. 設計時に分解能の高い DAC を選ぶことによって, DAC によるノイズの影響は無視できる. L ゲイ

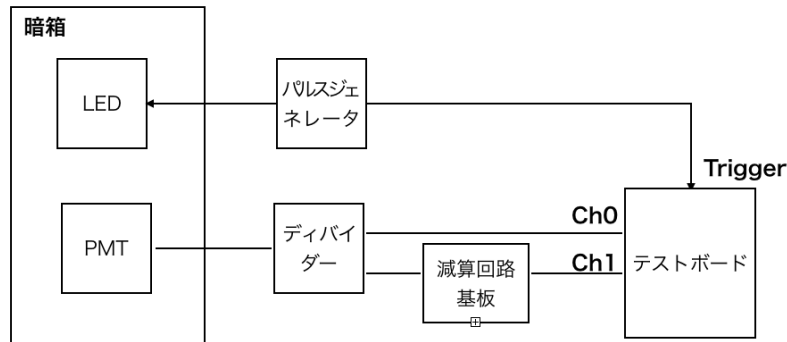


図 6.14: セットアップの図. ディバイダーで PMT の信号を分割し, テストボードと減算回路基板の両方に入力する.

ンのデータを用いてフィードバックすることによるノイズは平均化することによって減らせる. L ゲインの ADC は 4 ns ごとにデータをサンプリングする. L ゲインの最適化後のノイズレベルは 1.0mV を見込んでいる. よって, 512ns の積分時間であれば, $1.0 \cdot \sqrt{\frac{4}{512}} \sim 0.88\text{mV}$ となる.

これらより予想されるノイズレベルの上限は $\sqrt{(0.11)^2 + (0.088)^2} \sim 0.13\text{mV}$ である. フォードバックに使う積分時間を伸ばしたり, フィードバックの方式を変えることでさらなるノイズで低減が可能である. よって, 次期型のテストボードについては, デジタル BLR 機能を追加することによって生じるノイズは無視できる. 今回は, ノイズは多いままであるが, 再作成した基板を使ってベースラインの補正が行えるかどうかを調べる.

6.3 積分時間決定のための前測定

6.3.1 積分時間

デジタル BLR で, オーバershoot を補正する際には, 次の処理を FPGA の内部で行うようにした.

- L ゲインのデータを常に取得し, 正の信号の場合をバッファに保存. 負の場合は, 0 をバッファに保存.
- バッファに保存してあるデータから, 積分時間 t_{int} の分だけ積分する.
- 積分した値を積分時間で割り平均化する.
- 平均化した値を減算回路の DAC に送る.

このような手順で信号処理をする上で, 重要なのは積分時間である. この積分時間を決定するための実験を行った.

6.3.2 実験方法

KamLAND2-Zen で使う予定のボックスアンドライン型の 20 インチ PMT を使って, 測定を行った. この結果を元にシミュレーションで積分時間を決定する. 積分時間は暫定の値として 32 ns を用いた. セットアップは図 6.14 に示す.

