平成24年度修士論文
Cherenkov Telescope Array計画実現に向けた回路開発・評価

山形大学大学院理工学研究科物理学専攻
11521208
萩原 亮太

平成25年3月15日

概 要

天体から飛来するTeV領域での高エネルギーガンマ線観測は、宇宙線起源と予想される超新星残骸や活動銀河核での粒子加速、また銀河団の重力にとらえられたダークマターの検証など、高エネルギー物理学分野において重要なプローブとなる。また、近年の検出器の高感度化にともなって次々と新たなガンマ線天体が発見されており、現在までに観測されているTeVガンマ線源は100天体を超え、天文学の新たな一分野を形成している。しかし、検出器にはいまだ性能向上の余地があり、さらなる高感度化によって1000を超えるTeVガンマ線源の発見と系統的研究が期待される。

CTA(Cherenkov Telescope Array) 計画は、従来よりも一桁良い感度で30GeVから100TeVのガンマ線を全天観測するためにおよそ100台の望遠鏡アレイを建設する計画である。この様な広いエネルギーレンジを一つのタイプの望遠鏡でカバーすることは不可能なので、CTAでは3種類の望遠鏡を設置する予定である。それぞれLST(LargeSize Telescope)、MST(Middle Size Telescope)、SST(Small Size Telescope) と呼ばれており、LSTが低いエネルギーレンジを担当し、SSTが最も高いエネルギーレンジを担当する望遠鏡となる。CTAは全世界で1000人程度の研究者が参加しているプロジェクトであり、その中で日本チームは、LST望遠鏡の建設に積極的に貢献するために、鏡や検出器、そして回路等の開発を主に行っている。

ガンマ線は大気で生成される空気シャワーからのチェレンコフ光を捉えることで間接的に観測される。その際にバックグラウンドである夜光と区別するために、望遠鏡の焦点面光検出器である光電子増倍管 (PMT) からの波形を精度良く取得する必要がある。しかし大気チェレンコフ光の継続時間は数nsと非常に短いため、CTAではGHz程度の高速な波形サンプリング回路が必要となる。さらにPMTは寿命を延ばすために低ゲイン (低HV) で運用されるため、信号を十分に増幅する必要がある。それに加えて1台の望遠鏡にPMTが約2300本必要となり、発熱を抑えるために低消費電力や大量生産に向けた安価な回路構成など様々な性能が要求される。

上記の要求を満たす回路に加えて、信号を有効に取得するためのトリガー回路も必要とされる。トリガー回路には幾つかの方式が存在するが、現在スペインで開発されているトリガーシステムが原理的に高い性能を有するはずである。

我々山形大学はメインアンプと呼ばれる信号増幅回路の開発・試験とスペインで開発されたトリガーシステムの試験を担当した。メインアンプに関しては、現在最終版の設計を行っており、これが完成すればCTAで要求される仕様を満たすはずである。またトリガー回路の試験に関しては、周りのチャンネルと通信しながら複雑なヒットパターンでのトリガーが実現できることを確認した。

abstract

The observation of high energy gamma-rays from stellar objects is much important for the clarification of the following high energy phenomena; the mechanism of particle acceleration in supernova remnants or active galactic nuclei which is expected to be the origin of cosmic rays and the dark matter which will gather near the center in the cluster of galaxy. As the development of detector technologies, many stellar objects which emit TeV gamma-rays have been recently discovered. The number of the sources amount to 100 and then it is about to open a new area for astrophysics. However, there is still room to improve the performance the detector, and it is expected that the TeV gamma-ray sources above 1000 will be discovered by the improvement and that precise research is realized.

CTA (Cherenkov Telescope Array) is the project of the high energy gamma-ray observatory for the next generation.The energy range is from 30 GeV to 100 TeV. It consists of 100 telescopes. There are three types of telescopes according to the energy range, They are called Large Size Telescope (LST), Middle Size Telescope (MST), and Small Size Telescope (SST). LST is optimized for the energy range from 30 GeV to 1 TeV. SST takes chrage of the highest energy range. The CTA is worldwide project and researchers above 1000 join in it. The Japanese team contributes to the development and the construction of the mirror, the detector, and the electronic circuits.

A gamma ray is indirectly observed through the Cherenkov light of the air shower which are generated in the atmosphere. In order to distinguish the events due to the gamma-rays from the night sky background, it is necessary to accurately acquire the waveform of the output signal from the photomultiplier (PMT) installed at the focal plane of the telescope. However, since the time duration of atmospheric Cerenkov light is very short as several nano second, the high speed waveform sampling circuit about GHz is necessary.Furthermore, because the PMT is oeprated with a low gain (low HV) in order to prolong a life, the output signal from the PMT is very snall and then preamplifier and main amplifier are necessary. In addition, we need to make power consumption as possible as low and the low cost is also important for mass production.

The trigger circuit is also necessary which discrininates the right events from the background events. The trigger circuits are developed by several groups. In these, the analog trigger circuit developed by Spain group must have high performance. So we tested the trigger circuits. In addition, we took charge of the development and the test of the mainl amplifier. About the main amplifier, the final edition has been designed. It will meet the required specification by the CTA project. About the test of a trigger circuit, I have checked the right operation even for a complicated hit pattern which needs the communication with a surrounding channel.

目 次

第 1 章　高エネルギーガンマ線天文学 **3**
1.1　宇宙線 5
1.2　ガンマ線の放射機構 6
1.2.1　制動放射 6
1.2.2　シンクロトロン放射 7
1.2.3　逆コンプトン散乱 8
1.2.4　pion の崩壊 8
1.3　高エネルギーガンマ線天体 9
1.3.1　超新星残骸 9
1.3.2　パルサー・パルサー星雲 9
1.3.3　連星系 10
1.3.4　活動銀河核 11
1.3.5　ガンマ線バースト 13

第 2 章　チェレンコフ望遠鏡 **16**
2.1　空気シャワー 16
2.2　チェレンコフ光 17
2.3　望遠鏡 19
2.4　イメージング法 20
2.5　ステレオ観測 21

第 3 章　CTA 計画 **24**
3.1　望遠鏡 24
3.2　要求仕様 25
3.3　観測サイト 27
3.4　反射鏡 27
3.5　焦点面検出器 28
3.6　エレクトロニクス 29
3.6.1　プリアンプ 30
3.6.2　スローコントロール 31
3.6.3　メインアンプ 31
3.6.4　波形読み出し回路 31
3.6.5　トリガー 33

第 4 章　メインアンプ **34**
4.1　開発の背景 34
4.2　メインアンプの概要 35
4.3　開発した回路の詳細 36
4.3.1　メインアンプ v1 36
4.3.2　メインアンプ v2 41
4.3.3　メインアンプ v3 45
4.3.4　メインアンプ v4 46
4.3.5　最新 (v5) の仕様 48

第 5 章　アナログトリガー **52**
5.1　背景 52
5.2　デジタルトリガーロジック 53
5.3　アナログトリガー 55
5.3.1　概要 55
5.3.2　L0 トリガー生成基板 57
5.3.3　L0 トリガー分配ロジック 62
5.3.4　L1 トリガー生成基板 65
5.3.5　L1 トリガー分配基板 66
5.4　クラスタ間通信試験 69
5.4.1　2 クラスタ 70
5.4.2　3 クラスタ 70

第 6 章　まとめ **74**
.1　Altium Designer について 75
.1.1　あああ 75

第1章　高エネルギーガンマ線天文学

高エネルギーガンマ線天文学は、今まさに飛躍の時を迎えている。100MeV〜数10GeV の領域では、Fermi 衛星が 1000 を超える天体を発見し、新発見が相次いでいる (図 1.1)。そしてそれに続くように、数 10GeV〜100TeV の領域でも次世代大気チェレンコフ望遠鏡群の建設計画である CTA が進行している。CTA は、現在 100 個程度の天体しか検出されていないこの領域の天文学 (図 1.2) を、劇的に推し進めるものとして期待されている。

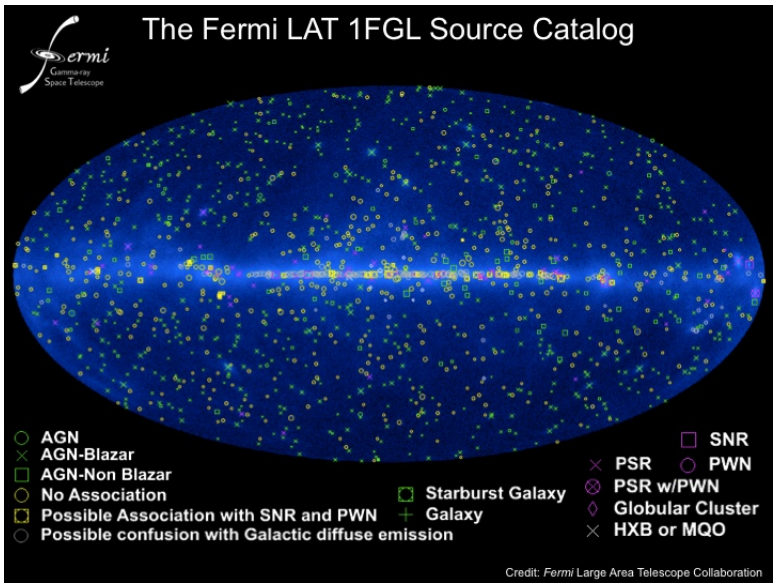


図 1.1: Fermi 衛星による 100MeV〜100GeV の全天マップ

高エネルギーガンマ線観測の意義には、宇宙線起源の解明がある。現在に至るまでの宇宙線観測の結果、地球に降り注ぐ宇宙線のほとんどが陽子であることが分かっているが、起源の解明はされていない。なぜなら陽子は電荷を持っているため地球に到達するまでに星間磁場の影響を受けて曲がってしまい、起源の方向情報を失うからである (図 1.3)。

しかし加速源に関しては、解明は可能である。陽子の加速現場ではガンマ線が放出され、そのガンマ線は電荷を持っていないので地球まで直線的に飛んでくるので、ガンマ線を地球で観測出来れば加速源の特定が可能になる。ただ地球に降り注ぐガンマ線でも全てが陽子由来のガンマ線とは限らない。電子の加速現場でもガンマ線は放出されてしまう。地球に降り注ぐ宇宙線の起源解明にはもちろん陽子由来のガンマ線を

