

千葉大学大学院融合理工学府
修士論文

IceCube Upgrade 計画に向けた光検出器 D-Egg に用いられる
PMT と DAQ 基板の応答性評価

2022 年 3 月提出

先進理化学専攻 物理学コース

森井 保次
20WM2115

概要

IceCube は、 1 km^3 の南極氷河に埋設した 5160 台の光検出器 “DOM” を用いて、高エネルギー宇宙ニュートリノを観測する。この既存の IceCube の拡張計画があり、その第一期として IceCube Upgrade 計画がある。Upgrade は既存装置の中心部に新型光検出器を密に埋設することで、数百 GeV の低エネルギーのニュートリノのより詳細な探索を行う。千葉大学では、この Upgrade 用の新型の光検出器 “D-Egg” を開発・製作をし、現在受入れ試験が進められている。光検出器は、宇宙ニュートリノが地中核と相互作用して作る 2 次荷電粒子が放出するチェレンコフ光を検出する。光検出器が光の強度を正しく測定する事が、ニュートリノのエネルギーと飛来方向の同定に必要となる。

本研究では、この D-Egg の中核部品である光電子増倍管とデータ収集基板の光信号に対する出力値の応答性を評価した。レーザ及び LED を擬光源として用いて、その光の強度とパルス幅を変えて、入射光に対する光電子増倍管とデータ収集基板からの信号の大きさ及び時間分布を計測した。入射光量が大きい時に、光電子増倍管は入力に対して出力が線形性を保てず飽和する現象がある。D-Egg の光電子増倍管でも同様の現象が見られ、この飽和特性は、既存の IceCube で用いられた飽和曲線の式の係数の変更で対応できる事が分かった。

データ収集基板でも 2 種類の飽和現象がある事が分かった。消費電力の制約ため、サンプリング速度の遅い AD コンバータを用いているので、 10 ns 程度の早いパルスに対して、波形整形回路で波形の面積は変えず、波高値を抑え幅を広げて、サンプリング回数を増やし精度を確保している。このため、見かけのピークの波高値は、早いパルスほど圧縮される。さらに、早い立ち上がりの大きな入力信号時にはデータ収集基板の入力段のオペアンプの立ち上がり率 slew rate の制限があり、線形性が保たれない事が分かった。データ収集基板の飽和現象を詳しく調べるために、Function Generator によるパルス信号での測定と、LTspice による回路シミュレーションを行った。これらの結果を元に、データ収集基板の飽和特性のパルス幅と振幅の大きさの依存性を示した。また、単光子の波形データを基本単位として、データ収集基板の入力波形から出力波形を模擬する計算モデルを作成し、実測値に対して 10 % の範囲で出力値を再現できた。

線形性の測定と合わせて、光量の大きい時にメインパルスの後ろに発生するレイトパルスとアフターパルスも測定し、その発生量と時間分布のモデルを作成した。

目次

第1章 ニュートリノ天文学	1
1.1 宇宙線スペクトル	1
1.2 ニュートリノの検出	1
1.3 ニュートリノ事象	3
第2章 IceCube	5
2.1 現行の IceCube	5
2.1.1 IceCube Array	5
2.1.2 DOM	6
2.2 IceCube Upgrade	7
2.3 D-Egg	8
2.4 PMT	9
2.4.1 PMT の原理	9
2.4.2 リニアリティ	10
2.4.3 プリパルスとレイトパルス	10
2.4.4 アフターパルス	10
2.4.5 D-Egg の PMT	11
第3章 データ収集基板	13
3.1 データ収集基板の概要	13
3.2 データ収集システム	16
3.2.1 現行の IceCube のデータ収集システム	16
3.2.2 D-Egg のデータ収集システムの概要	17
3.2.3 データ収集システムのアナログフロントエンド	19
3.3 開発・製造	22
3.4 単体試験	22
3.5 ノイズ試験	26
第4章 PMT とデータ収集基板のリニアリティ	29
4.1 リニアリティ測定の方法	29
4.2 PMT 単体のリニアリティ測定	30
4.2.1 測定方法	30
4.2.2 測定結果と解析	32

4.3	PMT+データ収集基板のリニアリティ測定	35
4.3.1	短パルス：レーザ光源時のリニアリティ	35
4.3.2	長パルス：LED 光源時のリニアリティ	38
4.3.3	低温試験でのリニアリティ	40
4.4	データ収集基板単体のリニアリティ	42
4.4.1	オーバフロー、過電圧保護	42
4.4.2	Function generator 入力によるリニアリティ測定	44
4.4.3	回路シュミュレータによるシミュレーション	46
4.5	DAQ 基板のリニアリティのモデル化	51
4.5.1	モデル化の目的	51
4.5.2	モデルの構成	51
4.5.3	モデル適応例 (slew rate limitation 無)	56
4.5.4	モデル適応例 (Slew rate の制限有り)	61
4.6	PMT と DAQ 基板のリニアリティのまとめ	64
第 5 章	アフターパルスとレイトパルス	67
5.1	アフターパルス	67
5.1.1	測定の目的	67
5.1.2	測定方法	67
5.1.3	測定結果と解析	68
5.1.4	アフターパルスのモデル化	72
5.2	レイトパルス	74
5.2.1	測定の目的	74
5.2.2	測定方法	74
5.2.3	測定結果と解析	75
第 6 章	結論	79
第 A	Appendix :LTspice シミュレータの使い方	85

第 1 章

ニュートリノ天文学

1.1 宇宙線スペクトル

地球には宇宙線が降り注いでいる。この宇宙線には、宇宙で加速された粒子そのものの一次宇宙線と、この一次宇宙線が地球に到達する前に星間物質と衝突して生成される二次宇宙線がある。一次宇宙線は陽子から鉄以上の原子核まで含まれているが、その 90 % が陽子、9 % がヘリウムである。それ以外では、電子、陽電子、光子、ニュートリノも含まれる。

図 1.1 に種々の実験で観測された宇宙線フラックスのエネルギースペクトルを $\text{GeV}(10^9 \text{ eV})$ から $100 \text{ EeV}(10^{20} \text{ eV})$ までの領域で示す。本図のように、フラックスはエネルギーが高くなるにつれて、べき乗で減少していく。この傾きが 10^{15} eV 領域で変わる点を **Knee** と読んでいる。この点の宇宙線の到来頻度は、 $1 \text{ 個}/\text{m}^2/\text{年}$ と少ない量である。さらにエネルギーが高くなると、もう一度傾きが変わる点が 10^{18} eV 付近にあり、これを **Ankle** と呼ぶ。この点の宇宙線の到来頻度は、 $1 \text{ 個}/\text{km}^2/\text{年}$ とさらに少なくなる。この **Knee** 以上の高エネルギー領域は宇宙線の精度の良い観測が難しく、その起源や加速機構も未解明な部分が多い [2]。

これらの宇宙線の観測は大気の影響を受ける地上の観測では難しく、気球や人工衛星による観測が主となる。しかし、高エネルギーになるとフラックスがべき乗で減少し、到来頻度が著しく減少するので、検出器の大きさを大きくする必要があり、気球や人工衛星では難しくなる。また、荷電粒子の場合、宇宙空間の磁場で、その方向が曲げられ、本来の発生点を同定する事が難しい。光子については、この磁場の影響を受けないが、光を通さない高密度の媒体を通過できない。一方でニュートリノは弱い相互作用しかせず、磁場の影響や途中の媒体の影響も受けず直進するので、遠方宇宙や天体内部の情報を得る事ができる。このように、ニュートリノが、宇宙物理の探索の観測対象として期待されている。

1.2 ニュートリノの検出

ニュートリノは質量が小さく、電荷をもたず、弱い相互作用のみを起こす。相互作用の大きさが小さいので、ニュートリノを直接検出することはできない。しかし、非常に低い確率でその一部が地球を構成する元素中の核子と反応し、2 次ニュートリノや荷電レプトンを生成する。ニュートリノの検出には、この生成物を検出する事で、間接的に検出する。ニュートリノには 3 種類あり、ミューニュートリノ ν_μ 、電子ニュートリノ ν_e 、タウニュートリノ ν_τ がある。GeV 以上の高エネルギーニュートリ

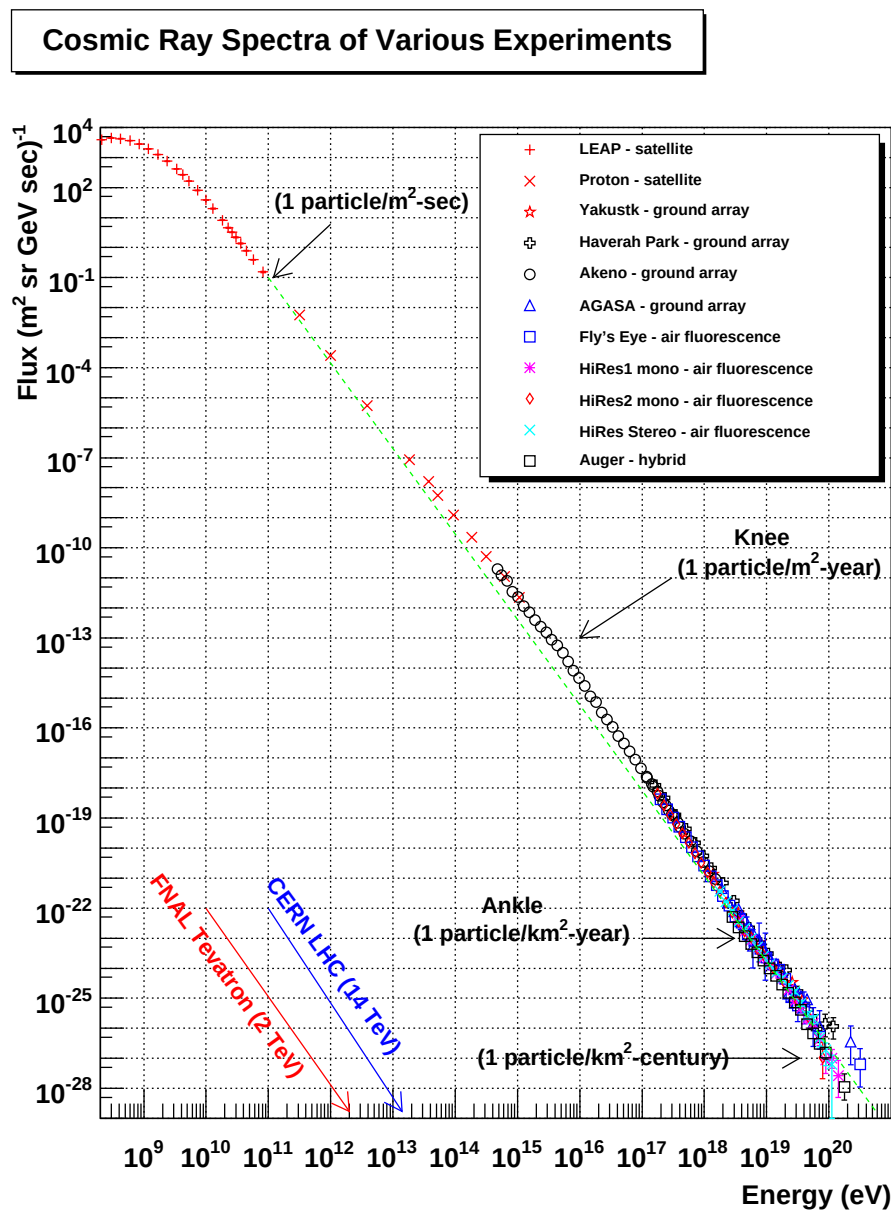


図 1.1: 種々の実験で得られた宇宙線フラックスのエネルギースペクトル [1]。X 軸は観測した宇宙線のエネルギーで、Y 軸は宇宙線のフラックスである。フラックスはエネルギーが高くなるにつれて、べき乗で減少していく。途中で減少の傾きが変わる点を”knee”と”Ankle”と呼ぶ。参考に加速器の最高エネルギーも示している。

ノでは核子と非弾性散乱を起こすことで、ニュートリノの相互作用には、荷電カレント過程：Charged Current Interaction(CC) と、中性カレント過程：Neural Current Interaction (NC) がある。

$$\nu_l + N \rightarrow l^\pm + X : \text{CC}$$

$$\nu_l + N \rightarrow \nu_l + X : \text{NC}$$

ここで、 ν_l ($l = \mu, e, \tau$) は各種のニュートリノ、 N は核子、 l は荷電レプトン (ミューオン、電子、タウ粒子)、 X は核子の終状態でハドロン粒子である。

荷電カレント過程では荷電レプトン、中性カレント過程ではハドロン粒子からのカスケード時に発生する荷電粒子が、南極の氷の中を媒質中の光速度より速い速度で運動した時に、進行方向に対して角度 θ の方向にチェレンコフ光を放射する。チェレンコフ光の光子数 N と放射角には次の関係がある。

$$\frac{d^2N}{dLd\lambda} = \frac{2\pi\alpha Z^2}{\lambda^2} \left(1 - \frac{1}{n^2\beta^2}\right) \quad (1.1)$$

$$\cos \theta = \frac{1}{n\beta} \quad (1.2)$$

ここで $\alpha = 1/137$ は微細構造定数、 n は媒質中の屈折率、南極の氷では $n \approx 1.33$ 、 Z は粒子の電荷、 λ はチェレンコフ光の波長、 L は等価長、 $\beta = v/c$ である。この関係式より、チェレンコフ光の光子数と荷電粒子のエネルギーから、粒子が検出器で落としたエネルギーが算出できる。この落としたエネルギーより、次の式で元の粒子、ニュートリノのエネルギーを求める。

$$-\frac{dE}{dx} = \alpha + \beta E \quad (1.3)$$

ここで、 α はイオン化によるエネルギー損失、 β は、電子対生成、制動放射、光核相互作用によって起きるエネルギー損失である。高エネルギー粒子の場合、 βE の項が支配的である。

これらの関係式から、チェレンコフ光の光量と到来時間より、荷電粒子の持っていたエネルギーと到来方向を求める。それから、一次ニュートリノが持っていたエネルギーと到来方向を再構成して求める事ができる。

1.3 ニュートリノ事象

IceCube では多くのチェレンコフ光の事象を記録しているが、その多くが宇宙線の大気シャワーからのミューオンである。すべての事象の百万分の 1 がニュートリノであるが、多くは地球大気で発生したニュートリノである。したがって宇宙ニュートリノの事象は非常に少なく、長期間にわたる観測が必要である。図 1.2[3] に示すように、次の 3 のパターンの事象がある。

トラック型の事象は、一本の線路に沿ったように見える事象で、ミューニュートリノによる荷電カレント過程から発生したミューオンによって生じるものが代表例である。ミューオンは検出器を貫通し、検出器内で一部のエネルギーしか落とさないで、エネルギーの同定は難しいが、飛来方向の同定ができる。

シャワー型の事象は 3 種類すべてのフレーバーのニュートリノの中性カレント過程によるハドロンシャワーによって発生する。また電子ニュートリノの荷電カレント過程によっても生じる。ハドロンは水中の短い距離で散乱するので、シャワー型の事象になる。すべてのエネルギーが検出器内で失うのでエネルギーの同定が可能であるが、飛来方向の同定は難しくなる。

二つのカスケード型と呼ばれる事象は複雑で頻度の少ないもので、高エネルギーのタウニュートリノから引き起こされる。タウニュートリノの荷電カレント過程によって生じたタウ粒子が電子やハドロンを生成し、次のカスケードを起こす。このため、2つの固まりができるのでダブルバンとも呼ばれる。

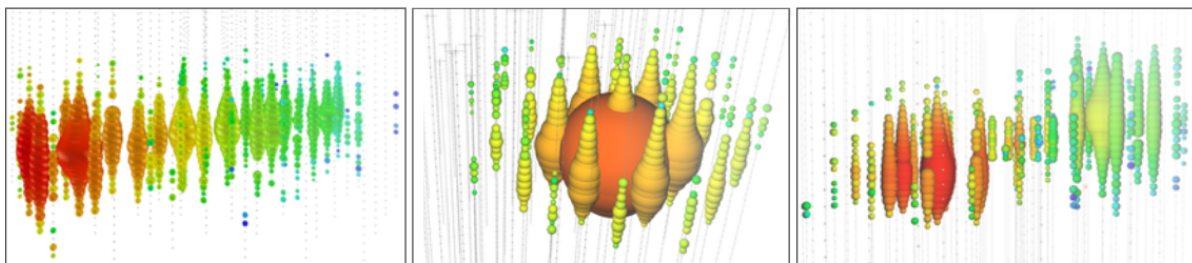


図 1.2: IceCube で観測されたニュートリノイベントの例。トラック型のイベント (左図)、シャワー型のイベント (中央図)、2つのバン型のイベント (右図)。色のついた球は各光検出器がチェレンコフ光を検出した事を示し、その大きさが光の強さを表す。色は検出した時刻を表し、早い順に、赤、黄色、緑、青になる。左図では、左から右に赤から青に変わっていくので、粒子が左から右に抜けていった事を示している。

第 2 章

IceCube

2.1 現行の IceCube

2.1.1 IceCube Array

IceCube は南極点の氷中に設置されたニュートリノの観測装置である。図 2.1 に示すように、5160 個の光検出モジュール (Digital Optical Module: DOM) が氷上から 86 本の縦方向のストリングスにぶら下げられている [4]。そのうちの 78 本が標準のストリングスで、1450 m から 2450 m の深さに 60 個の DOM が埋設されている。ストリングスは水平方向に 6 角形に形状に設置され、そのグリッド間の距離は 125 m である。氷上には各ストリングスの DOM からのデータを集める IceTop がある。IceTop は検出器を有し、地表面のデータも収集する。検出器の体積は 1km^3 になる。これらは主に 100 GeV 以上の高エネルギーを観測対象としている。IceCube は 2005 年より建設が開始され、2011 年に完成し、高エネルギーニュートリノの観測を続けている。

IceCube の DOM のサブシステムが DeepCore と呼ばれるもので、図 2.2 に示すように、IceCube の中心部により密な間隔で、8 本のストリングスがある。各ストリングスでは、DOM は深さ 2100 m から 2450 m の間に、間隔 7 m と標準のストリングスの 17 m よりも密に設置させている。DeepCore は 10 GeV から 100 GeV の比較的低エネルギーの観測に最適化されている。

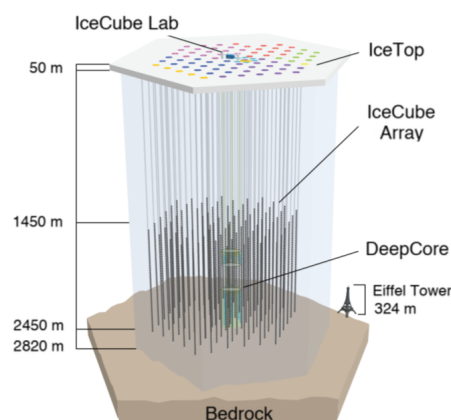


図 2.1: 現行の IceCube 観測装置の模式図。南極氷河の 1450 m から 2450 m の深さに 5160 台の光学モジュール (DOM) が埋設されている。氷上には 162 台の IceTop が設置され、その中心に観測室が設置されている。

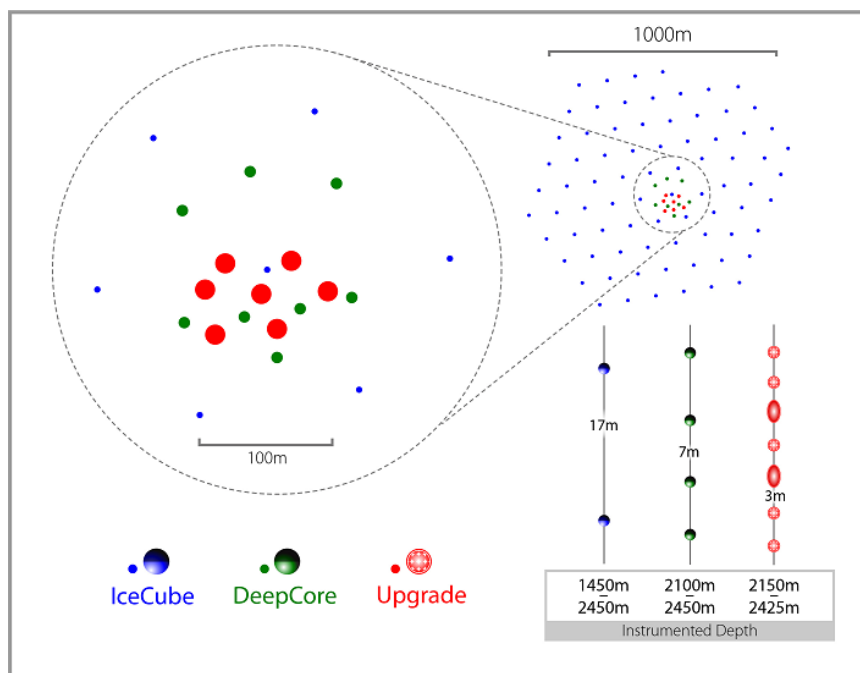


図 2.2: IceCube の光学モジュールの配置図。78 本のストリングスに光学モジュールが 17 m 間隔で 1450 m-2450 m の深さに埋設されている。中心部には 8 本のストリングスに、より密な間隔で光学モジュールが埋設されている場所があり、DeepCore と呼ばれる。赤い点は将来計画の Ugrade 計画の 7 本のストリングである。

2.1.2 DOM

光検出器モジュール DOM は、IceCube の光検出器とデータ収集装置である。図 2.3 に示すように、円形のガラス容器の中に、下を向いた 10 インチの光電子増倍管 (PMT) が設置されている。PMT の首の部分に Mainboard と呼ぶ回路基板が設置され、これがデータの収集や DOM の制御を半自動的に行う。Flasher board には LED があり、これを光らせる事で、隣接の DOM がその光を検出して、校正を行う。DOM に対する基本的な要求条件は、広範囲の振幅と時間幅の光信号のデータ収集と、南極の氷河下の高圧・極低温の厳しい環境に耐える堅牢性と、10 年以上の運用ができる信頼性である。

PMT は 10 GeV から 10 PeV のエネルギー領域の粒子が、500 m までの距離の範囲内で、氷の中で相互作用した時の光信号を検出できる。PMT の増幅率 (ゲイン) が 10^7 の時に、振幅が 1 mV から線形性を保てる約 2 V まで、パルスの幅としては 12 ns から 1500 ns まで対応できる。このように多種多様で広いダイナミックレンジが必要な光信号に対応するために、DOM は複数のデータ収集回路を持っている。詳細については、3 章のデータ収集系で説明する。DOM はデータを氷上にある IceCube Laboratory (ICL) のコンピュータに 2 本のツイストの電線で送る。この電線で電源も供給する。

DOM は光信号を検出するとワイヤーでつながっている隣接上下の DOM に Local coincidence (LC) の信号を送る。さらに氷上の上位装置の IceTop を経由して隣接のストリングスにも送られる。LC は光信号を受けた事を隣接の DOM に連絡して、同じタイミングで受信したかを確認する機能である。LC が起きた時に複数の DOM で光検出が起きた時のみ信頼できるデータとして、波形全体を保存するようにして、上位に転送するデータ量を抑制している。

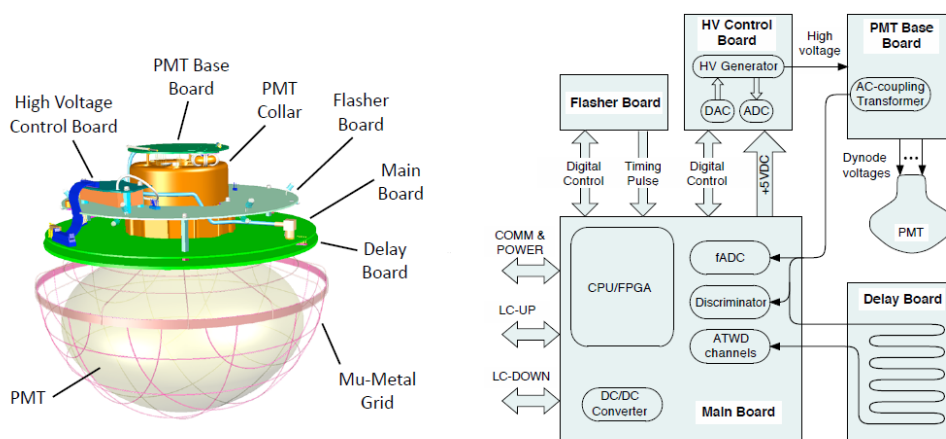


図 2.3: IceCube の光検出器 (DOM) の外観図 (左図) と機能ブロック図 (右図)[4]。10 インチの光電子増倍管 (PMT) が下向きに装着され、表面に、地磁気のシールドのために、ミューメタルのグリッドが貼られている。DOM の制御とデータ収集を行うメインボードがある。その上に氷の光伝播特性を調べるために光源となる LED を並べた Flasher Board がある。その上には PMT に高電圧を供給する高電圧基板がある。右の図はメインボードを中心とした機能ブロック図である。メインボードから Flasher board や高電圧基板を制御する。また PMT からの信号をデジタルに変換し、データを氷上にあるデータ収集装置に送る。

2.2 IceCube Upgrade

IceCube では拡張計画があり、現行を第 1 世代 (Generation 1 : Gen1)、拡張計画を第 2 世代 (Generation 2 : Gen2) と呼んでいる。図 2.4 に拡張計画の模式図を示す [3]。現行の IceCube のの外側に高エネルギーアレイと呼ばれる光検出器のストリングスを 120 本増設する。図 2.5 に拡張計画の配置の上面図を示す。増設する高エネルギーアレイの左の外側に、200 台のラジオアレイの設備を設置する。Gen2 では $\text{PeV}(10^{15} \text{ eV})$ から $\text{EeV}(10^{18} \text{ eV})$ の超高エネルギーのニュートリノの観測をめざす。

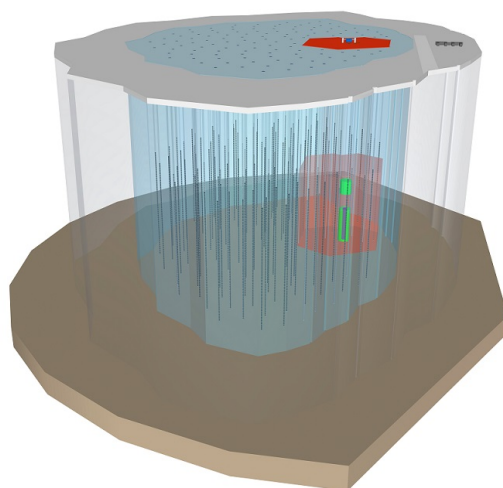


図 2.4: IceCube 拡張計画 (Gen2) の模式図。赤い部分が現行の IceCube の光検出器の配列。青い部分が拡張する部分で、現行のストリングスの外側に、120 本の高エネルギーアレイと呼ばれる光検出器を設置する。図の緑の部分が IceCube Upgrade と呼ばれる部分である。

拡張計画の第一期として 2024 年から、図 2.2 に示すように、現行の IceCube の中心部の DeepCore

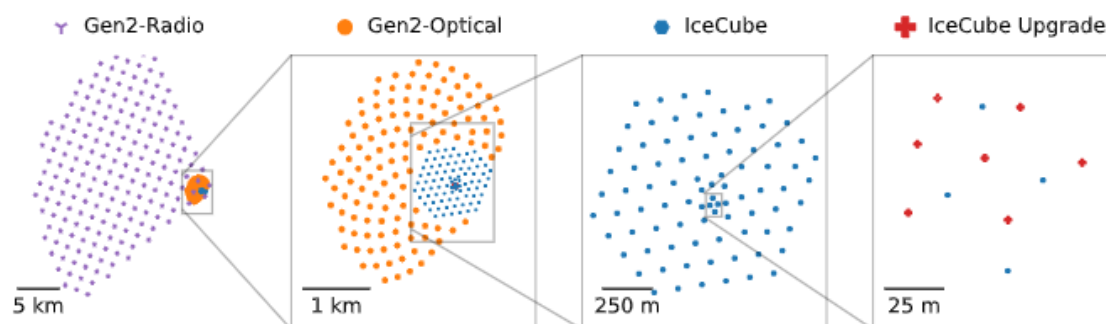


図 2.5: IceCube 拡張計画 Gen2 の上面図。[3] 左図が 200 台のラジオアレイ、その右のオレンジ色が 120 本のストリングスからなる高エネルギー用の光検出器のアレイ、その右の青色が現行の IceCube の光検出器のアレイ、一番右の図が IceCube Upgrade のアレイである。拡張計画全体は現行の IceCube の 7.9 倍の大きさになる。

の付近に、新たな光検出器のストリングスを 7 本設置する Upgrade 計画が進められている。光検出器は深さ 2150 m から 2450 m の氷の純度の高い場所に、3 m 間隔と現行設備に比べてかなり密な間隔で設置される。Upgrade 計画では、GeV 領域の IceCube としては比較的低エネルギーのニュートリノ事象を対象として、ニュートリノ振動や暗黒物質の探索が行われる。また、各検出器は校正用の LED を持っているので、南極氷河の光伝播特性のより詳しいデータを得て、今後の IceCube の解析に役立つ事も目的としている。

この Upgrade 計画では 2 種類の新型の検出器が導入される。そのうちの 하나가千葉大学で開発した”D-Egg” (Dual optical sensors in an Ellipsoid Glass for Gen2) である。もう一種類が”mDOM” (Multi PMT Digital Optical Module) である。

2.3 D-Egg

D-Egg は Upgrade 用に開発された新型光検出器で、図 2.6 にその外観図と内部構造図を示す。D-Egg は 2 台の光電子増倍管 PMT を上下に配置し、そのガラス容器は卵型をしている。現行の IceCube の DOM は PMT が 1 台で下方のみを向いているが、D-Egg は上下にあるので、チェレンコフ光の検出効率が改善される。PMT はゲルでガラス容器の内側に密着させている。D-Egg は高さ 52 cm、中央の直径が 30 cm である。内部を乾燥窒素で封入して、減圧して大気圧で上下の半球のガラス容器が密着するようにしている。中央にハーネスを巻いて上下のガラスを固定するとともに、ストリングスにぶら下げるワイヤーを固定する。下側のガラス容器からペネトレータを通して、外部にケーブルが出ている。これが氷上のハブまで信号を送る。

PMT の側面には地磁気をシールドする FINEMET 製のカバーが取り付けられている。2 台の PMT の中央部にはデータ収集基板 (DAQ 基板) があり、PMT 信号や各種センサーのデータを収集したり、D-Egg 内の機器の制御を行う。その上には 2 枚の高電圧基板 (HVB) があり、PMT に高圧電源を供給している。PMT の下側には 3 台のカメラがついたカメラリングが設置され、D-Egg を氷中の穴に入れて、氷が最凝縮するときの様子をモニタする。その下で、ゲル面の上には、横方向に 8 台、下方方向に 4 台の LED が配置されたフラッシャーリングが設置されている。これを発光させて、他の D-Egg で、その光を検出することで、埋設後の D-Egg の向きの確認ができるとともに、氷の特性の調査が

行える。



図 2.6: D-Egg の外観図と内部構造図。卵型のガラス容器の中に、上下に PMT が設置されている。2 台の PMT の中央には、データ収集基板 (DAQ 基板) があり、その上には 2 枚の高電圧基板がある。ガラス容器からペネトレータケーブルが出ている。下側の PMT の周囲には、カメラと、LED が配置された Flasher ring が設置されている。

2.4 PMT

2.4.1 PMT の原理

D-Egg では 2 台の PMT を用いている。本論文では、PMT と DAQ 基板の応答性を評価するので、応答性の検討に必要な PMT の原理について説明する。光電子増倍管はガラス容器の真空管で、入射窓、光電面 (カソード)、収束電極、電子増倍部 (ダイノード)、陽極 (アノード) から構成されている。その構造図を図 2.7 に示す。ガラスの入射窓を透過した光は、光電面内の電子を励起し、光電効果により、真空中に光電子を放出する。その光電子は収束電極で加速・収束され、第 1 ダイノードに衝突し二次電子を放出して、電子を増倍する。それ以降のダイノードに衝突し、二次電子放出を繰り返す、増倍を繰り返す。最終ダイノードから放出された二次電子は最終的に 10^6 倍から 10^7 倍になり、陽極 (アノード) より電流として取り出される。この最終的な増幅率をゲインと呼ぶ。

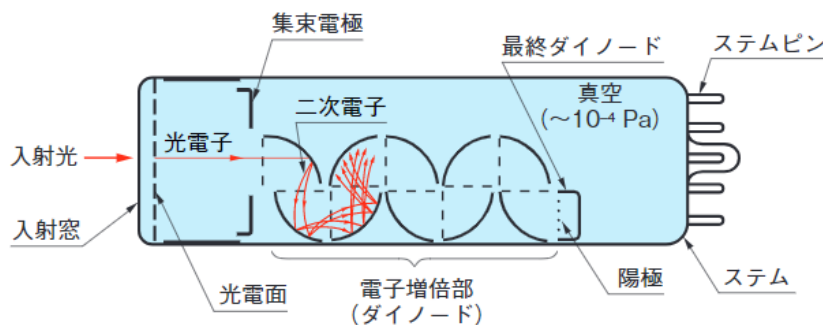


図 2.7: PMT の原理図 [5]。

ゲイン G はダイノードの段数と印加電圧 V に依存し、次式で与えられる。

$$G = A \times V^k \quad (2.1)$$

ここで A 、 k は PMT によって決まる定数である。

2.4.2 リニアリティ

PMT は微弱な光領域では、入射光量に対する陽極出力電流の直線性（リニアリティ）が良い。しかし、強い入射光を受けると理想的な直線性からのずれが生じる。その原因として、陽極付近のリニアリティ特性によるものと、陰極のリニアリティ特性によるものがある。陰極によるものは、PMT を低電圧、大電流で動作させた場合に発生するが、D-Egg ではそのような運用をしないので、該当しない。したがって、ここでは陽極付近のパルス出力モードのリニアリティ特性について説明する。

パルス出力モードでは、リニアリティは信号のピーク電流によって決まる。パルス電流が増加した場合、特に終段付近で増倍によって電子密度が高まり、空間電荷の影響により電極間電流が阻害されて飽和が生じる。この空間電荷の影響はダイノード間の電界分布と電界強度によって決まる [5]。

このようにリニアリティが保てなくなると、観測値から正しい入射光量が直接得る事ができなくなる。D-Egg の PMT のリニアリティの実測結果については4章で説明する。

2.4.3 プリパルスとレイトパルス

PMT が飽和するレベルの大強度の光を入射すると、図 2.8 に示すように、本来のメインパルスのピークより 20 ns 前に、プリパルスが現れる。またメインパルスピークから後の 30 ns から 100 ns の間にレイトパルスが現れる。この図の場合、6 段階に強度を増やしているが、メインパルスが増大するにしたがって、プリパルスもレイトパルスも大きくなる。強度をあげていくと、メインパルスのピークが飽和領域に入って増大しなくなり、代わりにパルスの幅が広くなりだす。強度が強くなるとレイトパルスはメインパルスと繋がってしまう。

レイトパルスは、第一ダイノードでの後方散乱電子によって、再度光電面をたたき、遅れた光電子が出る事で発生する。散乱が非弾性散乱の場合、パルスの時間分布はレイトパルス全体の広い時間範囲の分布になる。散乱が弾性散乱の場合は狭い時間分布をもち、図 2.8 の場合、45 ns 付近レイトパルスのピークを形成する。レイトパルスの実測については第5章で説明する。

プリパルスは、光電面を通過した光子が第一ダイノードに直接当たり、そこで電子を放出して、そこから増倍して信号になる場合に発生する。メインパルスを形成するカソードの光電面から出る正規の電子は、第一ダイノードにたどり着く間は光速より遅いので、プリパルスの方が先に信号となって発生する。このようにして、プリパルスがメインパルスより前に出る。ただし、プリパルスの波高値はメインパルスよりはるかに小さいので、あまり気にする必要がないが、信号レベルのベースラインを求める際には、このプリパルスが発生する領域を避けないと誤差になる。また、波高値でパルスのタイミングを求めるトリガ信号を出す場合、本来のメインパルスでかけるべきところを、このプリパルスでかかってしまう場合があるので注意が必要である。

2.4.4 アフターパルス

PMT の真空管内部の残留ガスが、本来の光電子起因の電子との衝突でイオン化され、その中の正イオンが光電面に戻るにより、そこで多数の光電子を発生させる事がある。これにより、本来

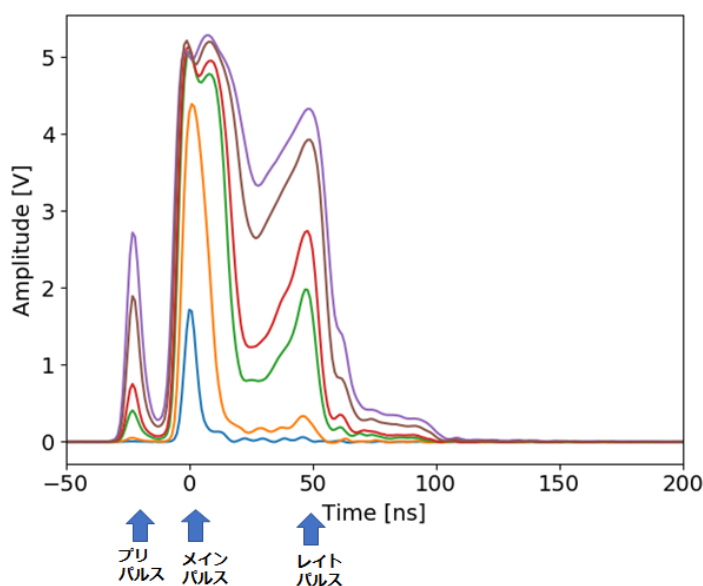


図 2.8: PMT 信号のメインパルス、プリパルス、レイトパルスの例。入射光量を大光量で 6 段階で強度を変えている。X 軸は時間で、Y 軸は $50\ \Omega$ で終端したオシロスコープで見た PMT の電圧である。本来の信号がメインパルスで、そのピークを時間のゼロにしている。