パルスジェネレータで 200ns の矩形波を作り, LED に送る. LED はこの電圧を受け発光する. これが



図 6.15: 約 2000pe の電荷の信号を入れた際のオーバーシュート。黄色い線が大信号直後のオーバーシュートである。

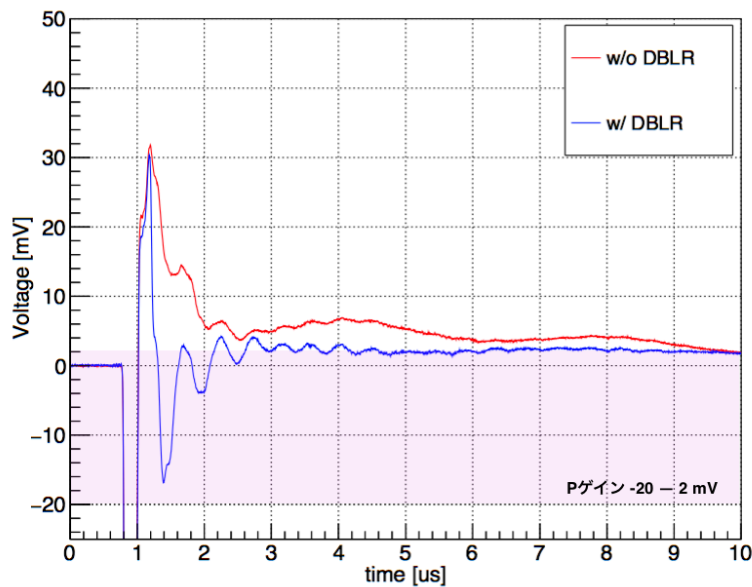


図 6.16: 積分時間が 32 ns の時の波形。P ゲインの範囲に入っているが振動が大きい

ミューオンを模した大光量の信号となる。典型的なミューオン波形を再現するため、電荷が 2000pe 程度になるように調整を行った。この時の波形を図 6.15 に示す。オーバーシュートによってベースラインが変動していることが分かる。

6.3.3 積分時間の決定

まずは積分時間を 32ns として、1,000 波形のデータを取得した。1000 波形の平均化の結果は、図 6.16 である。P ゲインの範囲に収めることができているが、フィードバックの遅れにより、引きすぎているこ

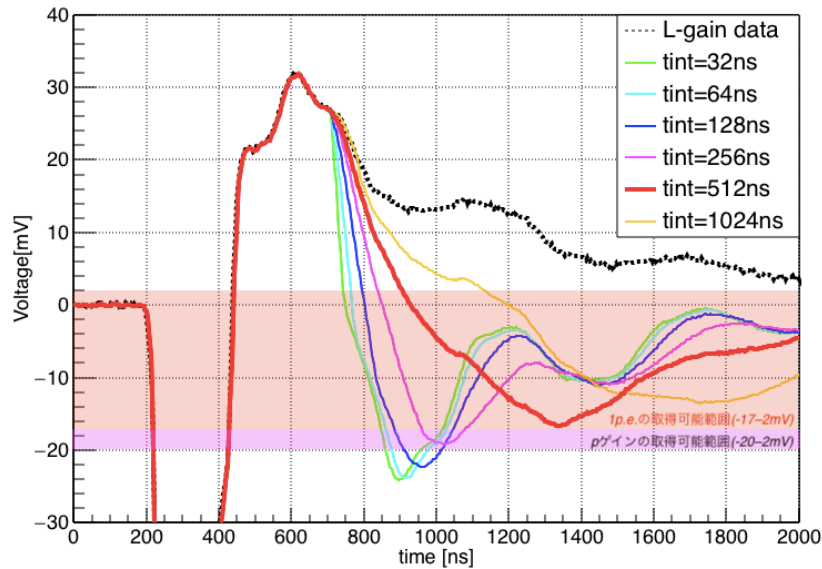


図 6.17: シミュレーション結果. 積分時間を伸ばすことによって振動が軽減されることが分かる.

とが分かる. また, L ゲインのリングングにより, L ゲインで取得したオーバシュートは実際よりも大きくなってしまふ. この取得した L ゲインの波形を元に, 積分時間を長くすることで波形がどう変化するかをシミュレーションした. 積分時間が長くなると, 入力波形の変化に対して緩やかなフィードバックになり, 引きすぎることの抑制できる. 一方で, P ゲインの範囲に収まるまでの時間は長くなる. その結果が図 6.17 である. 今回の条件では積分時間は $t_{int}=512\text{ns}$ が最適であると判断した. 積分時間が 2 の n 乗になっているのは, FPGA に実装する際の実用性を考えてのことである. 将来的には積分時間などのパラメータはコマンド一つで変更可能になる予定である.

6.4 信号発生器を用いた動作試験

PMT を実験の前に, ミューオン信号直後のオーバシュートを模した信号を用いて, 信号が P ゲインの範囲に収まるまでの収束時間を比較する. ここでは, 時定数が $470\mu\text{s}$ で減衰するオーバシュートを模した波形を用いた. この波形を作るためにウェーブフォームジェネレータを用いた. その結果が図 6.18 である.