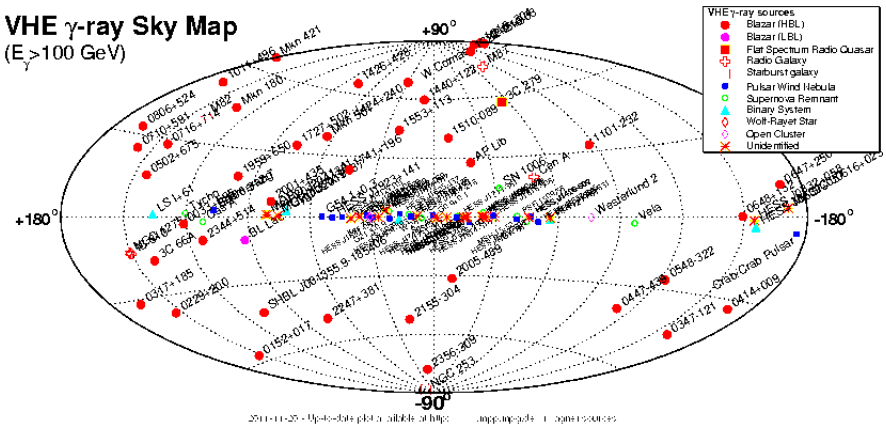


図 1.2: 100*GeV* 以上のガンマ線が検出された天体の全天マップ

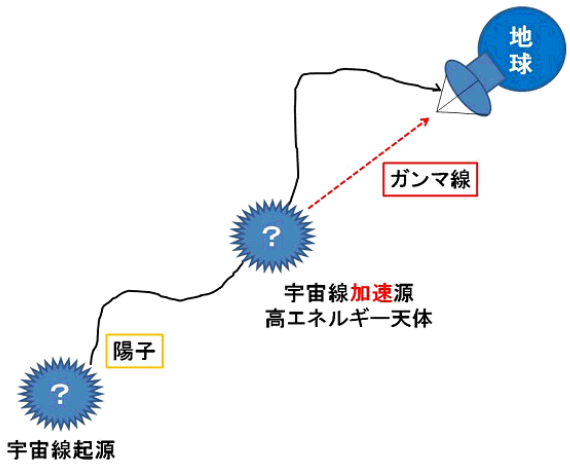


図 1.3: 宇宙線起源から地球までの簡易経路図。陽子は星間磁場で曲げられてしまうが、陽子の加速と同時に放出されたガンマ線 (後述) は加速源からまっすぐ地球に到達する。

観測する必要がある。陽子由来か電子由来かの判別は、ガンマ線のエネルギースペクトルを測定することによって出来る。図 1.4 の様にガンマ線の放出機構の違いによってスペクトルの形が明らかに異なるので、広いエネルギーレンジでガンマ線の観測が出来て、かつ高エネルギーでもサンプルを多く観測しプロットを増やすことが出来れば判別は可能なのである。以上の様な観測条件を満たせば、高エネルギーガンマ線観測は宇宙線起源の解明に近づくことが出来る。

この章では、まず地球に到来する高エネルギー宇宙線について説明する。そして、それらの宇宙線の加速現場において高エネルギーガンマ線が放射されるメカニズムに対して述べる。その後、実際に高エネルギーガンマ線が観測されている各天体に対してみていくことにする。

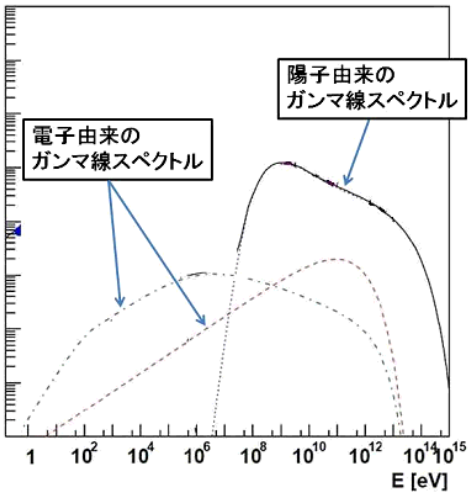


図 1.4: ガンマ線のエネルギースペクトル例。ガンマ線の放射機構によってスペクトルの形が異なる。

1.1 宇宙線

1912 年にオーストリアの物理学者ヴィクトール・フランツ・ヘスは、気球実験で上空に昇るにつれて検電器の電離度 (電気伝導度) が増したことから地球の外部からエネルギーの高い電離放射線が大気から絶えず降り注いでいることに気付いた。これが宇宙線の発見である。

しかし、今日に至るまで宇宙線の起源や組成は明確にはわかっていない。図 1.5 に宇宙線のエネルギースペクトルを示す。このスペクトルが示すように、地球に到来する宇宙線のエネルギー範囲は 13 桁にも及ぶ。1GeV 辺りのエネルギーを持つ粒子は単位面積・単位立体角・単位時間当たりに 1000 個程到来するが、エネルギーがより高ければ到来確率は低くなっていることが分かる。

スペクトルを少し詳しく見てみると、10^{15}〜$10^{16}eV$ を境にスペクトルは急になり (Knee 領域)、10^{18}eV 辺りでまた折れ曲がっている (Ankle 領域)。10^{15}eV までの宇宙線は銀河系内の超新星残骸の衝撃波で加速され、それより高いエネルギーの宇宙線は我々の銀河系外の活動銀河核における衝撃波で加速されているのではないかと予測されている。スペクトルのべきの変化は、加速源の変化を示唆しているのではないかと思われている。

$10^{15}eV$ 以下の宇宙線の組成は分かっていて、79%が陽子で 15%がヘリウム原子核である。残りのほとんどはこれらより重い原子核で、電子・陽電子も 1%程存在する。電子のスペクトルは陽子よりやや急である。

また、$10^{15}eV$ 以上の宇宙線の組成は正確に分かっていないが、複数の実験が行われている。例えば、チベットの ASγ 実験 (図 1.6) は、標高 4300m の地点にあるエマルジョンチェンバーとプラスチックシンチレーターを組み合わせた検出器であり、空

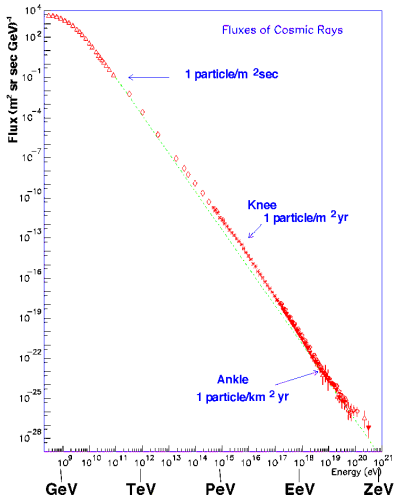


図 1.5: 宇宙線のエネルギースペクトル

気シャワーを検出し宇宙線の全粒子エネルギースペクトルや陽子のエネルギースペクトルを測定できる (図 1.7)。この結果からも Knee 領域までは陽子が宇宙線組成の大部分を占めることが分かる。さらに高エネルギーの領域では、空気シャワーの発達の違いによりその組成を測定しようという試みがなされている。HiRes 実験、Auger 実験、TA 実験は、直接空気シャワーを撮像する大気蛍光望遠鏡を組み合わせて空気シャワーの観測を行っている。図 1.8 は Auger 実験による結果で、X_{max} は大気中の空気シャワーの最大発達点であり、重い核種程早く到達する。この Auger 実験の結果は高エネルギー側では重い核種が主要となることを示唆しているが、HiRse 実験と TA 実験は異なる結果を出しているので、まだ結論は出ていない。

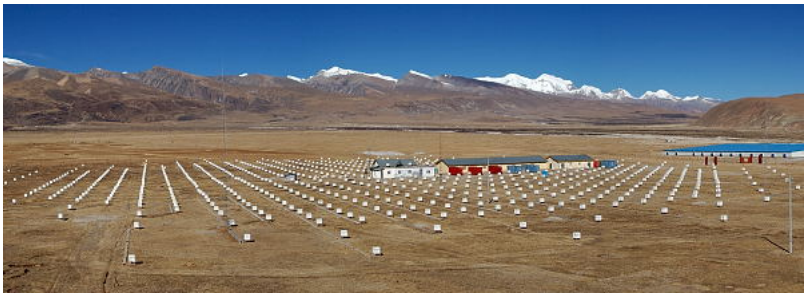


図 1.6: チベット ASγ 実験 (http://www.icrr.u-tokyo.ac.jp/em/index-j.html)

1.2 ガンマ線の放射機構

1.2.1 制動放射

制動放射とは、荷電粒子が電場の中で加・減速されたり進路を曲げられたりした際に電磁波を放射 (エネルギー損失) するメカニズムのことである。今粒子が原子番号 Z、単

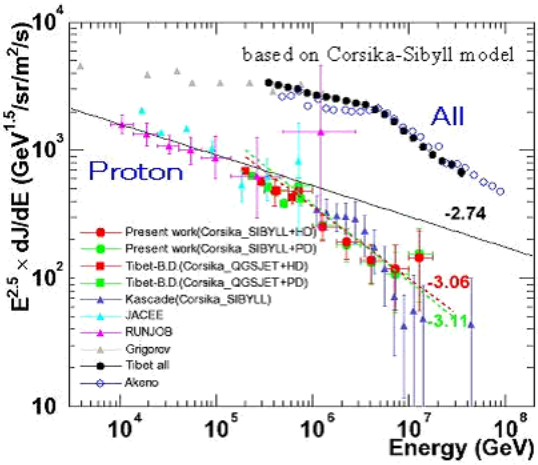


図 1.7: 宇宙線のスペクトル

位体積当たりの原子数 N の物質に入射するとしたら、その放射損失は、$E \gg 137mc^2Z^{-\frac{1}{3}}$ の条件下 (電子のエネルギーが十分に高い) では、

$$\frac{dE}{dx} = \frac{4Z^2}{137}\left(\frac{e^2}{mc^2}\right)^2 EN \ln \frac{191}{Z^{\frac{1}{3}}} \tag{1.1}$$

で与えられる。この式からわかるように、放射損失は入射粒子の質量の 2 乗に逆比例しているため、重荷電粒子に対してはほぼ影響が無い。また、入射粒子のエネルギーに対しても比例関係を持つ。