のメインパルスより遅れて信号が出てくるのがアフターパルスである。アフターパルスの大きさは、残留ガスのイオンの種類や発生場所によって異なるので、メインパルスからの遅れも、数百 ns から $10\ \mu\text{s}$ に渡る。図 2.9 に、アフターパルスの波形の例を示す。大光量の光を入射した時に、 $0.3\ \mu\text{s}$ 以降に、スパイク状の激しい波形が見受けられる。同じ強さの光を当てても、アフターパルスの発生はショットごとに異なる。アフターパルスは大光量を入射した時に目立つが、リニアリティを保てる低光量の場合は、ほとんど出てこない。アフターパルスの実測結果については第 5 章で説明する。

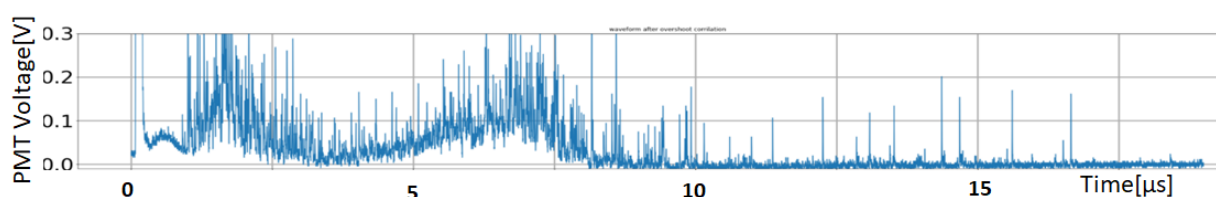


図 2.9: オシロスコープで見たアフターパルスの波形の例。X 軸は時間で $0\text{--}19\ \mu\text{s}$ 、Y 軸は $50\ \Omega$ で終端した時の PMT の出力電圧である。アフターパルスの波形を見るため、オシロスコープの電圧レンジを低くしているので、 $0\ \mu\text{s}$ 付近のメインパルスは $5\ \text{V}$ 以上あり、スケールオーバーしている。スパイク状のパルスが $0.3\ \mu\text{s}$ から $10\ \mu\text{s}$ の間に多く発生している。振幅は大きくて $0.3\ \text{V}$ 程度でメインパルスに比べると小さい。

2.4.5 D-Egg の PMT

D-Egg では浜松ホトニクス製の 8 インチ PMT(R5912-100-70) が採用されている。その外形図を図 2.10 に示す [6]。現行の IceCube で使われている 10 インチの浜松ホトニクス製の PMT(R7081-02) に比べて、直径で 2 インチ小さい。南極の氷河に深さ $2450\ \text{m}$ までの穴を掘る費用は大きく、その直径

を小さくする事は費用削減効果が大きい。また、紫外光に対して感度が向上している。表 2.1 に主な仕様を示す [6]。

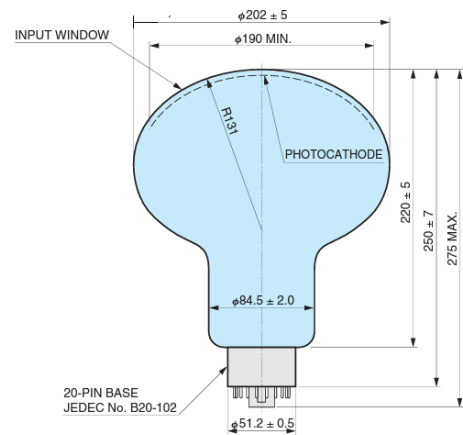


図 2.10: 8 インチ PMT R5912-100-70 の外径図。

表 2.1: PMT R5912-100 の主な仕様

項目	仕様
感度波長	300 nm – 650 nm
感度波長 (ピーク)	420 nm
ダイノード段数	10
最大定格陽極－陰極間電圧	2000 V
陽極－陰極間電圧 (Typ)	1500 V
ゲイン (Typ)	1.0×10^7
量子効率 (QE)(390 nm)(Typ)	35 %
陰極特性 ルーメン感度 (Typ)	80 $\mu\text{A/lm}$
陽極特性 暗電流 (30 分後)(Typ)	100 nA
時間特性 上昇時間 (Typ)	3.6 ns
陽極特性 パルスリニアリティ (2 %変動)	40 mA
陽極特性 パルスリニアリティ (5 %変動)	60 mA

第 3 章

データ収集基板

3.1 データ収集基板の概要

D-Egg のデータ収集基板 (Data Acquisition 基板 : DAQ 基板) は D-Egg の各コンポーネントの制御とデータ処理を行う。DAQ 基板は、D-Egg の中核的な役割をするので、Mainboard (MB) とも呼ばれる。D-Egg のガラス容器の水平方向の断面が円形であり、かつ中央に 8 インチ PMT の首の部分がくるために、基板は形状にあわせてドーナツ型をしている。プリント基板の外径は 246 mm、内径は 86 mm、厚さは 1.9 mm で、14 層からなる (図 3.1)。主な構成部品は、高性能の FPGA (Field Programmable gate Array : Intel/旧 ALTERA 社製 5CEFA5F23I7N)、MCU (Micro Controller Unit : STM 社製 STM32H743ZIT6)、2 台の ADC (Analog-to-Digital Converter: TI 社製 ADS4149RGZT)、DC-DC コンバータ、センサー類、ICM (IceCube Communication Module) である。この基板は D-Egg 用に開発された専用基板である。



図 3.1: DAQ 基板の上面図。DAQ 基板は外径 246 mm、内径 86 mm、厚さ 1.9 mm の基板。右側に ICM の子基板が DAQ 基板基板の上に乗し、左側に FPGA と MCA が搭載されている。

データ収集基板の設計上の制約条件 D-Egg は約 2000 m の長いストリングスに約 100 台ぶらさがるので、電圧降下も考慮すると大容量の電力の供給が厳しい。そのため一台の DAQ 基板の消費電力の要求仕様は 4.5 W と非常に低電力である。また、深い氷の中に埋め込まれるので、一度設置されると交換する事が不可能である。そのため信頼性の高い部材を用いる必要があるが、コストとのバランスを考慮し、通常の電子機器よりも厳しい車載用規格の部品を用いている。通信用のケーブルも信頼性と DAQ 基板側の消費電力の制約で、光ファイバーではなく、メタル線を用いている。このため、伝送速度も 1.5 Mbps と通常用いられているデータ通信に比べるとかなり低い伝送速度になる。この低消費電力と低伝送速度が DAQ 基板設計上の大きな制約になっている。

電気系統ブロック図 DAQ 基板の内部構成を含めた D-Egg の電気系統のブロック図を図 3.2 に示す。MCU がこの基板の基本機能の制御を行う。その主な機能は、FPGA の Configuration の管理、トリガ信号の設定、各種センサーのモニタ、Flasher LED からなる Calibration system の制御である。DAQ 基板 1 枚で、2 台の PMT を制御する。本基板より、PMT 用の高圧電源ボード (HVB) に対して、制御電源用に 5 V、PMT の高電圧用に 3–5 V を供給する。この電圧は、HVB 側で、400 倍に昇圧され、1200–2000 V が PMT に供給される。PMT からの信号は、LPF (Low Pass Filter) とオペアンプによるアナログのフロントエンドでパルス波形整形を行った後、14 ビットの ADC でデジタル化される。そのデータは、FPGA に格納され、ブロック単位で、ICM 経由で氷上のデータ収集装置に送られる。また内部で電圧値を電流値に換算して積分することで、パルスの電荷値を求めて、それを上位に送る機能も有する。DC-DC コンバータは地表にあるデータ収集装置からケーブルで供給された ± 48 V の電源をまずは ± 5 V に変換し、その後 DAQ 基板内や D-Egg 内の各種装置に必要な電圧に変換して、それぞれに供給する。

ICM (IceCube Communication Module) ICM は地表にある上位 DAQ システムからの指令を受け取り、本基板からのデータを上位に送るなどの通信を行う。ICM は別基板になっており、DAQ 基板の上に搭載されている。ICM は 35 mm×65 mm の 8 層基板で、Xilinx 社製の FPGA Spartan-7 が搭載されている。20 MHz の発振機が搭載され、クロック信号を本 FPGA に送ると共に、DAQ 基板側にも供給している。これにより、DAQ 基板側の FPGA、MCU、メモリ等との同期をとっている。ICM は、地表の装置から firmware の更新ができる。この ICM を通じて、DAQ 基板側の FPGA の firmware の変更も同様にできる。

搭載センサー 本基板には各種の情報を得るための多くのセンサーが搭載されている。D-Egg の傾きを示す加速度センサー、D-Egg の内部温度を測定する温度センサー、内部圧力を測定する圧力センサー、ライトセンサーがある。また、HVB の高電圧のモニタの DAC も搭載されている。いずれも動作温度が -40 度の低温に対応でき、かつ低消費電力の部品が選定されている。これらのセンサー類の主な仕様を表 3.1 にまとめた。

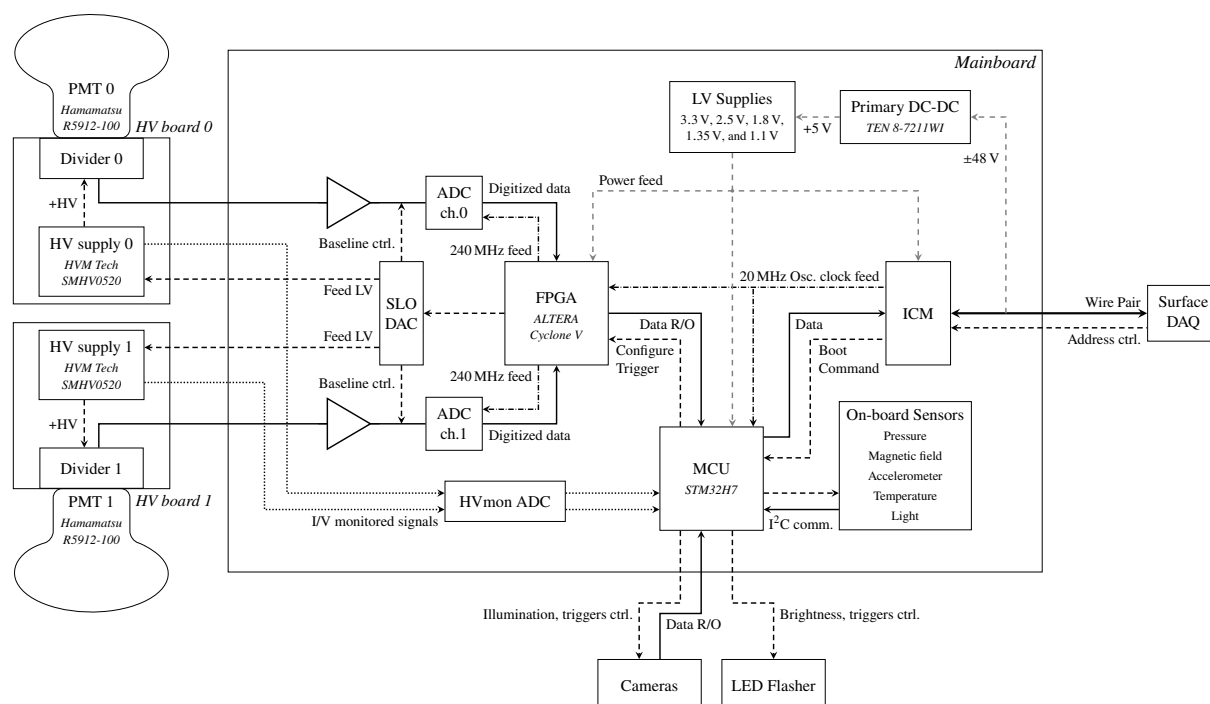


図 3.2: D-Egg の電気系統のブロック図 [7]。DAQ 基板、HV board、Calibration 装置からなる。DAQ 基板は、FPGA (Field Programable gate Array)、MCU (Microcontroller unit)、2 台の ADC (Analog-to-Digital Converter)、DC-DC コンバータ、センサー類、ICM (IceCube Communication Module) 等から構成される。ICM は氷上にあるデータ収集装置との通信を行い、指令を受け、FPGA や MCU に送る。また、DAQ 基板のデータ収集系で収集したデータを上位にあげる。さらに ICM は DAQ 基板にクロックを供給する。MCU は DAQ のソフトウェアの実行を管理し、DAQ 基板全体の制御を行う。FPGA は ADC からのデジタル化された PMT の信号を保管し、ICDM に送る。DAQ 基板の電源は氷上から $\pm 48\text{ V}$ の直流で供給され、それを DC-DC コンバータで 5 V に変換して、各部品に供給する。

表 3.1: センサーと主な仕様

種類	部品名	測定対象	仕様
加速度	ADXL355BEZ-RL7	D-Egg の傾きを検知	3 軸：−2 g − +2 g, 3.9 μg/LSB
磁場	LISMDLTR	磁場（地磁気）の測定	3 軸：−16 − +16G, ± 3.2 mG
温度	TMP235ADCKT	D-Egg 内の温度の測定	−40 度 − +125 度, ± 0.5 度
圧力	LPS22HB	D-Egg 内の圧力測定	260 − 1260 hPa, ± 0.1 hPa
光	ISL76671	D-Egg 内の光の測定	0.01 − 100 lux

3.2 データ収集システム

本節では、D-Egg の光検出に対する応答性に大きく影響するデータ収集システムについて詳しく説明する。その前に比較対象として現行の IceCube で用いられたデータ収集システムを説明する。現行のシステムを改良し、IceCube Upgrade 用の目的と制約条件にあわせて、D-Egg の DAQ システムが設計されている。

3.2.1 現行の IceCube のデータ収集システム

現行の IceCube のデータ収集システムのデータフローのブロック図を図 3.3 に示す。PMT の波形は増幅されて、ディスクリミネータの閾値と比較されて、高速のデータ収集の開始トリガ (Launch) を出す。波形は、ほぼ連続サンプルする fADC (fast ADC) と高速・短時間収集の ATWD (Analog Transient Waveform Digitizer) にて収集される。ATWD は特注の ASIC である。

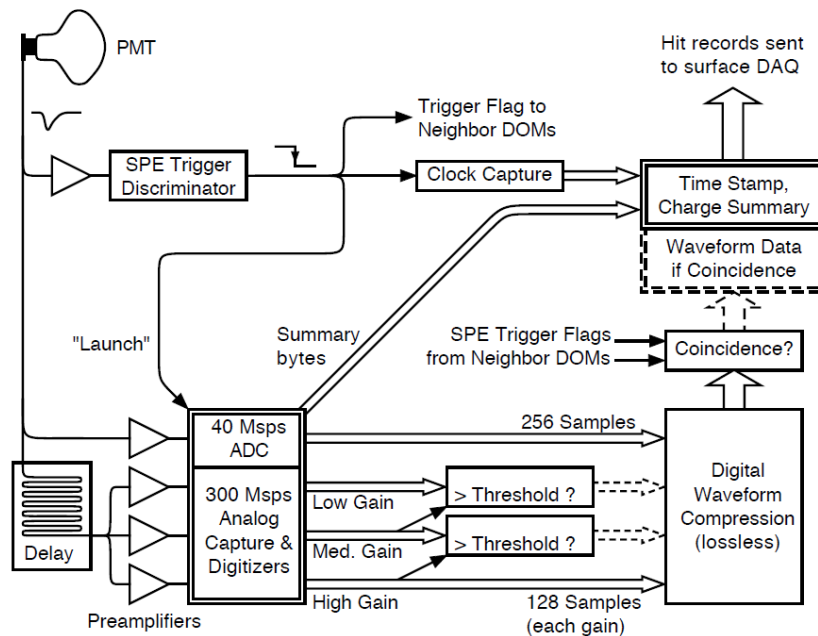


図 3.3: 現行の IceCube のデータ収集システムのブロック図 [4]。PMT からの信号は、2 分岐されトリガをだすディスクリミネータ回路へ送られるのと、データ収集の ADC 群に送られるのがある。40Msp/s の ADC をもつ fADC と、3 通りのゲインをもつ 300Msp/s の Analog Capture and Digitizers に送られる。適正なゲインの波形データが選択され、Digital Waveform Compression 回路に送られる。隣接の DOM との同じタイミングで信号が来たか (Coincidence) を確認して、Coincidence があれば波形データを、無い時は Time Stamp のみを上位に送る

ATWD ATWD 側は、前段に高ゲイン (15.7 ± 0.6)、中ゲイン (1.79 ± 0.06)、低ゲイン (0.21 ± 0.01) のアンプを備えた 3 経路がある。通常は高ゲインのアンプの系統を使うが、信号強度が強い時、この ADC がオーバーフローしてしまう場合がある。その場合は切り替えて中ゲインのデータを、さらに中ゲインでも ADC がオーバーフローする場合は、低ゲインに切り替えて、その波形データをデータ量を減らす Digital Waveform Compression 回路に送る。この 3 系統の切り替えで広いダイナミックレンジ

ジを確保したうえで、適正なゲインのアンプの信号を収集できる。さらに、1 経路ごとに 2 台ずつの ATWD を配置して交代させる事で、収集できない dead time を減らす工夫がされている。

ATWD は 10 ビット・300 Msps の ADC を有し、メモリは 128 bins である。したがって、1 回に $3.33 \text{ ns} \times 128 = 427 \text{ ns}$ までの波形を記憶できる。この時間長さは、DOM から 10 m 以内に発生した光の場合十分な長さである。より遠い所からの光は、氷の中で散乱されて強度は弱くなり、波形はより長くなる。その対応として、fADC がある。

fADC fADC は 10 ビット・40 Msps の ADC を有し、メモリは 256 bins である。したがって、1 回に $25 \text{ ns} \times 256 = 6.4 \mu\text{s}$ までの波形を記憶できる。fADC では、弱い光を対象としているので、高ゲインの ATWD と同じダイナミックレンジに設定しているが、低いサンプリングスピードの対策として波形をなまらせるパルス波形整形回路を追加している。必要なのは積分値の電荷量であるので、波形をなまらせても、積分値が変わらなければ良く、この波形整形回路を通す事で低サンプリング時の精度をあげている。

Local Coincidence 同じストリングスの直近かその隣の DOM で、同一の時間枠（通常は $\pm 1 \mu\text{s}$ ）内に光信号がきたかを確認する Local Coincidence (LC) 回路があり、LC と判定されると、波形データが地表の DAQ に送られる。もし、LC がなく、その DOM 単体だけの信号ならば、時刻と電荷のサマリのみが地表の DAQ に送られる。

データ収集タイミングチャート 図 3.4 に ATWD と fADC のデータ収取とデータの取れない dead time を示したタイミングチャートの例を示す。ATWD は 427 ns のデータ収集を行った後、データの読み取りに 29 μs 、データのクリアに 950 ns、リセットに 225 ns 要するので、データ収集のできない時間 dead time が約 32 μs も発生する。その間にパルスが来た時の対策として、ATWD の 2 台目がデータ収集を行うことができる。タイミングチャートからわかるように、それでも dead time は約 30 μs とかなり大きい。LC が無かった時は、波形全体を読み取るのはやめて次のデータ収集に備える事で dead time を減らし、必要な信号の取りこぼしを減らす対策はとられているが、LC があるパルスが 32 μs 以内に 3 回以上くると高速の ATWD で収集できなくなる。一方で、fADC が長い時間をカバーできるが、サンプリングスピードが遅いので、近い所で発光した短いパルスのデータ収集には不向きである。このように現行の IceCube のデータ収集システムは、広いダイナミックレンジを有しているが、dead time が長いという問題があった。

3.2.2 D-Egg のデータ収集システムの概要

D-Egg の DAQ 基板で、PMT 信号のデータ収集システムの部分を記載したブロック図を図 3.5 に示す。PMT からの信号は、フィルター、オペアンプからなるアナログフロントエンド回路を通り ADC でデジタル化される。そのデータは FPGA で処理される。現行の IceCube のデータ収集システムで課題となった dead time を無くすために、FPGA 内と SDRAM の両方の大容量メモリを用いる事と、ブロック単位で地表の上位システムに送る事で対処している。

ADC のサンプリングレート 消費電力の制約のため、ADC はサンプリングレートが 250MHz 品を使っている。ただし基板内の基本クロックが 60 MHz なので、その 4 倍の 240 MSPS で動作させて

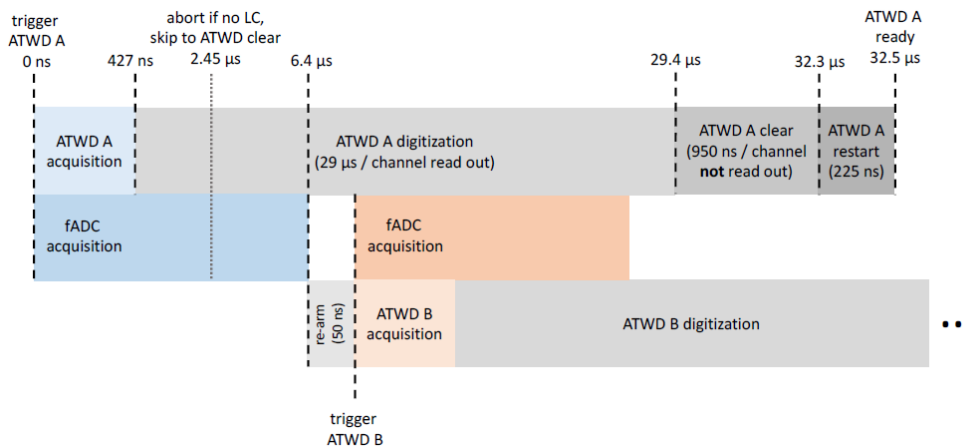


図 3.4: IceCube Gen1 のデータ収集のタイミングチャート例 [4]。ATWD と fADC のデータ収集のタイミングと dead time を示す。A、B の 2 台の ATWD を切る変える事ができるが、read out の時間が長く、dead time が長い。

いる。1 サンプルが 4.17 ns になる。ADC のサンプリングレートと消費電力の関係を本 DAQ で採用している TI 社製で比較すると、250 Msps・14 ビット品 (ADS4149) で 265 mW に対し、1 ns サンプリング対応ができる 1 Gsps・12 ビット品 (ADC12D500RF をシングル運用) では消費電力が 2.0 W となり、2CH で ADC だけで 4.0 W なので、DAQ 基板全体で 4.5 W の制約を考慮すると他の FPGA や MCA に回す余裕がなく、システムとして成り立たなくなる [8]。尚、1 ns サンプリング品では 14 ビットの高分解能製品は無い。また価格でも 250 Msps 品に対して 6 倍となり、低コストという方針にも合わなくなる。また、現行システムのように 3 台の異なるゲインのアンプと ADC を並べて、ダイナミックレンジを稼ぐ手法は採用していない。消費電力の制約もあるが、今回の upgrade の観測では、数百 GeV 台の IceCube としては低エネルギー領域を主とするので、そこまでの高光量は対象外としている。

データ保存メモリ ADC でデジタル化されたデータは FPGA のバッファに入り、任意の長さの波形を総計で 65535 サンプルまで収納する。したがって、 $4.17 \text{ ns} \times 65535 = 273 \text{ } \mu\text{s}$ とかなり長い時間のデータを保持できる。さらに FPGA のバッファから、2GB の SDRAM メモリに自動転送される。このメモリによって、最大 ADC データの 1 億サンプリング分の保存ができる。これは 417 ms の長さにもなる。これらのデータを MCU が読み、ICM を経由して氷上の上位システムに送る。読取りには “Hit buffer Mode” と “Direct Readout mode” がある。Hit buffer Mode は SDRAM に収納されたデータを MCU が読む。通常の運用はこのモードで行われる。Direct Readout Mode は MCU が FPGA から直接読みとるモードで主に開発中の試験で使われる。このような長時間メモリと転送システムにより、現行の IceCube の時のような計測ができない時間帯 “Dead time” は発生しないシステムになっている。

データ収集トリガ データ収集のトリガは、single と multi のトリガモードがある。また、入力値に対して閾値を設定してトリガをかけるものと、基板の内部クロックでトリガをかける software trigger と、外部からの external trigger がある。これらのトリガの設定は上位から変更が可能である。

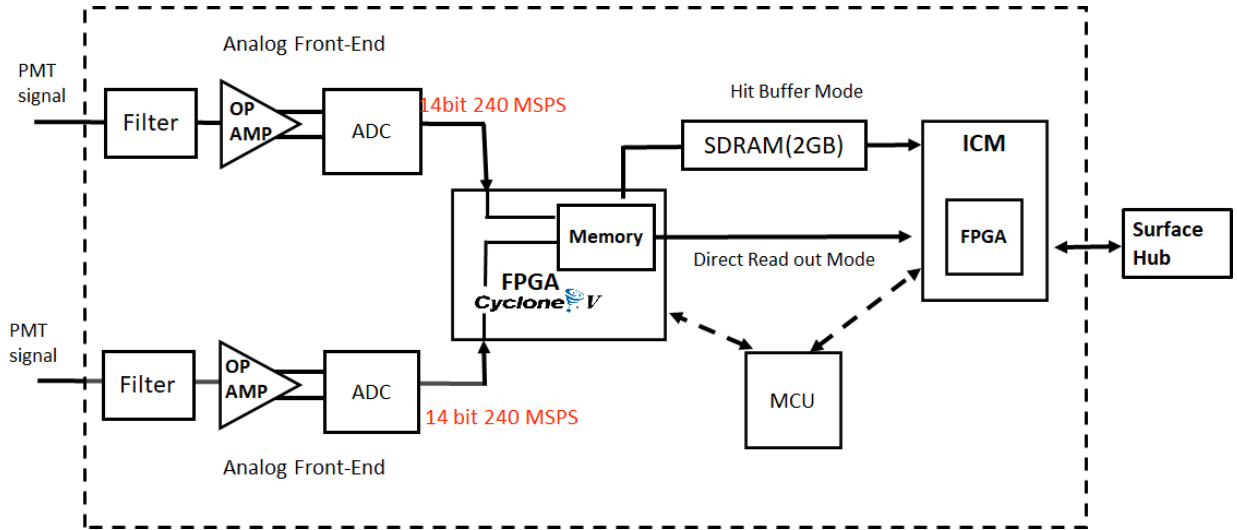


図 3.5: D-Egg の DAQ 基板のデータ収集系のブロック図。PMT から信号は、Filter、OP Amp、ADC からなる Analog Front End を通り、デジタル化された後、FPGA で処理され、FPGA 内の Buffer Memory に格納される。データは ICM を通して、氷の上の Surface Hub に送られる。FPGA からデータを直接読む Direct read out Mode と、いったん大容量の SDRAM に貯めてから読む Hit Buffer Mode がある。

3.2.3 データ収集システムのアナログフロントエンド

図 3.6 に DAQ システムの Analog Front End(AFE) の回路図 [9] を示す。PMT の信号から AFE と ADC の入力までは、低信号時のノイズ低減のため、片側入力の差動回路 (Single End Differential Circuit) 構成である。入力部の抵抗で非対称になっているのは、本回路がマイナスのパルス信号を扱う事と、低温時にノイズが増加する問題への対策である。

入力段フィルター 入力段の最初には DC 成分をカットするための High Pass Filter (HPF) フィルターが R3、R4、C3 があり、カットオフ周波数 f_1 とそれに対応する周期 T は

$$\begin{aligned} f_1 &= 1/(2\pi CR) \\ &= 1/(2\pi C_3(R_3 + R_4)) \\ &= 1/(2\pi \times 2.2 \times 10^{-6} \times 520) = 139[\text{Hz}] \quad (T=71\text{ms}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

となる。通常の光パルス信号は、数十 ns から長くて 1 μs なので、この HPF に影響されることは無い。

D-Egg の PMT 信号用 ADC のサンプリングレートは 240 Msps $\cdot$ 4.17 ns と、数十 ns の短いパルスのサンプリングに対してやや遅いので、入力段にコンデンサと抵抗からなる Low Pass Filter(LPF) を搭載して、波形をなまらせる波形整形を行っている。アンプ前は 2 段の LPF を形成しており、R2(1 k Ω) と C1(7.5 pF) との組合せ、R9(1 k Ω) と C6 (7.5 pF) との組合せによる LPF のカットオフ周波数 f_2 と周期は

$$f_2 = 1/(2\pi \times 7.5 \times 10^{-12} \times 1 \times 10^3) = 21.2[\text{MHz}] \quad (T=47\text{ns}) \quad (3.2)$$

となる。

もうひとつの LPF は、R214(121 Ω) と C467 (10 pF)、R215(121 Ω) と C467(10 pF) の組合せで、カットオフ周波数 f_3 と周期は

$$f_3 = 1/(2\pi \times 10 \times 10^{-12} \times 121) = 131.6[\text{MHz}] \quad (T=7.6\text{ns}) \quad (3.3)$$

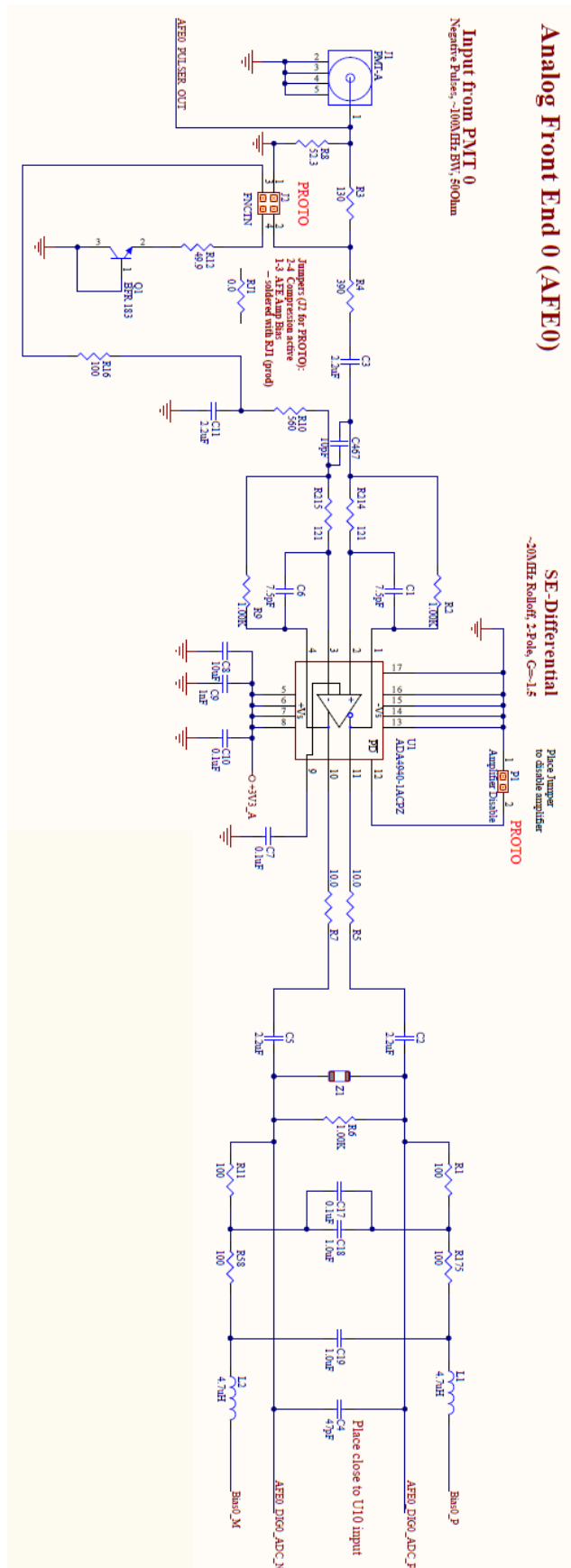


図 3.6: MB のアナログフロントエンドの回路図。PMT からの信号はフィルターを通して、オペアンプで増幅をされて、ADC に送られる。ADC に対して差動入力の回路になっているが、ノイズ対策のために、入力部で上段と下段で非対称にしている部分がある。入力部のジャンパピンは、(2,4) がオープンで、(1,3) が接続されている。オペアンプのマイナスイ側も、抵抗を通してゲランドに接続されている。

よって f_2 の 21.2 MHz が主に効いてくる。

入力段オプション機能 尚、本入力段にあるジャンパ J2 のピン (2,4) によって追加変更できる回路は、トランジスタによる Compression 回路である。これは、一定の入力電圧になると本トランジスタが ON になり、入力値に対して出力を圧縮する機能で、広いダイナミックレンジを確保できる。しかし、途中でリニアリティが変わり較正が難しくなるため、採用されなかった。したがってジャンパピン (2,4) はオープンである。ジャンパピン (1,3) はアナログフロントエンドのアンプバイアスの回路で、こちらは接続されている。これを接続することで、アンプのマイナス側が R16 を通じてグランド側に接続され、グランドから浮いた状態を解消する。それと共に上段と下段の差動入力若干非対称になり、アンプのゼロ点を少しずらし、バイアスをかける事で、ノイズ対策を行っている。

オペアンプと Slew rate オペアンプは、Analog devices 社の ADA4940 で、低消費電力、低歪で、フル差動の ADC のドライバ用の部品である。本研究に関連する重要なパラメータとして、差動増幅時の入出力特性を表 3.2 に示す。

表 3.2: オペアンプ ADA4940 の差動増幅時 ($V_{ocm}-V_{out,cm}$ 間) の主な性能 [10]

Parameter	Test condition(Type, V_{ocm})	Dynamic performance
-3dB small Signal Bandwidth	$V_{out,cm}=0.1\text{ Vpp}$	36 MHz
-3dB Large Signal Bandwidth	$V_{out,cm}=1\text{ Vpp}$	26 MHz
Slew Rate	$V_{out,cm}=1\text{ Vpp}$	48 V/ μs

ここにあげた Slew rate は、オペアンプの動作速度を表すパラメータである。図 3.7 にその概念図を示す。入力に急峻な方形波パルスを入れた際に、出力電圧が単位時間当たりどの程度変化可能であるかを示している。早い立ち上がりの信号入力の場合、オペアンプは追従できなくなり、出力がこの Slew rate に制限されてしまう。Slew rate の定義は $SR_r = \Delta V / \Delta T_r$ である。このオペアンプの Slew rate の仕様値、48 V/ μs は、実運用上の数値に換算すると 0.48 V/10 ns の立ち上がりになり、電圧が大きく早いパルス信号の場合、その制限に抵触する領域である。Slew rate の影響は第 4 章で実測やシミュレーションを元に詳しく述べる。

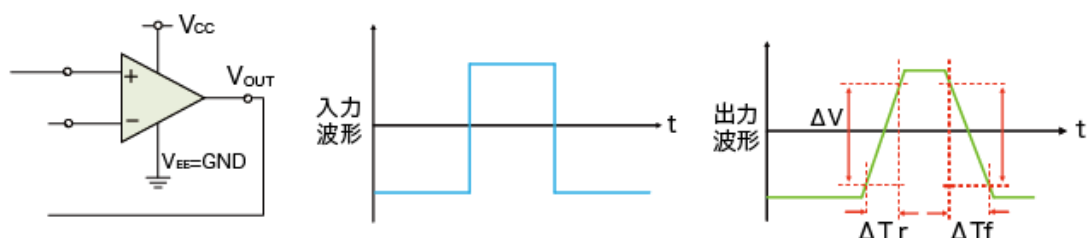


図 3.7: Slew rate の概念図。方形波のパルスをオペアンプに入力した時に、アンプが入力波形に追従できず出力側が傾きを持った波形になる。立上げ時の電圧幅を ΔV 、その時間幅を ΔT_r 、立下げ時の時間幅を ΔT_f としたときのそれぞれの傾き、 $\Delta V / \Delta T_r$ 、 $\Delta V / \Delta T_f$ である。

このオペアンプで、マイナス側のゲインは R10(560 Ω) と R16(100 Ω) の和と、R9(1k Ω) より、ゲイン=1k/(560+100)=1.79 となる。プラス側のゲインは R3(130 Ω) と R4(390 Ω) の和と R2(1k Ω) よ

り、ゲイン $=1k/(130+390)=1.92$ となる。両者の平均で、1.85になる。このオペアンプ内の入力回路にはダイオードによる過電圧保護回路が具備されている。この回路では3.2V以上になると保護回路が働き、その時には出力はゼロになる。

ADC 入力オフセット回路 オペアンプの出口には、ADC に対してオフセットをかけるためのバイアス回路が具備されている。これにより、ゼロ点を ADC の範囲の任意の点に持ってくる事ができる。次節で測定結果を示すが、測定範囲内でノイズレベルが異なり、微小信号の場合、ノイズレベルが一番小さい所をゼロ点にする事が可能になる。このオフセットをかけるライン P、M の両方に、L1、L2、C19、R175、R58、R1、R11 からなるフィルターを挿入している。これはバイアスを印加する電源からのノイズの回り込みを防ぐためである。試作時に 60 MHz 成分が混入したため、それを抑える役目をしている。