積分時間が 512ns だと, デジタル BLR の収束にかかる時間は BLR の倍程度になってしまう. 積分時間が 32ns では, 従来の BLR と同程度の収束時間になる. P ゲインを使ったフィードバックであればノイズの影響を受けにくく, 積分時間を 32ns としても問題がないので, ノイズレベルによって積分時間は調整すべきである.

6.5 PMT を用いた実証試験

従来の BLR とデジタル BLR で比較を行った. 今回は減算回路そのものノイズやディバイダーのノイズの影響を無くすために, 1000 波形のデータを取り平均化した. その結果を図 6.19 に示す.

L ゲインのリングングによって, 従来の BLR では P ゲインの範囲に収まるまでの時間が長くなっている. 一方, L ゲインのリングングも加味して補正することができるので, デジタル BL の収束時間は BLR よりも短くなっている. L ゲインのリングングは, 次期テストボードでは改善される予定である. 実際の

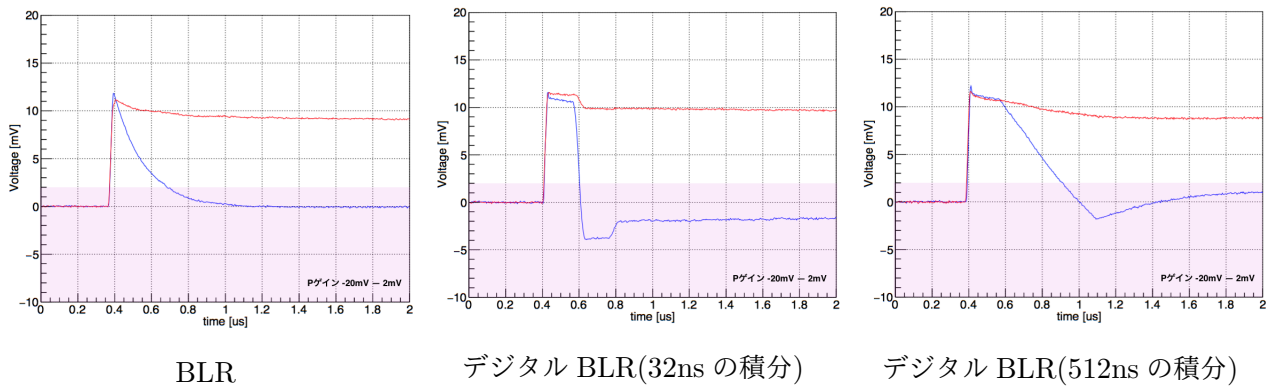


図 6.18: BLR とデジタル BLR の収束時間の比較をした. 積分時間が 32ns であれば, 従来の BLR と同等の時間で P ゲインの範囲に収束する.