1.2.2 シンクロトロン放射

シンクロトロン放射とは、荷電粒子が磁場の中を走ると進路を曲げられ、その曲がる方向に加速が生じて電磁波が放射されエネルギーを失う現象のことである。その際、粒子はローレンツ力を受けてスパイラル状の軌道を描いて走る。単位時間当たりのエネルギーの損失は、

$$\frac{dE}{dt} = \frac{4}{3}\sigma_T c\ \beta^2\gamma^2 U_B \tag{1.2}$$

で与えられる。ここで σ_T はトムソンの散乱断面積で、U_B は磁場のエネルギーなので、

$$\sigma_T = \frac{8\pi r_e^2}{3} \tag{1.3}$$

$$U_B = \frac{B^2}{8\pi} \tag{1.4}$$

である。

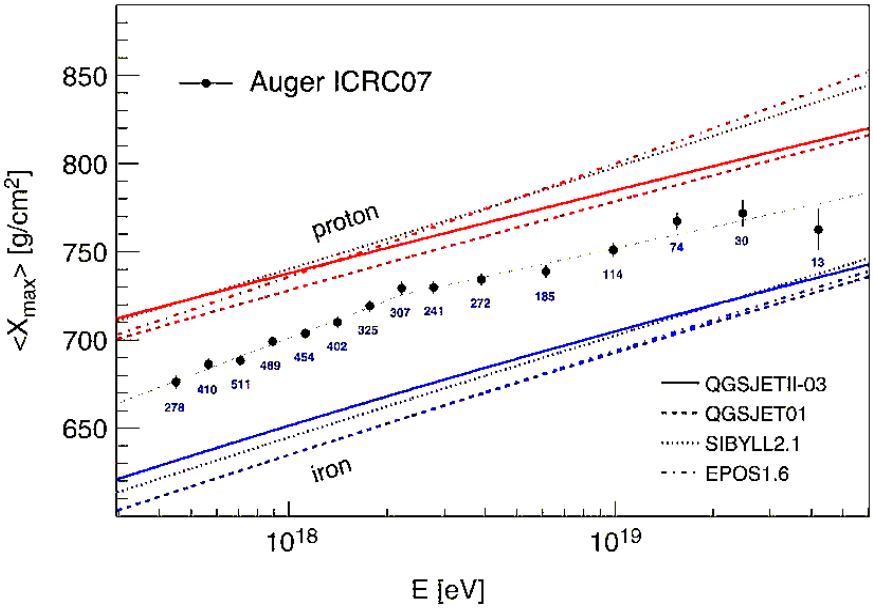


図 1.8: Auger 実験によるエネルギー毎の X_{max}

1.2.3　逆コンプトン散乱

高エネルギーの光子が電子によって散乱される現象をコンプトン散乱と呼ぶが、逆に高エネルギーの電子が光子にぶつかって光子を蹴飛ばす現象を逆コンプトン散乱と呼ぶ。この時の電子のエネルギー損失は、

$$\frac{dE}{dt} = \frac{4}{3}\sigma_T c\gamma^2\rho \tag{1.5}$$

で与えられる。ρ は光子のエネルギー密度である。この逆コンプトン散乱の式がシンクロトロン放射の式に似ていることが分かると思うが、シンクロトロン放射とは電子が磁場によって作られるバーチャルなフォトンを逆コンプトン散乱して、リアルなフォトンを生成するプロセスと考えることが出来るからである。

1.2.4　pion の崩壊

陽子 p が星間ガス中の粒子 p_i や輻射場 γ_i と衝突すると以下のプロセスにより、中性 π 中間子 π^0 を生成する。

$$p + p_i \rightarrow \pi^0 + k \cdot \pi^{\pm} + X \tag{1.6}$$

$$p + \gamma_i \rightarrow \delta^+ \rightarrow p + \pi^0 \tag{1.7}$$

中性 π 中間子はただちに崩壊して、ガンマ線 (光子) になる。

1.3　高エネルギーガンマ線天体

Fermi 衛星とチェレンコフ望遠鏡により、図 1.1 と図 1.2 にあるように、100MeV〜100GeV に関しても、それ以上でも多くの天体を発見している。この章では、我々の銀河系内・外にある高エネルギーガンマ線天体を種類ごとに簡潔に紹介する。

1.3.1　超新星残骸

超新星残骸は、宇宙空間に重元素や熱エネルギーを放出し、宇宙の化学進化をもたらすだけでなく、宇宙線の加速源としても大きな役割を果たすと考えられている。宇宙線は、最大 $10^{20}eV$ とエネルギーが高いだけでなく、エネルギー密度も 1eV/cc と非常に大きく、宇宙線はいわば我々の銀河系の基本構成要素の一つである。しかし、宇宙線が、どこで、どのように加速されたのかということは、1912 年の宇宙線発見以来 100 年近く経った現在も、謎のままになっている。

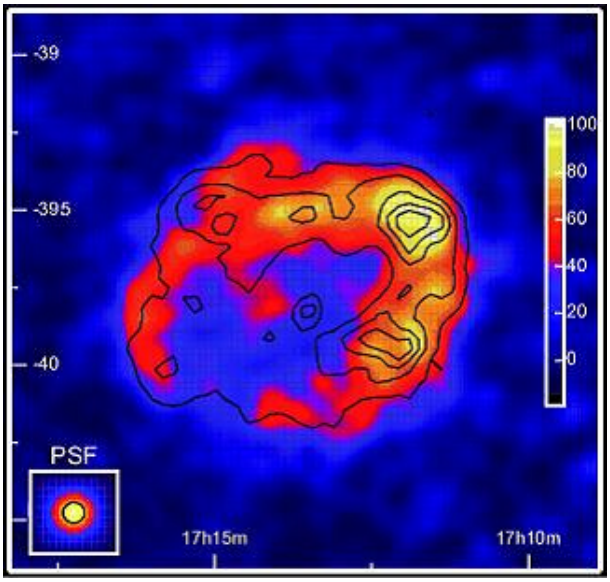


図 1.9: TeV ガンマ線で見た RXJ1713-3946。等高線は X 線イメージ。

1.3.2　パルサー・パルサー星雲

パルサーは高速で回転している磁化した中性子星であるといわれ、超新星爆発の後に形成される。典型的な自転速度は数 $10ms$ から数 s で、磁場は $10^{11}G$ から $10^{14}G$ である。パルサーは磁極からでる相対論的プラズマ流を持ち、磁極と回転軸がずれているため周期的なパルスが観測される (図 1.10 左)。パルサーでは磁場の高速回転により巨大な電力が励起され、磁気圏内では粒子加速が起こっている。実際に MAGIC 望遠

鏡や Fermi 衛星により、Crab パルサーや Vela パルサーから数 10*GeV* 程度のガンマ線放射が観測されている。

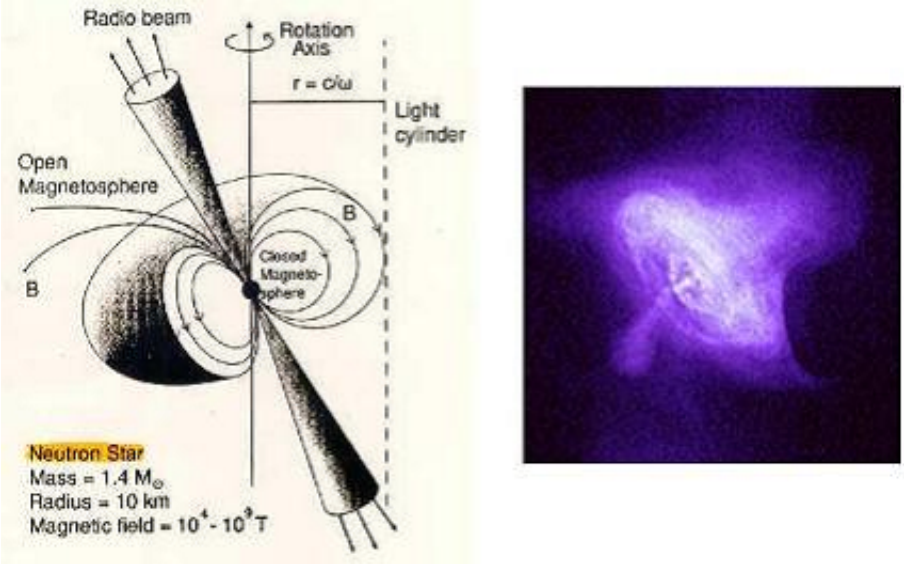


図 1.10: (左) パルサー模式図 (右)X 線衛星 Chandra による Crab パルサー (http://chandra.harvard.edu/)

パルサーが解放するエネルギーのうち、パルスとして放射されるのは数%程である。残りの大部分はパルサー風と呼ばれるプラズマ流として放出される。このパルサー風はやがて周りの星間物質と衝突して衝撃波をつくり、トーラス状のパルサー星雲と呼ばれる天体を形成する。パルサー風として放出された電子は衝撃波でさらに加速され、数 100*MeV* まではシンクロトロンによる放射、それ以上では逆コンプトン散乱によるガンマ線を放つ。実際 TeV ガンマ線天体として見つかったもののうち、パルサー星雲は最も数が多く、パルサー星雲において効率よく電子が加速されていることが分かる。しかしその詳しい加速メカニズムはよく分かっていない。

また、X 線によるシンクロトロン放射の観測と TeV ガンマ線の観測には差異があり、パルサー星雲におけるシンクロトロン放射は逆コンプトン散乱の放射に比べて速く減衰するのではないかといわれている。このためパルサー星雲は、TeV の観測で見つかっていながら他波長の観測によって対応天体が見つかっていない、いわゆる TeV 未同定天体の最有力候補でもある。

1.3.3 連星系

中性子星やパルサー、ブラックホールなどの高密度天体と大質量星が接近すると連星系を成す。そうした天体から高エネルギーガンマ線の放射が見つかっており、これまでに PSRB1259-63/SS2883、LS5039、LSI+61°303、CygX-1 という 4 天体がある。

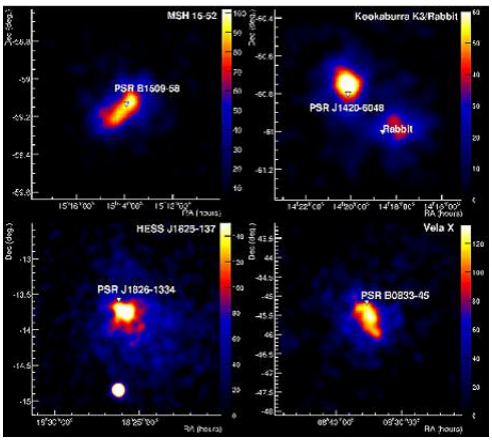


図 1.11: HESS によるパルサー星雲の *TeV* 画像サンプル。色は輝度を、▽はパルサーの位置を表す。

例えば PSRB1259-63/SS2883 は周期 48*ms* のパルサーと B2e 型星の連星系で、HESS 望遠鏡により 380GeV 以上の放射が見つかっている。その強度変動を図 1.12 に示す。この天体は近星点通過前後に X 線、*TeV* ガンマ線に共通してピークをもつ。また、LSI+61303 はブラックホールと B0 型星の連星系であり、MAGIC 望遠鏡により観測された。この天体は 2007 年に多波長同時観測が行われ、X 線と TeV ガンマ線に同時にバーストが検出された。

連星系からの TeV ガンマ線放射の機構は、ジェットからのガンマ線放射モデルと、高密度天体と Be 型星の円盤との相互作用によるガンマ線放射モデルが考えられているが詳細は分かっていない (図 1.13)。

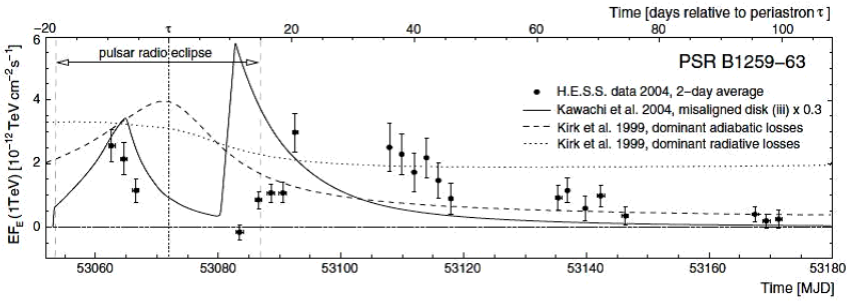


図 1.12: PSRB1259-63 のガンマ線強度変動

1.3.4 活動銀河核

活動銀河核 (Active Galactic Nucleus, AGN) は、銀河の中でも特にその中心核が明るく輝いている天体である。その中心には太陽より質量が 8 桁も大きい超巨大ブラックホールがあると考えられている。AGN の中にはそのブラックホールをエネルギー源