ADC ADC は最大 250 Msps・14 ビット (ADS4149) で 265 mW と超低消費電力を特徴としている。ADC は FPGA のクロック 60 MHz の 4 倍の 240 MHz でサンプリングさせているので、1 サンプルが 4.17 ns になる。アナログ入力最大電圧は 2 V で、バンド幅は 550 MHz である。ノイズ指標の Signal to Noise Ratio(SNR) は 100 MHz 71.4 dBFS である。

ADC の最大入力が 2 V で、オペアンプのゲインが 1.8 倍で、途中の電圧降下も含めて、PMT 信号に対して 1.2 V 入力で ADC 入力 2 V になる。14Bit $\div$ 16000 なので、0.075 mV/LSB になる。したがって DAQ 基板は、1.2 V フルスケールで、分解能が 0.075 mV になる。

3.3 開発・製造

D-Egg の DAQ 基板は 2017 年に最初のプロトタイプ (Rev1) が試作された。その後、種々の試験を経て、その対策や改良を反映した基板 Rev3 が 2019 年末に 18 枚製造された。この基板で次の量産機に向けた一連の試験が行われた。その結果を反映して一部改良し、量産機を目指した基板 Rev4 が 2014 年 4 月に 6 枚製造された。改良の主眼はノイズ対策で、図 3.6 で 60 MHz 成分の混入について述べたが、その対策の回路もこの時に追加された。さらに細かな変更を反映した基板 Rev4A が 2020 年 6 月に 44 枚製造された。そして 7 月に最終量産版の Rev4.1 が 20 枚製造された。Rev4A では単体試験用に Ethernet のポートがあるが、最終版の 4.1 では削除されている。これは、南極の氷の中では Ethernet は使わないからである。私は 2020 年 4 月より本研究に携わるようになったので、その時点で基板の開発はほぼ完了していた。

本研究では、これらの Rev4、4A、4.1 を用いて種々の試験を行った。DAQ 基板は 2020 年 8 月より量産が開始され、D-Egg の製造台数分の 310 台と予備分が製造された。本基板は株式会社ブラックス（東京都府中市）で製造され、単体試験も行われた。尚、DAQ 基板上に別基板で搭載される ICM はドイツで製造された。

3.4 単体試験

DAQ 基板は D-Egg に組込まれる前に、単体での性能確認のために、単体試験が行われる。単体試験では、試験用の PC と DAQ 基板を接続するが、Rev4、4A 基板は Ethernet で接続し、Rev4.1 で

は Mini-Field Hub(MFH) を介してシリアルで接続する。MFH は、氷上に設置される通信装置の Field Hub と同様の機能を有した試験用機器で、D-Egg との通信を行う装置である。

ノイズレベル判定基準 ここで、単体試験で出てくるノイズレベルの判定基準について説明する。図 3.8 の左の図は Single Photo Electron(SPE) の平均波形である。右の図は、SPE レベルの微弱な光を 350000 回 PMT に照射して DAQ 基板で読取った時のピークの波高値のヒストグラムである。この時の波高値はオフセット分を引いた波高のカウンタ値である。ヒストグラムの左側の 0-10 カウンタには 1000 カウンタ以上の山があるが、この部分は Pedestal と呼ばれ SPE レベルの光が発生せず、PMT 及び DAQ 基板の電気ノイズである。ここでは 73 カウンタにガウス分布でフィッティングした SPE ピークの平均値がある。Pedestal と SPE ピークの間が谷になっていて、一番底の部分を Valley 部と呼ぶ。この例では 10-20 カウンタのあたりになる。DAQ 基板ではこの 10 カウンタ付近の Valley 部分がノイズで埋もれず、明確にわかるレベルまでノイズの発生を抑えたい。そこでノイズの判定基準を 10 カウンタの 3 分の 1 の 3 カウンタ (LSB) と厳しめにとっている。ただし、全領域で 3 LSB 以下にする必要は必ずしもなく、適当なオフセット点で 3 LSB 以下にできれば合格とした。これは、ADC の総カウンタ数 16000 に対して SPE 信号が 73 カウンタ程度と小さく、ノイズレベルが問題となる領域が広くなくても大丈夫だからである。

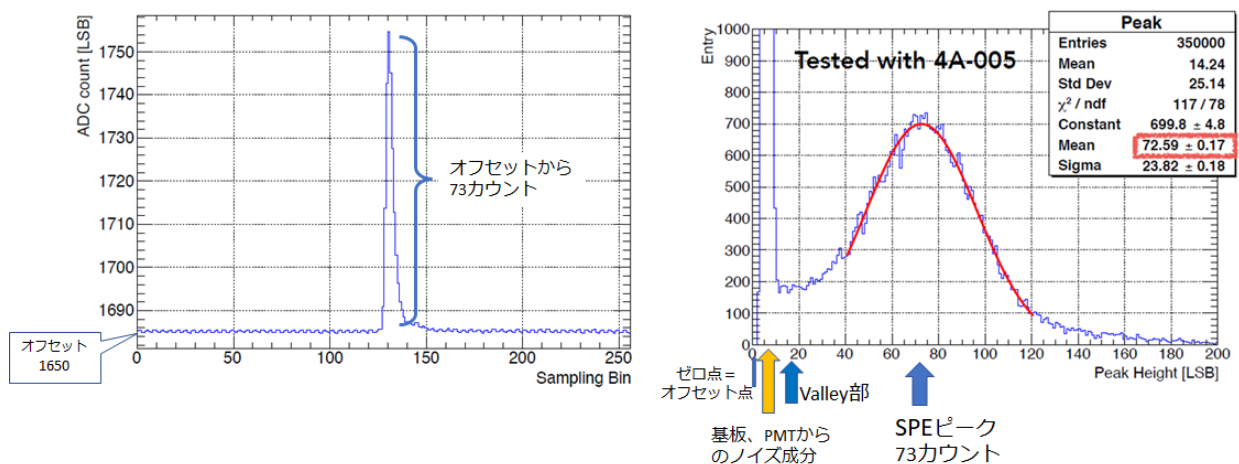


図 3.8: 左図：Single Photo Electron(SPE) 波形と右図：ピーク高さのヒストグラム [11]。左の図は SPE 波形の平均波形で、X 軸が時間 (1bin=4.17 ns) で、Y 軸が PMT 信号のカウンタ数である。この例ではオフセットを 1650 カウンタに設定している。オフセットから 30 カウンタ以下はノイズのみとして、平均化に加えていない。右の図は、350000 波形のデータのピーク値をヒストグラムにした図で、X 軸がピーク値のカウンタ数で、Y 軸がイベント数である。10 カウンタ以下の山はノイズ成分で、SPE ピークをガウス分布でフィッティングした時のピークは 73 カウンタである。

ノイズレベルとベースライン 次に、ノイズレベルとベースラインの設定を概念図 3.9 を用いて説明する。図の左側は ADC14 ビット (0-16k カウンタ) のどの位置にベースラインを設定するかイメージを示している。パルス信号は上に出るが、下にも振れるので、ベースラインをゼロにする事はできない。ただし、できるだけ低い値にすると上限までの幅 (ダイナミックレンジ) が広くとれる。右下の図は X 軸が ADC のカウンタ数で、Y 軸はその点でのノイズレベルである。この図の場合、ノイズは中領域で低く、低領域と高領域が高いフォローな形状の分布をしている。なるべくノイズレ

ベルを低い所で測定したいとなると、8k カウント付近の中領域を選択することになる。その場合、正方向のダイナミックレンジは 16k カウントの半分になってしまう。ノイズレベルを 3 LSB まで許容するとなると、ベースラインを 2.5k カウントまで下げる事でダイナミックレンジを広くとる事ができる。このため、単体試験では、ノイズレベルの分布を調べる事が重要な試験項目になっている。次の節でノイズ試験については詳しく説明する。

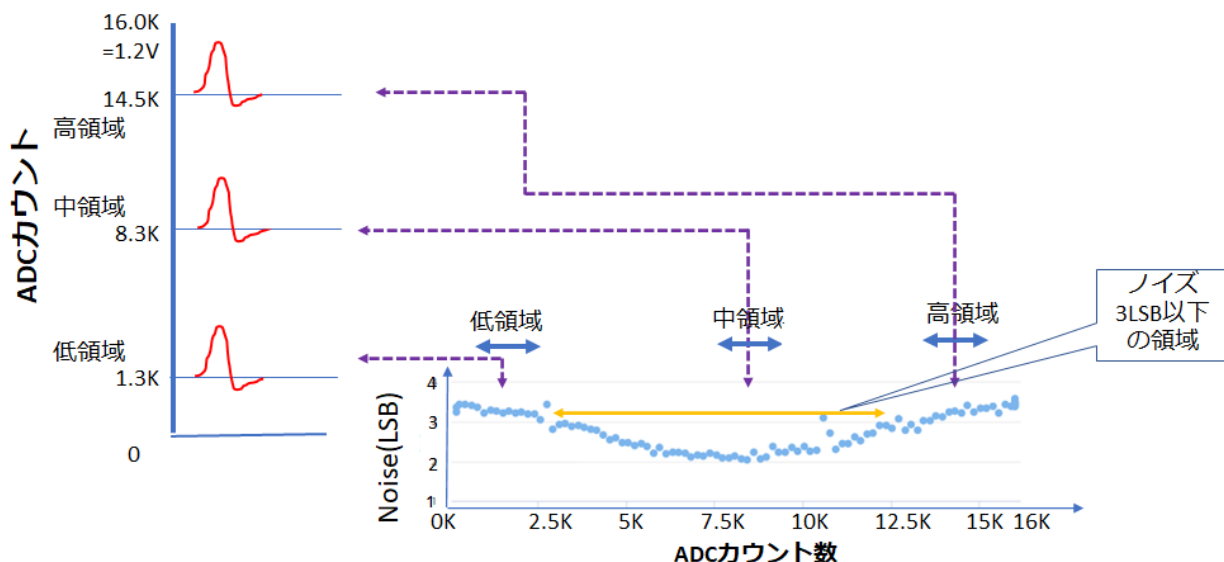


図 3.9: ADC のベースラインの設定とノイズレベルの関係の概念図。この図では、ADC カウントの高領域、中領域、低領域でベースラインを設定した例である。右下は ADC カウント位置でのノイズレベルを示した図である。この例では中領域がノイズが低くなっている

単体試験項目 以下、単体試験の主要な試験項目と結果の表示例を挙げる。

- 基板内や HVB の電圧・電流値の読み取りの確認。光・温度・圧力・磁気・加速度センサーの動作確認。
- AFE Pulser Calibration : 疑似的に PMT からの入力信号をアナログのフロントエンドで発生させ、ADC の読取り値をモニタすることで、較正試験を行う (図 3.10)。
- DACScan : PMT 信号をモニタする 2 チャンネル (CH0、CH1) でベースラインを変えて、その点でのノイズレベルを確認確認する (図 3.11)。
- FPGA のメモリの動作確認、ICM から各機能への制御系インターロック関連の確認
- ADC Noise Level, Spectrum: ベースラインを高領域 (55000 カウント)、中領域 (31000 カウント)、低領域 (5000 カウント) に設定した時のノイズレベルのヒストグラムと、周波数成分を確認するために高速フーリエ変換 (FFT) によるスペクトル図を表示する (図 3.12)。

これらの中で、特にノイズレベルについて室温と低温で試験を行ったので、次の節で紹介する。

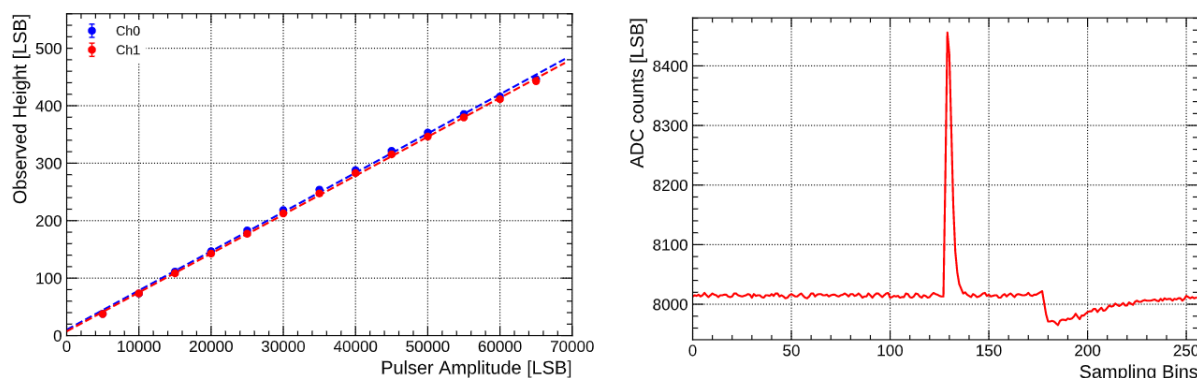


図 3.10: AFE pulser Calibration の表示。左の図の X 軸はアナログフロントエンドで発生させた疑似パルスの大きさで、Y 軸は PMT の信号を読み取る回路の ADC の観測値である。設定の DAC が 16 ビットなので 0-64000 カウントの範囲で変化させている。直線上に増加し、CH0,CH1 の差が小さいのが望ましい。右の図は疑似パルスを入れた時の波形のモニタ値の例である。X 軸はサンプリングの bin で時間になり、1bin が 4.17ns である。Y 軸はモニタした波形の振幅で ADC の読み値である。この時はベースラインを 8020 カウントに設定している。

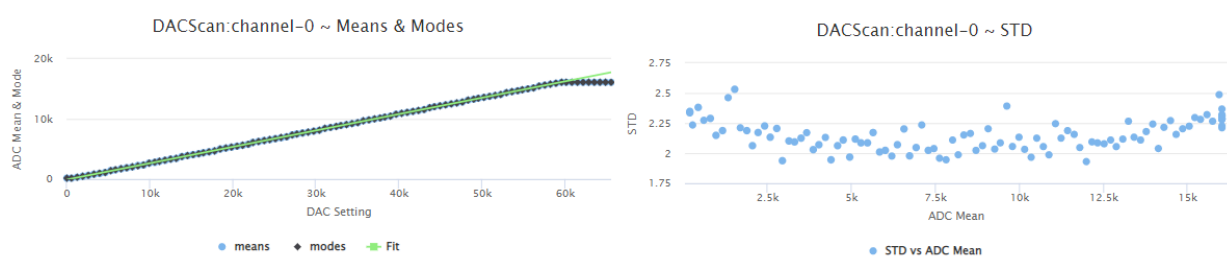


図 3.11: DACScan の表示例。左の図は x 軸はベースラインの DAC の設定値で、Y 軸はその時の ADC の読み値の平均である。右の図は X 軸が ADC の読値の平均で、Y 軸がその時の標準偏差 (STD) であり、ノイズレベルになる。この例では ADC のレンジの低い方と高い方でノイズレベルが高い傾向がある。

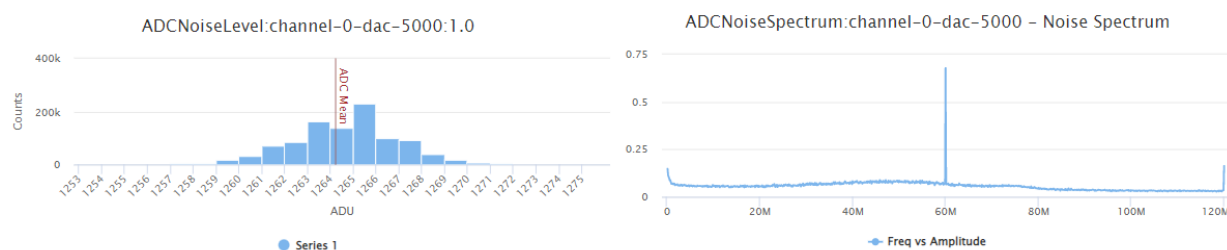


図 3.12: ADC のノイズレベルとスペクトルの図。この図ではベースラインを DAC の 5000 カウントに設定した時の例で、左の図は ADC の値のヒストグラムでその広がりがノイズ成分になる。右の図はそのノイズの周波数成分を調べる FFT の図になる。60 MHz の成分が若干残っているが、0.75 LSB 以下と十分低いレベルである。

3.5 ノイズ試験

ここでは、通常の単体試験とは別に行ったノイズ試験について記載する。前節で述べたように、DAQ 基板の PMT モニタ信号系のノイズレベルは装置として大切な項目である。この試験の目的は、量産直前の先行試作機でなるべく多くの基板のノイズレベルを評価して、その傾向を知ることである。本試験は、常温で 4A 基板 39 枚、4.1 基板 14 枚、低温では 4A 基板 4 枚、4.1 基板 6 枚で実施した。−30 度での低温試験は、冷凍庫に基板を入れてから基板が低温になり落ち着くまで 4 時間待つ必要があり、時間がかかるため、常温より実施枚数が少なくなっている。図 3.13 に常温でのノイズ試験の構成を示す。

ノイズ試験の判定基準は、ADC カウントの 0–16k の範囲で 3 LSB 以下の領域がある事である。ノイズ試験の結果、全ての領域でノイズレベルが 3 LSB 以下であった優秀な基板の例と、低・高領域では 3 LSB より高いが、中領域で 3 LSB 以下であった基板の例を示した(図 3.14)。また 4.1 基板 14 枚の基板の、低領域、中領域、高領域でのノイズレベルの値をグラフ化した図を図 3.15 に示す。低領域で 3 枚、高領域で 4 枚、3 LSB 以上となっているが、中領域ではすべて 3 LSB 以下となっている。すべての基板で 3 LSB 以下の領域が確保でき、目標仕様を満たした。4A 基板 39 枚についても同様の試験を行い、すべての基板で 3 LSB 以下の仕様値を達成している(図 3.16)。

同様の試験を −30 度の低温でも実施し、常温時のノイズ結果と比較した結果を図 3.17 にヒストグラムで示す。平均値を表 3.3 に示す。中領域では、低温も常温もすべての基板が 3 LSB 以下を達成している中で、低温の方がノイズレベルが平均値で 0.23 よくなっている。低領域や高領域では低温のノイズレベルのばらつきが大きくなり、一部の基板では 4 LSB レベルになるものもある。しかし、低温も常温もすべての基板で、3LSB 以下のノイズレベルの領域が確保できているので、仕様値を達成していることが分かった。このように量産機のノイズレベルは常温・低温共に仕様値を達成し、問題の無いことが確認できた。

ノイズレベルの悪化の原因は、ノイズのスペクトルを見る事で分かる。図 3.18 でノイズレベルの低い基板 4.1-10 と高領域で 3.5 LSB と超えている 4.1-20 を比較した。いずれも 60 MHz 成分の混入があるが、4.1-10 は 1.0 に対して 4.1-20 は 2.5 と 2.5 倍以上ある。60 MHz 成分を抑えるフィルターを挿入しているが、まだ残っているのが主な原因である。ただし中領域では 60 MHz 成分は十分抑えられて、すべてのボード 3 LSB 以下を達成できている。

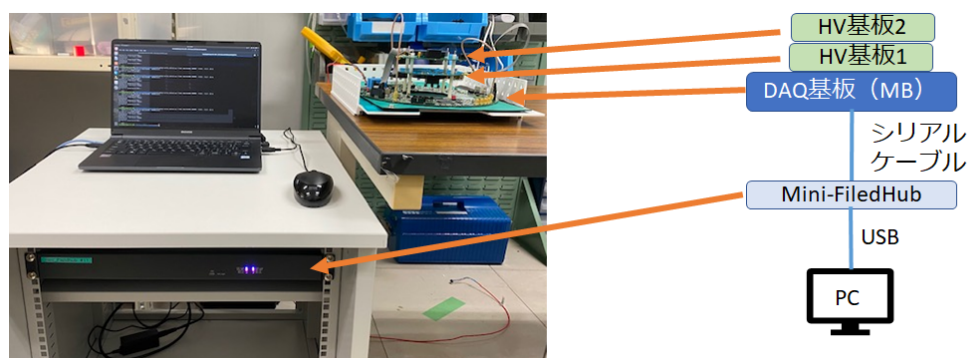


図 3.13: 常温での試験構成の写真と構成図。DAQ 基板には入力部のインピーダンスを実運用と合わせるために、HV 基板を CH0,CH1 用に 2 枚接続している。DAQ 基板と Mini-Field-HUB(MFH) 間はシリアルケーブルで接続し、通信と電源供給を行う。MFH と PC 間は USB で接続する。尚、低温試験の時には、DAQ 基板と HV 基板を冷凍庫の中に入れる。

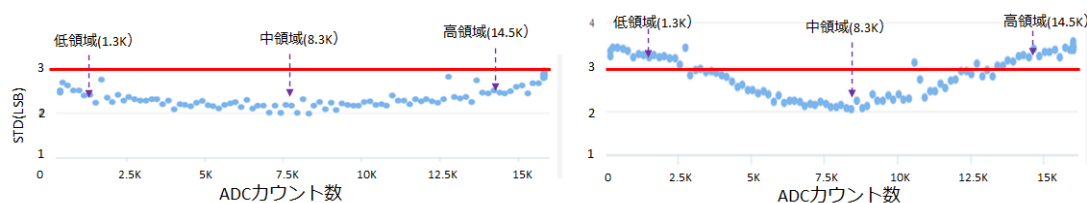


図 3.14: Rev4.1 基板の ADC カウント数位置ごとのノイズ分布例。どちらも U 字側の分布をしている。判定基準としてノイズレベルが 3 LSB 以下としている。左の例は基板 4.1-10 で、すべての領域で 3 LSB 以下で、ノイズレベルとしては優秀な基板である。右の例は基板 4.1-20 で中央部が 3 LSB 以下であるが、低領域と高領域の両端で 3 LSB を超えている。この基板も 3 LSB 以下の領域があるので合格品である。

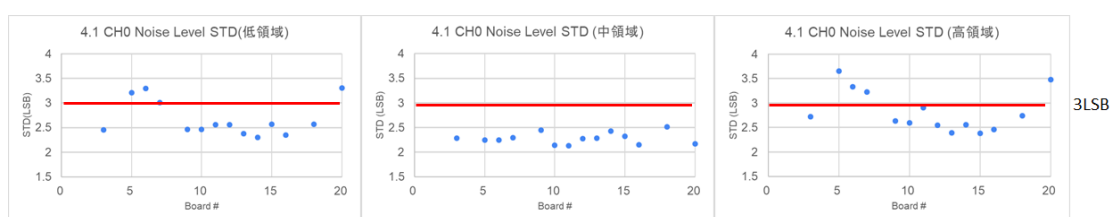


図 3.15: Rev4.1 基板で、PMT 入力信号のチャンネル 0 側のノイズレベルを基板ごとに示した図。左が低領域、真ん中が中領域、右は高領域でのノイズ分布になる。x 軸は基板の番号で、20 番までであるが、他の試験用とに使われていて、測定できていない基板があり、総数で 14 枚である。低領域で 3 枚、高領域で 4 枚、3 LSB 以上となっているが、中領域ではすべて 3 LSB 以下となっている。

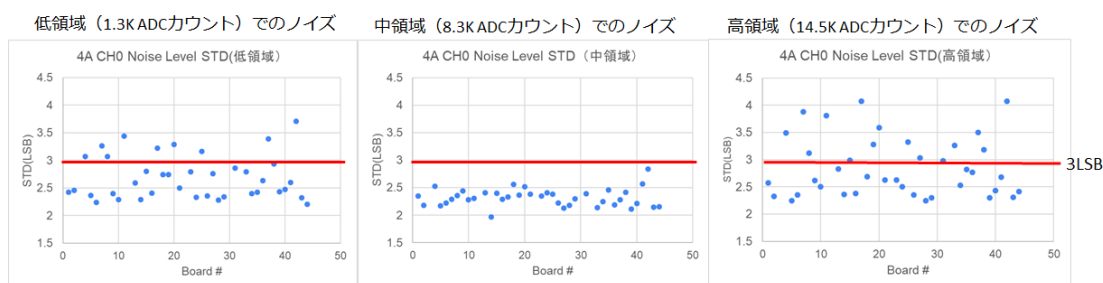


図 3.16: Rev4 基板のチャンネル 0 で、左が低領域、中央が中領域、右は高領域でのノイズ分布になる。X 軸は基板の番号で、44 番までであるが、他の試験用とに使われていて、測定できていない基板があり、総数で 39 枚である。低領域で 9 枚、高領域で 14 枚、3 LSB 以上となっているが、中領域ではすべて 3 LSB 以下となっている。

表 3.3: 低温時と室温時の DAQ 基板のノイズレベルの平均値。10 枚の基板の 2CH を対象。低温・室温とも中領域は 3LSB 以下である。低温の方が、低領域と高領域のノイズレベルが上がる傾向がある。

領域	ノイズレベル平均 (低温)	ノイズレベル平均 (室温)
低領域 (DAC count=5000)	2.932±0.679	2.637±0.348
中領域 (DAC count=31000)	2.176±0.165	2.303±0.145
高領域 (DAC count=55000)	3.126±0.753	2.764±0.424

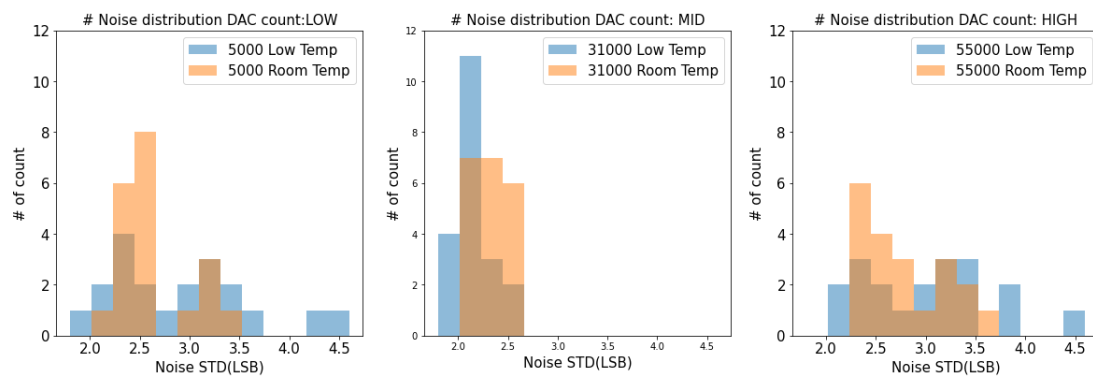


図 3.17: 低温と常温のノイズ分布のヒストグラム図。CH0 と CH1 の両方のデータで、左が低領域、中央が中領域、右は高領域でのノイズ分布になる。X 軸は LSB 単位のノイズレベル。中領域ではすべて 3 LSB 以下となっている。

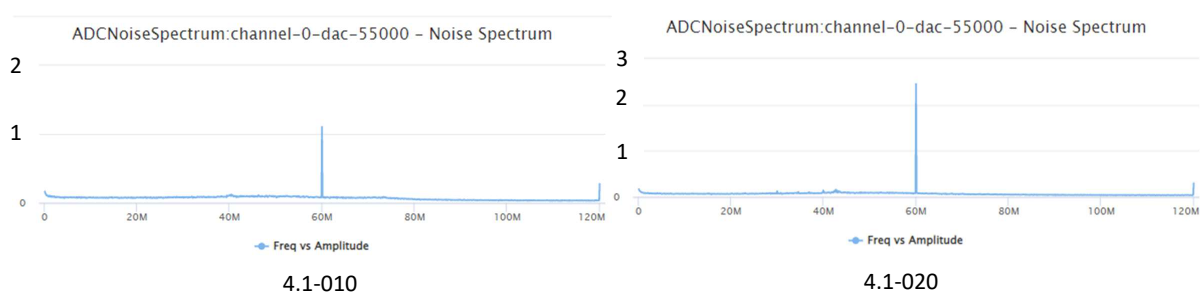


図 3.18: ノイズスペクトル図。左図が高領域 (55000) でノイズが 3 LSB 以下であった基板 4.1-10 のノイズスペクトル。60MHz 成分があるが 1 程度。右図は高領域でノイズが 3 LSB を超えていた基板 4.1-20 のノイズスペクトル。60MHz 成分が 2.5 と、4.1-10 の場合の 2.5 倍ある。

第 4 章

PMT とデータ収集基板のリニアリティ

4.1 リニアリティ測定の目的

第 1 章で説明したように、ニュートリノが引き起こす弱い相互作用で生じる荷電粒子が発生するチェレンコフ光を光検出器 D-Egg が観測をする。複数の D-Egg が観測した値を元に、ニュートリノの到来方向やエネルギーを算出する。したがってその観測値の精度が重要になる。リニアリティとは、入力に対して出力値の直線性である。光検出器では、微弱な光から強度の高い光まで、入射光に対して、その観測値が正比例している事が、正しい観測のために望ましい。光検出器 D-Egg では、そのリニアリティに関連するのが、光電子増倍管 PMT と電気回路であるデータ収集基板 (以下 DAQ 基板) である。

微弱な光から大強度光まで線形性を保つのが理想であるが、現実を図 4.1 に示すように、PMT 単体と、PMT と DAQ 基板を組合せた時には、大強度になると直線性から外れ、低い値を示すようになる。本図の左図は、観測した電流値を式 4.1 に従ってパルス幅に応じた 45 ns の幅で積分して求めた光電子数を示した図で、X 軸が本来の光電子数、Y 軸が観測した光電子数である。青色の点が PMT からの出力値を示したもので、PMT 単体の特性になる。200 PE あたりから直線からずれ、本来の値より低くなり、光量が大きくなるに従って差が大きくなる。第 2 章で説明した PMT の飽和現象が生じている。赤い点は PMT の出力を DAQ 基板を通して読取った値で、100 PE から青い点よりもさらに少なくなり始める。このように DAQ 基板自体にも強度があがるとリニアリティが保てなくなる。

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{V}{R} \\
 Q &= \int_{t_0}^{t_1} I dt \\
 NPE &= \frac{Q}{Ge}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

ここで、 I は PMT からの出力電流、 V は出力の電圧、 R はオシロスコープや DAQ 基板の入力インピーダンスで 50Ω 、 $Q[C]$ は電荷、 NPE は光電子数、 G は PMT のゲインで、 e は素電荷である。

図 4.1 の右の図は、ピーク電流値のリニアリティを示した図で、X 軸が本来の電流値で、Y 軸が観測した電流値である。電流の積分値で求める光電子数は、パルスの幅、すなわち積分時間に依存するので、それに依存しない指標として、ピーク電流値を飽和特性の指標とする場合がある。青色が PMT 単体の観測値で、0.06 A 付近から直線からずれ、低い値を示すようになる。赤色が PMT の

出力を DAQ 基板を通して読取った値で低い値を示す。これは第3章の DAQ 基板のアナログフロントエンドで説明したように、波形整形回路があり、波形を圧縮しているためである。青い点を下方向にシフトした形で増加していくが、0.02 A 付近から平行線よりさらに下がるようになる。これが DAQ 基板の飽和現象である。

このように、PMT と DAQ 基板はそれぞれ飽和現象が生じリニアリティが保てなくなる領域がある。どの強度からリニアリティが保てなくなるのか、またその時のずれの値を知っておくことが必要になる。飽和領域の入射光に対する観測値の値を関数で表す事ができれば、観測値から正しい本来の光の量が逆算できる。本章では種々の条件で、PMT 単体、DAQ 単体、PMT と DAQ の組合せでのリニアリティを測定して、そのリニアリティの特性を数値化する事を目的とする。

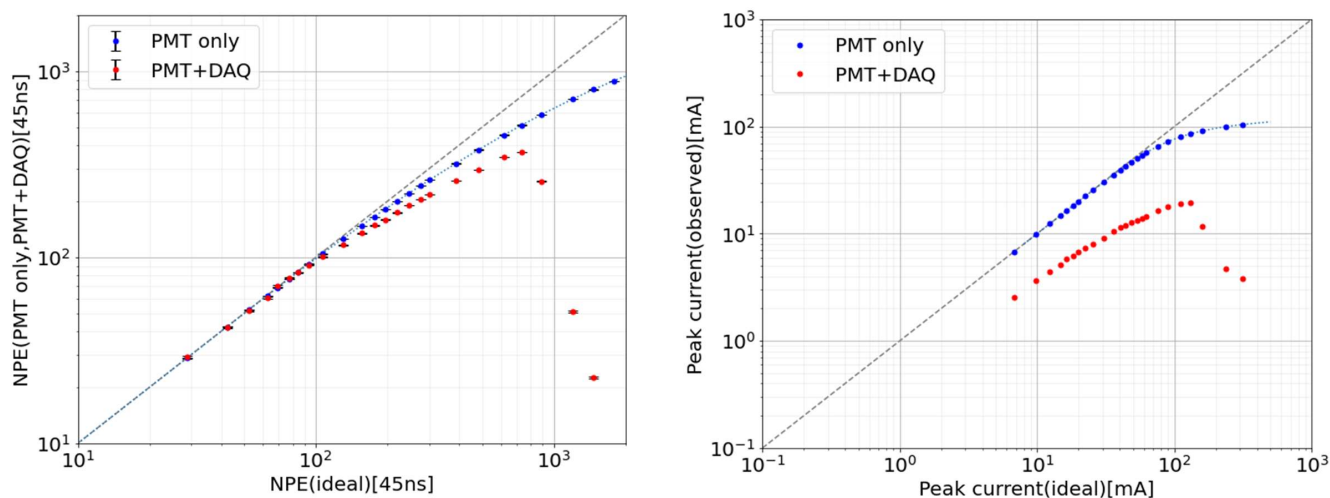


図 4.1: PMT 単体と PMT と DAQ 基板を組合せた時の入力光量と観測値のリニアリティの図。左の図は光電子数 (NPE: Number of Photo Electron) の例で、X 軸が本来 (Ideal) の入射光電子数で、Y 軸が観測値 (Observed) の光電子数である。入射光はレーザー光のパルスで、積分時間は 45 ns である。青色が PMT 単体の観測値で、赤色が PMT と DAQ 基板を組合せた時の観測値である。右の図はピーク電流の例で、X 軸が本来 (Ideal) の電流値で、Y 軸が観測値の電流値である。両方の図の赤色の点の強度の大きい所で、急に減少しているのは、DAQ 基板のオペアンプの過電圧保護回路が作動したためである。

4.2 PMT 単体のリニアリティ測定

4.2.1 測定方法

測定の構成を図 4.2 に、用いた測定器を表 4.1 に示す。光量は透過率の異なる ND フィルター (Neutral Density Filter) で変える。

リニアリティ較正曲線作成測定：レーザー光源 本来の光量と観測光量の較正曲線を作成するための測定を行う。レーザー光源の強度は固定で、透過率の較正行った ND フィルターの組合せを変える事で、基準値との比較で本来の光量を算出する。透過率は 0.1 % を基準に表 4.2 に示す。

- PMT: sq1071、sq0609、sq0644、sq0515、sq0871 で測定する。

- PMT のゲインは 1×10^7
- 1つの強度で 1000 波形オシロスコープでデータを取る。光量が多いので、ショット後の回復時間をもたせるために、レーザの照射の繰り返しは低めの 10 Hz とする。
- レーザ電源の強度ダイヤルは 14 で固定とする。
- フィルターは透過率 1 % の固定フィルターと回転式の 0.1 % から 100 % の組合せと、1 % の固定フィルター無しで回転フィルターの場合で測定する。
- 波形データより、メインパルスパルス部分のピーク電流及び、積分を行い光電子数を求める。

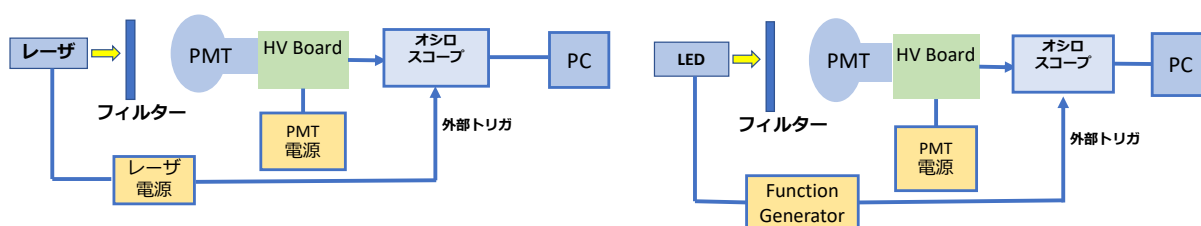


図 4.2: リニアリティ測定の構成図。左図は光源が短パルスのレーザの時の測定構成、右図は光源がより長いパルスの LED の時の構成である。PMT 単体測定時はオシロスコープのみで測定する。レーザの時は、フィルターとレーザ電源によって強度を調整する。LED は Function Generator でパルス幅と強度の調整を行う。PMT への電源は、直流電源を通じて、高電圧基板 (HV Board) から供給される。PMT からの信号は、HV Board 内のパルストランスを経た後、オシロスコープで観測する。データ収取用のトリガは、レーザ使用時はレーザ電源の Synch 出力、LED の時は Function Generator から LED に出すパルスに同期したトリガ信号を出力する。

表 4.1: 本計測で用いた装置の機器名と主な仕様

機器	装置名	仕様
オシロスコープ	Rohde & Schwarz RTO1044	10 G/s, 4ch
レーザ	浜松ホトニクス M10306	波長 399 nm、パルス幅 60 ps
LED	—	波長 405 nm
Function Generator	RIGOL DG4162	160 MHz 2CH
フィルター	シグマ光機 MFNDU	透過率 0.1%, 1%, 5%, 10%, 50%, 100%