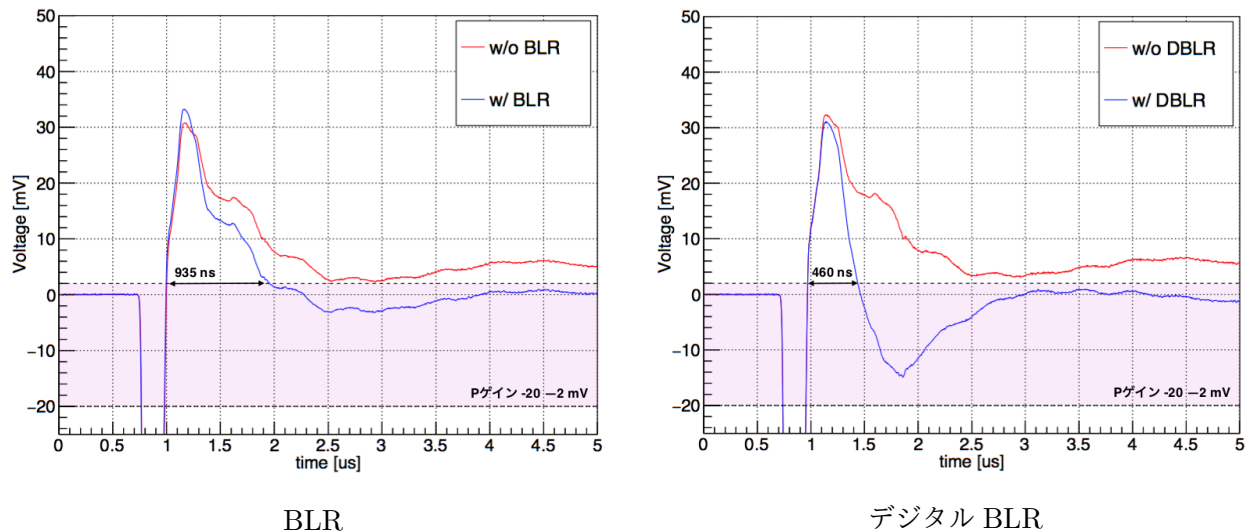


図 6.19: BLR とデジタル BLR の波形の比較. どちらもオーバーシュートを抑制できている. ただ, L ゲインのリングングのせいで収束に時間がかかっている.

PMT を用いた際にも, 従来の BLR と同様にデジタル BLR でもオーバーシュートの補正ができることを示した.

第7章

結論

ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊探索実験である KamLAND2 に向けて、新型電子回路の開発を行ってきた。MoGURA2 を用いて高度な信号処理を基板上で行うことで、ニュートリノを伴わない二重ベータ崩壊のバックグラウンドのタギング効率が大幅に上がる。加えて、KamLAND2-Zen の期間でも MoGURA2 を使うためには、ミューオンを起源とする巨大信号に起因する PMT 信号のオーバシュートの時定数に柔軟に対応できるデジタル BaseLine Restorer (BLR) 機能が必須である。そこで、本研究では新型読み出し回路の MoGURA2 の完成に向けてテストボードで見つかった問題点を解決することとデジタル BLR 機能を実証することを目標とした。

テストボードの問題点を解決するために、以下のことを行った。

- 過電流防止のための電圧印加タイミングの制御
- L ゲインの倍率の修正
- L ゲインのクロストーク対策として、ボルテージフォロワーの追加
- L ゲインのリング抑制のための差動アンプと ADC の接続部の変更
- ゲイン幅を 100MHz から 60MHz に変更

以上により、テストボードの抱えていた問題を解決した。また、LTSpice で最適化後の性能評価を行い、問題がないことを確認した。次期テストボードでは、L ゲインノイズは 1mV、P ゲインのノイズは 0.1mV 程度を見込んでいる。

デジタル BLR の実証のために減算回路基板を作成した。減算回路のノイズが大きかったものの、デジタル BLR によって従来の BLR の機能の再現することができた。ただし、収束時間とノイズのトレードオフがある。今後の課題としては、

- デジタル BLR のノイズの低減
- 収束時間の短縮
- デジタルの利点をより活用する方法の探求

が挙げられる。デジタル BLR のノイズの低減に関しては、現在のテストボードのノイズレベルから低減できる見込みがある。収束時間の短縮は更新速度の早い DAC を使い、内部の FPGA のアルゴリズムの改善によってある程度改善できる。L ゲインがパイプライン型 ADC であり待ち時間が生じることがボトルネックとなるので、P ゲインを用いてフィードバックを行うことも収束時間を短縮するための解決策の一つである。

デジタルの利点を活用する方法としては、二つの例が考えられる。一つは、波形の復元である。P ゲイ

ンの範囲に信号を収めるために、正の値の平均をとりベースラインの補正量を決める方式では、オーバーシュート発生直後はベースラインを引きすぎたり、波形を歪める恐れがある。しかし、補正量はFPGA内部で決めており保存することができる。原理的には補正量と、DACとADCのゲインを正確に把握することで補正前の状態に戻すことが可能である。もう一つの例は、ミューオン波形の波高や電荷量などからオーバーシュートが始まる前に、オーバーシュートの波高を予測し事前に補正する方式である。ミューオンの波高や電荷とオーバーシュートの波高の関係を測定によって正確に求めることができれば実現可能である。この方式であれば、収束時間を大幅に短縮することができる。