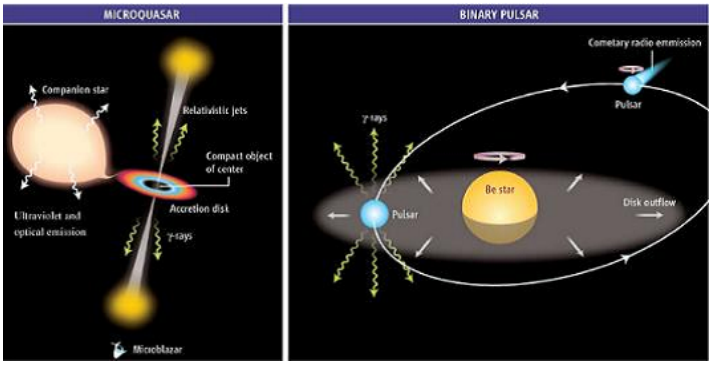


図 1.13: 連星系からのガンマ線放出イメージ図

として相対論的な速度で粒子を噴き出す、いわゆる相対論的ジェットを有するものがある (図 1.14)。その中でも特にジェットが観測者方向を向いているブレーザーと呼ばれる天体は、電波から高エネルギーガンマ線に至るまで幅広い波長の電磁波を放射しているのが確認されている。銀河系外で観測されている高エネルギー天体のほとんどはブレーザーである。複数のブレーザーにおいて電波から TeV ガンマ線までの非常に広い波長にまたがった放射が観測されている。例を図 1.15 に示す。これによるとブレーザーのスペクトルは TeV 領域にまで伸びていることが分かる。

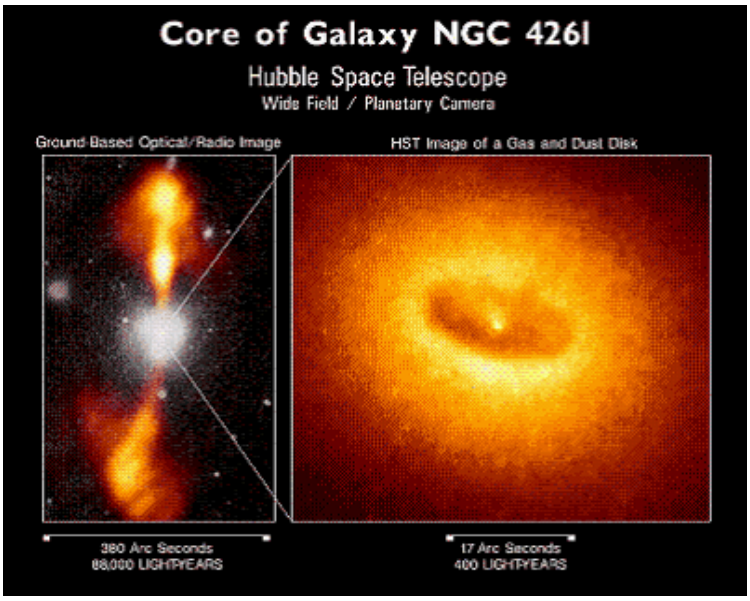


図 1.14: NGC4261 の (左) 地上からの観測と (右) ハッブル望遠鏡による画像

ブレーザーの典型的なスペクトルを図 1.16 に示す。図が示す通り、光度のピーク位置が高エネルギー側によるにつれて絶対光度が下がっていく。これはブレーザーシークエンスと呼ばれジェットの放射機構などと深い関係があるといわれているが、正確な物理現象の理解はなされていない。

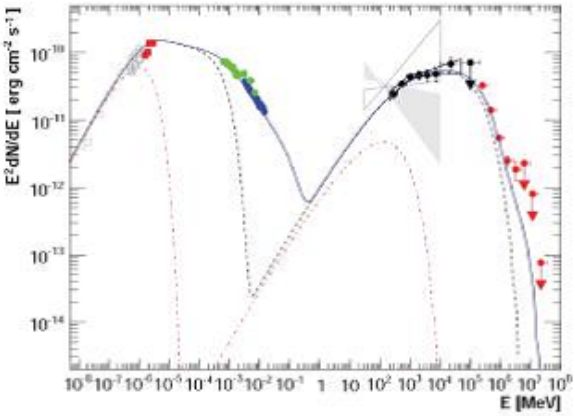


図 1.15: PSK2155-304 の多波長スペクトル

1.3.5　ガンマ線バースト

ガンマ線バースト (Gamma Ray Burst, GRB) は、$10^{53}erg$ にも及ぶエネルギーを数秒から数十秒で解放するという宇宙最大の爆発現象である。GRB からの電磁波の放射は数百秒の間に主に MeV 帯域で起き、それを即時放射という。その後ジェットと周囲の物質との衝突による電子加速に由来すると思われる残光放射が、電波から X 線に亘る広い波長で数日間観測される (図 1.17)。GRB の即時放射のスペクトルは多種多様であり (図 1.18)、その放射機構は中心駆動天体やジェットの形成メカニズムなどと合わせて未解明な部分が多い。しかし GRB が宇宙論的距離にあることや、即時放射の長さから 2 つの種族に分けられることなど徐々に判明してきた部分もあり今後の進展が期待される。

また Fermi 衛星により、MeV の即時放射に少し遅れて GeV の放射があることも確認された (図 1.19)。これが即時放射と同じ機構により放射されているのか、残光放射によるものなのかは議論が分かれている。このスペクトルには GeV より上のエネルギーにおいても有意な減衰は見られず、TeV 領域まで伸びているといわれている。しかし Fermi 衛星では有効面積の問題で $sub-TeV$ 領域の統計は不十分であり、また地上のチェレンコフ望遠鏡ではいまだ観測例はない。次世代チェレンコフ望遠鏡による TeV 領域の観測で理解が深まることに期待されている。