表 4.2: 0.1 % フィルターを基準とした各フィルターの相対透過率

フィルター名	0.1 %	1 %	5 %	10 %	50 %	100 %
相対透過率	1	8.364	63.45	105.23	538.29	842.78

リニアリティ ロングパルス測定：LED 光源 本来の光量と観測光量の校正曲線をパルス幅を変えて作成するための測定を行う。LED 電源になる Function generator の電圧は固定で、透過率の校正を行った ND フィルターの組合せを変える事で、基準値との比較で本来の光量を算出する。透過率は 0.1 % を基準に表 4.2 に示す。

- PMT: sq0871 で測定する。
- PMT のゲインは 1×10^7
- 1 つの強度で 1000 波形オシロスコープでデータを取る。光量が多いので、ショット後の回復時間をもたせるために、LED の照射の繰り返しは低めの 10 Hz とする。
- Function Generator の電圧は固定とする。
- フィルターは回転式の 0.1 % から 100 % のみで行う。LED の強度はレーザより弱いので、1 % の固定フィルター無しで測定する。
- 波形データより、メインパルスパルス部分のピーク電流及び、積分を行い光電子数を求める。

4.2.2 測定結果と解析

測定波形からピーク電流と積分値から光電子数を求める。各強度ごとにヒストグラムを作成して、それをガウス分布でフィッティングして、フィッティングによる平均値と標準偏差を求める。強度の低い領域では線形性は保たれているので、1 % と 1 % の組合せを基準として、この観測値を本来の光量と等しいとする。一番低い 1 % と 0.1 % の組合せは強度が 2 PE 程度と非常に弱く、分布の標準偏差が大きいので基準点としなかった。この基準を元に式 4.2 のように、透過率比で本来の光量を計算する。

$$(\text{該当フィルター時の本来の光量}) = (1 \% + 1 \% \text{時の光量}) \times \frac{(\text{該当フィルターの透過率})}{(1 \% + 1 \% \text{時の透過率})} \quad (4.2)$$

尚、1 % の固定フィルター無しの時は、最も弱い回転式の 0.1 % を基準とする。この強度は 1 % 固定フィルターと回転フィルター 10 % を合わせた値に近く、この時に飽和レベルに達していないかを確認した上で基準点とする。光源に光のパルス幅 60 ps のレーザを用いる。この時の PMT 信号の出力は 20 ns のパルス幅になる。図 4.3 に 5 台の PMT に対して実施した光電子数のリニアリティ測定の結果を示す。X 軸は式 4.2 で求めた本来の光電子数である。Y 軸はオシロスコープで観測し、積分して求めた光電子数である。PMT ごとに式 4.3 で近似した曲線を記載してある。リニアリティの近似式は IceCube のメンバーで改良が続けられ、本式は Chris Went 氏が作成した式である。

$$I_{ob}^{-1} = I_{in}^{-1} + p_0 \frac{\ln(1 + (I_{in}/p_1)^3)}{\ln(1 + (I_{in}/p_2)^{0.5})} \quad (4.3)$$

ここで、 I_{ob} は観測値の光電子数、 I_{in} は本来の入力光電子数で、 p_0 、 p_1 、 p_2 は比例係数である。この式はピーク電流の観測値と本来の入力電流値との関係にも使える。本式を近似式として、python の scipy の curve_fit で測定点を元にフィッティングを行った。curve_fit は最小二乗法でフィッティングを行い係数を決定している。表 4.3 に各 PMT の係数を示す。図 4.3 のグラフからわかるように、測定点と近似式の曲線は良く一致しており、決定係数 R 二乗も 0.9997 以上である。5 台の PMT で係数は大きいものと小さいもので、2 倍程度の差があり、PMT の個体差が大きいと思われる。しかし、5 台の PMT の測定点をまとめて一本の曲線で近似したのが、図 4.3 の右の図である。その時の係数を表 4.4 に示す。図に示すように、測定点と近似曲線は良く一致しており、決定係数 R 二乗も 0.9866 である。光電子数は 300 PE 付近から飽和が始まり、強度が増大するにつれ、線形性からのずれが大きくなっている。入射光電子数が 10^4 では、観測光電子数は本来の光電子数の 5 分の 1 になっている。

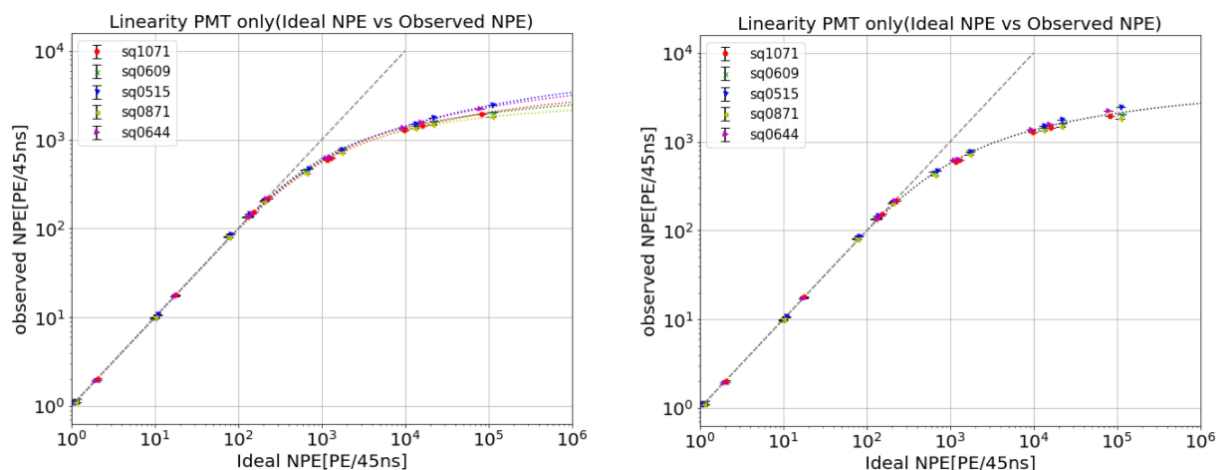


図 4.3: PMT 単体 (レーザ光源) の光電子数のリニアリティの図。5 台の PMT で測定した。左の図は光電子数の例で、X 軸が本来 (Ideal) の入射光電子数で、Y 軸が観測値 (Observed) の光電子数である。各 PMT ごとに近似曲線を引いた。入射光はレーザ光のパルスで、積分時間は 45 ns である。右の図は左の図と同様に 5 台の PMT の測定結果をプロットした後に、全 PMT のデータを元に、一つの近似曲線でフィッティングした。尚、各測定点でのエラーバーは、1000 回の測定結果から算出しており、各点のマーカより小さくて、グラフ上では見えない。例として、sq0515 の 1 % + 1 % の NPE は、 9.31 ± 0.13 である。

表 4.3: 各 PMT の光電子数近似式の係数

PMT	p_0	p_1	p_2
sq1071	32330 ± 999	147.0 ± 15.1	16160 ± 2286
sq0609	25672 ± 645	204.7 ± 18.9	8934 ± 1174
sq0515	49695 ± 1879	175.4 ± 20.1	40129 ± 6166
sq0871	20830 ± 800	87.1 ± 25.9	3439 ± 1034
sq0644	41570 ± 1606	161.7 ± 18.2	24891 ± 4038

表 4.4: 5 台の PMT の光電子数の測定点を一つの式で近似した時の式の係数

PMT	p_0	p_1	p_2
all	31645 ± 4145	149.5 ± 78.5	13268 ± 8737

次に 5 台の PMT に対して、ピーク電流での測定結果を図 4.4 に示す。ピーク電流の場合は光電子に比べて、飽和の度合いが強く、本来のピーク電流が 1 A を超えるとはほとんど増加せず、観測ピーク電流は 0.1 A 程度で、ほぼ一定となる。これはオシロスコープで 50Ω で終端して観測している時に電圧で 5 V から 6 V ぐらいでピークが頭打ちになる事で分かる。この各 PMT ごとの観測結果で、近似式 4.3 を適用した。その時の係数を表 4.5 に示す。測定点と近似曲線は良く一致している。決定係数 R 二乗は 0.9967 以上である。右の図では、5 台全部の測定結果に対して一本の曲線で近似した。その時の係数を表 4.6 に示す。近似曲線の決定係数 R 二乗も 0.9859 で良く一致している。

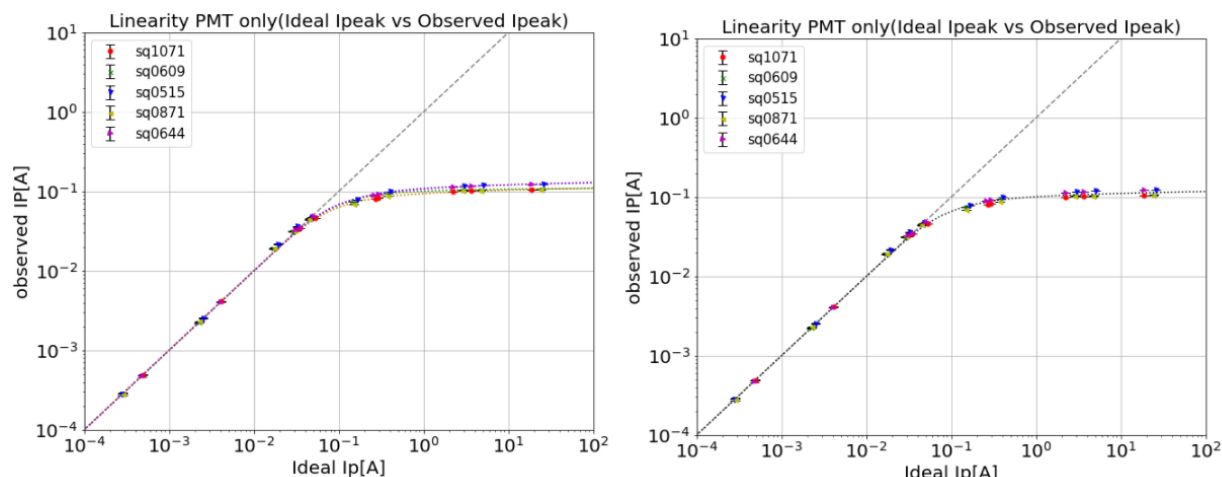


図 4.4: PMT 単体 (レーザー光源) のピーク電流のリニアリティの図。5 台の PMT で測定した。左の図は光電子数の例で、X 軸が本来 (Ideal) の入射光電子数で、Y 軸が観測値 (Observed) の光電子数である。各 PMT ごとに近似曲線を引いた。入射光はレーザー光のパルスで、積分時間は 45 ns である。右の図は左の図と同様に 5 台の PMT の測定結果をプロットした後に、全 PMT のデータを元に、一つの近似曲線でフィッティングした。各測定点のエラーバーは、各点のマーカより小さく、グラフ上で見えない。

表 4.5: 各 PMT のピーク電流の近似式の係数

PMT	p_0	p_1	p_2
sq1071	0.7884 ± 0.0483	0.04184 ± 0.00623	0.1583 ± 0.0622
sq0609	0.7149 ± 0.0611	0.04496 ± 0.00889	0.090 ± 0.0538
sq0515	0.9165 ± 0.0868	0.0460 ± 0.01050	0.1678 ± 0.1030
sq0871	0.7796 ± 0.0806	0.04062 ± 0.0102	0.1422 ± 0.0967
sq0644	0.9774 ± 0.0689	0.05002 ± 0.0078	0.2464 ± 0.1040

表 4.6: 5 台の PMT のピーク電流の測定点を一つの式で近似した時の式の係数

PMT	p_0	p_1	p_2
All PMT	0.8342 ± 0.0719	0.04466 ± 0.00913	0.1567 ± 0.0876

LED 光源：ロングパルス レーザ光源はパルス幅の変更ができないので、パルス幅 50 ns 以上のロングパルスは LED を光源とする。LED に電源を供給する Function Generator のパルス幅を変える事で、実際の光のパルス幅を、50 ns、100 ns、200 ns、500 ns と変えた。図 4.5 にその結果を示す。

左の図は光電子数で、全てのパルス幅で飽和はするが、パルス幅の長いものほど、大きい値まで線形性を保つが、これは同じ電流でも時間幅が広い方が積分値の光電子数は増えるからである。式 4.3 で近似曲線を引くことを試みたが、curve_fit で収束しなかったため、引いていない。

右の図はピーク電流で、パルス幅によらず、一つの曲線に乗る事が分かる。尚、この場合も式 4.3 では収束しなかった場合があり、代わりに式 4.4 を用いた [12]。本式は、現行の IceCube のシミュレーションツールの中の PMT のシミュレーターで用いられている式である。PMT の飽和は、パルス幅によらず、ピーク電流値に依存する事がわかった。ただし、パルス幅が長くなると大光量を受けている時間が長くなるので、次の照射までの時間をよりあけて回復時間を設ける必要がある。繰

り返しが早いと低い観測値が出る傾向がある。表 4.7 に近似式の係数を示す。近似曲線の決定係数 R の二乗は 0.9913 で観測値に良く一致している。

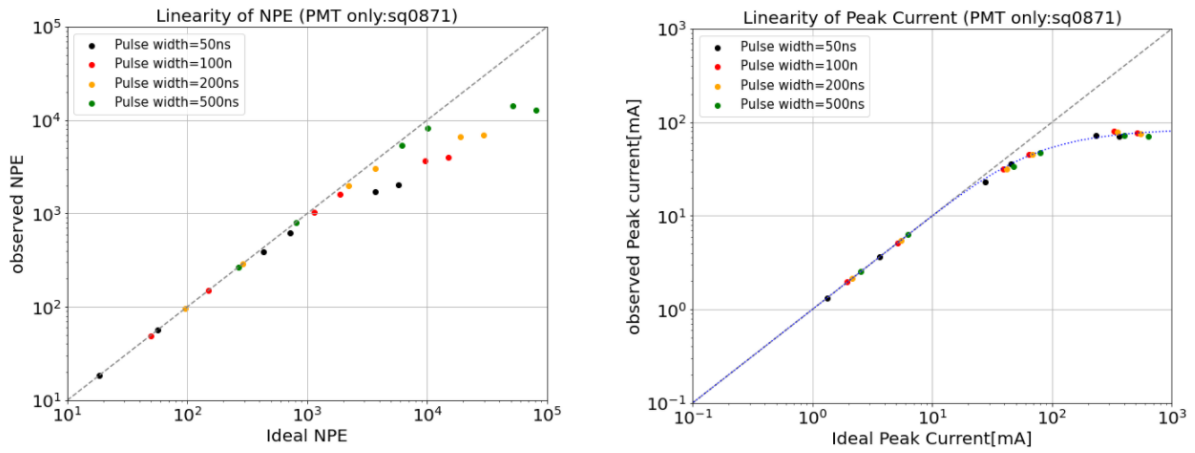


図 4.5: PMT 単体 (LED を光源：ロングパルス) のリニアリティの図。1 台の PMT：sq0871 で、パルス幅を、50 ns、100 ns、200 ns、500 ns で測定した。左の図は光電子数の例で、X 軸が本来 (Ideal) の入射光電子数で、Y 軸が観測値 (Observed) の光電子数である。式 4.3 と式 4.4 の近似式が使えず近似曲線は引いていない。右の図はピーク電流で、X 軸が本来 (ideal) の電流で mA 単位なので、図 4.4 に比べて、最大強度は 2 桁低い。Y 軸が観測した電流値である。各パルス幅の測定結果をプロットした後に、全データを元に、一つの近似曲線でフィッティングした。

$$I_{\text{real}} = I_{\text{ideal}} \cdot \frac{\ln(1 + \frac{A}{I_{\text{ideal}}})}{\ln(1 + \frac{A}{I_{\text{ideal}}}) + \frac{A}{I_s} \cdot e^{-B/I_{\text{ideal}}}} \quad (4.4)$$

表 4.7: LED 光源でパルス幅を変えた時のピーク電流を式 4.4 で近似した時の係数

PMT	I_s	A	B
sq0871	84.85 ± 3.11	0.1419 ± 0.0520	32.47 ± 9.13

4.3 PMT+データ収集基板のリニアリティ測定

4.3.1 短パルス：レーザ光源時のリニアリティ

ここでは、レーザ光源を用いた短パルスで、PMT と DAQ 基板を組合せた時のリニアリティ測定について説明する。ここでは PMT や DAQ 基板が飽和し始める付近を詳しく調べる。

リニアリティ詳細測定 前述のリニアリティ較正曲線作成測定は、強度的にはフィルター 1 % + 0.1 % と 100 % では 10^5 倍の幅があり、これを 10 から 12 点程度しか取らないので、データ点の間隔が広い。今回は PMT や DAQ 基板が飽和し始める付近をより詳しく調べるため、そのレベルのフィルターを使った時にレーザ電源の設定値を段階的に変える。測定の構成を図 4.6 に示す。

- フィルター 1 % と回転フィルター 5 % と 50 % の所で実施

- レーザ電源強度を 6.4 から 14 の間で 10 点ほど変える。PMT 出力と DAQ 基板の読みを測定する。
- 波形データより、メインパルスパルス部分のピーク電流及び、積分を行い光電子数を求める。
- 本来の強度の計算は PMT の出力値から PMT 単体でのリニアリティ較正曲線の式を用いて換算する。

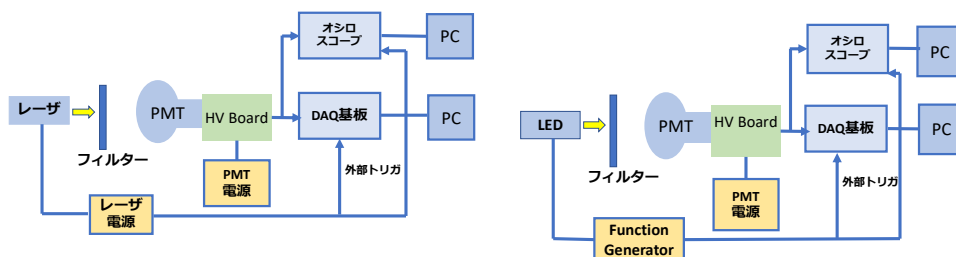


図 4.6: PMT と DAQ 基板を組合せた時のリニアリティ測定の構成図。左の図は、光源がレーザの時の構成である。PMT の出力を DAQ 基板に入力する。DAQ 基板入力値をモニタするために、PMT 出力を 2 分岐したひとつをオシロスコープでモニタする。オシロスコープと DAQ 基板のトリガには、レーザ電源の外部トリガを用いる。右の図は、光源が LED の時の構成図。Function Generator で LED に電源を供給する。これと同期したパルスをトリガ源として、オシロスコープと DAQ 基板に供給する。Function generator のパルス幅と振幅値を変える事で、LED から発光するパルスを変える。LED に加える電圧と光強度は線形ではなく、光信号をきれいな sin 波の形のパルスにするのは難しい。

測定結果 図 4.7 の左図に各強度での PMT 出力、右図に PMT と DAQ 基板を組合せた時の平均波形を示す。同じ色が同じ強度時の波形を示す。DAQ 基板の出力は第 3 章で説明したように、入力段のアナログフロントエンド回路にフィルターとオペアンプによる波形整形回路があり、PMT 出力より波高値が抑えられ、幅が広い波形になる。強度を順次上げていくと、DAQ 基板の出力も増加するが、PMT 出力が 4.5V 付近で、急に減少し、ゼロになってから最後に少し盛り返す波形になる。これはオペアンプの過電圧保護回路が作動してこのような波形になっている。

この測定のリニアリティを図 4.8 に示す。左の図は光電子数で、青色が PMT 出力、赤色が DAQ 基板の読値である。X 軸はフィルターによる PMT 単体での近似式による較正曲線を元に、本来の光電子数に換算している。ここで、PMT 単体の時の近似曲線は式 4.3 で近似しその係数を表 4.8 に示す。DAQ 基板の観測値の近似式は 4.3 では収束せず、分母側の乗数を 0.5 から 1 へと少し変形した式 4.5 で行った。その係数を表 4.8 の下の段に示す。

左の光電子数の図から、PMT は本来の光電子数で 200 PE 付近から飽和し始め、DAQ 基板は 100 PE 付近からもう一段飽和がきつくなる。 10^3 PE で、PMT 単体の観測値は 600 PE、DAQ 基板の観測値は 320 PE と DAQ 基板の観測値は本来の光電子数の 3 分の 1 になる。

右のピーク電流の図では、最初の測定点 7×10^{-2} A から本来のピーク電流値に対して 3 分の 1 に圧縮され、 $y = x$ の直線と並行移動した形で増加する。これは DAQ 基板のアナログフロントエンド回路の波形整形回路が波高値を抑えるためである。さらに電流が増えると 3×10^{-2} A 付近からもう一段下がる。この原因は、オペアンプの Slew rate の影響であるが、詳細は次の節で説明する。 10^{-1} A 以上でフラットになるのは、ADC の最大値に達してオーバフローしているからであり、さらに増加すると、観測値は大きく減少する。これは DAQ の波形の図で示したように、オペアンプの過電圧

保護回路が作動したためで、オペアンプの出力が一時的にゼロの部分が生じたためである。このように DAQ 基板のリニアリティは入力値により、下方シフト (ピーク電流のみ)、追加飽和、オーバーフロー、過電圧保護作動の 4 パターンの振る舞いをする。

表 4.8: レーザ光入力時の光電子数の近似式の係数

item	p_0	p_1	p_2	R^2
PMT only	44187 ± 0.0	88.310 ± 0.0	9499 ± 0.0	1.0000
PMT+DAQ	5643 ± 351	131.6 ± 3.8	1503 ± 146	0.9997

$$I_{ob}^{-1} = I_{in}^{-1} + p_0 \frac{\ln(1 + (I_{in}/p_1)^3)}{\ln(1 + (I_{in}/p_2)^1)} \quad (4.5)$$

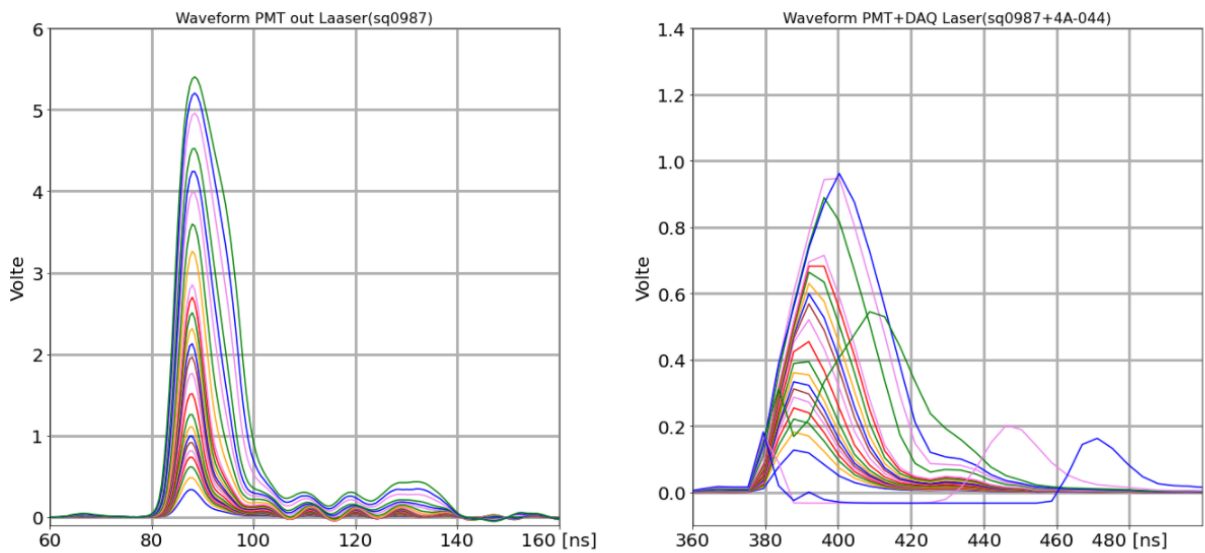


図 4.7: レーザ光源で強度を増加していった時の波形。左図が PMT の出力で、右図は PMT と DAQ 基板を組合せた時の DAQ 基板の出力波形。X 軸は時間で、Y 軸は電圧である。強度ごとに変えている線の色は、左の図の波形と右の図の波形では同じ強度である。オシロスコープと DAQ 基板への経路の違いと内部処理の違いで、レーザ電源の共通トリガを使っているが、立上がり開始時間に差が出て、DAQ 基板が 300 ns ほど遅い。PMT 出力が 4.5 V 以上の時に、DAQ 基板の出力が一時ゼロになる現象が発生している。

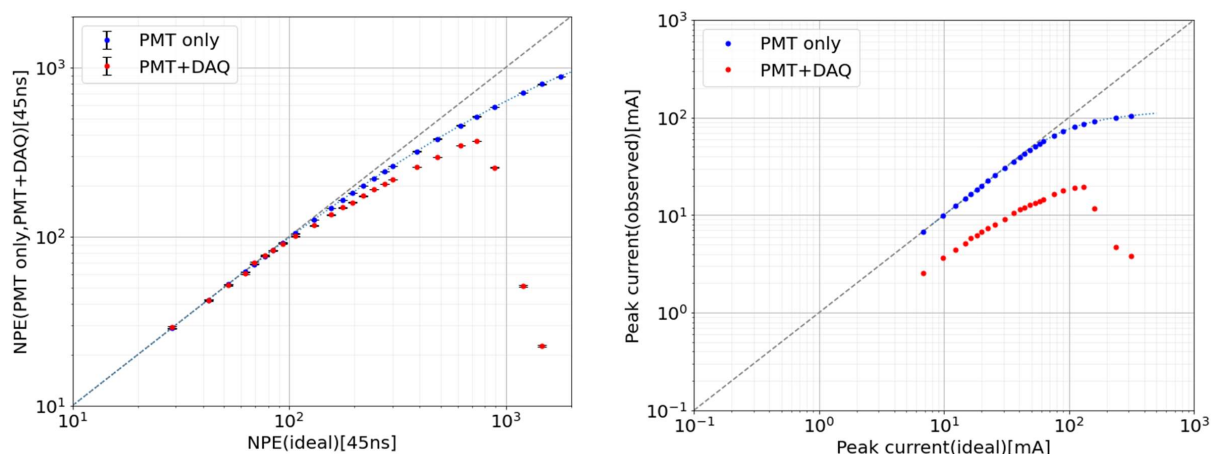


図 4.8: PMT 単体と PMT と DAQ 基板を組合せた時の入力光量と観測値のリニアリティの図。左の図は光電子数の例で、X 軸が本来 (Ideal) の入射光電子数で、Y 軸が観測値 (Observed) の光電子数である。入射光はレーザー光のパルスで、積分時間は 45 ns である。青色が PMT 単体の観測値で、赤色が PMT と DAQ 基板を組合せた時の観測値である。右の図はピーク電流の例で、X 軸が本来 (Ideal) の電流値で、Y 軸が観測値の電流値である。

4.3.2 長パルス：LED 光源時のリニアリティ

ここでは、20 ns より長い、50 ns から 500 ns のパルス時のリニアリティを調べる。光源には長パルス光が出せる LED を用いる。図 4.9 に LED 光源で 150 ns 幅のパルスで、段階的に強度を上げた時の平均波形を示す。左図が PMT 単体の出力、右図が DAQ 基板の観測値である。PMT 出力のピークが 1 V の時に、DAQ 基板の観測値は 0.9 V とピーク電流の圧縮率は、レーザーの短パルスより緩やかになる。これはアナログフロントエンド回路の波形整形回路が周波数依存性をもち、周波数が高い、すなわちパルス幅の短い波形ほど圧縮率が大きくなるからである。PMT 出力値が 1.8 V と 3 V の時には、DAQ 基板の観測値は、1.2 V で一定になる。これは AD コンバータがオーバーフローしたためである。PMT 出力が 4.8 V の青線では、出力が最初 1.2 V まで増加した後で、ゼロになり、その後 800 ns 付近から回復している。これはオペアンプの過電圧保護回路が作動したためである。

次に図 4.10 に LED 光源時の光電子数とピーク電流のリニアリティを示す。尚、この時の X 軸は本来の光電子数とピーク電流値ではなく、PMT の観測値である。図から光電子数は 3×10^3 PE 以上から減少し、ピーク電流値は 3×10^{-1} A 以上からフラットになる。これ以降 DAQ 基板のオーバーフローが始まりだしている。ピーク電流値が 3×10^{-1} A 以下の時の圧縮率、すなわち $y=x$ の直線から下方へのシフトも、パルス幅 20 ns のレーザーに比べると小さいことが分かる。このように、長パルスになると、ピーク電流の圧縮率は緩和される。

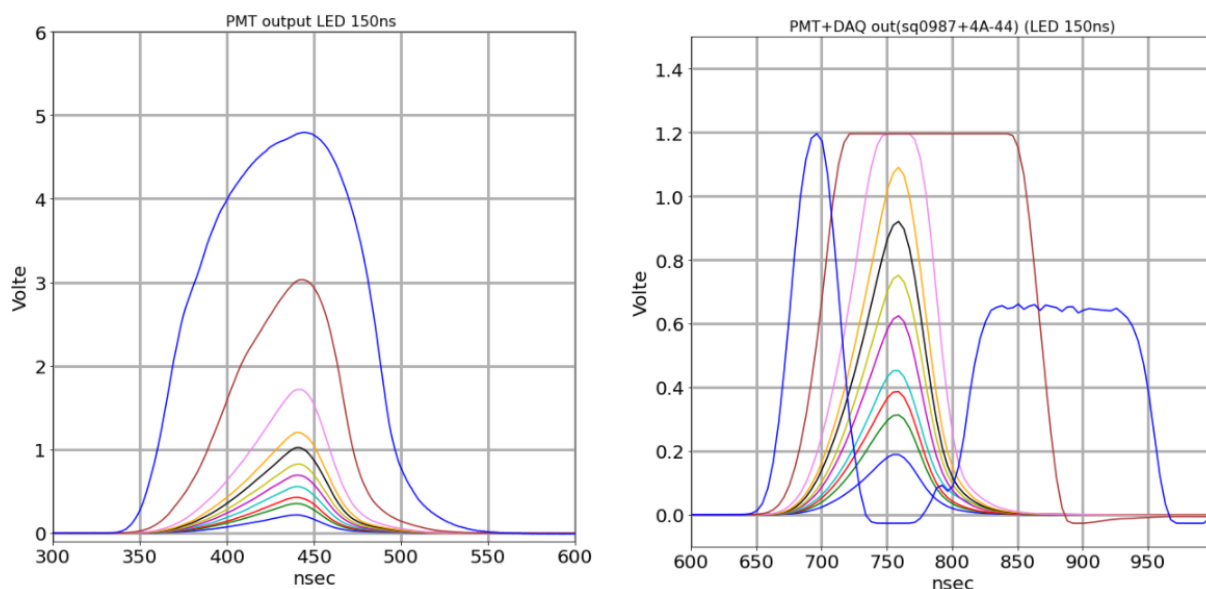


図 4.9: LED 光源で 150 ns 幅のレーザより広いパルスで強度を増加して行った時の波形。左図が PMT の出力で、右図は PMT と DAQ 基板を組合せた時の DAQ 基板の出力波形。X 軸は時間で、Y 軸は電圧である。PMT 出力のピークが 1.8 V と 3 V の時に、DAQ 基板の出力が 1.2 V でフラットになっている。これは AD コンバータのオーバーフローである。PMT 出力のピークが 4.8 V の時（青色）は、DAQ 基板出力は増加後一度ゼロになり、その後回復して 0.6 V になる。これは入力の過電圧保護回路が作動したためである。

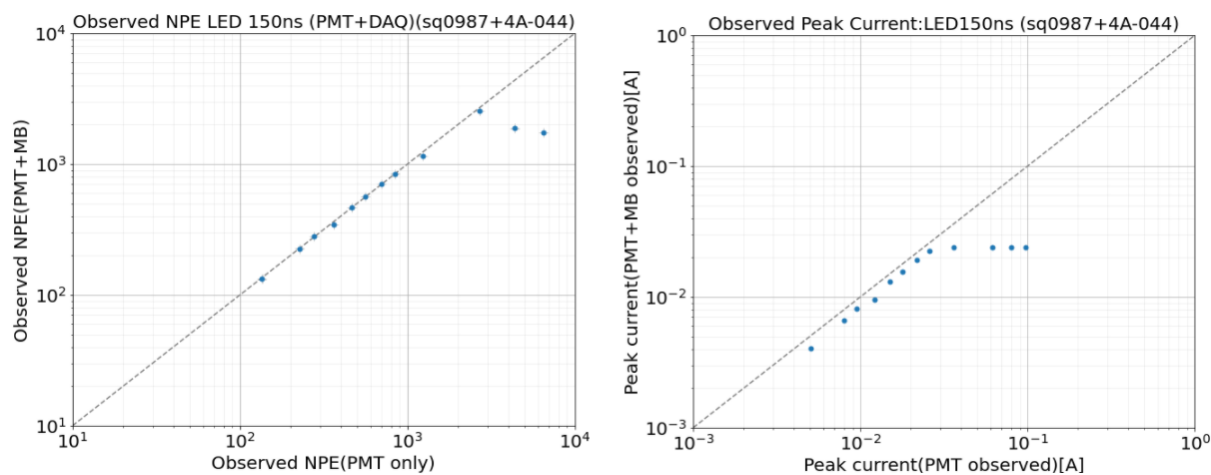


図 4.10: LED 光源で 150 ns 幅のパルスでのリニアリティ。左図は光電子数のリニアリティで、X 軸は PMT の観測値の光電子数で、本来のもので光電子数ではない。Y 軸が PMT と DAQ を組合わせた時の DAQ 基板の読み値である。したがって PMT の飽和は見えてこない。3 × 10³ 以上で減少する。右図はピーク電流で、定電流時は線形直線より少し下にシフトするが、レーザに比べると差分は小さい。3 × 10⁻² A 以上で一定になるのは AD コンバータのオーバーフローのためである。

4.3.3 低温試験でのリニアリティ

ここでは、-30 度の低温で、PMT と DAQ 基板を組合せたリニアリティ試験について説明する。この試験は、最終受入れ試験 (FAT:Final Acceptance Test) の試験装置を利用して行った。最終受入れ試験では、D-Egg の試験手順の一環として、全数に対してリニアリティ試験を行う。今回の試験は、その第一回目の D-Egg 群を利用して、先行試験として、これまで常温で行ってきた試験の結果に対して、低温でも同様の試験結果が出るのか確認するために行った。また、これまでのような数台ではなく 30 台と多くの PMT についてリニアリティの測定を行って、同じ飽和曲線が適応できるかも確認する。

測定方法 試験構成を図 4.11 に示す。レーザ光をフィルターで強度調整した後、スプリッターで 32 分岐して各 PMT に供給する。各 PMT の信号は D-Egg 内の DAQ 基板を通して、Mini-Field Hub を経由して PC でデータを収集する。D-Egg として組み上げられると、内部に繋がるのは、電源と通信を兼ねたワイヤの組だけになり、PMT 単体の信号をオシロスコープで見る事はできず、DAQ 基板を通した値のみになる。大型冷凍庫で -40 度まで冷やすことができる。一つのレーザ光を 32 分岐しているの、各 PMT の光強度は弱くなり、単体測定のように、1 % の固定フィルターを追加して用いる事はなく、回転フィルターだけで行う。試験の自動化のために、回転フィルターは PC 側の制御で切り替えることができる。測定手順は以下の通りである。

- 各 PMT のゲインは 1×10^7
- フィルターは、5 %、10 %、25 %、32 %、50 %、100 % である。フィルターの回転フォルダーが 6 枚で、飽和が始まる所を詳しくみたいので、25 %、32 % を入れて、飽和しない低領域の 0.1 %、1 % を省いた。
- 各フィルターで 5000 波形を取る。
- 測定対象の PMT は次の 30 台 SQ0407、SQ0379、SQ0313、SQ0323、SQ0296、SQ0405、SQ0307、SQ0403、SQ0310、SQ0414、SQ0429、SQ0417、SQ0420、SQ0303、SQ0295、SQ0309、SQ0415、SQ0306、SQ0421、SQ0418、SQ0422、SQ0300、SQ0438、SQ0378、SQ0411、SQ0423、SQ0322、SQ0298、SQ0314、SQ0315
- 波形データより、積分した光電子数とピーク電流を求め、各フィルター事にヒストグラムを作り、ガウスフィッティングして、平均値と標準偏差を求める。

測定結果と解析 測定結果を図 4.12 に示す。左の図が光電子数である。60 PE 付近から飽和が始まっている。常温の一台の PMT の例だが、図 4.8 では 80 PE 付近から飽和が始まっているので、低温では少し早くから飽和が始まっている。全 PMT の光電子数の測定値を式 4.5 により一本の近似曲線を引いた。その時の係数を表 4.9 に示す。

右の図はピーク電流で、上のラインは低電流時を基準にしてフィルターの透過率比でプロットした図である。しかし、レーザ光源で常温の PMT と DAQ 基板の組合せ試験の図 4.8 に示したように、DAQ 基板の観測値は、波形整形回路の影響で本来のピーク電流より圧縮されている。しかし、最終受入れ試験では、D-Egg として組み上げられているので、PMT の出力を直接オシロスコープでモニターする事はできない。そこで、常温時の SPE レベル付近での圧縮率 0.46 を使って、本来のピーク電流値を換算し直した。グラフを $1/0.46 = 2.17$ 倍だけ X 軸の正の方向にシフトした形になる。それ