謝辞

本研究に際して、沢山の方からご指導を頂きましたので、この場を借りて感謝の意を表したいと思えます。

まず、センター長の井上邦雄先生には、ニュートリノセンターでの研究の機会を与えて頂きました。ハードウェアミーティングや修論の発表練習では、研究や発表に関する様々なご指摘やアドバイスをして頂き、ありがとうございました。石徹白晃治先生には、電子回路のいろはを教えて頂き、研究に関連する多くのことを学ぶことができました。教えて頂いた電子回路に関する知識や物事に対する考え方は、就職した後にも活きるものだと思っています。また、休日にも関わらず修士論文の添削をして頂きありがとうございました。渡辺寛子先生と三井唯夫先生には、方向検出の研究の際には非常にお世話になりました。研究を始めたばかりで右も左も分からない状態でしたが、丁寧に指導して頂きました。お二方のおかげで、研究の基礎を身につけることができました。ありがとうございました。この他にも、多くの先生や技官さんの協力のおかげで、無事に修士論文を書き上げることができました。本当にありがとうございました。

先輩方は、尊敬できる人ばかりで、多くのことを学ばせて頂きました。特に林田さんには、電子回路について多くのことを教えていただきました。お忙しい中、質問に答えて頂きありがとうございました。同期には、研究で行き詰まった際には、多くのアドバイスや励ましをもらいました。優秀な人ばかりで同期に追いつかなきゃと必死でしたが、そのおかげで成長できたような気がします。後輩も優秀な人ばかりで、自分も頑張らないきゃと励みになりました。川田くんには、電子回路関係でやるべきことを多く残してしまって申し訳ないです。他にもやるべきことが沢山あるかとは思いますがよろしく願います。また、友人と家族には非常にお世話になりました。多くの励ましやサポートに感謝致します。

振り返ると人に恵まれた二年間だった思います。修士論文を書き上げるにあたって本当に多くの人たちにお世話になりました。改めて皆様に厚く御礼を申し上げ、感謝の意を示します。

参考文献

- [1] A. Gando et al., (The KamLAND-Zen Collaboration), " Search for Majorana Neutrinos near the Inverted Mass Hierarchy Region with KamLAND-Zen" arXiv:1605.02889.
- [2] 柳田勉, 「ニュートリノの質量と素粒子論」, 日本物理学会誌, 第 58 巻, 第 5 号, 2003
- [3] 林歩美 (2017) 「KamLAND2-Zen に向けた 集光ミラーの最適化」 修士論文, 東北大学
- [4] 本田佳己 (2018) 「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」
- [5] 竹本康弘 (2009) 「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」
- [6] 林田眞悟 (2015) 「次期 KamLAND 実験へ向けたフロントエンドエレクトロニクスの開発」
- [7] Gomez-Cadenas J.J. et al., " The Search for neutrinoless double beta decay" , Riv.Nuovo Cim. 35 (2012) 29-98 arXiv:1109.5515 [hep-ex]
- [8] RV751-40 仕様書, Rohm
- [9] " Correcting the Low-Frequency Response of the ADS42LBxx, ADS42JBxx for Time-Domai" , <http://www.ti.com/lit/pdf/sbaa220>
- [10] ADS42LB69 仕様書, Texas Instruments
- [11] 光電子増倍管ハンドブック, 浜松ホトニクス社.
- [12] 吉田学立 (2011) 「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」
- [13] <http://www.awa.tohoku.ac.jp/sanshiro/kinoko/Application/KamLAND/>
- [14] K. Eguchi et al. (KamLAND Collaboration), "First Results from KamLAND: Evidence for Reactor Antineutrino Disappearance" , Phys.Rev.Lett., PRL. 90, 021802 (2003)
- [15] A. Gando et al, "Partial radiogenic heat model for Earth revealed by geoneutrino measurements" , Nature Geoscience 4, 647-651, 2011