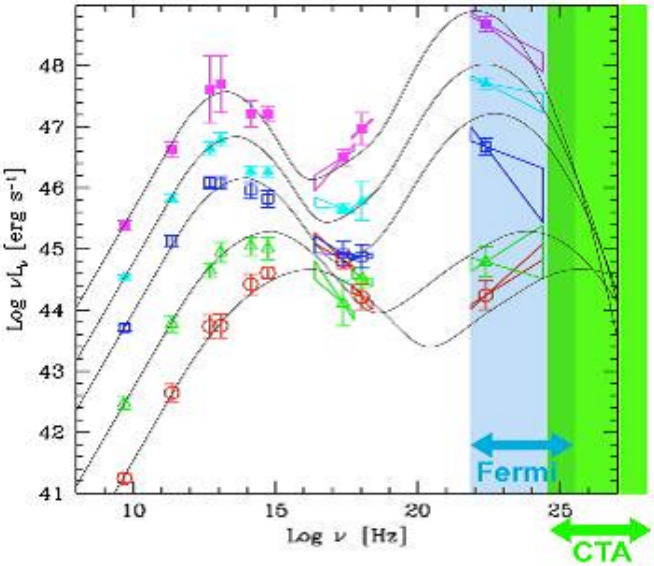


図 1.16: 典型的なブレーザーの放射スペクトル

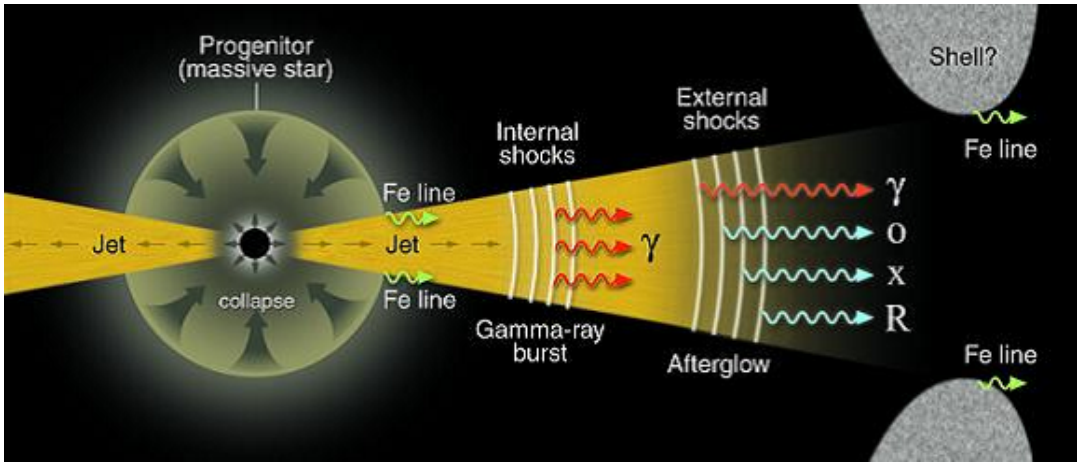


図 1.17: GRB のイメージ図

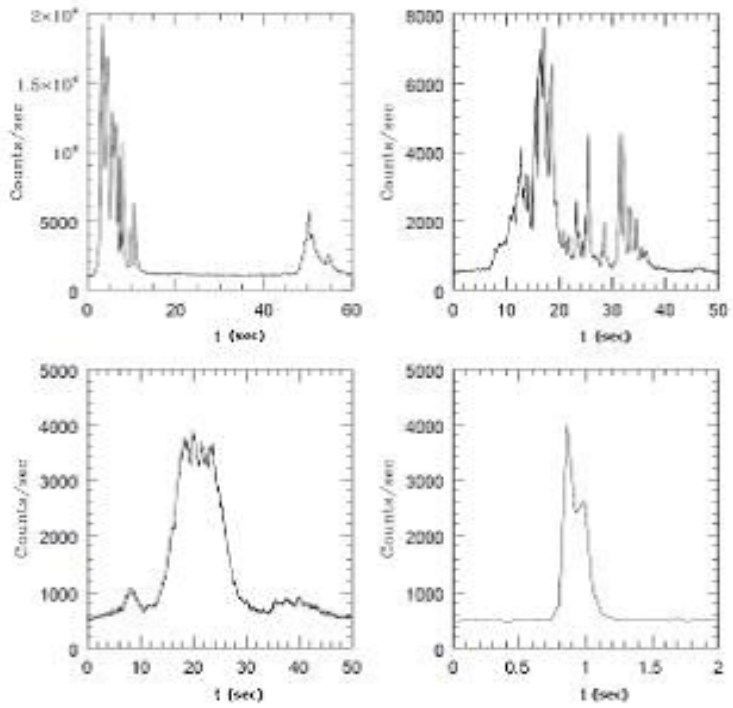


図 1.18: Fermi 衛星による GRB0800916C のスペクトル。いずれも右上は最初の 15 秒の切り出し。

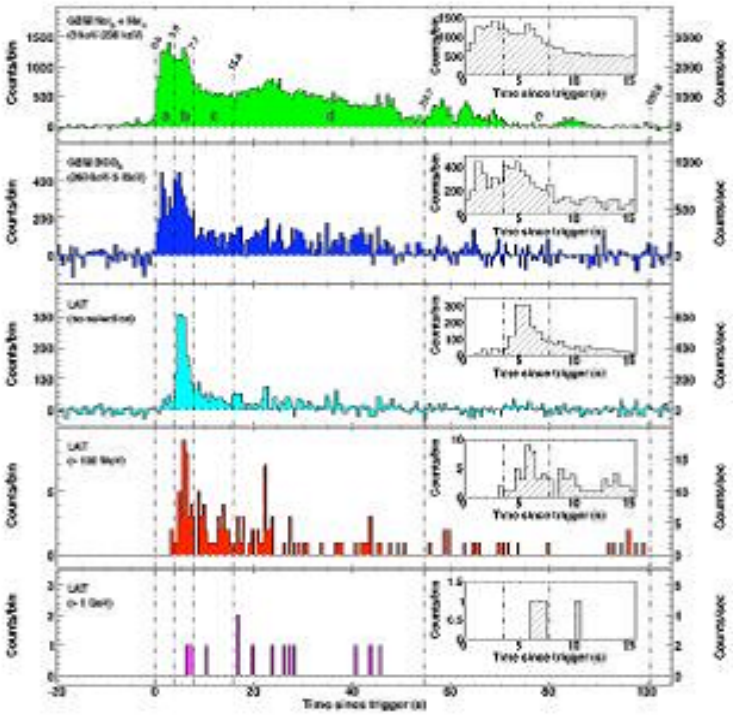


図 1.19: BATSE による GRB の即時放射スペクトルの例

第2章　チェレンコフ望遠鏡

ガンマ線は大気に遮られ地上まで到達しないため、気球や人工衛星による観測が基本となる。しかし 100GeV を超えるようなエネルギーの場合は、入射頻度が少ないので小型の検出器では観測が難しくなる。そこで 10GeV 以上のガンマ線の観測には、地上の望遠鏡を用いて大気チェレンコフ光を捉える手法が用いられている。ここでは、大気チェレンコフ光を用いた高エネルギーガンマ線の観測方法について述べる。

2.1　空気シャワー

大気に高エネルギーのガンマ線や陽子等の宇宙線が入射すると、大気中の原子核と相互作用して二次粒子を生成する。生成された粒子はさらに反応して粒子を作り、大気中で粒子の生成が雪崩のように起こる。これを空気シャワーと呼ぶ (図 2.1)。

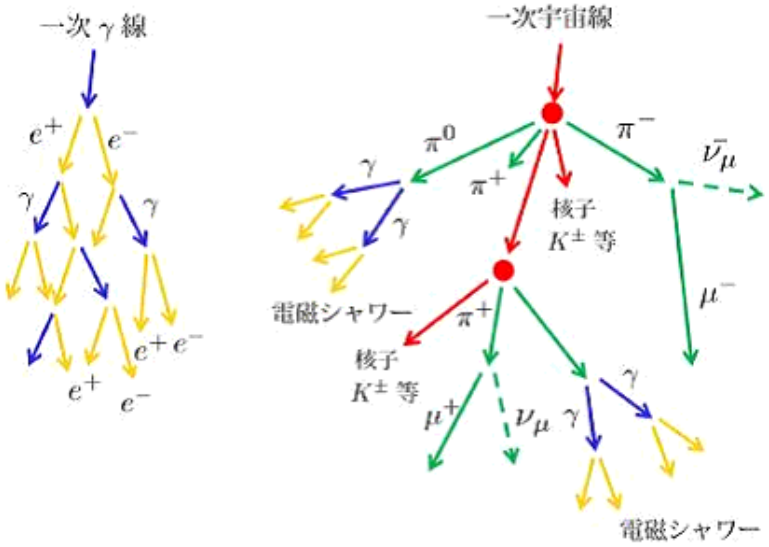


図 2.1: γ 線と陽子による空気シャワーのイメージ

ガンマ線による空気シャワーは、電磁カスケードによっておこる。まず入射した一次ガンマ線が大気中の原子核と反応して電子対生成を起こし、それにより発生した電子と陽電子は制動放射によって二次ガンマ線を作る。そしてこのガンマ線が再び電子・陽電子の対生成を起こすという過程を繰り返して空気シャワーが発達し、電子や

ガンマ線が指数関数的に増加する。これらの電子やガンマ線には一次ガンマ線のエネルギーが分配されており、シャワーの発達は各粒子のエネルギーがおよそ 84MeV になるところまで続く。84MeV になると大気の原子核との反応として、制動放射より電離損失が優位になるためシャワーの発達は止まる。

一方で陽子などの、ハドロン成分の高エネルギー宇宙線も空気シャワーを起こす。プロトンは大気中の原子核と強い相互作用を起こすことで、n_+、n_-、π^0 を生成する。π^0 は $1.78 \times 10^{-16} sec$ で 2 個のガンマ線に崩壊する。ガンマ線はその後電磁カスケードを起こし、それによりシャワーが発達する。また、荷電 pion は最終的に以下のように muon に崩壊する。muon の寿命は静止系で $2.2 \times 10^{-6} sec$ なのでほぼ地表に到達するが、エネルギーの低いものは電子やニュートリノに崩壊する。

$$\pi^+ \rightarrow \mu^+ + \nu_\mu \tag{2.1}$$

$$\pi^- \rightarrow \mu^- + \bar{\nu_\mu} \tag{2.2}$$

電子と陽子の空気シャワーの形状の違いは大きく 2 点ある。まず陽子の衝突距離が電子の放射長に比べて長い為、陽子はガンマ線より大気の深いところ、即ち低い高度で発達しやすいという点である。そしてもう一つは、陽子による空気シャワーでは二次粒子が横方向への運動量を持ち出す為、横方向に広がりやすいということである。その様子を Monte Carlo simulation した結果を図 2.2 に示す。この空気シャワーの発達の違いは、大気チェレンコフ望遠鏡においてガンマ線と陽子を判別する際に重要になる。これについては後述する。

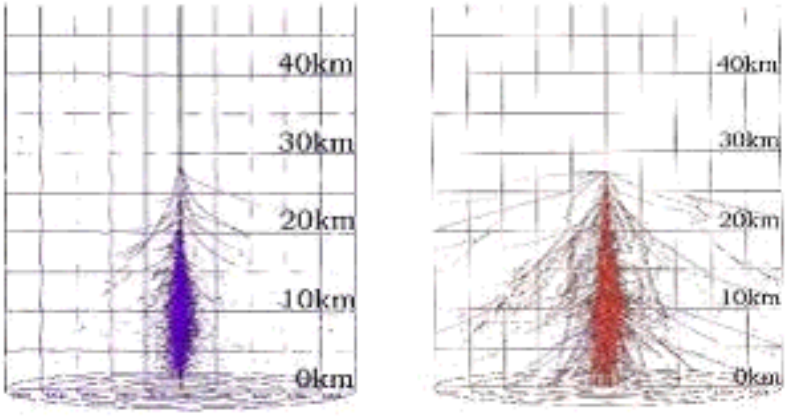


図 2.2: 空気シャワー発達の様子、左は 100Gev のガンマ線と右は 300GeV の陽子。

2.2 チェレンコフ光

真空中での光速を c とすると、屈折率 n の媒質中での光速は c/n となる。荷電粒子が媒質中をその光速である c/n より速い速度で通過するとき電磁波の放射が起きる。

これをチェレンコフ放射といい、その時に放射する光をチェレンコフ光と呼ぶ。誘電体中を荷電粒子が走ると、誘電体に分極が起こる。荷電粒子の速度 v が光速 c/n よりも十分遅い場合は、分極は荷電粒子を中心として対称になる為全体として放射は見えない (図 2.3(a))。一方で荷電粒子の速度が光速を超える場合には、粒子が自身で作る電磁場の伝達速度よりも速い為、粒子の前方には分極が起こらない (図 2.3(b))。その結果各双極子からの放射がある面に対して揃う為、全体としても放射が確認できる (図 2.3(c))。チェレンコフ光の放射には指向性があり、その放射角 θ はホイヘンスの原理により、式 2.3 と書ける。ここで β とは v/c であり、v は荷電粒子の速度を表わしている。

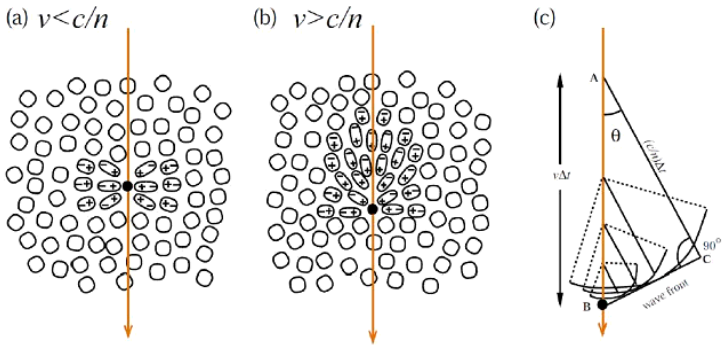


図 2.3: 媒質を通過する荷電粒子による分極の様子 (a)(b) チェレンコフ光の指向性 (c)

$$cos\theta = \frac{1}{n\beta} \tag{2.3}$$

前節で述べたとおり、10GeV 以上のガンマ線は大気中で電磁カスケードによる空気シャワーを生成する。このときに発生する電子が、主に可視から紫外の波長のチェレンコフ光を放射する。チェレンコフ光を放射できる電子のエネルギーの閾値は屈折率によって決まり、海抜 0m の大気中ではおよそ 21MeV である。

以上で述べたチェレンコフ光の放射角・エネルギー閾値・光子数はいずれも屈折率によっている。空気の屈折率は温度と圧力で決まり、大気において温度と圧力はおよそ高度によって決まる。放射角・エネルギー閾値・光子数について、図 2.4 に大気の高度による変化を示した。チェレンコフ光は、発生光度が高いほど放射角が小さくなる。そこに発生から地上までの光路差を考えると、地上 20km から 7km で発生した光は一様に半径 110m から 145m のリング内に落ちてくる。実際には電子が多重クーロン散乱を起こすため、それよりも外側に広がっていく。鉛直に入射したチェレンコフ光の広がりのシミュレーションの結果を図 2.5 に示す。この図が示す通り、光子分布が半径 150m 程度に集中していることに対し、陽子は不均一である。これは前節で述べた空気シャワーの発達の違いによるものである。