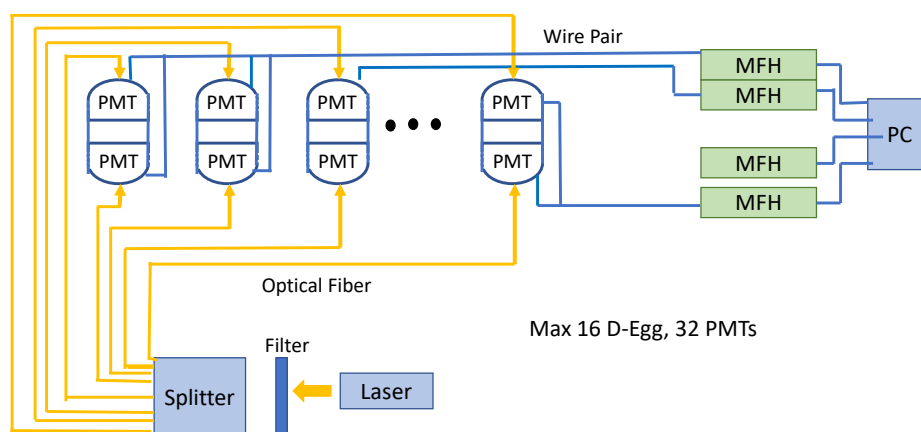


図 4.11: 最終受入れ試験装置 (FAT:Final Acceptance Test) の構成図。冷凍庫の中に最大 16 台の D-Egg を収納し、同時に低温での試験ができる。レーザ光をフィルターで強度調整した後、スプリッターで光を 32 分岐して、光ファイバーで 16 台の D-Egg、計 32 台の PMT に光を供給する。各 PMT から信号は D-Egg 内の DAQ 基板を通して、Mini-Field Hub (MFH) を経由して PC でデータを収集する。

が右図の下側の線になる。この近似曲線は式 4.5 の変形版となり、入力値 I_{in} の前に比例係数 p_3 を入れた式 4.6 を使ってフィッティングした。その時の係数を表 4.9 に示す。

フィルター 6 点の測定だが、データが X 軸方向に 6ヶ所に集中しないでばらけているのは、32ヶ所に分配している光ファイバーの経路差とアライメントの差により、各 PMT に到達する光の強度にばらつきがあるからである。30 台の PMT に対して、多少の個体差によるばらつきはあるが、リニアリティ特性は一つの近似曲線で表すことができる。表 4.9 に示すように、近似曲線の決定係数 R^2 は、光電子数 (NPE) で 0.9973、ピーク電流で 0.998 と良く一致している。低温でも常温と同じ形の近似式が使える、同様の飽和特性を示す事が確認できた。

表 4.9: 図 4.12 の近似曲線の係数表。上 2 段は式 4.5、3 段目は式 4.6 の係数

item	p_0	p_1	p_2	p_3	R^2
NPE	2243 ± 299	48.66 ± 5.29	163.38 ± 49.84	NA	0.9973
Peak current1	50.70 ± 5.26	2.650 ± 0.508	1.071 ± 0.668	NA	0.9980
Peak current2	58.05 ± 5.81	4.213 ± 0.657	2.876 ± 1.267	0.447 ± 0.006	0.9980

$$\frac{1}{I_{ob}} = \frac{1}{p_3 I_{in}} + p_0 \frac{\ln(1 + (p_3 I_{in}/p_1)^3)}{\ln(1 + (p_3 I_{in}/p_2)^{0.5})} \quad (4.6)$$

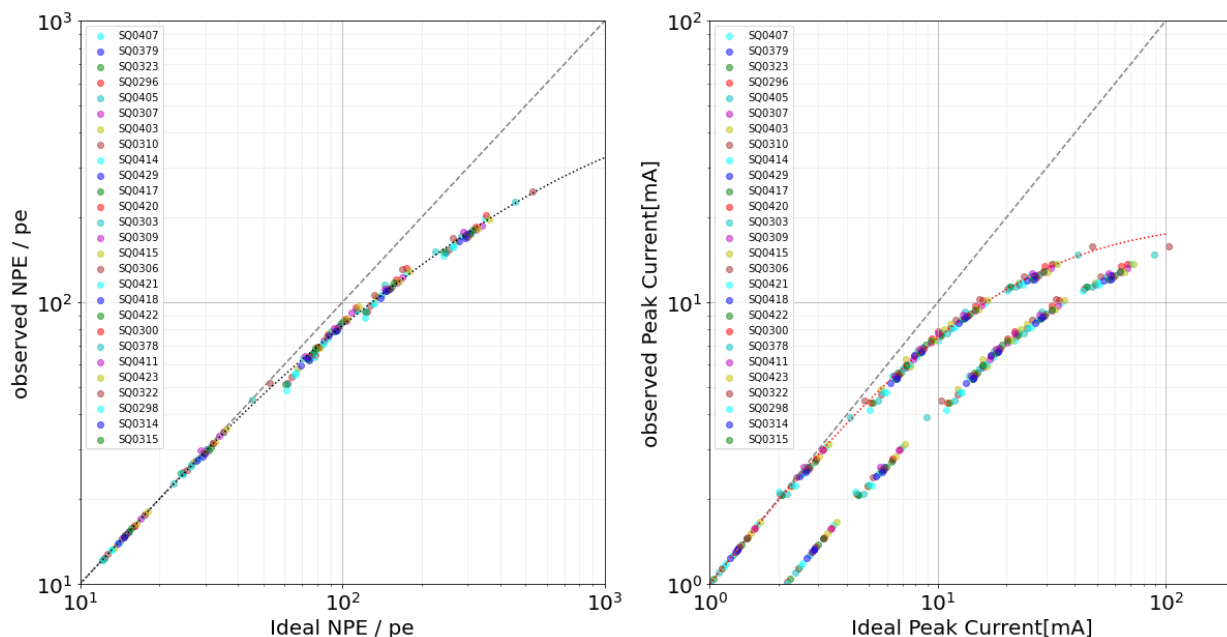


図 4.12: 低温試験でのリニアリティ試験結果。光源は短パルスのレーザー光。左の図は光電子数で、X 軸が本来の光電子数、Y 軸が DAQ 基板の観測値。60 PE 付近から飽和が始まっている。右の図はピーク電流で、上のラインは、1 mA 付近の低電流を基準として本来の電流を換算してプロットした図である。実際は常温時のように、レーザー光源の短パルスの時は、波形整形回路の圧縮が働くので、観測値は低くなる。常温の測定結果の圧縮比 0.46 を考慮したのが図の下のラインである。各測定点のエラーバーは、マーカーサイズより小さくて、グラフ上では見えない。

4.4 データ収集基板単体のリニアリティ

前節で説明したように、DAQ 基板のリニアリティは入力振幅の大きさとパルスの幅(周波数)により、下方シフト、追加飽和、オーバフロー、過電圧保護作動の 4 パターンの振る舞いをする。この特性を詳しく調べるために、Function Generator で模擬した波形を DAQ 基板に入力して観測した。また、DAQ 基板のリニアリティは DAQ 基板のアナログフロントエンド回路の特性に依る所が大きいので、回路シュミレータの LTspice を用いてシミュレーションを行った。この節ではそれらの結果を示し、DAQ 基板のリニアリティ特性を説明する。尚、今後の説明では、DAQ 基板での入出力を電流ではなく電圧で扱う。電圧を入力インピーダンス 50Ω で割ると電流換算できる。オシロスコープの表示や Function generator の出力設定は電圧なので、その方が直接的でわかりやすいからである。

4.4.1 オーバフロー、過電圧保護

ここでは、どのような条件で AD コンバータのオーバフローとアナログフロントエンド回路のオペアンプの過電圧保護が生じるのかを確認する。これらが起きると、DAQ の観測値は全く使えなくなる。AD コンバータはフルスケールが 2 V であるが、オペアンプのゲインがあるので、入力値 1.2 V でフルスケールになる。しかし、アナログフロントエンドの波形整形回路があるので、早い立上りで短い幅のパルスの波形は圧縮率が大いので、1.2 V を超えても AD コンバータのオーバフローは起きない。そこで、function Generator でパルス幅と振幅を変えた波形を DAQ 基板に入力して、どの条件で、AD コンバータのオーバフローと過電圧保護が発生するかを調べた。測定の構成を図??に示

す。図 4.14 の左図が過電圧保護 (Over Voltage Protection : OVP) が作動した時の波形である。一度立ち上がった出力値が途中でゼロになっている。入力電圧が下がると、出力値は回復する。中央の図が、AD コンバータの最大カウント数 16384 カウント (2^{14}) を超えた入力の時で、オーバフローして一定になっている例である。右の図は最大値に近い大きな入力だが、オーバフローまで達しなかった時の例である。

図 4.15 が Function Generator の振幅とパルス幅を変えて調べマップにした図である。Function Generator の性能の制約で、最小の立上げ時間は 7 ns であった。すべての立上げと立下げはこの 7 ns で行い、フラットの時間を 10 ns、20 ns、50 ns、100 ns、50 ns と変えた。ただし 10 ns 設定での実波形は、ほとんどフラットトップは無く、Sin 波に近い形であった。この図からわかる事をまとめると次のようになる。

- パルス幅が 50 ns 以上で、入力が 1.2 V 超えると AD コンバータはオーバフローする。50 ns 以下では、波形の圧縮効果で、オーバフローする電圧は高くなる。
- パルス幅が 50 ns 以上で、入力が 3.2 V 超えると過電圧保護が作動する。50 ns 以下では、波形の圧縮効果で、過電圧保護が作動する電圧は高くなる。
- パルス幅が 10 ns の短いパルスでは、AD コンバータのオーバフローが起こる前に過電圧保護が作動する。ピーク電圧 4.4 V の入力まで読み取る事ができる。これは短パルスでは波形の圧縮率が高いからである。

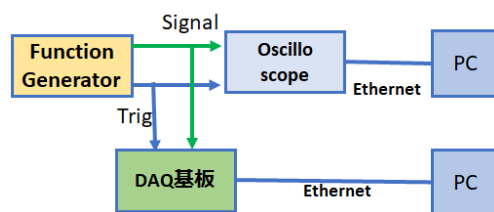


図 4.13: Function Generator から DAQ 基板にパルスを入力する測定時の構成図。短パルスの時には、Function Generator の出力波形が設定値通り追従しきれないので、オシロスコープで入力波形の確認を行う。DAQ 基板の測定値は Ethernet で PC に取り込む。

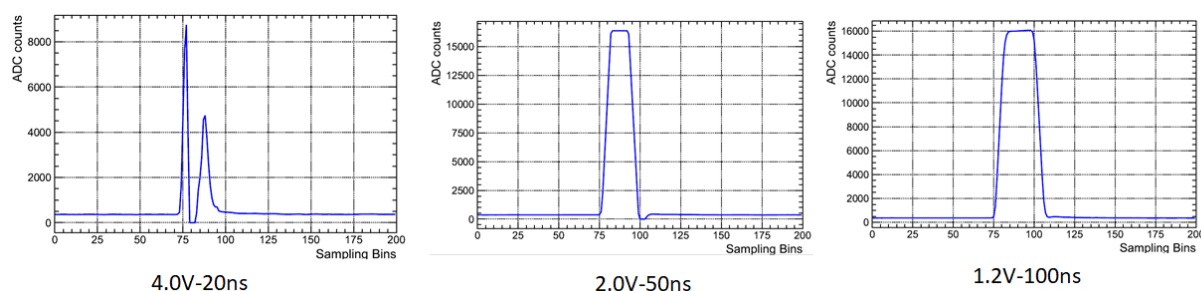


図 4.14: DAQ 基板の過電圧保護が作動した時（左図）、AD コンバータがオーバフロー（カウント値 16384）した時（中央）、オーバフローせず最大値に近い時（右図）

Input	Pulse width (flat)				
	10ns	20ns	50ns	100ns	500ns
5.0V	OVP	OVP	OVP	OVP	OVP
4.8V	OVP	OVP	OVP	OVP	OVP
4.7V	OVP	OVP	OVP	OVP	OVP
4.6V	OVP	OVP	OVP	OVP	OVP
4.5V	OVP	OVP	OVP	OVP	OVP
4.45V	OVP	OVP	OVP	OVP	OVP
4.4V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
4.3V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
4.2V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
4.0V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
3.8V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
3.7V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
3.6V	OK	OVP	OVP	OVP	OVP
3.5V	OK	OF	OVP	OVP	OVP
3.3V	OK	OF	OVP	OVP	OVP
3.2V	OK	OF	OVP	OVP	OVP
3.1V	OK	OF	OF	OF	OF
3.0V	OK	OF	OF	OF	OF
2.5V	OK	OF	OF	OF	OF
2.4V	OK	OF	OF	OF	OF
2.3V	OK	OF	OF	OF	OF
2.0V	OK	OF	OF	OF	OF
1.9V	OK	OF	OF	OF	OF
1.8V	OK	OF	OF	OF	OF
1.7V	OK	OK	OF	OF	OF
1.6V	OK	OK	OF	OF	OF
1.5V	OK	OK	OF	OF	OF
1.3V	OK	OK	OF	OF	OF
1.2V	OK	OK	OK	OK	OK

図 4.15: DAQ 基板に異なるパルス幅と振幅の電圧を与えた時の状況表。Function Generator で台形波作り、幅を 10ns、20ns、50ns、100ns、500ns で、それぞれ電圧を 1.2V から 5.0V まで変えた。OVP は Over Voltage Protection で過電圧保護が働いた。OF は Over Flow で AD コンバータのオーバーフローが発生した。緑色の OK はどちらも発生せず、正常に電圧が読めている状態である。

4.4.2 Function generator 入力によるリニアリティ測定

DAQ 基板の応答特性を詳しく調べるために、Function Generator で 3 ケースのパルス幅の台形波を作り、それぞれで振幅を変えて出力波形を調べた。測定条件は以下の通りである。

- ・ 立上げと立下げの時間幅は 7ns とし、フラットトップが、0、20ns、40ns とする。
- ・ ピーク値の電圧を 0.2V から 1.2V まで段階的に上げる。ただし、フラットトップ無しは、パルスの圧縮率が大きいので、入力電圧 4V まで測定する。
- ・ ピーク電圧と積分値を入力波形と出力波形で求めて比較する。

測定結果の波形と飽和結果を図 4.16 に示す。フラットトップが 40ns の時、入力波形に対して出力波形は遅れるがフラットが長く出力のピークが追いつくので、出力のピーク電圧値は圧縮されない。また積分値も入力と出力で一致する。フラットが 20ns の時はフラットが短く、出力のピーク電圧が入力値と同じになるまでに、入力側が下がってしまうので、出力のピーク電圧は圧縮される。この時も積分値は入力で出力値で一致し、飽和しない。この 2 ケースで入力を 1.2V までの測定でとどめたのは、これ以上になると AD コンバータのオーバーフローになるからである。フラットが無いパルスの場合、ピーク電圧は一段と圧縮される。

このフラット無の時のデータの積分値とピーク電圧を図 4.17 に示す。光電子数 (NPE) に相当する積分値は、1.4V から飽和が始まる。ピーク電圧は 1.2V 付近から一段と入力値に対するギャップが広がる。図 4.16 を見ると、入力電圧の傾きが増加しても、出力値の傾きが増えず頭打ちになる。この時の出力値の傾きが 50 V/ μ s に制限されている。これは DAQ 基板のオペアンプの Slew rate 仕様値 48 V/ μ s に依るものである。飽和のギャップの拡大の主要因はこの Slew rate であるが、0.5V から 1.2V の間でも少しギャップが広がっている。これはオペアンプのゲインの低下によるものと考えられ

る。3.2.3 節で記載したように、オペアンプの作動増幅時の特性として信号が大きくなると Dynamic performance の周波数特性が悪化する。周波数的に高い、すなわち短いパルスの場合、Slew rate にかかる以前にゲインの低下がある。今回のフラット無しの 20 ns のパルスと、レーザ光源で測定した図 4.1 と比較すると飽和が始まりだす電圧が高い。これは Function Generator で作れるパルスが性能の限界で、レーザ光源の信号と同等の急峻なパルスが作れなかったためである。レーザ光源では 17 ns のパルスで、Function Generator の波形は 20 ns 幅で、周波数成分的には低くなる。

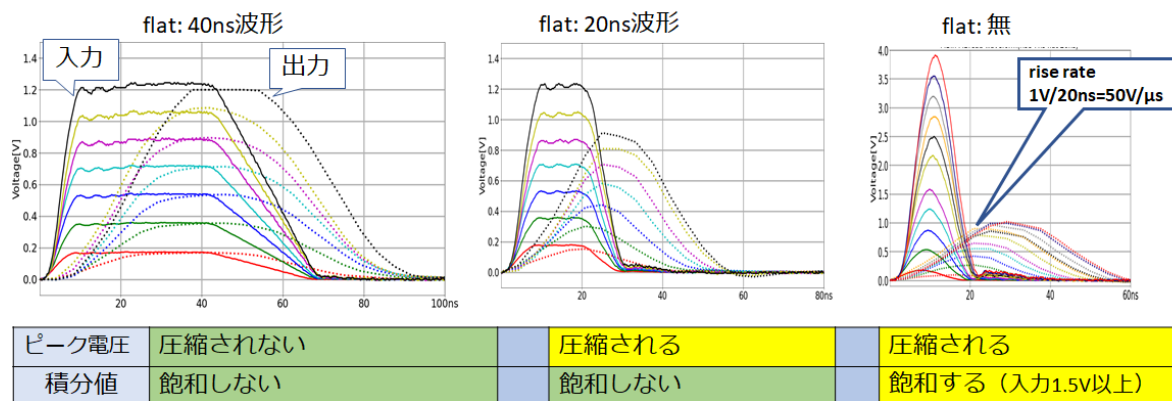


図 4.16: Function Generator で作ったパルス信号波形を DAQ 基板に入力した時の入力波形と出力波形の図。左図がフラットトップが 40 ns の時の入力波形と出力波形。中央がフラットトップ 20 ns の時、右図がフラットトップが無い時の図である。X 軸が時間で、Y 軸が電圧値である。それぞれの波形の時のピーク電圧の圧縮状況と積分値の飽和の有無を記載した。

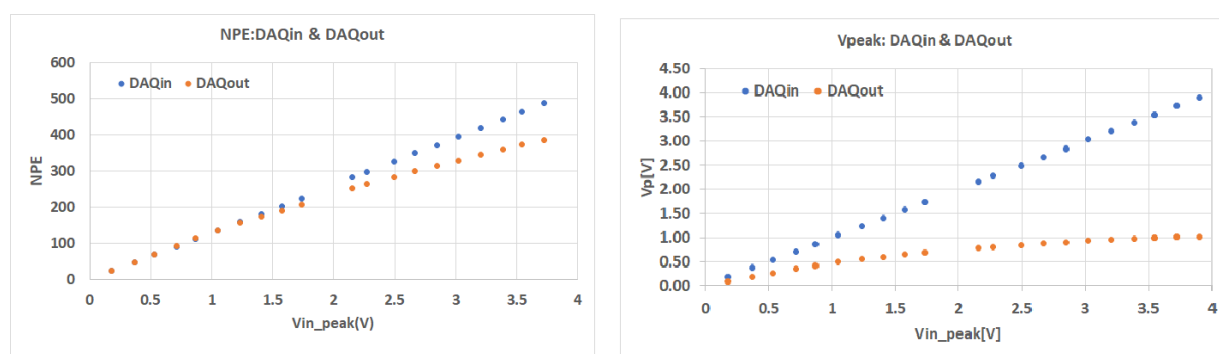


図 4.17: フラットトップ無のパルス (図 4.16) の時の、リニアリティ特性の図。左図は、入力のピーク電圧に対して、積分値 (光電子数相当) を入力波形と出力波形で示した図。右図は、入力のピーク電圧に対して、DAQ 基板のピーク電圧の入力と出力の値をプロットした。青色の入力の結果は当然直線上にのるが、出力の飽和の度合いが分かるように記載した。

4.4.3 回路シミュレータによるシミュレーション

これまで調べてきたように、DAQ 基板のリニアリティ特性は、そのアナログフロントエンドの波形整形回路とオペアンプの特性に依る所が大きい。それは図 3.6 の回路図のように、フィルターとオペアンプからなる差動増幅回路である。この回路の入力段がプラスとマイナスで非対称なため、解析的な検討が難しい。そこで、旧リニアテクノロジー社 (現在はアナログデバイセズ社) が提供している回路シミュレータ LTspice を用いて回路シミュレーションを行った。LTspice は広く用いられて実績も多く、解説書も多い。さらに DAQ 基板のオペアンプがアナログデバイセズ社の製品なので、LTspice の中にオペアンプ ADA4940 が部品としてサポートされている。これによりオペアンプも含めたシミュレーションが容易にできる。

レーザ光源による PMT 信号の出力、すなわち DAQ 基板の入力波形を模擬するために、PMT 信号波形のフィッティングを行った。なるべく簡単な関数にするため $\sin$ のべき乗で、図 4.18 に示すように、 $\sin$ の 6 乗を選んだ。Gauss 関数も候補になるが、ゼロになるまでのテールが長く、シミュレーション上で使いずらく、また周波数成分の分解でフーリエ展開も容易な $\sin$ 関数を選んだ。

LTspice でシミュレーションする回路図を図 4.19 に示す。ここには、シミュレーションのコマンドも記載してある。DAQ 基板の入力からオペアンプを通り、AD コンバータの入口までの回路を模擬している。入力に一パルス分だけを出すために、半波分の時間だけ ON にするスイッチを入れて、一つのパルスを発生させている。このシミュレーションでの LTspice の詳しい使い方は Appendix で説明する。LTspice の使い方として、このアナログフロントエンド回路の AC 解析を行い、ボード線図を描き、ゲインと位相の周波数依存性を調べる事ができる。周波数が高くなるとゲインが下がるのが示せる。しかし、これはオペアンプを含めた時に、0.1 V 程度の小信号時の応答特性になり、今回のように 1 V を超えるような大きな信号を扱う時には使えない。そこで、今回は都度パルス幅と振幅を変えた波形を入れて、その出力を見る過渡応答解析 (transient analysis) を、以下の手順で行った。これだけのパターンを実測定で行うのは時間的に大変であるが、シミュレーションでは短時間にできるのがメリットである。

- パルス幅を、17 ns から 500 ns まで変える。
- ひとつのパルス幅で、0.1 V から 3 V まで段階的に変える。これはシミュレータ内の Step 機能で自動的に実施できる。
- 入力波形と出力波形を表示する。
- 入力波形のピーク電圧、積分値、立上りの最大勾配、出力側のピーク電圧、積分値、立上りの最大勾配を表示する。
- 上記結果から、出力と入力の次の比を出す。ピーク電圧の圧縮率、積分値。各パルス幅で、入力電圧とそれらの比の依存性を調べる。
- ピーク電圧と積分値の飽和が始まる入力電圧とその時の出力の勾配が Slew rate に達しているかを確認する。

図??にシミュレーションでの波形出力の例を示す。これはレーザ光を PMT に入射した時を模擬したパルス幅 17 ns の例である。入力側の振幅が大きい時に、立上りの傾きがそろそろ。これは Slew rate の制限の $48 \text{ V}/\mu\text{s}$ にかかり、これ以上早くできないからである。これにより波形が三角形になる。入力波に対して、ピークが抑えられ、幅が広がっているのが再現できている。

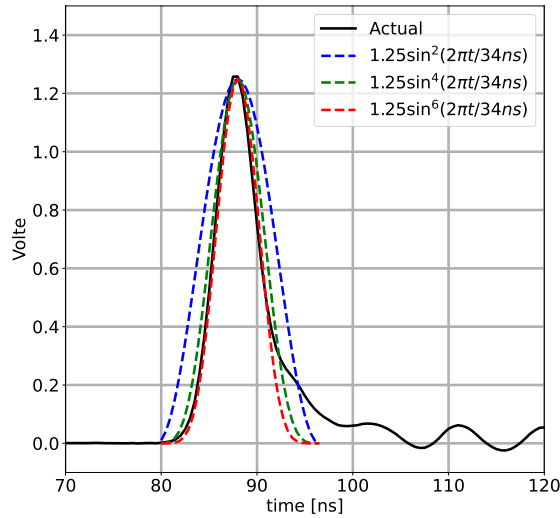


図 4.18: レーザ光源での PMT 信号の出力波形と sin のべき乗での近似曲線。X 軸が時間で、Y 軸が電圧である。青色が実波形で、点線が近似曲線である。LTspice のシュミレーションで用いる入力波形として、この近似より $\sin^6$ を用いた。

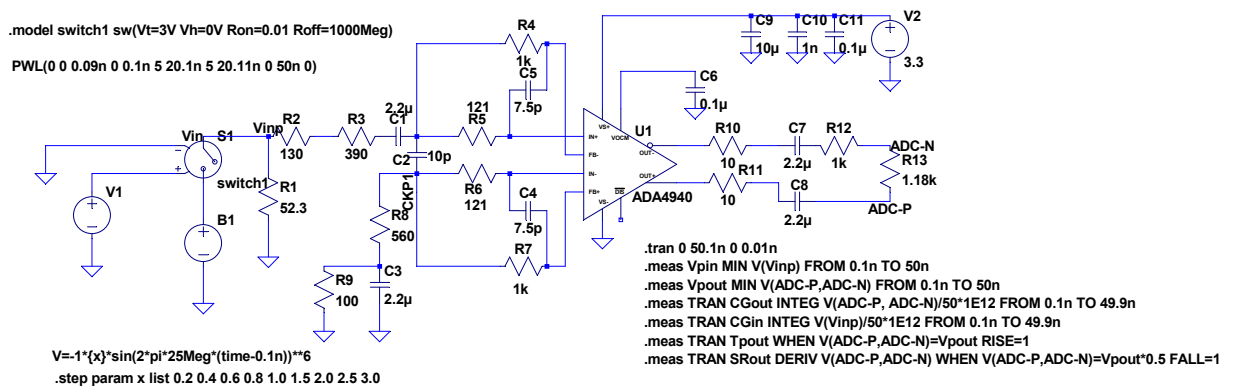


図 4.19: LTspice での DAQ 基板アナログフロントエンド回路のシュミレーションの回路図。回路図の周辺の文は、シュミレーションのコマンドである。sin の 6 乗の半波を入力する。パルス幅と振幅を変え、入力に対する出力を模擬し、積分値・ピーク電圧（電流）・電圧の傾きを調べる。

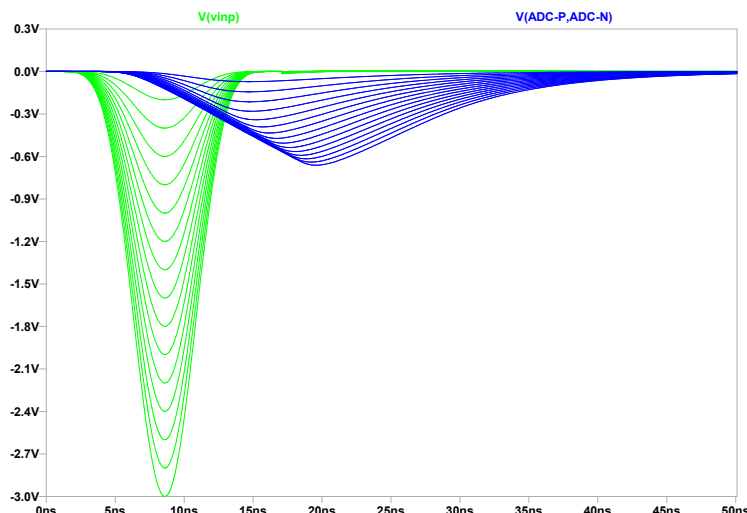


図 4.20: LTspice でのシミュレーション波形の例。レーザ光時のパルスを模擬した幅 17 ns のパルスを入力。緑が DAQ 基板の入力波形、青がオペアンプを通過した後の波形。入力のピーク電圧を 0.2 V から 3 V まで 0.2 V ずつ段階的に変えた。青色の波形が、振幅の大きい所で、Slew rate のリミットで傾きが一定に抑えられているのが分かる。

DAQ 基板の実測定とシミュレーション結果の比較 ここで、実測値と LTspice のシミュレーション結果を比較する。レーザ光源の短パルス時のデータを用いる。PMT の出力の信号が DAQ 基板の入力信号になり、DAQ 基板の読取り値が出力になる。図 4.21 の左の図は、積分値 (光電子数相当) の入力に対する出力の比を、DAQ 基板入力の電圧を上げていった時の比を示した。1 V までは、実測でばらつきはあるが、比率は 1 で飽和の無い状態である。1 V 以上から Slew Rate の制限で、飽和が起こり、その比率は下がっていく。2.5 V 以降、実測値の方が低くなる傾向があるが、全体として実測値と LTspice の結果は一致している。

右の図はピーク電圧の入力に対する出力値の比率を示した図である。尚、この電圧は 50Ω で換算すると電流値になり、PMT 単体でのリニアリティを議論したピーク電流と同等である。実測値も LTspice の結果も 0.8 V までは一定で、それ以上から飽和の影響で下がりだす。実測値の方が比率で 0.1 ほど低めだが、良く一致している。

パルス幅と飽和開始時期 異なるパルス幅でのシミュレーション結果をまとめた。図 4.22 の左の図は、各パルス幅で、積分値 (光電子数相当) を入力波形と出力波形での比を、入力のピーク電圧を段階的に上げた結果を表示した図である。ピーク電圧が低い時は、すべてのパルス幅で、積分値の比は 1、すなわち飽和せず保存されている。電圧があがるにしたがって、パルス幅の短いほど、低い電圧から落ちはじめ、また落ち込み幅も大きい。パルス幅 200 ns になると落ち込みは無い。

右の図は、各パルス幅で、ピーク電圧値の出力と入力の比を、入力のピーク電圧を段階的に上げた結果を表示した図である。入力の電圧が低い時は、電圧が増加してもこの比は一定である。ただし、パルス幅が短いほど、最初から比が小さく、圧縮率が高い。パルス幅が 20 ns では 0.4 と入力の電圧の半分よりも小さい。パルス幅が 200 ns では 0.98 とほぼ 1 に近い。入力電圧の増加と共に、途中から減少を始める。この飽和現象を始める電圧は、パルス幅が短いほど低い電圧で起きる。

入力のピーク電圧を上げていった時に、途中から飽和が始まるが、この飽和開始が Slew rate の制限にかかりだすタイミングと同じかを調べたのが、図 4.23 である。積分値 (NPE) とピーク電圧の

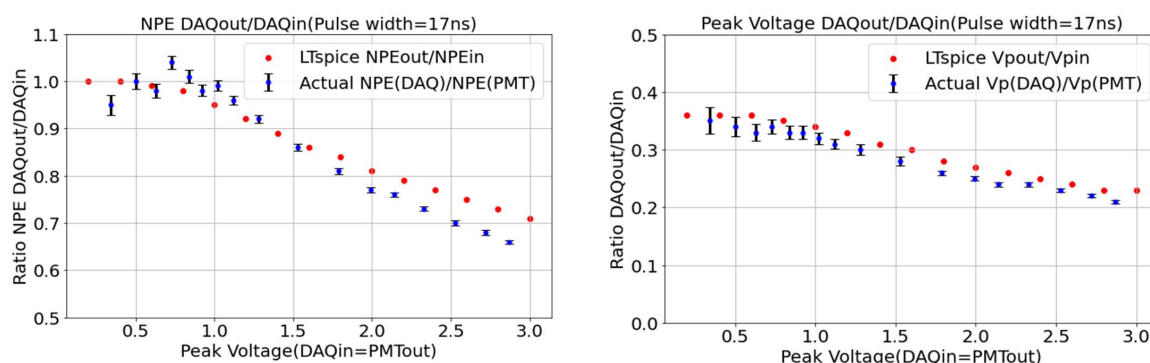


図 4.21: 実測値と LTspice の結果を積分値とピーク電流の圧縮率と比較した図。実測はレーザ光源で、PMT の出力信号波形と DAQ 基板の読取り値を用いた。データは図 4.1 と同じデータである。左図は、積分値を DAQ 基板の出力と入力との比を示した。X 軸は入力波形のピーク電圧である。1 V 以下は比は 1 で、それ以降飽和の度合いが大きくなっている。右の図はピーク電圧比で、入力に対する出力値の比である。

比が飽和し始める電圧と Slew rate にかかり始める電圧は、パルス幅が増えるに従って、増加していく。ピーク電圧飽和開始電圧、光電子数飽和開始電圧、Slew rate 制限にかかりだす電圧、この 3 項目は、 ± 0.2 V の範囲で一致している。したがって、飽和の主要因は Slew rate の制限であると考えられる。3 点のばらつきの原因は、シミュレーション上で、電圧を 0.2 V ステップでしか変えていないので、データ間隔が粗い事がある。また電圧の傾きの最大値の算出をピーク値の 50 % の所で行っているが、そこでの電圧の傾きが波形全体の Slew Rate 制限の代表点とする事の可否の検討も必要である。

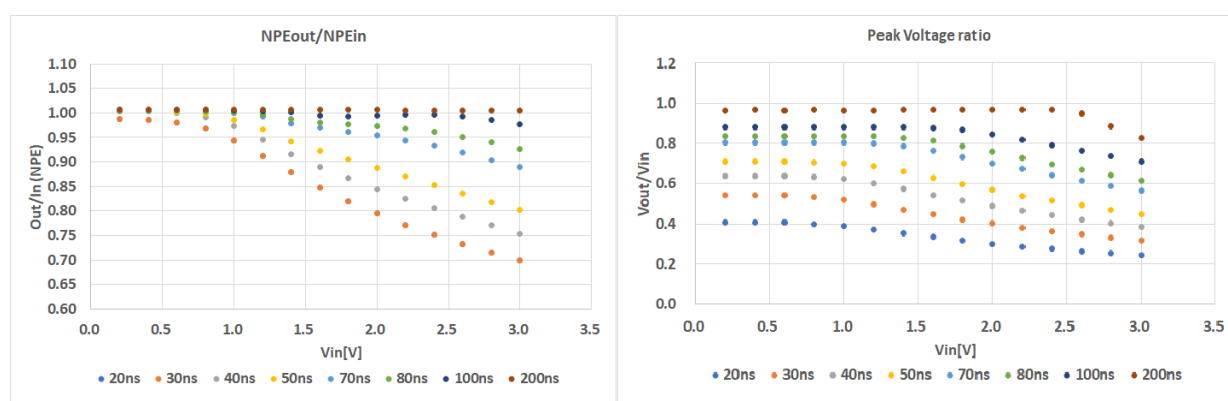


図 4.22: 左の図は、パルス波形の積分値の出力波形と入力波形の図。X 軸は入力波形のピーク電圧、Y 軸は波形の積分値 (光電子数相当) の出力波形と入力波形での比になる。20 ns から 200 ns までパルス幅を変えてた。尚、20 ns と 30 ns は差が小さくデータ点が重なっている。パルス幅が長いほど、飽和が緩く、また始まりだす電圧が高いのが分かる。右の図は、出力と入力のピーク電圧の比の図。X 軸は入力波形のピーク電圧、Y 軸はピーク電圧の比になる。パルス幅が短いほど比が小さく、圧縮率が高い。電圧を上げていくと、この比はしばらくは一定だが、途中で下がりだす。尚、200 ns 幅で、2.5 V 以上で比減少しているのは、出力側の振幅がオペアンプの電源電圧で決まる制限に達し、出力電圧が大きくならなくなったためである。

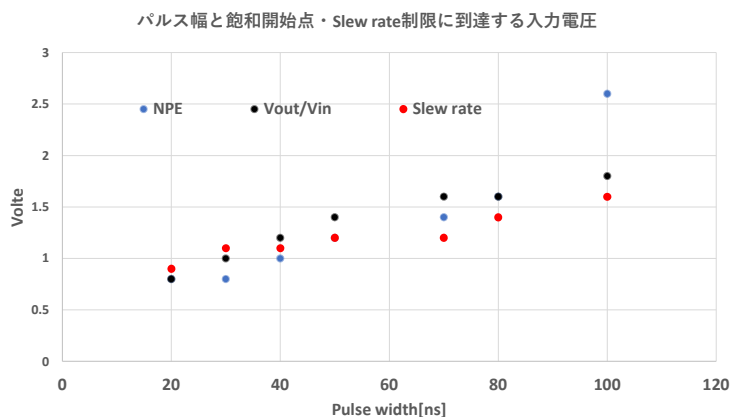


図 4.23: パルス幅と飽和開始点電圧を示した図。X 軸がパルス幅、Y 軸は入力ピーク電圧を上げていった時に、飽和を開始した電圧を、積分値とピーク電圧比で表示した。それとあわせて、各パルス幅で出力波形の傾きの最大値が Slew rate の制限にかかった時の電圧を赤色で表示した。

ピーク電圧圧縮率 Slew Rate にかかる前でも、パルス幅が短いと波形整形回路のフィルターでピーク電圧は圧縮される。パルス幅と圧縮率、すなわち出力波形のピーク電圧と入力波形のピーク電圧の比を表示したのが、図 4.24 である。20 ns の短パルスでは比は 0.4 だが、パルス幅が延びると増え、100 ns では、0.88、200 ns では、0.98 とほぼ 1 になる。このピーク電圧の圧縮率が重要なパラメータである。

このデータに近似曲線を引いた。最初より簡単な $y = a \log x - b$ で近似を試みた。20 ns から 100 ns は良いが、それより長い方で、1 に漸近せず、増加が続く形になってしまった。そこで、ピーク電流のリニアリティで用いた式 4.4 を変形した次式 4.7 を用いた。その時の係数を表 4.10 に示す。近似式の決定係数 R^2 も 0.997 と良く一致している。シミュレーション結果を元にしていて、パルスの形状に依存するが、パルス幅とピーク電圧 (電流) の圧縮率について、この式が目安になる。

$$y = x \cdot \frac{\ln(1 + \frac{A}{x})}{\ln(1 + \frac{A}{x}) + B \cdot e^{(C/x)}} \quad (4.7)$$

表 4.10: 図 4.24 のデータ点を式 4.7 で近似した時の係数と、その時の R^2 の二乗

A	B	C	R2
1.59	1.50	18.3	0.997

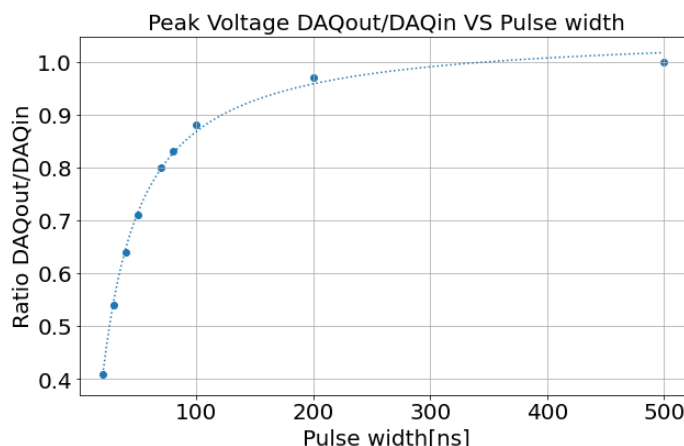


図 4.24: パルス幅とピーク電圧の比を示した図。X 軸はパルス幅、Y 軸は出力波形のピーク電圧と入力波形のピーク電圧の比である。LTspice でのシミュレーション結果を元になっている。

4.5 DAQ 基板のリニアリティのモデル化

4.5.1 モデル化の目的

これまで光信号を用いた実測定、Function generator を用いた測定、回路シミュレータによるシミュレーションで調べてきたように、DAQ 基板のリニアリティは入力振幅の大きさとパルスの幅(周波数)により、下方シフト、追加飽和、オーバーフロー、過電圧保護作動の 4 パターンの振る舞いをする。オーバーフローや過電圧保護になるような大強度は除くとしても、出力値の下方シフトと追加飽和も一つの式で表せるような簡単なものでない。この入力信号に対する出力信号を簡単なモデルで再現する事を検討する。これにより、どのような信号がきたら、どのような出力波形になるか、また出力波形から正しい入力波形を想定する事ができるようになる。また、現行の IceCube では、ニュートリノイベントからの光から、各光検出器の反応を模擬するシミュレーションツールが用いられているが、これは到来した光から光検出器の出力、すなわち DAQ 基板の読み取り値を示すツールである。このツールではモデルとそれに用いるパラメータが要請され、これに適応するモデルを構築する事を目的とする。

4.5.2 モデルの構成

光電子増倍管に入った光子は光電面で光電子になる。一つの光子による一つの光電子を Single Photo Electron(SPE) と呼ぶ。複数の光子からなる光は、複数の光電子、Multi Photo Electron(MPE) を出す。MPE は複数の SPE が時間分布を持って集まったものである。ここでは、SPE を基本単位とし、DAQ 基板への入力信号、すなわち PMT の出力信号を SPE PMT out とし、このときの DAQ 基板の出力信号を SPE DAQ out とする。

図 4.25 にモデル構成の概念図を示す。図 (a) は DAQ 基板のアナログフロントエンド回路を簡略化した図で、PMT 出力信号はフィルターとオペアンプによる波形整形回路を通り、AD コンバータで信号を読む。基本単位の信号 SPE PMT out が入って、変形した SPE DAQ out が出力される。SPE レベルの信号は 10mV 程度で、波形整形はあるが、線形性は保たれている。この入力と出力の基本

信号を作る。

次に図 (b) は複数の光電子、MPE の時の概念である。MPE は先ほどの SPE の単位信号が複数集まって形成され、出力信号が作られる。図 (c) は、アナログフロントエンド回路の機能を簡略化して、2つの機能に分けた図で、線形性を保つ波形整形回路を各 SPE 波形が通り、波形整形した出力値が積み重なる。その後に、Slew rate の制限を持ったリミターがあり、一度線形性を仮定して出てきた信号が、slew rate にかかる立上りだと、その制限の傾きでカットする役目がある。これは立下りの時にも適応される。これは非線形な変形である。これを経て、出力信号の DAQ out になる。

ここで、基本単位となる SPE の波形モデルを実測定の結果より作る。測定構成はリニアリティ測定と同じ図 4.2 で、レーザ光源を用いて、PMT の出力信号をオシロスコープで、DAQ 基板の出力信号は PC で読む。2000 波形を取り、そのうち、455 個が 1 SPE の波形で、それを平均した。PMT 出力信号のピーク値の平均は、 10.39 ± 4.09 mV、DAQ 基板の出力信号の平均値は 4.20 ± 1.43 mV である。ここの偏差は分布の偏差である。図 4.26 の左上の図が測定した SPE の平均波形である。青が PMT の出力波形、赤が DAQ 基板の出力波形で、PMT 出力に対してピークが 40 % に圧縮され、パルス幅が広がっているのが分かる。下の表は、この波形を 1 ns ごとの電圧値の表である。それを元に、棒グラフにしたのが右の図である。今後のモデル計算では、この 2 つのリストを SPE 信号の入力と出力の単位リストとする。

この SPE 単位リストを使って、具体的な計算方法を図 4.27 で説明する。本来の単位リストは 80 個のリストと長いので、ここでは (a) のように、8 個の短いリストで使い方の概念を説明する。図 (b) のように、1 ns 単位のスロットで、どの時刻に何光子きたかをリストにする。この例では 6 個の光子を 1 ns に 1 個、2 ns で 3 個、3 ns に 2 個きたとした。表 (c) は PMT の波形を作る表で、各時刻に SPE 単位のリストを、その時刻を起点に個数分縦に並べる。これを各時刻ごとに合計したのが、その時刻での電圧である。右のグラフが、これで作った PMT 出力信号の波形である。表 (d) は DAQ 基板の波形を作る表で、(c) と同様に、各時刻に DAQ 基板の SPE 単位リストを個数分だけ並べた表である。右のグラフが重ね合わせで作った DAQ 基板の出力信号の波形である。このように、PMT 出力波形に合うように、SPE 単位波形を重ね合わせると、DAQ 基板の出力波形が再現できる。

この様に、このモデルは、入力と出力の「SPE 単位波形重ね合わせモデル」である。

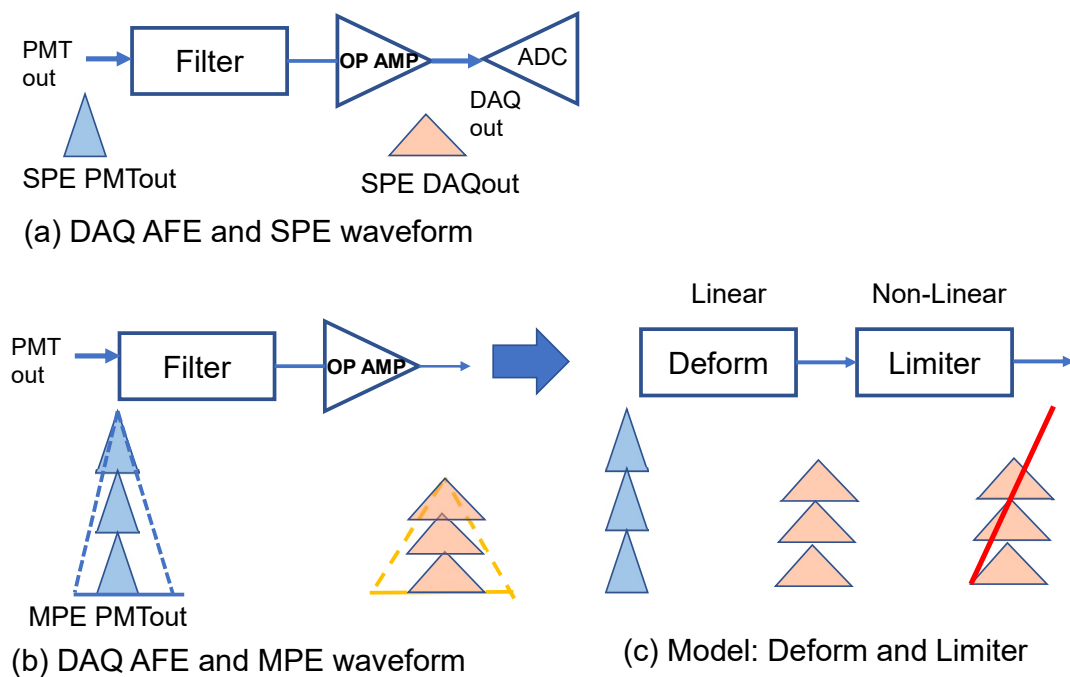


図 4.25: DAQ 基板の入力波形に対する出力波形形成のモデルの概念図。図 (a) は DAQ 基板のアナログフロントエンド回路を単純化した図で、PMT 信号が入力され、フィルターとオペアンプによる波形整形回路を通り AD コンバータで信号を読む。Single Photo Electron(SPE) の信号 (SPE PMTout) の入力信号は、変形されて SPE DAQout の出力信号となる。図 (b) は Multi Photo Electron(MPE) の時の入力信号で、SPE の信号が積み重なって入って、出力信号になる。図 (c) はアナログフロントエンド回路を単純化して、2つの機能に分けた図。波形整形回路は線形性を保ち、SPE 信号の波形変形したものを重ね合わせた結果を出す。その次のリミタは Slew rate による制限で、一度線形性を仮定して出てきた信号が、Slew rate にかかる立上りだと、その制限の傾きでカットする役目をする。これは非線形な変形である。これを経て、出力信号 (DAQout) になる。

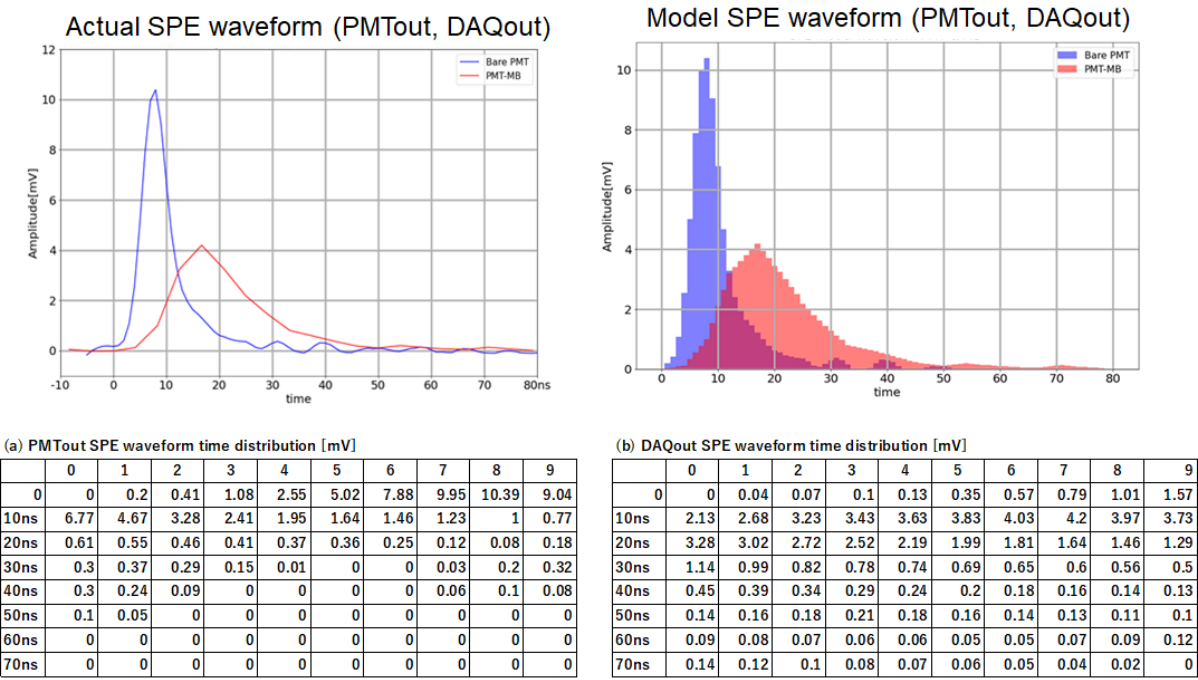
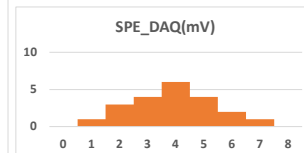
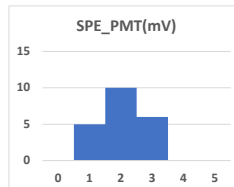


図 4.26: 左上の図は、実際に測定した SPE レベルの波形を平均した図である。PMT 出力の信号と DAQ 基板の出力信号で、X 軸は時間で、Y 軸は mV 単位の電圧である。右の図は、この実測値を元に、1 ns ごとに分割して棒グラフにしたモデルである。下の左の表は、PMT 出力信号を 0 ns から 80 ns まで、1 ns 刻みで電圧値をリストした。下の右の表は同様に DAQ 基板の出力を 1 ns 刻みで電圧値をリストにしたものである。このリストが、このモデルの 1 SPE 単位の波形を模擬したものになる。

(a)SPE unit table

Time(ns)	0	1	2	3	4	5	6	7	8
SPE_PMT(mV)	0	5	10	6	0	0	0	0	0
SPE_DAQ(mV)	0	1	3	4	6	4	2	1	0

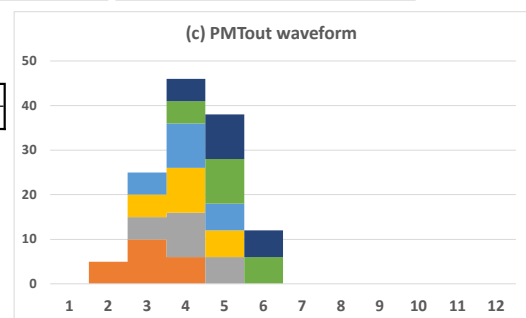


(b)Photon hit (SPE_PMT) 数と時間分布 (NPE=6の例)

Time(ns)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	Total
# of SPE_PMT	0	1	3	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	6

(c)PMT waveform

Time(ns)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Hit @ 1ns		0	5	10	6	0	0	0	0	0			
Hit @ 2ns			0	5	10	6	0	0	0	0	0		
Hit @ 2ns			0	5	10	6	0	0	0	0	0		
Hit @ 2ns			0	5	10	6	0	0	0	0	0		
Hit @ 3ns				0	5	10	6	0	0	0	0	0	
Hit @ 3ns				0	5	10	6	0	0	0	0	0	
Sum	0	0	5	25	46	38	12	0	0	0	0	0	0



(d)DAQ waveform

Time(ns)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Hit @ 1ns		0	1	3	4	6	4	2	1	0			
Hit @ 2ns			0	1	3	4	6	4	2	1	0		
Hit @ 2ns			0	1	3	4	6	4	2	1	0		
Hit @ 2ns			0	1	3	4	6	4	2	1	0		
Hit @ 3ns				0	1	3	4	6	4	2	1	0	
Hit @ 3ns				0	1	3	4	6	4	2	1	0	
Sum	0	0	1	6	15	24	30	26	15	7	2	0	0

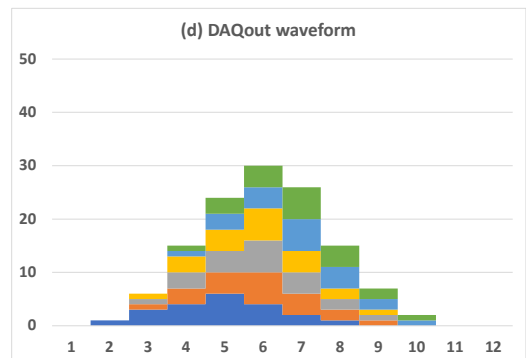


図 4.27: モデル計算の適応の概念図。本来の SPE 信号のリストは 0 ns から 80 ns までであるが、説明をわかりやすくするため 8 ns までの短いユニットのモデルで説明する。(a) が SPE の PMTout と DAQout の信号の 1 ns 刻みの電圧のリストとその波形の図である。(b) はどの時刻に何フォトン来たかを示す表で、この例では、1 ns に 1 個、2 ns に 3 個、3 ns に 2 個来た。(c) は PMT の波形を作る表で、(b) に従って、各時刻に (a) の SPE のリストをその個数分だけ縦に並べた表で、これを各時刻ごとに合計をしたのが、その時刻での電圧である。右のグラフが、その表の重ね合わせで作った PMTout の波形である。(d) は DAQ 基板の出力の波形を作る表で、(c) と同様に、SPE DAQout を、各時刻に、その個数分だけ縦に並べた表である。右のグラフが、その表の重ね合わせで作った DAQout の波形である。

4.5.3 モデル適応例 (slew rate limitation 無)

ここでは、この SPE 単位重ね合わせモデルを、いくつかの実波形測定結果と比較する。レーザ光の単パルスの強度を順次あげた場合、レーザ光の短パルスをバースト的に短時間で3発入射して重なりを作った場合、LED 光源によるロングパルスの場合で比較する。

レーザ光源単パルス レーザ光源で1パルスだけで、強度を順次上げた場合の測定結果とモデルの比較を行う。測定方法は次の通りである

- PMT: sq0644、DAQ 基板:4A-043 で測定する。
- PMT のゲインは 1×10^7
- 1つの強度で200波形オシロスコープとDAQ基板でデータを取る。
- フィルターは回転式の5%または10%で測定する。
- PMT 出力のピーク電圧を、50 mV、200 mV、500 mV、800 mV、1000 mV、1200 mV、2000 mV、3000 mV 付近で測定する。強度はレーザ電源のダイヤルで調整する。
- PMT 出力とDAQ基板の出力の波形の平均波形を求める。SPE PMT out の単位リスト数を調整して、PMT 出力波形に合わせる。

今回のレーザ光源は、パルスごとの立上がりのブレ（ジッター）は1 ns より十分小さく、今回のモデルでは、常に同じ時刻から立ち上がっているとして問題ない。この結果のうち、200 mV、500 mV、1200 mV、2000 mV 付近での結果を図4.28に図示した。波形の形状は実測値に対してモデル値は相似形になっており、ピークの位置のずれも1-2 ns 内と良く一致している。全体の結果を表4.11にまとめた。図4.29にPMTの出力電圧をX軸にして、Y軸にDAQ基板出力の実測値とモデル値の比をグラフにした。900 mV 以上ではSlew rateの影響が出ており、電圧の増大と共に、ピーク電圧値は、モデルの方が大きくなり実測値との差が大きくなっている。この改善には、Slew rateの制限の効果を入れる必要がある。

表 4.11: PMT out と DAQ out のピーク電圧の測定値の平均値と分布の標準偏差 (std) と平均値の偏差 (fit std)、DAQ out の実測値とモデルの値の比を示す。

Actual PMT out[mV]			Actual DAQ out[mV]			DAQout Actual VS Model		
mean	std	fit std	mean	std	fit std	Actual	Model	Ratio
51.7	25.9	1.8	21.1	8.5	0.6	21.1	21.0	1.037
197.5	48.4	3.5	76.1	19.3	1.4	76.1	79.8	0.965
463.3	79.9	5.7	168.1	26	1.8	168.1	184.8	0.909
792.9	103.2	7.3	280.9	33.3	2.4	280.9	315.0	0.882
938.0	121.9	8.6	335.7	35.0	2.5	335.7	373.8	0.890
1190.7	114.5	8.1	398.8	32.4	2.3	398.8	478.8	0.831
2106.6	96.3	6.8	628.9	27.3	1.9	628.9	844.7	0.739
3064.9	75.4	5.3	850.6	21.5	1.5	850.6	1274.5	0.645

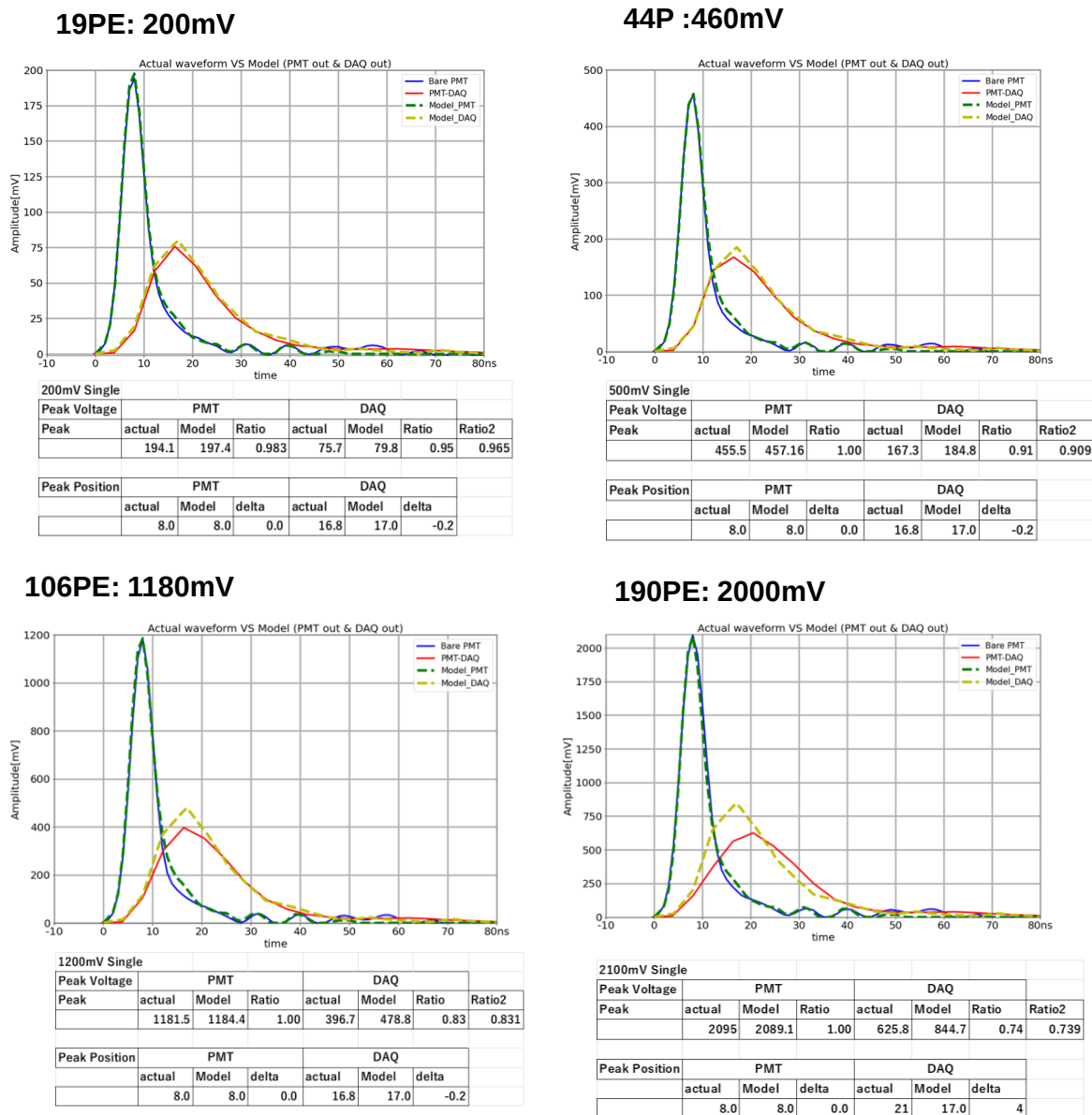


図 4.28: モデルを単パルスのレーザ光に適応した例。4 つの強度の図を表示した。各図の X 軸は時間 [ns] で、Y 軸は電圧 [mV] である。青の実線が PMT に出力信号値で、緑の点線が、それをモデルでフィットした値である。赤の実線が、DAQ 基板の出力信号の実測値、黄色の点線が、PMT 側でフィットしたモデル値を元に計算された DAQ 出力のモデル値である。モデルの整合性を確認するため、ピーク電圧とその時刻が実測とモデルで一致するか、比を取って確認した。1180 mV と 2000 mV では Slew rate の影響があり、ずれが拡大している。

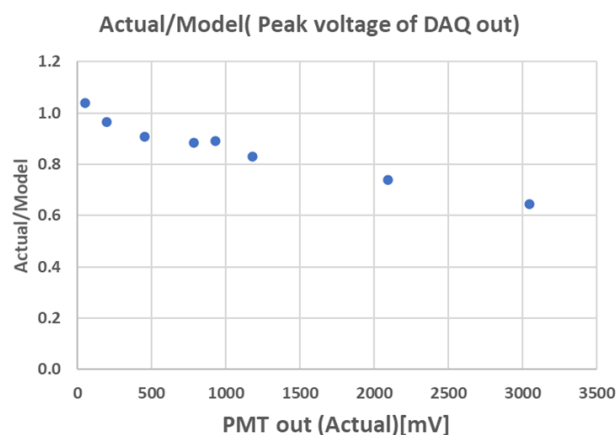
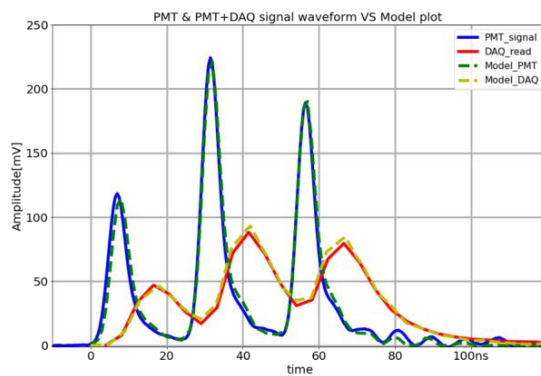


図 4.29: DAQ 出力信号のピーク値に対してモデルと実測値の比を示した図。X 軸は PMT 出力の実測値である。1000mV 以上で、Slew rate の影響により、実測値とモデルの差が大きくなっている。

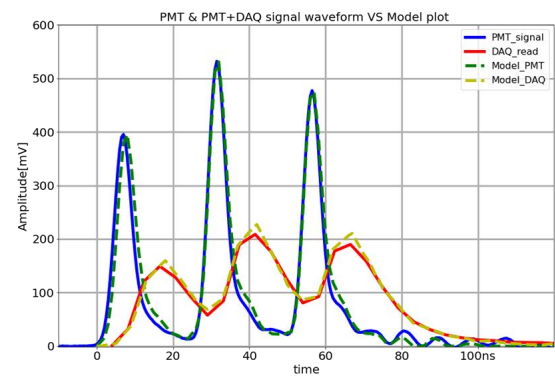
レーザ光源 3 連続パルス モデルの検証のために、短い間隔でレーザ光を 3 発照射した場合で測定し、モデルと比較する。前述したように、レーザ光源は、照射の時間が正確で、ブレ幅も小さいので、モデルで PMT の出力を作る時に、SPE パルスを置く時刻が決めやすい。次にその測定手順を説明する。

- PMT: sq0644、DAQ 基板:4A-043 で測定する。
- PMT のゲインは 1×10^7
- 1 つの強度で 200 波形オシロスコープと DAQ 基板でデータを取る。
- Function Generator をトリガ源とする。このトリガ信号をレーザ電源の外部トリガ入力に入れる。
- Function Generator でバーストモードを使って、25 ns 間隔で 3 パルス発生させる。この 3 パルスと次のパルスの間隔は 100 ms とする。
- フィルターは回転式の 5 % で測定する。
- PMT 出力のピーク電圧を、50 mV、200 mV、500 mV 付近で測定する。
- PMT 出力と DAQ 出力の波形の平均波形を求める。SPE PMT out の単位リスト数を調整して、PMT 出力波形に合わせる。

この 3 連続パルスの測定結果とモデルを適応した図を図 4.30 に示す。PMT 出力の平均波形を元に、3 つのパルスの位置に、SPE の PMT out を必要なだけ重ねて実測波形に合わせこむ。その時刻に同じ数だけの SPE DAQ out の単位リストを並べる。これにより、DAQ 出力のモデル波形を作る。図に示すように、200 mV の場合のピーク波高値の比の差を 2 % から 6 % であり、ピークの時刻の差も最大 1.2 ns と良く一致している。同じく 500 mV の例では、ピーク波高値の比の差の最大は 10 % で、ピークの時刻の差も最大 1.3 ns で、簡単なモデルとしては良く一致していると言える。DAQ 基板で波形が伸ばされるので、3 つの波形が重なり、より高くなっている。パルス間隔をさらに短くできると、より重なり、高い波形を作れ、モデル検証としてはより有効であるが、Function generator の性能値として短パルスは 25 ns が限界で、またレーザ電源の繰り返しも最小で 20 ns が限界であり、これ以上短縮できなかった。



200mV 3 peak						
Peak Voltage	PMT			DAQ		
Peak	actual	Model	Ratio	actual	Model	Ratio
1st	118.3	114.3	0.96619	47.0	46.2	0.98298
2nd	224.3	221.4	0.98707	88.2	93.2	1.05669
3rd	189.3	190.2	1.00475	79.6	84.3	1.05905
Peak Position	PMT			DAQ		
	actual	Model	delta	actual	Model	delta
1st	7.0	8.0	-1.0	16.8	18.0	-1.2
2nd	31.5	32.0	0.5	41	42.0	-1
3rd	56.5	57.0	0.5	66.8	67.0	-0.2



500mV 3 peak						
Peak Voltage	PMT			DAQ		
Peak	actual	Model	Ratio	actual	Model	Ratio
1st	395.3	394.8	1.001	149.1	159.6	0.93421
2nd	531.7	530.5	1.002	208.7	227.1	0.91898
3rd	476.9	475.0	1.004	189.9	210.4	0.90257
Peak Position	PMT			DAQ		
	actual	Model	delta	actual	Model	delta
1st	7.0	8.0	-1.0	16.7	18.0	-1.3
2nd	31.5	31.0	0.5	42	42.0	0
3rd	56.5	57.0	0.5	66.8	67.0	-0.2

図 4.30: 3 連続パルスにモデルを適応した例。左の図は PMT の出力信号のピークが 200 mV、右の図が 500 mV の場合の図である。PMT 出力の実測値が青色の実線、モデルで近似したのが、緑色の点線である。DAQ 出力の実測値が赤色の実線で、黄色の点線がモデルの予想値である。下の表は、ピークの値の実測値とモデル値とその比、ピークの時刻の実測値とモデル値とその差を記載たものである。ピーク値比の差は 2 % から 10 % であり、ピーク位置の差分は最大 1.3 ns と良く一致している。

LED 光源によるロングパルス このモデルをレーザ光の 20 ns 幅のパルスより幅の広いパルスでも適応できるか検証した。LED を光源に 80 ns 幅のパルスを用いた。今回は平均波形ではなく、1 回だけの波形で行った。LED 光源はショットごとのばらつきが大きく、また波形のひずみもある。図 4.31 の左図が PMT 出力波形で、実測値に合うように、モデルの SPE PMT out を 0 から 80 ns の間に振り分けた。それに応じて SPE DAQ out の基本波を重ね合わせた結果が右の図で、赤色のモデル値は青色の実測定とも形状が良くあっている。ピーク電圧は、実測値が 311.9 mV で、モデルが 302.2 mV で差分は 3.4 %で、良く一致している。このパルスの DAQ 出力を見ると、立上りの勾配は 10 mV/ns と Slew rate の制限の 48 mV/ns より充分遅く、Slew rate の影響が出る事は無いので、SPE 重ね合わせモデルだけで、入力波形に対して、出力波形の再現については、良い結果が出る。

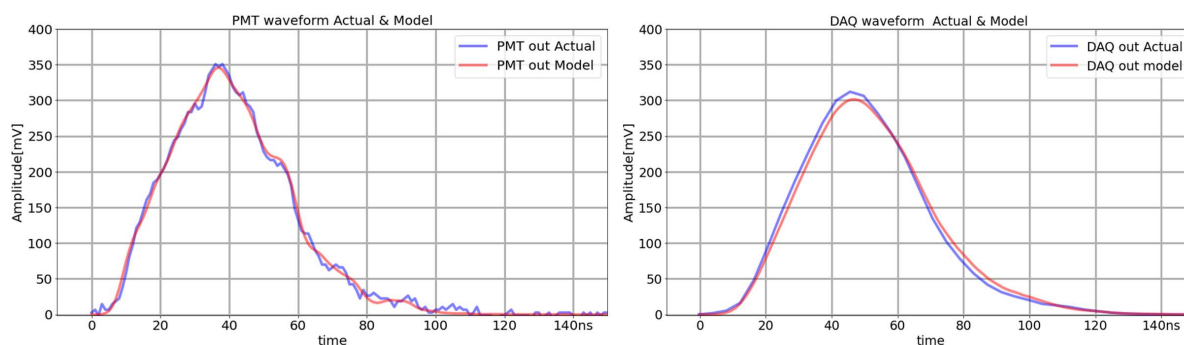


図 4.31: LED ロングパルスでのモデル検証の図。左の図は PMT 出力波形で、青色が実測定で、赤がモデルで近似した波形である。この波形は 1 回だけの測定波形で、パルス幅 80 ns、ピーク電圧が 350 mV である。右の図が DAQ の出力波形で、青が実測定、赤色がモデル出力である。モデル出力波形は、実測値と良く一致している。

4.5.4 モデル適応例 (Slew rate の制限有り)

次に早い立上げで、振幅の大きいパルスで、Slew rate の影響が出る時の例で、SPE 重ね合わせモデルにリミターを付け加えたモデルを説明する。図 4.32 にその概念図を示す。SPE 重ね合わせモデルの結果できた波形で、立上りや立下り時に Slew rate の制限より勾配が急な場合は、その勾配を Slew rate の値に制限する。ここで、その制限値であるが、立上りはオペアンプの仕様値の $48 \text{ V}/\mu\text{s} = 48 \text{ mV}/\text{ns}$ にし、立下りは実波形を見てみると、その制限値は $-32 \text{ mV}/\text{ns}$ だったので、こちらを採用する。

これをモデルのプログラムに組み込む方法を図 4.33 に示す。1 ns のステップごとに、モデルの増分が slew rate 値より大きければ、それに制限して増分を決める。一方で、モデル値がピークを越えて下がってきていても、修正値が追いついていない時は継続して上昇する。モデル値に追いついたら、修正値も下降し始める。

このモデルは 1 ns ステップで、計算しているが、DAQ 基板の出力は 4.17 ns ステップである。したがって、上昇から下降に変わるピークのあたりでは、表示のタイミングで、1 ns ステップのピークより低いピークになる事がありうる。DAQ 基板の出力の実波形に近づけるために、グラフの点の表示を 4 ns おきににする。ここでは、4.17 ns のような小数点以下の単位のステップはとれないので、4 ns おきにした。

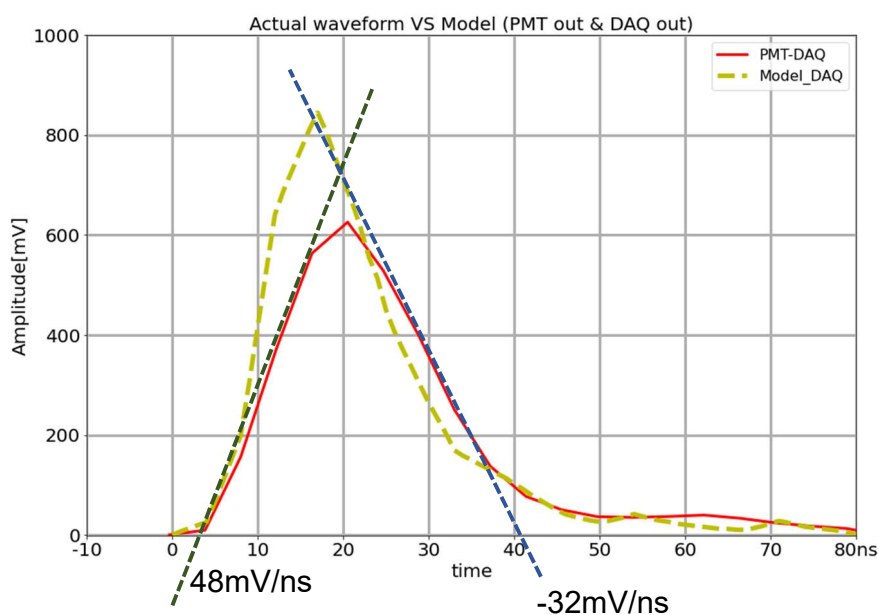


図 4.32: SPE 重ね合わせモデルに、Slew rate の制限を入れる概念図。X 軸は時間で、Y 軸は電圧である。赤色の実線が DAQ 基板の出力の観測値、黄色の点線が重ね合わせモデルの結果である。濃い青色の点線が Slew rate の制限の傾きで、立上りは $48 \text{ mV}/\text{ns}$ 、立下りは $-32 \text{ mV}/\text{ns}$ で引いた。立上がり時にこれよりも傾きが大きい場合は、この傾きに制限する。立下り時にこの傾きよりも急峻に落ちる時はこの傾きに制限する。

この Slew rate 制限を入れた修正版の SPE 重ね合わせモデルの計算結果を図 4.34 に示す。黄色の元のモデルよりも、緑色の点線の修正版がピークが抑えられ、赤色の実線に近くなっているのがわかる。実測定 (Actual) のピーク電圧とモデルのピーク電圧の比較のための比を、元のモデルと Slew