また、図 2.6 に一次ガンマ線のエネルギーによる光子の分布の変化を示す。この図が示す通り、ガンマ線によるチェレンコフ光の密度分布はエネルギーが変化しても一

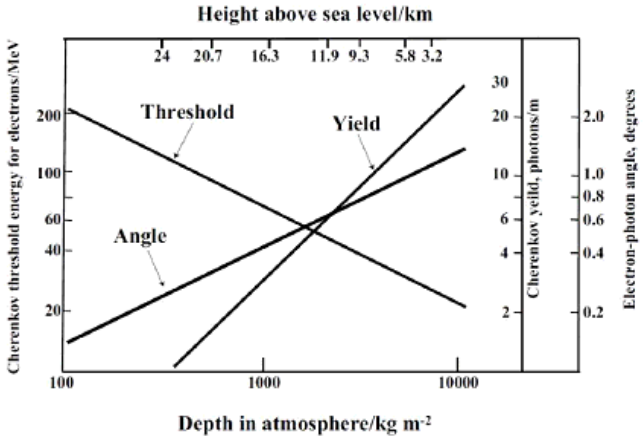


図 2.4: 高度に対する電子のチェレンコフ光の放射角、エネルギー閾値、光子数

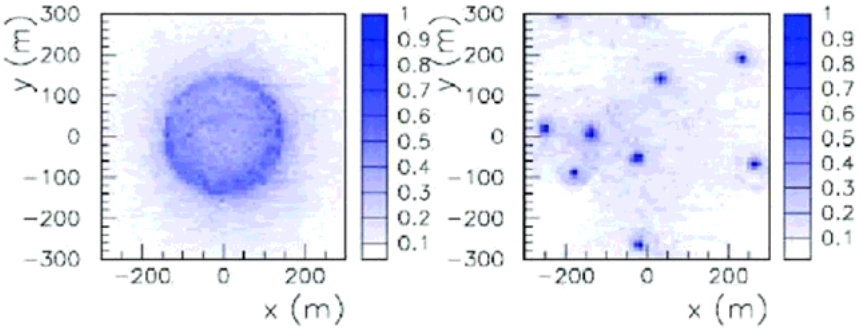


図 2.5: 鉛直に入射した粒子によるチェレンコフ光の地上での分布。(右)1TeV ガンマ線 (左)3TeV 陽子

様であり、その密度は一次ガンマ線のエネルギーによる。これはチェレンコフ光の密度さえ分かれば、その全てを捉えなくても一次ガンマ線のエネルギーが分かるということである。この事実は、地上でのチェレンコフ光の観測において非常に重要である。

2.3 望遠鏡

10GeV を超えるガンマ線は、チェレンコフ光の一部を捉えることによりエネルギーが測定できることを前節で述べた。そこで地上に望遠鏡を設置し、チェレンコフ光を通して高エネルギーガンマ線を観測するというのが大気チェレンコフ望遠鏡の原理である。例として図 2.7(b) に CANGAROO 望遠鏡の写真を示す。小型の球面鏡を並べることで大口径の放物面鏡を作り、チェレンコフ光を集光する。焦点面には光子を電気信号に変換する光検出器が並べてあり (図 2.7(a))、入射光の角度に対応する位置の光検出器に光が集まり信号を出す。前節にあるとおり空気シャワーからのチェレンコフ

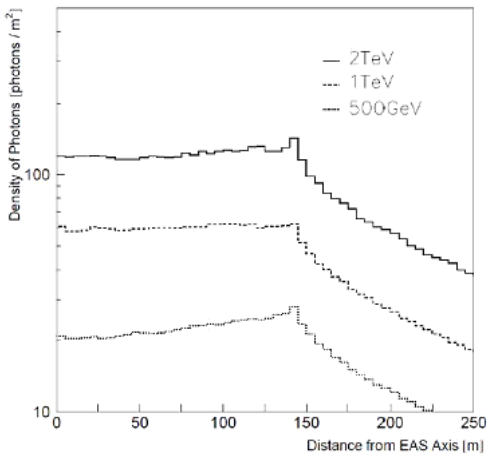
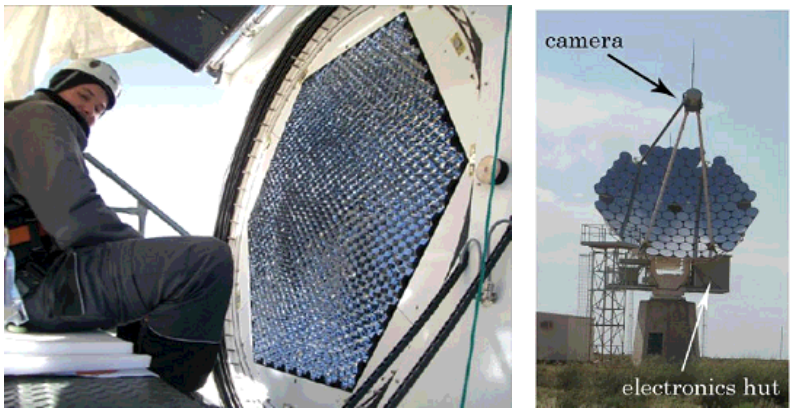


図 2.6: １次ガンマ線のエネルギーによるチェレンコフ光の分布変化

光は高度により放射角が変わるため、この光検出器のアレイに楕円状の信号を形成する (図 2.8)。この信号の形状により、ガンマ線と陽子のシャワーを区別することができる。このことは次節で詳しく述べる。また、光検出器には通常光電子増倍管 (Photo Multiplier Tube, PMT) が用いられる。



(a) MAGIC 焦点面検出器　　(b) CANGAROO 望遠鏡

図 2.7: 実際のチェレンコフ望遠鏡

2.4　イメージング法

チェレンコフ光を用いた高エネルギーガンマ線の観測において、バックグラウンドとして最も大きいものは陽子などのハドロンによる空気シャワーである。観測される空気シャワーのうち、実に 99% 以上が陽子によるものである。そこで大気チェレンコフ望遠鏡には、この陽子によるバックグラウンドを効率的に除去する方法が不可欠である。前節にあるとおりチェレンコフ光によるイメージは楕円状に広がり、これは

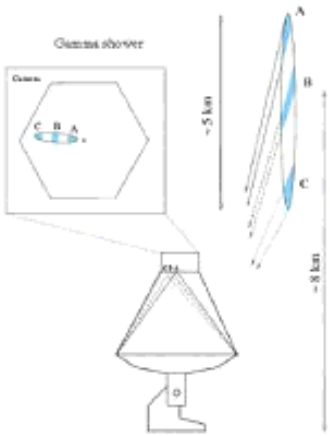


図 2.8: 空気シャワーからの信号のイメージ

シャワーの空間的発達をよく反映する。陽子によるシャワーはガンマ線に比べて横方向に発達しやすいので、この楕円のイメージも不均一になり散らばりやすい。これをより定量的に評価するため、楕円の像に対して定義した複数のイメージパラメータを用いる方法がアメリカの Whipple グループによって考案されている (図 2.9)。このうち特に放射源の位置と楕円の長軸の間の角 Alpha は、一次粒子の違いをよく反映する。シミュレーションの結果を図 2.10 に示す。また、muon もバックグラウンドとなる。その典型的なイメージを図 2.11 に示す。バックグラウンドについては、夜光の存在もまた重要である。日中の 100 万分の 1 程度ではあるが、夜間にも空が光を放っておりこれを夜光という。夜光の成分としては大気光、黄道光、星の光などがある。大気光は日中に紫外線によって励起された大気中の分子が放つ光であり、黄道光は黄道に沿った塵に太陽光が散乱されて起こる放射である。星野光は星や星間ダスト、銀河などが発する光である。夜光を除去するためには、タイミングによる除去と波形による除去が有効である。チェレンコフ光を捉えると複数の光子が光検出器に入射するのに対して、夜光の場合はほぼ光子 1 個である。そのため PMT の出力信号に対して閾値を設けることで、チェレンコフ光による信号のみに対してトリガーを生成することができる。さらにチェレンコフ光は複数の PMT にまたがった信号を形成するのに対し、夜光はほぼ 1 本の PMT にランダムに入射するため、隣接する PMT 同士のトリガーの同期をとることも効果的である。また、チェレンコフ光は 5ns 程度に集中するため、波形を取得して電荷の積分範囲を効率的に決めることでも、夜光による影響を抑えることができる。

2.5 ステレオ観測

高エネルギーガンマ線を観測する際に、エネルギーと並んで重要なのは到来方向の決定である。しかし 1 台の望遠鏡では、原理的に到来方向は決定できない。そこで現在の大気チェレンコフ望遠鏡では、複数の望遠鏡を用いたステレオ観測という手法

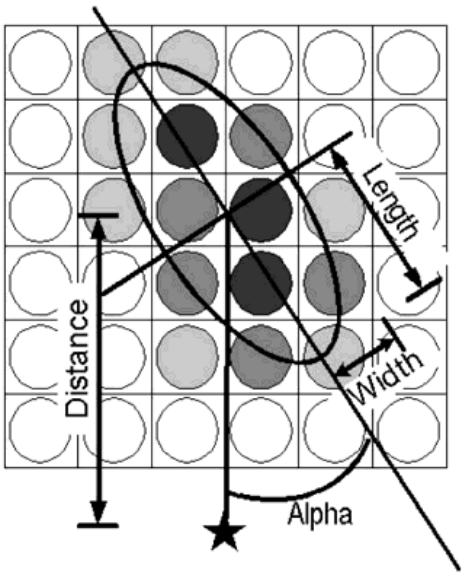


図 2.9: イメージパラメータの定義。○は PMT1 本を表わす

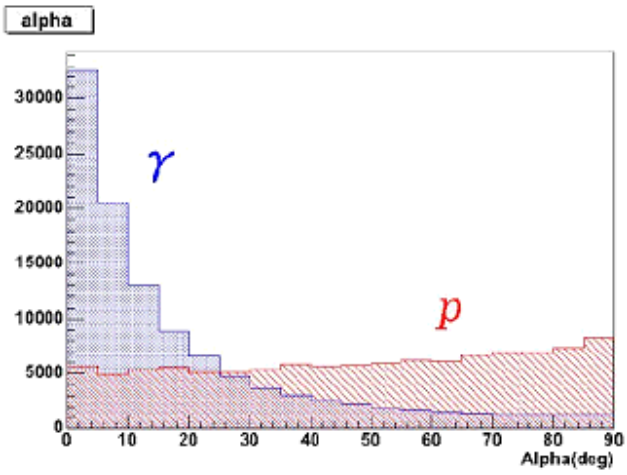


図 2.10: 1 次粒子の違いによる alpha の分布

を採っている。これは複数の望遠鏡での観測によりシャワーの到来角と到達地点を求めて、ガンマ線の到来方向を決めるというものである。その方法を以下に簡単に述べる。まず、同じ視野内での複数の楕円の像の長軸の交点を求める。この点がシャワーの到来角を示している。次に望遠鏡が設置されている地点を中心に視野円を描き、地面における長軸の交点がシャワーの到達地点となる (図 2.12)。これにより求めた到来角と到達地点を結ぶことで、ガンマ線の到来方向を一意に決定することができる。