Slew rate(SR)の制限を考慮したモデルの修正版の方法

1nsごとに、モデル値の増分と修正値との差分を確認して、SR以上だと、修正版の増分をSR値に制限する。

$M[k]$: k nsの時のモデルの値

$R[k]$: k nsの時の修正値の値

$$dv = M[k+1] - M[k]$$

$$dg = M[k] - R[k]$$

dvi : 修正版の次の1nsの増分

	dv	dg	dvi
①	$dv \geq 48$	$dg > 0$	48
②	$48 \geq dv \geq 0$	$dg > 0$	dv
③	$dv < 0$	$dg \geq 48$	48
④	$dv < 0$	$48 > dg > 0$	dg
⑤	$dv < -32$		-32
⑥	$-32 \leq dv < 0$	$dg < -32$	-32
⑦	$-32 \leq dv < 0$	$-32 \leq dg < 0$	dg

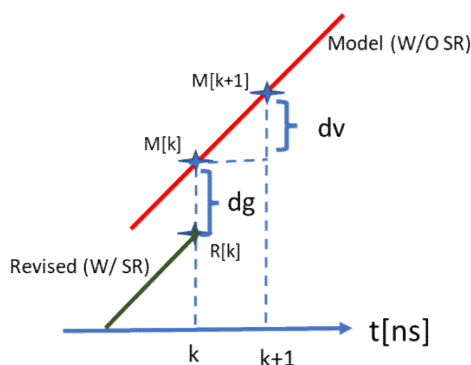


図 4.33: SPE 重ね合わせモデルのプログラムで、Slew rate の制限を組み込む方法。1ns のステップごとにモデル値の傾きを確認しながら、修正値の増分を決める。

rate 制限を入れた修正版モデルで記載している。PMT 出力のピーク電圧が 1000 mV の時に、実測とモデルで、11 % の差があったのが、5 % に改善されている。同様に、1200 mV の時は、17 % の差が、0.5 % に、2000 mV では 26 % の差が 12 % に、3000 mV では、36 % の差が、2 % にまでも改善されている。

この結果の図を見ると、ピーク値付近で、修正版のモデルの値が、きれいに実測値の形に合っているケース (3000 mV) と、少し乖離があるケース (2000 mV) がある。これは修正版の表示が 4 ns ステップで行っているが、その表示される所のタイミングによって、きれいに合う時とそうでない時の差がでると思われる。このあたりはさらなる改良の余地がある。しかし、ここまでの方法でも、20-40 % もあった差分を最大でも 12 % までに減らせたので、Slew rate 制限の盛り込みは、有効であると言える。

これまでは平均波形に対して、モデルの適応を行った。次に PMT の出力波形と DAQ 基板の出力波形を同時計測して、1 波形ごとにモデルを適応し、各ピーク電圧で 20 波形分の比較を行う。比較は、ピーク電圧と積分値 (光子数 : NPE) で、実波形とモデルとの差分を実波形で割る事で、差分を % で表示する。これをヒストグラムにしたものが、図 4.35 である。全般的にピーク電圧の差分が大きく、200mV 以外は、マイナスが多く、モデルの値が大きすぎる。特に slew rate 制限を超えた時のピーク付近の処理の改善が必要である。積分値はばらつきも少なく精度も良い。各ピーク電圧ごとの平均値と標準偏差を表 4.12 に示す。

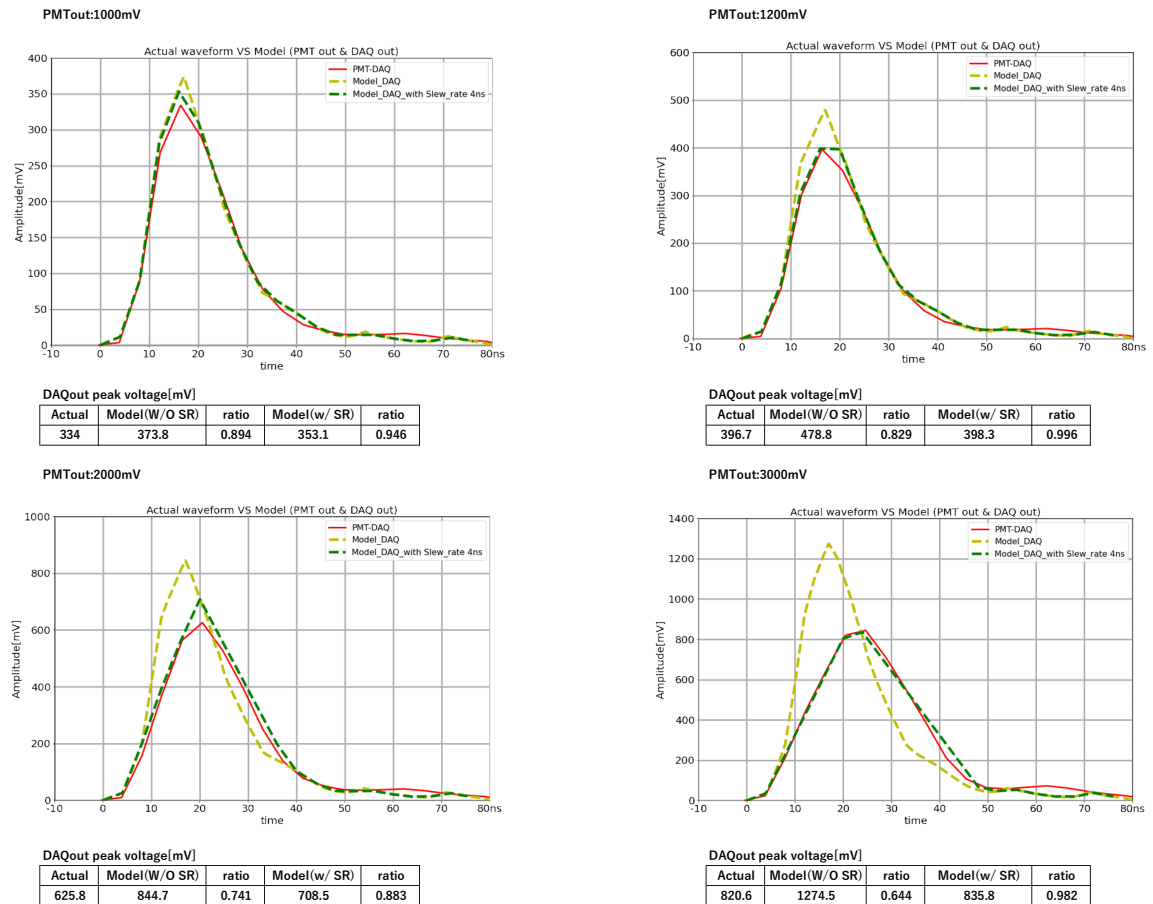


図 4.34: Slew rate の制限を取り入れたモデルでの計算結果の例。PMT 出力が 1000 mV、1200 mV、2000 mV、3000 mV とピーク値が大きく、Slew rate の制限にかかった例に適応した。赤色の実線が実波形で、黄色の点線が、Slew rate 制限を入れていない SPE 積み重ねモデルの結果である。緑が、Slew rate 制限を適応した結果である。各グラフの下を表は、ピーク電圧の実測値とモデル値との比較で、Slew rate 制限無の旧モデルと、有りの新モデルで結果を示している

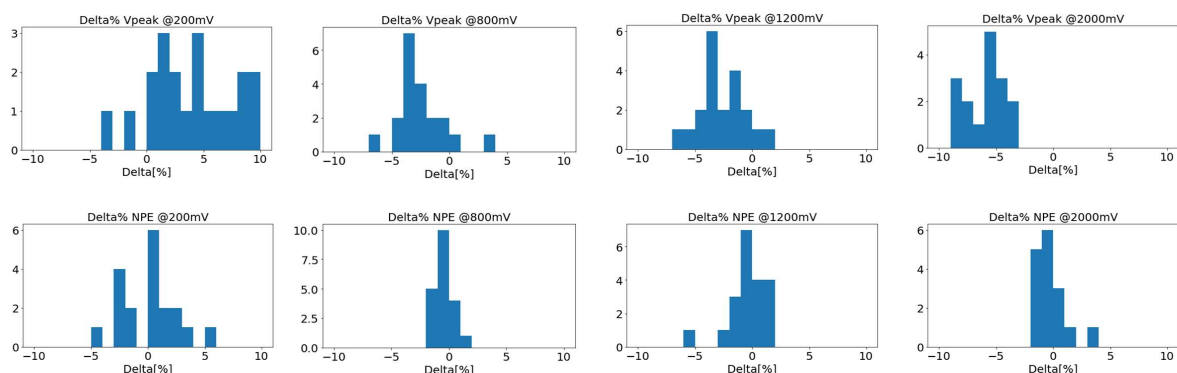


図 4.35: 各ピーク電圧にて PMT 出力と DAQ 出力を、20 波形の同時観測したデータにモデルを適応した時の、ピーク電圧値 (Vp) と積分値 (NPE) の、実測値とモデル値の差分の%をヒストグラムにした。1 ビンは 1 %である。上がピーク電圧、下が積分値 (NPE) で、左より 200 mV、800 mV、1200 mV、2000 mV である。

表 4.12: 実測値とモデルとの差分を%で表した。ピーク電圧と積分値（光子数）の平均と標準偏差

	Vp(mean) %	Vp(std)	NPE(mean) %	NPE(std)
200mV	3.85	3.59	0.79	3.84
800mV	-2.52	2.01	-0.55	0.74
1200mV	-2.64	1.95	-0.53	1.65
2000mV	-5.92	1.73	-0.34	1.12

4.6 PMT と DAQ 基板のリニアリティのまとめ

これまでの測定やシミュレーションの結果を元に PMT とリニアリティについてまとめる。

PMT 単体のピーク電流については、パルス幅に依存せず、式 4.8 で近似できる。光電子数についても、光量が多くなると飽和がおきるが、パルス幅が長くなると、積分時間が長くなり、その分光電子数が増え、このように一つの式で表せない。

$$I_{\text{real}} = I_{\text{ideal}} \cdot \frac{\ln(1 + \frac{A}{I_{\text{ideal}}})}{\ln(1 + \frac{A}{I_{\text{ideal}}}) + \frac{A}{I_s} \cdot e^{-B/I_{\text{ideal}}}} \quad (4.8)$$

DAQ 基板については、アナログフロントエンドの回路により、入力の大きさとパルスの幅によって、次の 4 つの振る舞いがある。

- 過大入力時の過電圧保護回路の作動により、出力値がゼロになる。
- 大入力時に、AD コンバータがオーバーフローする。
- パルス整形回路により、パルスの波高値が下げられ、パルスの幅が広がる。パルスの圧縮は、パルス幅が短いほど強くなる。
- パルスの振幅が大きく、立上げが早いとオペアンプの Slew Rate(48 mV/ns) により飽和が強くなる。
- Slew rate 制限にかからなければ、パルス波高値は圧縮されるが、線形性は保つ。

これをまとめたのが図 4.36 である。過電圧保護は、パルス幅が 100 ns より長い時は 3200 mV で作動し、短いと圧縮される分だけ、作動電圧があがる。AD コンバータのオーバーフローも同様に、200 ns 以上だと 1200 mV でオーバーフローする。Slew rate の制限にかかるは電圧の時間変化率なので、パルス幅が短いほど、低い電圧で始まる。図に示すように、100 ns を超えるパルスでは、Slew rate にかかるよりも、AD コンバータのオーバーフローが先に生じるので、DAQ 基板の読み取りでは見えない。ただし、本図のこの見えない範囲の Slew rate は AD コンバータに入る前までの回路のシミュレーションで求めている。ピーク電圧の圧縮はパルス幅の増加と共に緩和され、パルス幅が 200 ns を超えると、ほぼ 1 になる。本図の緑色の線、パルス幅が x [ns] の時の入力値に対する出力値の比 y は、式 4.9 で表せる。

$$y = x \cdot \frac{\ln(1 + \frac{A}{x})}{\ln(1 + \frac{A}{x}) + B \cdot e^{(C/x)}} \quad (4.9)$$

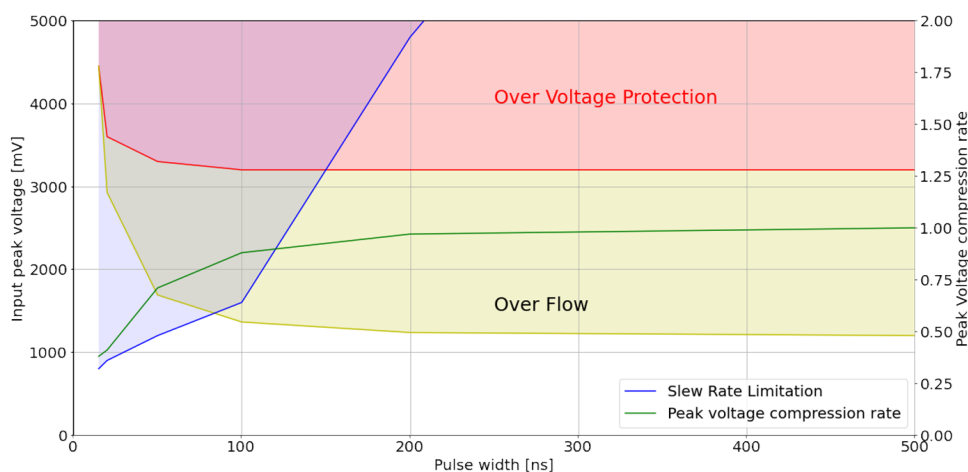


図 4.36: 入力電圧とパルス幅を変え、DAQ 基板の振る舞い示した図。X 軸はパルス幅。左の Y 軸は入力電圧で、過電圧保護 (Over Voltage Protection) が作動する範囲、オーバーフローする範囲、Slew rate 制限にかかる範囲を示している。右側の Y 軸はピーク電圧の入力に対する出力の比である。

第 5 章

アフターパルスとレイトパルス

この章では、D-Egg に用いられる PMT で、入射光量が多い時に本来のメインパルス以外に発生するアフターパルスとレイトパルスについて実測結果に基づいて説明する。アフターパルスとレイトパルスの定義と原理については 2.4 節に記載した。

5.1 アフターパルス

5.1.1 測定の目的

今回のアフターパルスの測定は次の目的のために実施した。

- アフターパルスの観測が、PMT 単体と、PMT と DAQ 基板を合わせた時に差分が無いか確認する。
- メインパルスの強度とアフターパルスの発生との相関を調べる。特に、メインパルスの強度が PMT や DAQ 基板が飽和領域になった時に、アフターパルスの光量 (光電子数) からメインパルスの実光量 (光電子数) を推定する方法を提供する。
- D-Egg の PMT でアフターパルスの発生パターンを調べ、そのモデルを作成し、現行の IceCube のシミュレーションツールで対応するパラメータを提供する。

5.1.2 測定方法

測定の構成を図 5.1 に、用いた測定器を表 5.1 に示す。光量は透過率の異なる ND フィルター (Neutral Density Filter) とレーザー電源の強度設定で変える。リニアリティ試験時に求めた実光量 (Ideal) と PMT 単体での観測光量 (Observed) の関係式から、メインパルスの実光量を求める。

PMT 単体の時は、PMT の信号を 2 分岐して、オシロスコープの異なる CH に入力する。一方は振幅の小さいアフターパルスが精度良く観測できるように、測定レンジを 50 mV/div にする。これではメインパルスがスケールオーバーするので、別 CH は 1 V/div にしてメインパルスの波形全体が観測できるようにする。サンプリングは 1 ns で、レーザー電源の sync 出力をトリガにして、 $-1\ \mu\text{s}$ から $19\ \mu\text{s}$ までを測定する。目的に応じて、それぞれの測定方法を説明する。

(a) アフターパルスの光電子数を、PMT 単体と PMT と DAQ 基板の組合せで比較

- PMT:sq0975、DAQ:4A-044 の組合せと、PMT:sq0644、DAQ:4A-043 で取る。
- PMT のゲインは 1×10^7
- 1 つの強度で 200 波形を PMT 単体読みと DAQ 読みを取得をする。光量が多いので、ショット後の回復時間をもたせるために、レーザの照射の繰り返しは低めの 10 Hz とする。
- フィルターは透過率 5 % 以上を用いて、レーザ電源の強度ダイヤルで 7 から 14.0 の間でアフターパルスが観測できる範囲で設定する。
- 波形データより、アフターパルス部分の積分を行い光電子数を求める。

(b) メインパルスとアフターパルスの相関の測定

こちらは、上記 (a) の結果でアフターパルスは PMT 単体と PMT と DAQ を合わせた場合でも一致する事がわかっているので、PMT 単体で測定を行う。

- 3 台の PMT で測定 (sq0609, sq0515, sq0871)
- PMT のゲインは 1×10^7
- 1 つの強度で 400 波形を取る。レーザの照射の繰り返しは 10Hz
- フィルターは透過率 5 % と 50 % を用いて、レーザ電源の強度ダイヤルで 6.4 から 14.0 の間で 10 点ほど選んで変える。
- 波形データより、メイン部分とアフターパルス部分の積分を行い光電子数を求める。
- 各強度ごとに光電子数のヒストグラムを作り、ガウス分布でフィッティングして、ピーク値とシグマを求める。

(c) アフターパルスの発生パターンのモデル化

こちらは上記 (b) の一つの強度のデータを用いて、アフターパルスの平均波形を作成する。

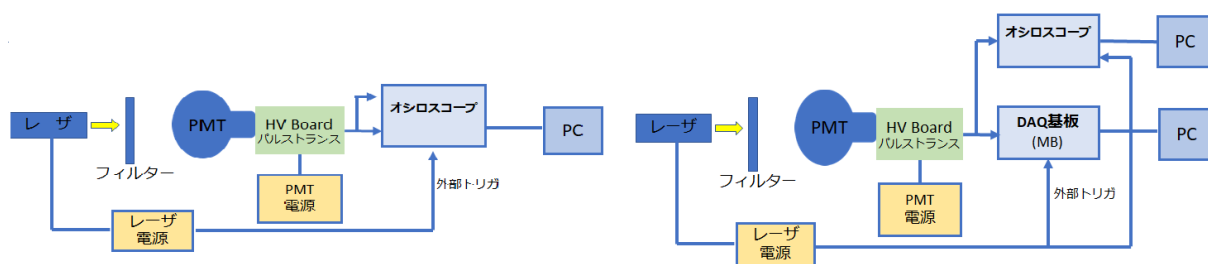


図 5.1: アフターパルスの測定の構成。左図は、PMT 単体時の測定構成、右図は PMT と DAQ 基板を組合せた時の測定構成である。レーザからの光をフィルターとレーザ電源によって強度を調整する。PMT への電源は直流電源を通じて、高電圧基板 (HV Board) から供給される。PMT からの信号は HV Board 内のパルストランスを経た後、オシロスコープで観測する場合と、DAQ 基板を経て観測する場合がある。レーザ電源の sync 出力を、オシロスコープと DAQ 基板のデータ収集トリガに用いる。PMT 単独の時は、PMT 信号を分岐してオシロの電圧レンジを変えて同時測定している。

5.1.3 測定結果と解析

PMT 単体で測定した時で、入射光の観測値が約 1800 PE の大強度の時のメインパルスとアフターパルスの波形の例を図 5.2 に示す。レーザ電源の Sync 出力をオシロスコープのトリガにして、これ

表 5.1: 本計測で用いた装置の機器名と主な仕様

機器	装置名	仕様
オシロスコープ	Rohde & Schwarz RTO1044	10 G/s, 4ch
レーザ	浜松ホトニクス M10306	波長 399 nm、パルス幅 60 ps
フィルター	シグマ光機 MFNDU	透過率 0.1%, 1%, 5%, 10%, 50%, 100%

を時間のゼロ点にしている。この波形より、メインパルスは 90 ns から 130 ns までをメインパルスの光電子数 (PE) を求めるために積分し、アフターパルスは 0.5 μ s から 10 μ s までを積分して光電子数 (PE) を求めている。

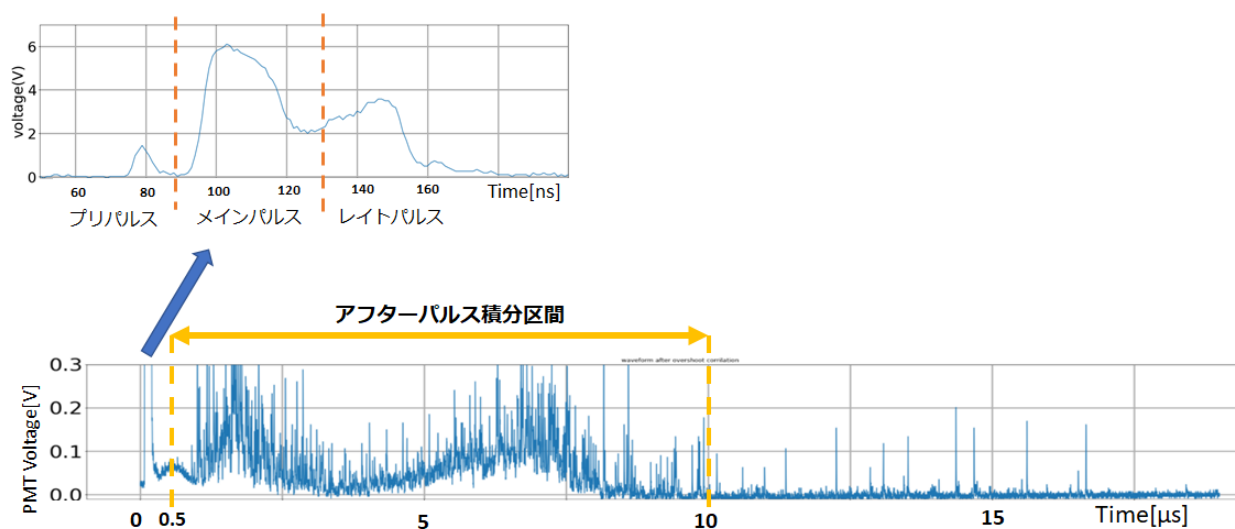


図 5.2: メインパルスが 1800 PE の大強度の時の波形。下の図はアフターパルスの波形で X 軸は時間で 0–19 μ s まで表示している。Y 軸は PMT 信号の電圧である。1 μ s から 3 μ s の間にアフターパルスの 1 回目の集団があり、5 μ s から 8 μ s の間に 2 回目の集団がある。10 μ s をこえると発生頻度は減る。アフターパルスの光電子数を求めるための積分区間を 5 μ s から 10 μ s としている。上の図はメイン部分の拡大図で X 軸の時間が 50 ns から 200 ns までを表示したものである。Y 軸はメインパルスがスケールオーバーしないようにレンジを 1 V/div にしている。

(a) アフターパルスの光電子数を PMT 単体と PMT と DAQ の組合せで比較

図 5.2 と同じ強度の波形を PMT と DAQ 基板の組合せで取った時の波形データを図 5.3 に示す。メインパルスは、立上がりの途中で下がり、ゼロになっている。PMT 単体で観測した波形が低くなってくるタイミングで少し山がでている。これは DAQ 基板のアナログフロントエンドのオペアンプ部分の過電圧保護回路が作動して、出力がゼロになっているからである。しかし、その後のアフターパルスは振幅が 0.3V 以下なので、DAQ 基板も問題なく追従している。

メインパルスの光電子数と 0.5 – 10 μ s のアフターパルスの光電子数を、PMT 単体で観測した時と、PMT と DAQ 基板で観測した時の比較を表 5.2 と 5.3 に示す。差分は PMT の読み値と DAQ 基板の読み値の差を PMT の読み値で割って % 表示したものである。アフターパルスの低い領域を除いて 1 – 4 % の範囲内である。今回の測定は、データ収取系の都合で同時ではなく、同じ強度で、PMT 単体、PMT と DAQ の組合せと交互に行ったので、その差の影響もある。アフターパルスの発生は、

ショットごとのばらつきが大きく、特に発生数の低い場合に顕著になる。したがって、光量がそれほど強くなく、アフターパルスの総光電子数が少ない場合に差分が大きくなると考えられる。

今回の検証で、大光量時にメインパルスの DAQ 基板での読み値が、飽和や ADC のオーバーフローや過電圧保護回路の作動などで正しく読み取れない時でも、アフターパルスは正しく観測していることが分かった。これはアフターパルスの波高値が大きくても 0.3V 程度なので、DAQ 基板のリニアリティの影響がでる範囲でないからである。

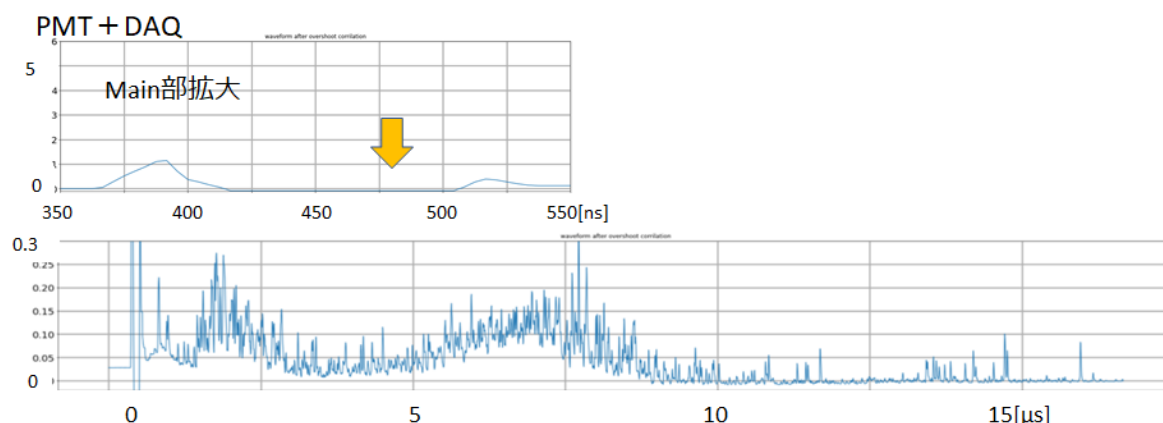


図 5.3: メインパルスが 1800 PE の大強度の時に DAQ 基板での観測波形。下の図はアフターパルスの波形で X 軸は時間で 0–17 μs まで表示している。Y 軸は PMT 信号の電圧である。上の図はメイン部分の拡大図で X 軸の時間が 50 ns から 550 ns までを表示したものである。図 5.2 に相当する波形を DAQ で読取った波形である。Main 部拡大図で、黄色の矢印部分は、DAQ 基板の過電圧保護回路が作動して、ゼロになり、正しい値をモニタできない。しかし、その後のアフターパルス部分は追従している。

表 5.2: PMT 単体と、PMT と DAQ 基板を組合せた時のメインパルスとアフターパルスの光電子数。単位は NPE。
PMT:sq0975、DAQ:4A-44

Main	Main	After	After	After
PMT(Obs)	DAQ(Obs)	PMT(Obs)	DAQ(Obs)	差分
788.5	547.5	167.1 ± 28.7	187.5 ± 30.6	-12.2%
1192.3	473.9	532.1 ± 51.2	570.3 ± 56.6	-7.2%
1559.4	225.2	1476.3 ± 91.4	1541.3 ± 92.5	-4.4%
1769.6	176.1	2368.0 ± 115.0	2444.4 ± 112.5	-3.2%
2058.9	262.5	4311.6 ± 134.6	4367.7 ± 147.7	-1.3%

(b) メインパルスとアフターパルスの相関

3つの PMT で求めたメインパルスの観測値の光電子数 (Main observed NPE) を式 5.1 を用いて、本来 (理想値) の光電子数 (Main Ideal NPE) を求める。各 PMT のリニアリティ試験の結果より、この式の係数を表 5.4 に記載する。図 5.4 に 3 台の PMT の解析結果を示す。X 軸はアフターパルスの光電子数 (NPE) で、Y 軸は観測値のメインパルスの光電子数から本来の光電子数 (Main Ideal NPE) に換算した値である。データより信頼性区間を求めるために `scipy.odr` (Orthogonal distance regression) を用いて予想区間幅 σ 、 2σ の幅を求めている、

表 5.3: PMT 単体と、PMT と DAQ 基板を組合せた時のメインパルスとアフターパルスの読み。単位は NPE。
PMT:sq0644、DAQ:4A-43

Main	Main	After	After	After
PMT(Obs)	MB(Obs)	PMT(Obs)	MB(Obs)	差分
1087.0	713.9	112.9 ±30.5	98.4±28.1	12.8%
1474.9	988.7	271.5± 50.0	279.1±55.9	-2.8%
1557.2	920.7	634.6±87.3	624.9±77.6	1.5%
1988.3	748.8	931.3±104.3	963.2±95.2	-3.4%
2028.3	529.1	2226.1±137.1	2197.3±133.9	1.3%

メインパルスの光電子数の増加に伴い、アフターパルスも正比例している事がわかる。この図の比例係数を用いると、アフターパルスの光電子数からメインパルスの本来の光電子数を推定できる。この関係式より、第4章で述べた DAQ 基板の ADC がオーバーフローした時や、入力保護回路が作動した時のように、正しいメインパルスの光電子数が読み取れない時に、アフターパルスの光電子数の計測値からメインパルスの光電子数を推測することができる。ただし、精度の問題がある。例として sq0515 の場合、アフターパルスが 100 PE の時のメインパルスの想定値は信頼区間 1σ 幅で、1400 から 2100 とかなり幅が広い。今回の同じ強度設定の測定で、レーザ光のショットごとの光電数の幅に対して、アフターパルスの光電子数の幅が大きい、つまりショットごとの再現性が低い事に起因する。特に、アフターパルスの発生量が低い 100 PE 以下になると信頼区間の幅が広くなる。同じく sq0515 のアフターパルス 40 PE では、メインパルスの想定値は信頼区間 1σ 幅で、40 PE から 100 PE と 2.5 倍の差がある。

この3ケースの場合、比例係数は 39.7、18.2、16.6 と大きい値と小さい値で 2.4 倍異なる。PMT によってアフターパルスの発生しやすさが、2.4 倍も差があり、個体差が大きい事が分かる。全ての PMT で事前にこの試験を実施する事は試験設備の関係や時間の制約上難しい。また DAQ として組み上げた後にこのアフターパルスデータを取得しようとしても、メインパルス側の強度が DAQ のオーバーフロー以上となりデータの取得ができない。

このように、3 ケースの場合でも、アフターパルスのショットごとのブレに起因する幅が 2.5 倍、PMT の個体差に起因する幅が 2.4 倍あると、合わせると 2.5 倍 × 2.4 倍 ~ 6 倍近い幅になる。したがって一つの係数で、全 PMT の代表値として用いると 6 倍程度の幅があるので、メインパルスの推定値としての指標としては、桁数レベルの確認には使えるが、それ以上の精度は期待できない。

$$I_{ob}^{-1} = I_{in}^{-1} + p_0 \frac{\ln(1 + (I_{in}/p_1)^3)}{\ln(1 + (I_{in}/p_2)^{0.5})} \quad (5.1)$$

表 5.4: 各 PMT ごとのリニアリティ近似式の係数

PMT 名	sqo609	sq0515	sq0871
p_0	41570	32638	49695
p_1	161.7	131.2	175.4
p_2	24891	14846	40129

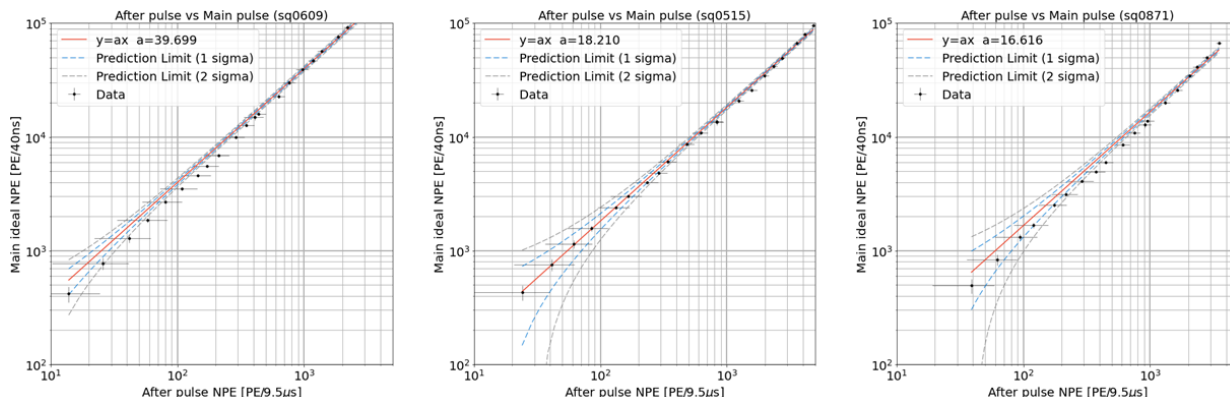


図 5.4: アフターパルスの光電子数とメインパルスの本来の光電子数の相関図。左より PMT が sq0609、sq0515、sq0871 の例。X 軸はアフターパルスの光電子数で、Y 軸がメインパルスの本来の光電子数。y = ax で直線近似をしている。予想区間幅 σ 、 2σ の幅を記載している

5.1.4 アフターパルスのモデル化

ここでは、アフターパルスの平均波形を求め、それを複数の関数でアフターパルスの発生位置と大きさを予想するモデルを作成する。このモデルは現行の IceCube(以下第一世代として Gen1 と称す。)のシミュレーションツールの DOMLauncher の PMTResponseSimulator に用いられているものである。このシミュレータで、D-Egg の PMT が使えるように、現行のモデルを踏襲して、D-Egg の PMT 用のパラメータを求める。現行のモデルを図 5.5[13] に示す。アフターパルスは一波形ごとの再現性は乏しいが、平均すると時間的に多く出る所と少ない所が決まってくる。すなわち、メインパルスからの時間ごとにアフターパルスの発生確率が決まっている。このシミュレータは、メインパルスの強度に応じて、アフターパルス全体での光電子数を決め、このモデルの時間ごとの確立分布に応じて、その光電子を振り分けている。

平均波形を 11 個のガウス関数の式 5.2 の重ね合わせでフィッティングしている。ここで、A は振幅、 t_0 はガウス分布のピークの時間、 σ は幅になる。表の右にある "electron" はその分布で配置する光電子の数で、2 番目と 3 番目は 13 で後は 1 となっている。これは 2 番目と 3 番目のピークが大きいので、ここにくる光電子の個数を多く割り当てているためである。

$$y = A \exp\left(-\frac{(t - t_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.2)$$

次に D-Egg の PMT で同様のフィッティングを実施した結果を図 5.6 に示す。この時の入射強度は 1.4×10^4 PE である。レーザ光を光ファイバーで導いて、PMT を収納している箱に送っているために途中でのロスもあり、Gen1 のように、 10^6 の強度はだせないが、アフターパルスは十分見える強度である。Gen1 の PMT とサイズは異なるが、同じ浜松ホトニクス製の類似タイプの PMT なので、アフターパルスの平均波形は似たような形になる。ただし、ピークの時間的な位置や幅が異なる。11 個の関数のうち、ピークを形成するものを最初に合わせこみ、次に低めで幅の広いのを合わせこむ。このカット＆トライを 5 回繰り返して合わせこんだ。青色が元の平均波形で黒色がガウス関数を足し合わせた波形である。成分番号 2 と 3 は Gen1 では 13 電子分としていたが、D-Egg の PMT では、そこまでピークが大きくなかったので、4 電子分として合わせこんだ。

次に図 5.7 に D-Egg の PMT で、入射強度を入射強度は 3.7×10^3 PE と 1/4 に減らした時のアフターパルスの平均波形を示す。これに図 5.6 のフィッティングパラメータを元に、総光電子数比の 1/4

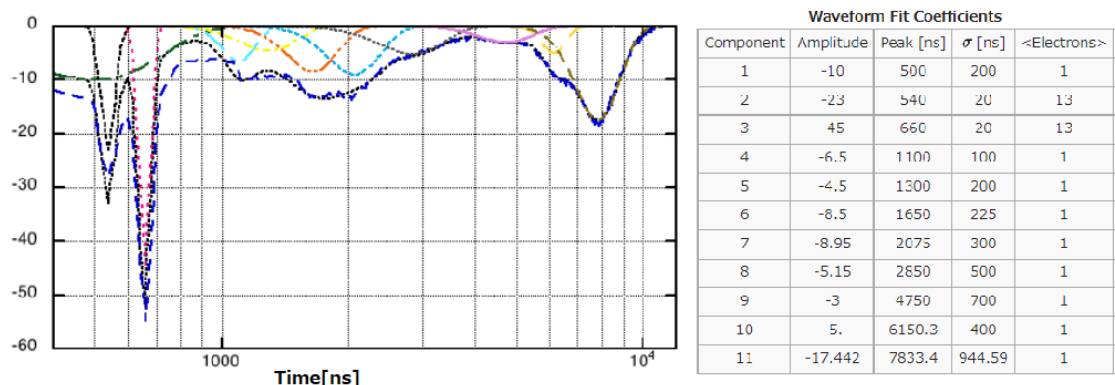


図 5.5: 現行の IceCube で用いられているシュミレータで、Gen1 の PMT のアフターパルスの波形のモデル。左の図は 1.9×10^6 PE の大光量を入射した時のアフターパルスの平均波形を元としている。X 軸は時間をログスケールで表している、左側の初めの時間が拡大されて見える。Y 軸は波形の振幅に相当するものである。PMT の信号はマイナス側で示るので、マイナス側に表示されている。この波形を 11 個のガウス関数の重ね合わせで再現している。右の表はフィッティングに用いた 11 個のガウス関数の係数表である。

の大きさでフィッティングを行った。波形の形はよくあっているが、実波形の青色より、2-3 mV 高く差分が出ている。考えられる原因としては、1 mV レベルになるとオシロスコープの分解能やノイズレベルに近い値で誤差が大きい事と、高電圧基板のパルストランスによる droop と over shoot の影響がある [14]。-5V 程度の大きなメインパルス後にゼロに戻っても、この場合ベースラインがプラス側に膨れる現象がある。これに対しては、オシロスコープの波形の後半でアフターパルスがほとんどない $15\mu\text{s}$ から $17\mu\text{s}$ の値の平均をとり補正しているが、早い方の時間帯では補正が十分で無い可能性がある。分布の形として、このパラメータ表によるモデル化は良いが、入射光量に対する大きさについては、さらなる検討が必要である。また、複数の PMT についても調べ、このアフターパルスの分布の個体差も確認して、すべての D-Egg の PMT に適応した時の差分を確認する必要がある。

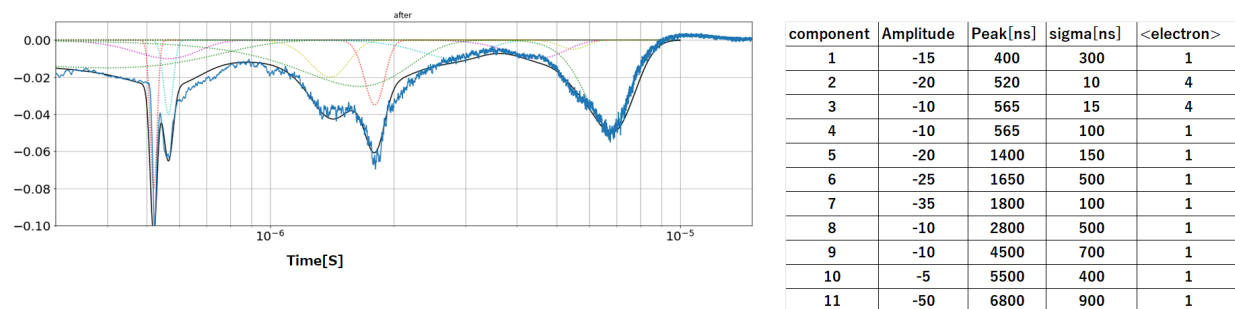


図 5.6: D-Egg の PMT のアフターパルスの平均波形を 11 個のガウス関数でフィッティングした図。入射強度は 1.4×10^4 。左の図は X 軸がログスケールで表示した時間で単位は秒である。Y 軸は振幅で、元の波形を V 単位で表示した。青色が元の波形で、黒色が 11 個のガウス分布を重ね合わせた波形である。右の表が各ガウス分布の係数である。波形は 400 波形を平均したものである。

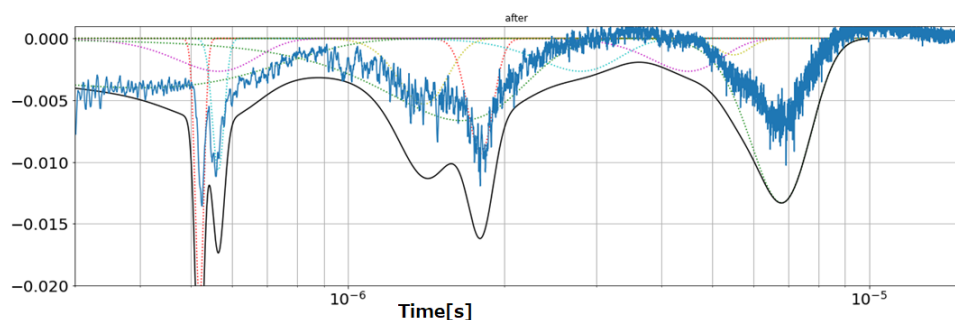


図 5.7: D-Egg の PMT でのアフターパルスの平均波形。入射強度 3.7×10^3 、青が平均波形で、黒が図 5.6 のフィッティングパラメータを総光電子数比で大きさを変えたもの。

5.2 レイトパルス

5.2.1 測定目的

今回のレイトパルスの測定は次の目的のために行った。

- メインパルスの強度とレイトパルスの発生の相関を調べる。
- D-Egg の PMT でアフターパルスの発生パターンを調べ、そのモデルを作成し、現行の IceCube のシミュレーションツールで対応するパラメータを提供する。

5.2.2 測定方法

測定の構成と測定器はアフターパルスと同様で、構成を図 5.1 に、用いた測定器を表 5.1 に示す。光量は透過率の異なる ND フィルター (Neutral Density Filter) とレーザー電源の強度設定で変える。リニアリティ試験時に求めた実光量 (Ideal) と PMT 単独での観測光量 (Observed) の関係式から、メインパルスの実光量を求める。

(a) メインパルスとレイトパルスの相関の測定

レイトパルスが見えてくる強めの入射光強度で、段階的に強度をあげて、メインパルスとレイトパルスの光電子数を求める。

- 2 台の PMT 単体で測定 (sq0609, sq0515)
- PMT のゲインは 1×10^7
- 1 つの強度で 400 波形を取る。レーザーの照射の繰り返しは 10 Hz
- フィルターは透過率 5 % と 50 % を用いて、レーザー電源の強度ダイヤルで 7 から 14 の間で 10 点ほど選んで変える。
- 波形データより、メイン部分とレイトパルス部分の積分を行い光電子数を求める。
- 各強度ごとに光電子数のヒストグラムを作り、ガウス分布でフィッティングして、ピーク値を求める。

(b) レイトパルスの発生パターンのモデル化

Gen1 の時の測定方法 [15] を踏襲して、レイトパルスの光電子発生の時間分布を求める。SPE レベルの入射光強度の照射で、メインパルスとレイトパルスが発生する範囲で、百万波形取る。

- 3 台の PMT 単体で測定 (sq0609, sq0515, sq0644)
- PMT のゲインは 1×10^7
- SPE レベルの光を 100 Hz で、百万回照射。フィルターは 1 % と 0.1 % を用いる。レーザー光源の強度は 7.5。
- 測定時間は 1 台につき 13 時間

5.2.3 測定結果と解析

(a) メインパルスとレイトパルスの相関

入射光強度を段階的に変え、メインパルスの本来の光電子数 (Main Ideal NPE) とレイトパルスの光電子数の観測値 (Late pulse) の相関を図 5.8 に示す。2 台の PMT で実施した。それぞれ $y = ax$ で近似できる。この係数が、メインパルスに対するレイトパルスの発生比率になり、sq0515 で 5.8 %、sq0609 で 6.8 % である。レイトパルスは、電子が、第一ダイノードで後方散乱する事で引き起こされるので、メインパルスの量に比例する事は想定できる。メインパルスが 10^4 を超える強度になると、少し直線より下にずれてくる。これはレイトパルスの波高値が大きくなり、メインパルスと同様に飽和し始めるからだ想定される。2 台の測定だが、レイトパルスの発生量は PMT ごとの個体差がある事がわかる。

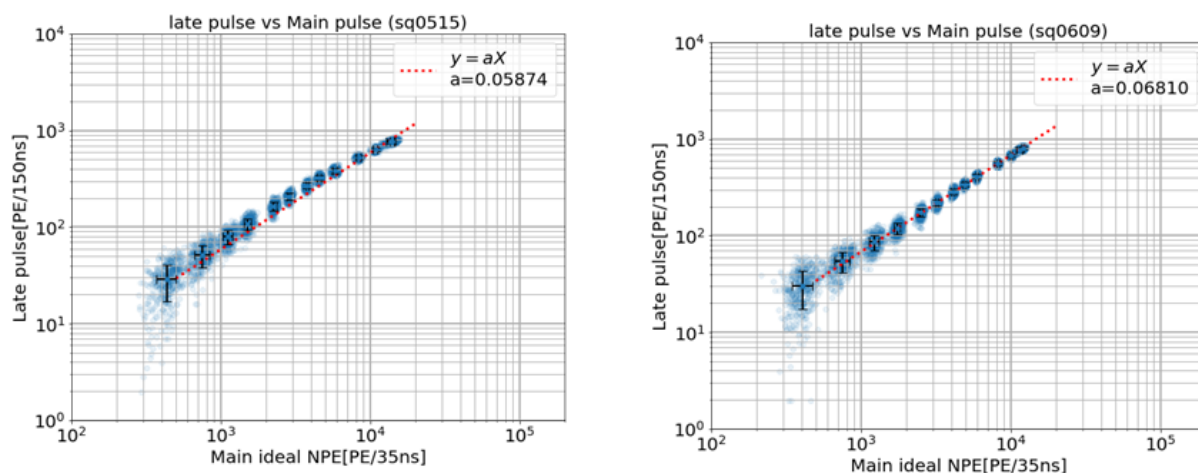


図 5.8: メインパルスの光量とレイトパルスの光量の相関図。左の図は PMT:sq0515、右の図は sq0609。それぞれ X 軸はメインパルスの本来の入射光電子数 (Main Ideal NPE) Y 軸はレイトパルスの光電子数の観測値。 $y=ax$ の関係がある。

(b) レイトパルスの発生パターンのモデル化

SPE レベルの弱い光での測定の一つの波形例を図 5.9 に示す。今回の測定では約 80 % がノイズレベルで、光を検出したのが約 20 % である。通常は一波形で 1 パルスであるが、この例では 3 パルス記録した例である。各パルスのピークから 50 % の波高値になった時間を Hit time として記録する。この例では 3 件の Hit time が記録される。百万波形で、この Hit time のリストを作り、これを時間を元にヒストグラムにしたのが、図 5.10 である。X 軸が時間で、メインパルスのピークを時間のゼロにしている。Y 軸はイベント数である。参考のために、Gen1 ケースも掲載した。D-Egg の 3 つ PMT の波形はよく似ており、時間ゼロのメインパルスは 10^4 台の大きなピークで、10 ns から 50 ns の間に

レイトパルスの大きめなピークがあるが、メインパルスより一桁以上小さい。50 ns 以降もあるが、さらに少なくなる。

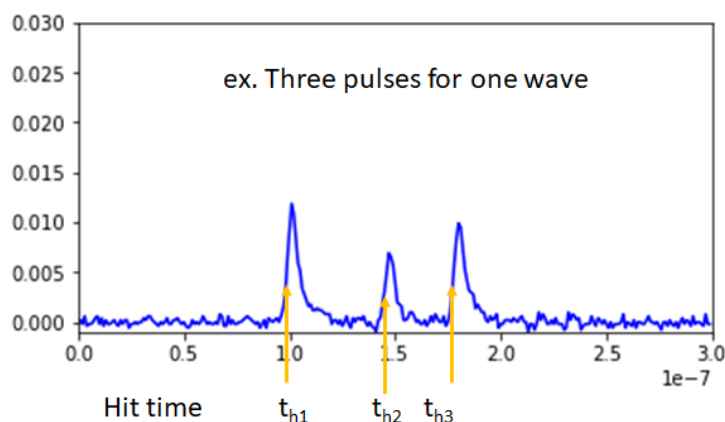


図 5.9: レイトパルス分布測定波形の例。通常はパルスが出ないか、出ても 1 個であるが、この例は 3 個出た場合。各パルスのピークから立上がりの 50 % の所に時刻を Hit time として記録する。この例では一つの波形で 3 個の Hit time がある。SPE レベル (10 mV) の 40 % の 4 mV 以下はノイズレベルとしてカウントしない。

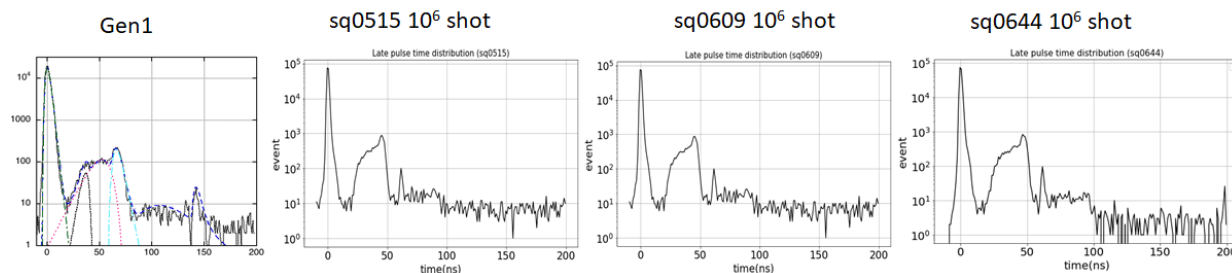


図 5.10: SPE レベルの光で測定したレイトパルスの時間分布。左より、Gen1 の PMT、D-Egg の PMT の sq0515、sq0609、sq0644。X 軸はメインパルスのピークをゼロとした時間である。Y 軸はログスケールのイベント数。D-Egg の 3 台は良く似た分布である。

次にこのレイトパルス発生モデル化を行うが、Gen1 のモデル [15] を図 5.11 を用いて説明する。時間分布の形を 6 つの Fisher-Tippett 関数の重ね合わせでフィッティングする。Fisher-Tippett 関数は式 5.3 で表される。ここで t_0 はピークの位置で、 β は分布の形を表す。ガウス分布は対象な分布だが、この分布は非対称で、 β がプラスだと左が急で、右がなだらかになり、マイナスだとその逆で右が急になる。 β の値が小さいほど分布がシャープになる。非対称な形のピークがある場合は、ガウス分布よりこの Fisher-Tippett 分布の方がフィッティングがしやすい。図の右側に 6 個フィッティングの係数を記載した。1 番目は大きなメインパルスで、そのため Amplitude も $5E4$ と他に比べて大きい。2 番目と 3 番目はマイナスの β で 10 ns から 60 ns の台形の山を作っている。4 番目が 66 ns の幅の狭いピークである。5 番目は 80 ns より後ろの広い小さい山を作っている。

$$p(t) = \left| \frac{z(t) \exp[-z(t)]}{\beta} \right| \quad (5.3)$$

$$z(t) = \exp \left[\frac{-(t - t_0)}{\beta} \right]$$

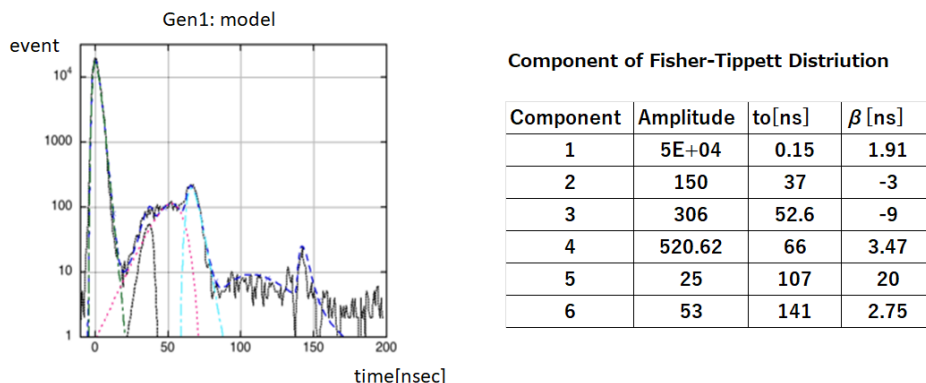


図 5.11: 現行の IceCube のシュミレーションで用いられたレイトパルスの時間分布のモデル図。SPE レベルの微弱な光を数十万回照射して、パルスが出た時間を記録し、X 軸を時間、Y 軸をログ表示にしたイベント数のヒストグラム。時間 0ns の大きなピークはメインパルスで、20ns 以降の山がレイトパルスになる。この分布を 6 個の Fisher-Tippett 分布の重ね合わせでフィッティングした。右の表は、各分布の係数で、Amplitude（振幅）、to はピークの時間軸上の位置。 β は分布の形状を表すパラメータ

このモデルを D-Egg の 3 台の PMT で測定した結果に適応した例を図 5.12 に示す。最初に sq0515 を元に、6 個の Fisher-Tippett 関数でフィッティングした。大きいピークを合わせて、その後で低い広いピークで調整する。数回の試行で合わせこんだ。その結果の係数表を表 5.5 に示す。この係数を用いて、sq0609 と sq0644 の測定結果に、このフィッティング関数をあてはめた。sq0609 は良く一致しているが、sq0644 は 45ns 付近のピークが、測定値の方が数 ns 後ろにずれている。ただし、sq0644 も全般的にはよくあっている。

Gen1 の PMT の結果と比較すると、D-Egg のレイトパルスのピークの時間が短い。例えば、レイトパルスの中でも一番高い 4 番目のフィッティングピークは、Gen1 は 66ns であるが、D-Egg は 45ns である。これは PMT の大きさによるものと推定される。同じ浜松ホトニクス製の類似タイプの PMT で Gen1 は 10 インチ、D-Egg は 8 インチでカソード面と第一ダイノードとの距離の差が影響している。レイトパルスは第一ダイノードの後方散乱なので、メインパルスとレイトパルスの時間間隔は、カソードと第一ダイノードを往復する時間になる。この差がでていと想定される。

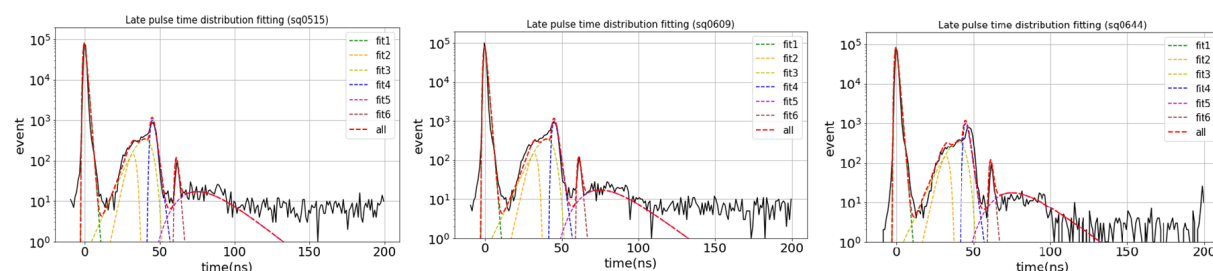


図 5.12: D-Egg の 3 台の PMT のレイトパルスの時間分布で、Gen1 のモデルのように、6 個の Fisher-Tippett 関数でフィッティングした例。左の sq0515 で最初にフィッティングを行い、係数パラメータを表 5.5 に示すように求めた。同じ係数を用いて、中央の sq0609、右の sq0644 に適応した。黒線が元にヒストグラムで、赤い点線が 6 つの関数を重ね合わせた線である。

次にこのレイトパルスの時間分布図から、メインパルスとレイトパルスの光電子数の比率を求めてみる。図 5.13 に示すように、-10 ns から 10 ns がメインパルスで、10 ns から 200 ns までがレイ

表 5.5: sq0515 の時間分布を 6 つの Fisher-Tippett 関数でフィッティングした時の係数表

Component	Amplitude	to[ns]	Beta[ns]
1	1.98E+05	-0.45	0.9
2	1000	32	-2.5
3	4900	40	-5.2
4	4100	45	1.5
5	700	75	15
6	300	61	1

トパルスの分布である。この範囲でそれぞれのイベント数が、それぞれの総光電子数になる。これを 3 台の PMT について表 5.6 にまとめた。3 台の PMT のメインパルスの総光電子数に対するレイトパルスの光電子数の割合の平均は、0.0628 になる。これが D-Egg の PMT のレイトパルスの発生確率になり、これもシミュレーターで用いられるパラメータである。3 台だけの例だが、同じ PMT の組合せで測ったアフターパルスの発生率が 2.4 倍の個体差があったが、レイトパルスの個体差は、 $(0.0649 - 0.0587)/0.0587=0.106$ とはるかに個体差が小さい。

一方で、大光量時のメインパルスの光電子数とレイトパルスの光電子数の比を求めた図 5.8 の結果と比較すると sq0515 で 10.2 %、sq0609 で 4.7 % の差で、比較的良好な精度で一致している。SPE レベルで作った発生確率が大光量時でも適応できる事がわかった。

表 5.6: SPE レベルのパルスの時間分布によるメインパルスとレイトパルスの光電子数

item	sq0515	sq0609	sq0644
Main	175278	193012	173299
Late	11341	12520	10173
Late/Main	0.0647	0.0649	0.0587
Late/Main(High intensity)	0.0587	0.0681	—
delta Late/Main	0.006	-0.0032	—
delta %	10.2 %	-4.7 %	—

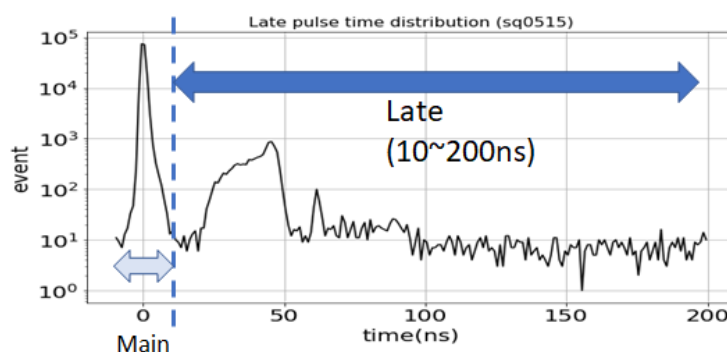


図 5.13: レイトパルスの時間分布図から、光電子数を求める範囲。メイン部分は -10 ns から 10 ns 、レイトパルス部分は 10 ns から 200 ns を足し合わせた。

第 6 章

結論

本研究では、IceCube Upgrade 計画に用いられる新型光検出器”D-Egg” に用いられる光電子増倍管とデータ収取基板の光信号に対する出力値の応答性を評価した。レーザ及び LED を擬光源として用いて、その光の強度とパルス幅を変えて、入射光に対する光電子増倍管とデータ収集基板からの信号の大きさ及び時間分布を計測した。

入射光量が大きい時に、光電子増倍管は入力に対して出力が線形性を保てず飽和現象がある。D-Egg の光電子増倍管でも同様の現象が見られ、ピーク電流 50 mA 付近より飽和が始まった。本来の電流値と光電子増倍管から観測される電流値ををグラフにして、飽和曲線を求めた。この飽和曲線には、既存の IceCube で用いられた飽和曲線の式 6.1 の係数の変更で対応できる事が分かった。今回の PMT で、ゲイン 1×10^7 の時、この式の係数は $I_s = 84.85$ 、 $A = 0.1419$ 、 $B = 32.47$ である。また、ピーク電流はパルス幅に依存しない事も分かった。

$$I_{\text{real}} = I_{\text{ideal}} \cdot \frac{\ln(1 + \frac{A}{I_{\text{ideal}}})}{\ln(1 + \frac{A}{I_{\text{ideal}}}) + \frac{A}{I_s} \cdot e^{-B/I_{\text{ideal}}}} \quad (6.1)$$

データ収集基板でも 2 種類の飽和現象がある事が分かった。消費電力の制約で、サンプリング速度が 4.17 ns の遅い AD コンバータを用いているので、10 ns 程度の早いパルスに対して、アナログフロントエンドの波形整形回路で、波高値を抑え幅を広げて、サンプリング回数を増やし精度を確保している。このため、見かけのピークの波高値は、早いパルスほど圧縮される。レーザ光源による PMT 信号の 15 ns のパルスでは、波高値は 0.39 倍に圧縮される。さらに、早い立ち上がりの大きな入力信号時には、アナログフロントエンドのオペアンプの立ち上がり率 slew rate(48 mV/ns) の制限があり、線形性が保たれない事が分かった。データ収集基板の飽和現象を詳しく調べるために、Function Generator によるパルス信号での測定と、LTspice による回路シミュレーションを行った。これらの結果を元に、パルス幅と入力電圧に対するデータ収集基板の出力信号の特性をまとめた。

- 入力パルスは波形整形回路で、波高値が下げられ、パルス幅が広がる。パルス幅が短いほど圧縮される。ピーク電圧(電流)の入力に対する出力の比を y 、パルス幅 [ns] を x とすると、式 6.2 で表せる。パルス幅 20 ns で 0.4、200 ns で 0.97 である。
- パルスの振幅が大きく、立上げが早いと Slew rate (48 mV/ns) の制限にかかり、より飽和が強くなる。ただし、この傾きは波形整形回路の後の波形である。これにかかると、積分値の光電子数も飽和する。

- 1.2 VでADコンバータはオーバフローし、3.2 Vでオペアンプの過電圧保護回路が差動する。ただし、パルス幅が短いと波形整形回路で、ピーク値が圧縮されるので、これより高い電圧で発生し始める。
- パルス幅が 100 ns 以上になると、Slew rate の影響がでるよりも先に AD コンバータのオーバフローになる。

$$y = x \cdot \frac{\ln(1 + \frac{1.59}{x})}{\ln(1 + \frac{1.59}{x}) + 1.50 \cdot e^{(18.3/x)}} \quad (6.2)$$

データ収集基板の飽和特性はこのように複雑である。そこで、オーバフローや過電圧保護にかからない範囲で、入力波形から出力波形を模擬するモデルを作成した。単光子の入力側と出力側波形データを基本単位として、線形性が保たれるとして積み上げた後で、Slew rate の制限を加味することで、データ収集基板の入力波形から出力波形を模擬する計算モデルを作成し、実測値に対して 10 % の範囲で出力値を再現できた。今後はこのモデルの精度を上げるとともに、実測波形への合わせこみを容易にできる方法の検討が必要である。

線形性の測定と合わせて、光量の大きい時に発生するレイトパルスとアフターパルスの発生も測定し、その発生量と時間分布のモデルを作成した。レイトパルスは、メインパルスの光量に比例し、メインパルスの光量の 6.3 % であった。アフターパルスも、メインパルスの光量に比例し、面パルス光量の 4.0 % である。レイトパルスとアフターパルスの発生分布は、現行の IceCube で測定された分布と同様の形になり、そこで用いられているシミュレーションツールに、係数パラメータの変更だけで対応できる事がわかった。

謝辞

本研究は、千葉大学ハドロン宇宙国際研究センターニュートリノ天文学研究室 (ICEHAP) にて行われました。本研究を遂行するにあたり、御支援と御指導をいただきました指導教官である吉田教授、石原教授に感謝申し上げます。また、実験や解析方法について助言をいただきました清水助教、特に DAQ 基板について助言いただきました永井特任助教に感謝致します。

IceCube グループの Colton Hill 氏、Max Meier 氏、M.Kim 氏にはミーティングでの議論での助言や解析コードについてのアドバイスをいただいたことに感謝いたします。学生の武政さん、庭野さんには測定準備等でお手伝いただき、ありがとうございました。最後に ICEHAP の秘書の高橋さんの御支援にも感謝申し上げます。

2022 年 3 月 森井 保次

参考文献

- [1] Cosmic Ray Spectra of various Experiment <https://web.physics.utah.edu/~whanlon/spectrum.html>
- [2] 井上一 小山勝二 高島忠幸 水本好彦 [編] 宇宙の観測 III (シリーズ現代の天文学)
- [3] M G Aartsen et al IceCube-Gen2: the window to the extreme Universe 2021 J. Phys. G: Nucl. Part. Phys. 48 060501
- [4] M.G. Aarsen et al. The IceCube Neutrino Observatory: instrumentation and online systems 2017 JINST 12 P03012
- [5] 浜松ホトニクス光電子増倍管 -その基礎と応用 第4版 2017
- [6] 浜松ホトニクス光電子増倍管 R5912 データシート
- [7] A.Ishihara et al. Dual PMT Optical Modules for the IceCube Upgrade(D-Egg) Journa of Instrumentation, TBD
- [8] TI 社 ホーム ページ ADC 製品 <https://www.tij.co.jp/ja-jp/data-converters/adc-circuit/high-speed/overview.html>
- [9] IceCube Gen2 HW IceCube Upgrade D-Egg and PDOM Mainboard schematic Aug, 2020
- [10] Analog Devices ADA4940 データシート <https://www.analog.com/jp/products/ada4940-1.html>
- [11] R.Nagai. IceCube 実験アップグレードに用いる新型光検出器「D-Egg」の様々な光子信号に対する応答特性の評価と検証 JPS autumn meeting. 2020
- [12] Pmt-simulator <https://wiki.icecube.wisc.edu/index.php/Pmt-simulator>
- [13] Afterpulse Data <https://wiki.icecube.wisc.edu/index.php/AfterpulseData>
- [14] Stephany Elizabeth Vargas Piedra D-Egg のカップリングトランスフォーマーによる波形ドループの特性の評価と補正修士論文 Mar, 2021
- [15] Late pulse Data https://wiki.icecube.wisc.edu/index.php/Late_Pulse_Data
- [16] 渋谷道雄 回路シミュレータ LTspice で学ぶ電子回路 (第3版)

付録 A

Appendix :LTspice シミュレータの使い方

ここでは回路シミュレータ LTspice で用いたコマンド類の説明をする [16]。図 A.1 に今回のシミュレーションで用いた回路図を示す。データ収集基板のアナログフロントエンド回路の入力から AD コンバータの直前までを、元の回路図に従って、GUI で組立ていく。オペアンプ ADA4940 も部品としてサポートされているので、型番を指定すればよい。回路図組立で、工夫がいる所を説明する。

入力に B1 と V1 の二つの電源を入れている。B1 は sin の 6 乗の波形を作り出しているが、欲しいのは一つのパルスだけなので、半波分である。そこで、スイッチの S1 と、スイッチ用の電源 V1 を用意し、半波分の 20 ns だけ ON にし、後は OFF にすることで、sin 波形の半波だけを取り出している。

次に出力端で、R12 と R13 で抵抗分割している。これは、オペアンプ部で、1.67 倍に増幅して、2 V フルスケールの AD コンバータに入力している。従って入力 $1.2 \text{ V} \times 1.67 = 2 \text{ V}$ より、データ収集基板では、ソフトウェアで 2 V を 1.2 V に換算して戻している。同様にするために、ここでは、抵抗分割で、 $1/1.67$ 倍した電圧で表示している。

時間について、開始点と終了点は演算に含ませない方がよい。エラーが出る場合がある。少し、例えば 0.1 ns ずらし、0.1 ns からとか、49.9 ns までとかにする。RUN させて、プローブを当てる事で、必要な個所の電圧や電流をグラフに出す事ができる。入力段と出力段の電圧波形の例を図 A.2 に示す。下記 (2) の step コマンドで指示した分だけ波形を出す。このように一度に複数パラメータの結果を表示できる。

次に各コマンドについて説明する。meas コマンドはシミュレーション結果から読み取って指示した計算を行って、結果を指定した変数に渡す。

(1) $V = -1 * x * \sin(2 * \pi * 25 \text{ Meg} * (\text{time} - 0.1 \text{ n}))^{**6}$

ここで 25 MHz ($T = 40 \text{ ns}$ 、半波で 20 ns) の sin の 6 乗の波形を作っている。振幅は x で (2) で変更できるようにしている。0.1 ns だけ時間をずらしているのは、0 から計算を開始するのを防ぐためである。

(2) .step param x list 0.2 0.4 0.6 0.8 1.0 1.5 2.0 2.5 3.0

これにより、並べたリストの値を順次 X に代入して、自動的に計算してくれる。

(3) .model switch1 sw(Vt=3V Vh=0V Ron=0.01 Roff=1000Meg)

入力が 3 V で抵抗値が 0.01Ω より ON、0 V の時に抵抗値が $1000 \text{ M}\Omega$ で OFF にするスイッチ

(4) PWL(0 0 0.09n 0 0.1n 5 20.1n 5 20.11n 0 50n 0)

スイッチをコントロールするパルス電源。0.1 ns から 20.1 ns までを 5 V にしている。立上りゼ

口はできないので、0.01 ns で立上げ、立下げをしている。

(5) .tran 0 50.1n 0 0.01n

transient analysis 過渡解析を 0 ns から 50.1 ns まで 0.01 ns ステップで行っている。

(6) .meas TRAN CGin INTEG V(Vinp)/50*1E12 FROM 0.1n TO 49.9n

入力段の V_{inp} の電圧を 0.1 ns から 49.9 ns まで積分している。それを $50\ \Omega$ と $1E12$ で割る事で、光電子数に換算している。CGin はこの計算結果の変数名

(7) .meas TRAN CGout INTEG V(ADC-P, ADC-N)/50*1E12 FROM 0.1n TO 49.9n

出力段の電圧を積分し、光電子数に換算している。CGout はこの計算結果の変数名

(8) .meas Vpout MIN V(ADC-P,ADC-N) FROM 0.1n TO 50n

出力段の最小値、すなわちピーク値を求めている。Vpout はこの計算結果の変数名

(9) .meas Vpin MIN V(Vinp) FROM 0.1n TO 50n

入力段の最小値、すなわち入力側のピーク値を求めている。Vpin はこの計算結果の変数名

(10) .meas TRAN SRout DERIV V(ADC-P,ADC-N) WHEN V(ADC-P,ADC-N)=Vpout*0.5 FALL=1

出力段の立上げ時（グラフはマイナスなので、下がる時なので FALL の 1 回目で、ピークの 50 % の所になった時の出力段の微分値（傾き）を求めている。SRout はその結果の変数名である。

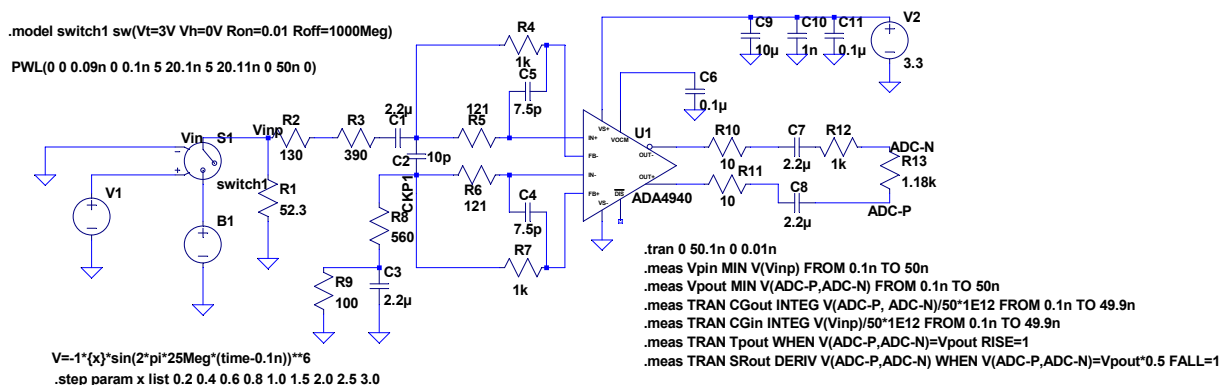


図 A.1: LTspice で記載した、データ収集基板アナログフロントエンドの回路図とコマンド

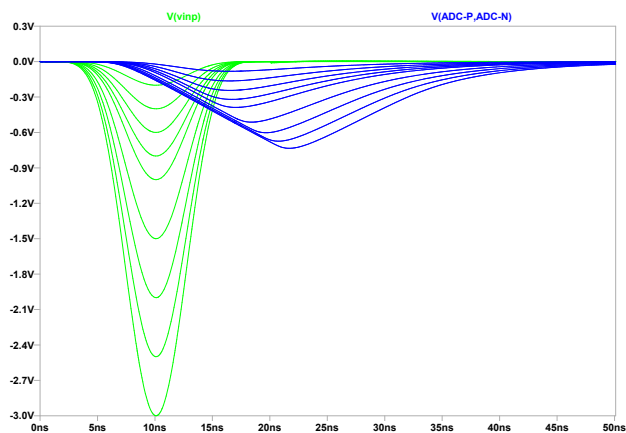


図 A.2: LTSpice で計算した波形の例。緑が入力部、青が出力部の波形、PMT 信号はマイナスなので、マイナス入力になっている。

以下は計算結果が載っている Errorlog からの抜粋で、積分値と波形の傾きを表示している。各ステップは入力波形のピーク電圧である。

```
.step x=0.2
.step x=0.4
.step x=0.6
.step x=0.8
.step x=1
.step x=1.5
.step x=2
.step x=2.5
.step x=3
```

Measurement: cgin

step	INTEG(v(vinp)/50*1e12)	FROM	TO
1	-24.899 1e-010	4.99e-008	
2	-49.7979	1e-010	4.99e-008
3	-74.6958	1e-010	4.99e-008
4	-99.5929	1e-010	4.99e-008
5	-124.491	1e-010	4.99e-008
6	-186.756	1e-010	4.99e-008
7	-249.061	1e-010	4.99e-008
8	-311.466	1e-010	4.99e-008
9	-373.914	1e-010	4.99e-008

Measurement: cgout

step	INTEG(v(adc-p, adc-n)/50*1e12)	FROM	TO
1	-24.8627	1e-010	4.99e-008
2	-49.6878	1e-010	4.99e-008
3	-73.9886	1e-010	4.99e-008
4	-97.0578	1e-010	4.99e-008
5	-118.231	1e-010	4.99e-008
6	-162.569	1e-010	4.99e-008
7	-199.769	1e-010	4.99e-008
8	-232.625	1e-010	4.99e-008
9	-262.532	1e-010	4.99e-008

Measurement: srout

step	D(v(adc-p,adc-n))	at
1	-1.36429e+007	1.16275e-008
2	-2.71714e+007	1.16447e-008
3	-3.86673e+007	1.17592e-008
4	-4.63244e+007	1.19482e-008
5	-5.09452e+007	1.21753e-008
6	-5.22661e+007	1.27427e-008
7	-5.28422e+007	1.32377e-008
8	-5.33009e+007	1.36703e-008
9	-5.36836e+007	1.40568e-008