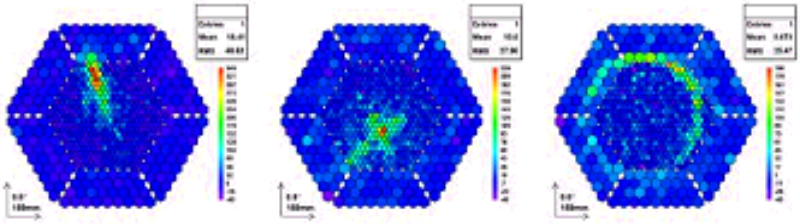


図 2.11: MAGIC による空気シャワーの典型的なイメージ。(左) ガンマ線 (中) 陽子 (右)muon

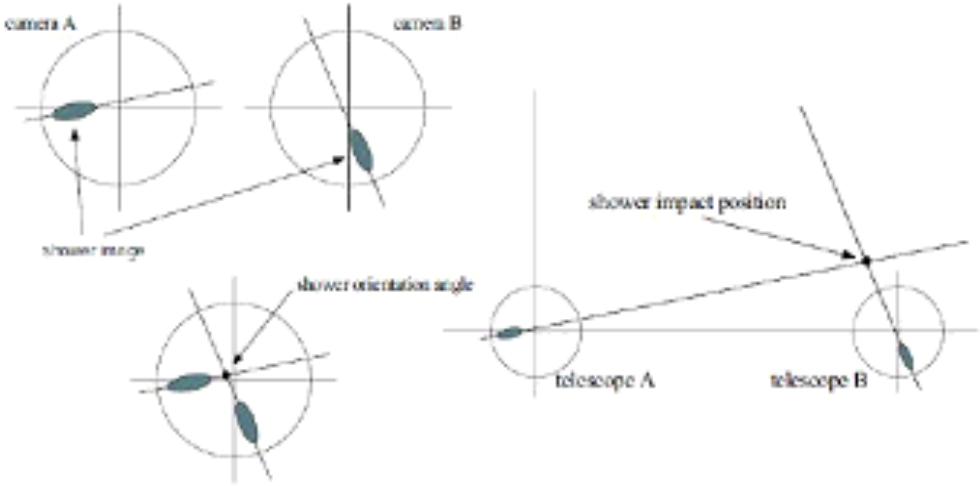


図 2.12: 到来角 (左) と到達地点 (右) の決定方法

第3章　CTA計画

CTA(Cherenkov Telescope Array) 計画は、次世代の大気チェレンコフ望遠鏡群の建設計画であり、日米欧 25 カ国の協力による世界でただ一つのものである。現行の望遠鏡に対して感度を 10 倍に向上させるとともに、観測可能なエネルギーレンジを 30GeV-100TeV にまで押し広げることを目指す。CTA では南北の 2 サイトに望遠鏡群を建設し、1 つのサイトに望遠鏡をおよそ 60 台建設することで、1TeV での有効面積を $3 \times 10^6 m^2$ にまで広げる。それに加えシミュレーションによれば、1 つのシャワーを平均 6 台の望遠鏡で捉える事が出来るようになる。これらのことから感度・角度分解能・エネルギー分解能を現行の望遠鏡から飛躍的に高めることができる。エネルギーレンジは、大中小 3 種類の望遠鏡を建設することで広げる。低エネルギーのガンマ線は発達するシャワーからのチェレンコフ光が少ないため、大きい望遠鏡で捉える。逆に高エネルギーのガンマ線は光子が多く小さい望遠鏡で捉えられるが、到来頻度が少ない為広範囲に設置することで有効面積を稼ぐ。CTA は 2015 年建設開始・2017 年に部分的な稼働が始まり、2020 年に完成し全望遠鏡による観測が始まる予定でる。図 3.1 は、CTA の完成イメージである。

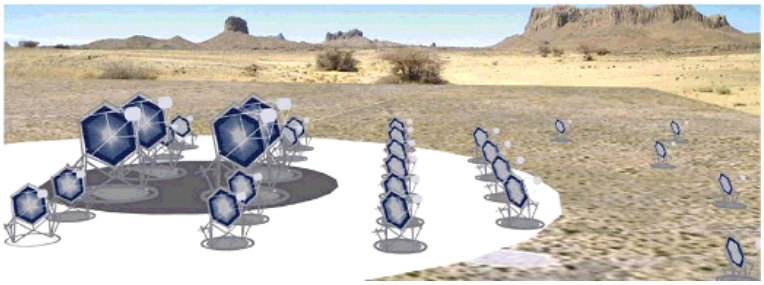


図 3.1: CTA 望遠鏡群の完成予想図

3.1　望遠鏡

CTA では幅広いエネルギーレンジを実現するために、口径の違う 3 種類の望遠鏡を建設する。大口径望遠鏡 (Large Size Telescope, LST) は口径 23m で 4 台建設され、20GeV-1TeV の低いエネルギーレンジをカバーする (図 3.2)。ガンマ線のエネルギーが低い為チェレンコフ光の光子数も少なく光学系は高反射率、高集光率、高検出効率が必要となる。同じ方向から同じタイミングでやってきた光子を焦点面に同時に入射

するために、鏡は放物面に配置される。焦点面の光検出器のピクセル数は凡そ 2300 個である。また、夜光の影響を最小化するために高速エレクトロニクスによる波形サンプリングを行う。さらに、GRB 等の瞬間的な現象を狙う為に望遠鏡自体が 20 秒で 180 °回転できるように設計されている。現時点で日本グループが開発したエレクトロニクスは LST に採用予定である。

中口径望遠鏡 (Middle Size Telescope, MST) は口径約 12m で 20-30 台建設される。観測するエネルギーレンジは 100GeV-10TeV である。銀河面や全天スキャンを効率よく行う為に鏡の配置は Davies-Cotton 型が考えられている。その為波形は原理的に 4ns 以上に広がる。光検出器のピクセル数はおよそ 2800 個となる。

小口径望遠鏡 (Small Size Telescope, SST) は口径約 7m で約 30 台建設される。1TeV-100TeV の最高エネルギー領域を狙うもので、銀河面が良く見える南半球のステーションにのみ設置される。鏡は MST と同様に 2 方式の配置が考えられている。焦点面検出器のピクセル数は約 1500 個である。各望遠鏡のパラメータを表 3.1 にまとめる。

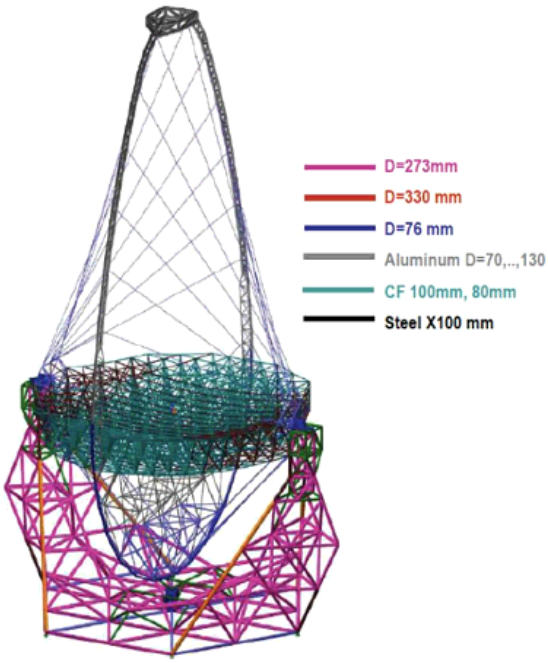


図 3.2: MPI 研究所設計の大口径望遠鏡 (LST)

3.2 要求仕様

感度 $10^{-14} erg/cm^2 s$

感度の向上には光子統計をためる必要があり、CTA はその莫大な有効面積で現行のチェレンコフ望遠鏡よりも全てのエネルギー領域において 10 倍の感度を目指す。特に 300GeV-3TeV では 50 時間の観測で 1mCrab($10^{-14} erg/cm^2 s$) の感度を達成する。図 3.3 は、50 時間の観測における CTA の目標感度曲線である。

表 3.1: 各望遠鏡のおおよそのパラメータ

	LST	MST	SST
口径 (m)	23	12	7
台数	4	20〜30	30
鏡の総面積 (m^2)	400	100	40
焦点距離 (m)	30	16	11
視野 (度)	5	8	11
光検出器のピクセル数	2300	2800	1500

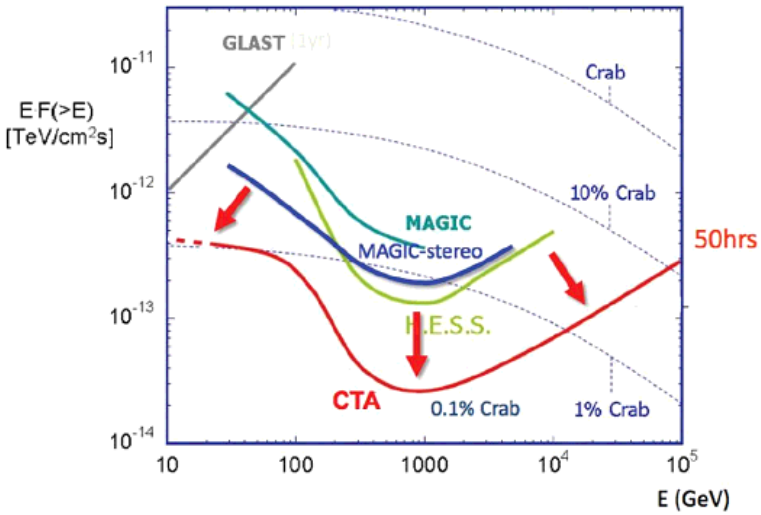


図 3.3: CTA の目標感度曲線

エネルギーレンジ　20GeV-100TeV

CTA では後述する 3 種類の望遠鏡を建設することにより、20GeV-100TeV の幅広いエネルギーレンジの観測を目指す。低エネルギー側では AGN,GRB 等の観測を行うことができ、高エネルギー側では宇宙線の加速起源天体の観測を目指す。

角度分解能　2arcmin

現行の望遠鏡は角度分解能が 6arcmin 程度であり、多波長の観測 (例えば X 線の SUZAKU 衛星) に比べて劣る。CTA では 1 つのシャワーを平均 6 台の望遠鏡でとらえることができるため、これを同等の 2arcmin 程度に向上させることができる。これにより、近傍天体の詳細な構造の研究などが可能になる。

時間変動する天体の最小時間ビン幅　10 秒

現行の望遠鏡により、いくつかの AGN から 2,3 分の時間スケールで変動するガンマ線のライトカーブが観測されている。CTA はその大有効面積・高感度によ

り 10 秒程度の時間分解能を持つことができる。これにより AGN, パルサーやさらには GRB などの急激に時間変動する現象を捉える事ができる。

エネルギー分解能 10%(1TeV 以上)

エネルギー分解能は、検出される光子数・シャワー発達の揺らぎ・シャワー再構築の誤差によって決まる。CTA では 1TeV のガンマ線に対して 10% のエネルギー分解能を持つ。これは現行の望遠鏡よりも 2 倍良い値であり、ほぼ理論的な限界に近付いている。

3.3 観測サイト

CTA は全天を観測するため、北半球と南半球にそれぞれ望遠鏡群を建設する。CTA の観測サイトには、ガンマ線のシャワー観測に最適な高度 2000-4000m に平坦な $1km^2$(北)・$10km^2$(南) 程度のエリアが必要となる。空気が乾燥していること、夜間の晴天率が 60-80% であること、人口光が夜光に比べて十分少ないことなどの条件も必要である。また風速も 10m/s 以上になると観測に影響を与えるため考慮する必要がある。それらの観測条件にアクセスやインフラ等を加味すると、候補地としては北半球ではカナリア諸島やメキシコ、南半球ではナミビアやチリ、アルゼンチンなどがある。現在衛星データの解析や現地調査がなされており、2013 年までに候補地が決定される予定である。

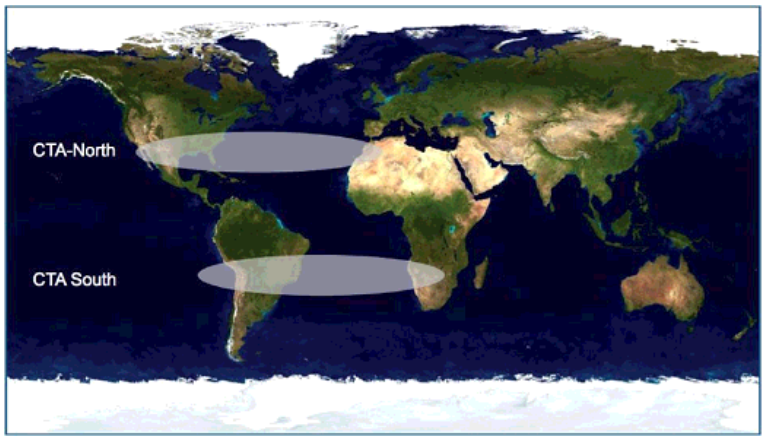


図 3.4: CTA の観測サイト候補地

3.4 反射鏡

CTA に必要な鏡には 85% 以上の反射率や 0.03 度のスポットサイズなどが求められる。また総面積はおよそ $10000m^2$ にもなる。これらを製造するために、現在様々な技術が提案され試作されている。従来の望遠鏡の反射鏡では多くの場合、ガラスを研磨

しアルミを蒸着するという方法が取られていた。しかしその方法を用いると、鏡を大型化した際にガラス材に厚みが必要となり、重量やコストの点で好ましくない。そこでアルミハニカムの両面にガラスシートを接着し、マスターモールドから曲率を写し取るような方法が考案されている。この方法では削る工程が存在しないため、比較的軽量・安価な鏡が製作できる。図 3.5 は、この方法を用いて日本で LST 用に試作されたものである。

図 3.5: LST 用ミラーの試作

3.5 焦点面検出器

CTA の望遠鏡の光検出器には、従来のチェレンコフ望遠鏡と同様に PMT を用いる。光電面には 1.5 インチスーパーバイアルカリが用いられ、ラインフォーカスダイノードは 8 段である (図 3.8)。有効波長は 300nm-600nm, 量子効率はピークで 35% 、アフターパルスは 0.05% 以下であることが求められる。CTA には合計で 10 万本以上の PMT が必要であるため、性能・コスト・量産能力等を考慮しながら PMT の選定がなされている。

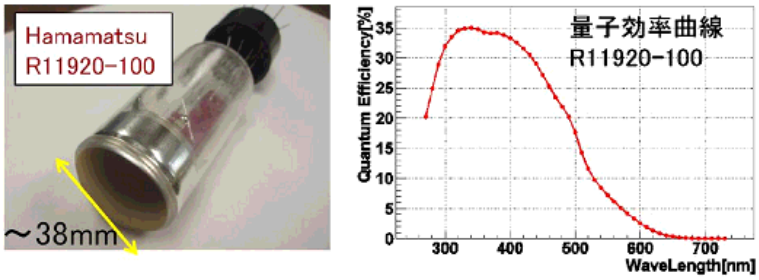


図 3.6: CTA 用 PMT(左) と量子効率曲線 (右)

また、PMT に高圧を供給する回路の設計・試作も行われている。図 3.7 は、Cockcroft-Walton 型の昇圧回路 (CW 回路) を用いた高圧生成基板を PMT に取り付けたものであ

る。5V の電源から最大 1.5kV の高圧を生成でき、40mW 程度の低消費電力が実現されている。

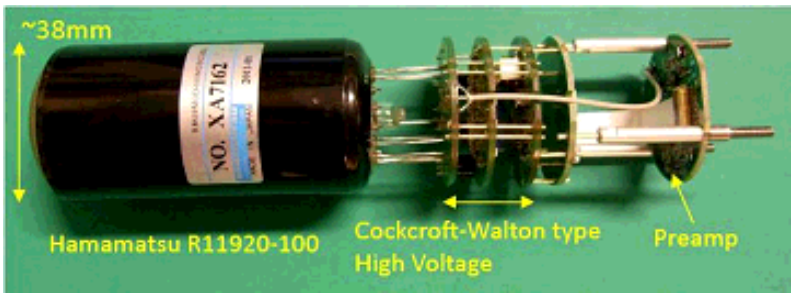


図 3.7: CTA 用 PMT と高圧回路とプリアンプ

3.6 エレクトロニクス

PMT からの信号を読み出すために、プリアンプ・スローコントロール基板・波形読み出し回路などのエレクトロニクスが必要となる。図 3.8 に日本グループが開発しているのブロック図を示す。

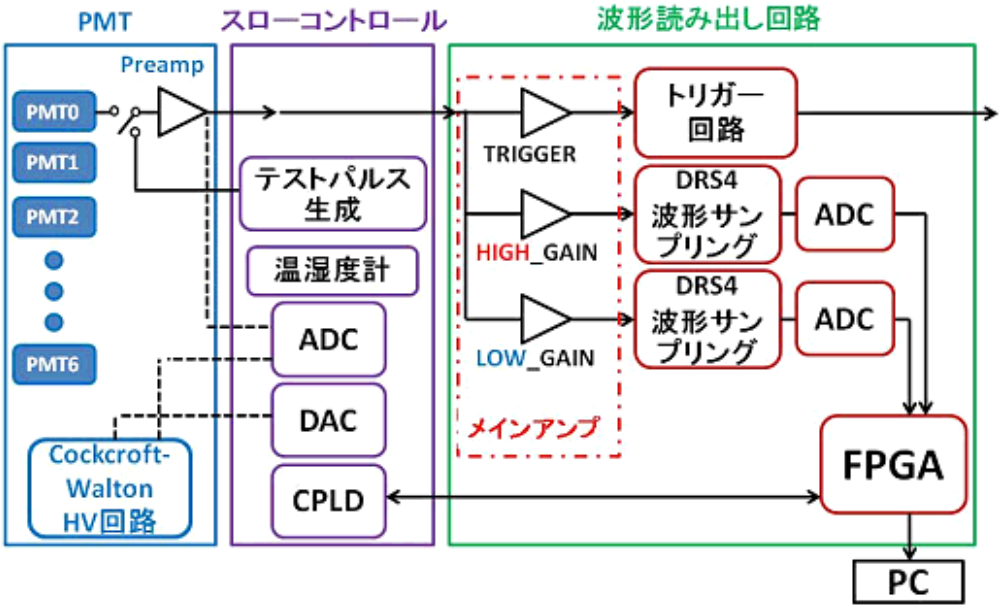


図 3.8: 波形読み出しのためのエレクトロニクス (ブロック図)

3.6.1　プリアンプ

PMT は寿命を延ばすために、ゲインが 4×10^4 倍程度で運用される。その場合、1 光電子 (photo electron,p.e.) に対する PMT の信号はおよそ 0.1mV と非常に小さくなる。そこでノイズに負けないように、PMT 出力の直後にプリアンプによって信号を増幅する必要がある。プリアンプには、2ns 程度の信号を通せる帯域幅や 1-1000 光電子程度の PMT 信号の幅での線形性、低消費電力などが求められる。例えば図 3.9 は日本で開発されたプリアンプである。

最終的には、スペイングループが開発した CTA 用の ASIC のアンプを使ったプリアンプが採用される予定である。図 3.10 が実際の写真で、まだ試験段階なのでボードタイプのままである。

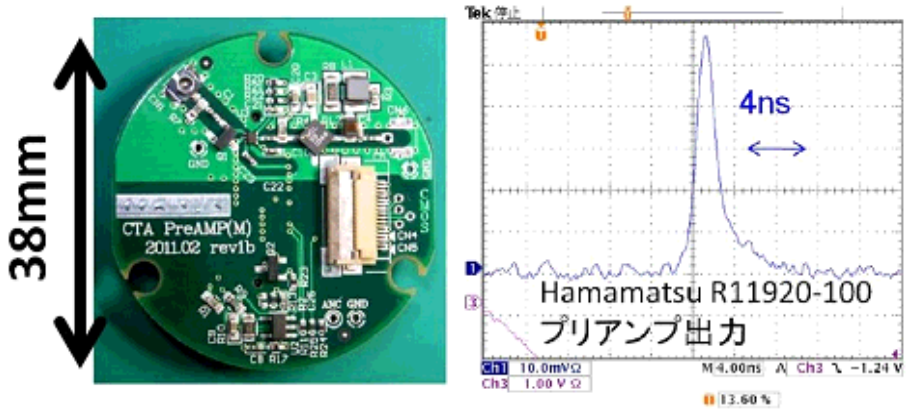


図 3.9: 日本で開発された Preamp(左) と出力波形例 (右)

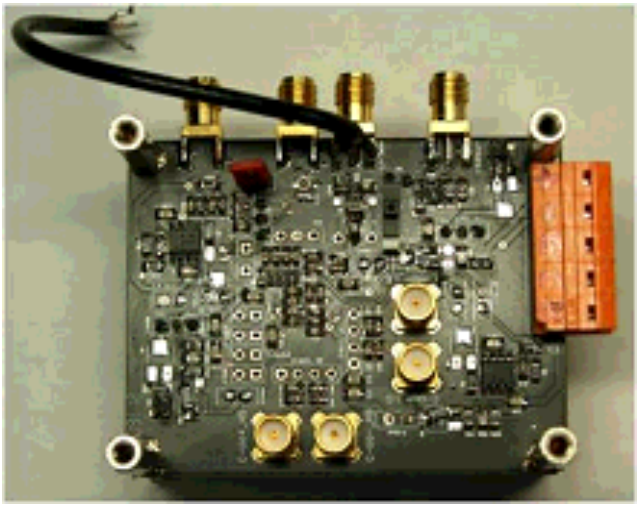


図 3.10: スペインが開発した ASIC が載っているプリアンプボード

3.6.2　スローコントロール

PMT にかける高圧はその後段に取り付けられるスローコントロール回路によって調整される。また、観測中に PMT の高圧やアノード電流、温度、湿度などをモニターするための機能も取り付けられる必要がある。図 3.11 は日本で開発された回路であり、PMT7 本が取り付けられる。日本で開発されたスローコントロール回路では、高圧調整用の DAC やモニター用の ADC は CPLD によって制御され、CPLD は波形読み出し回路の FPGA と通信するようになっている。また試験やキャリブレーション用にテストパルス生成回路も備えており、これも CPLD から制御される。現在アップグレード中で、望遠鏡搭載に向けた最終調整が行われている。

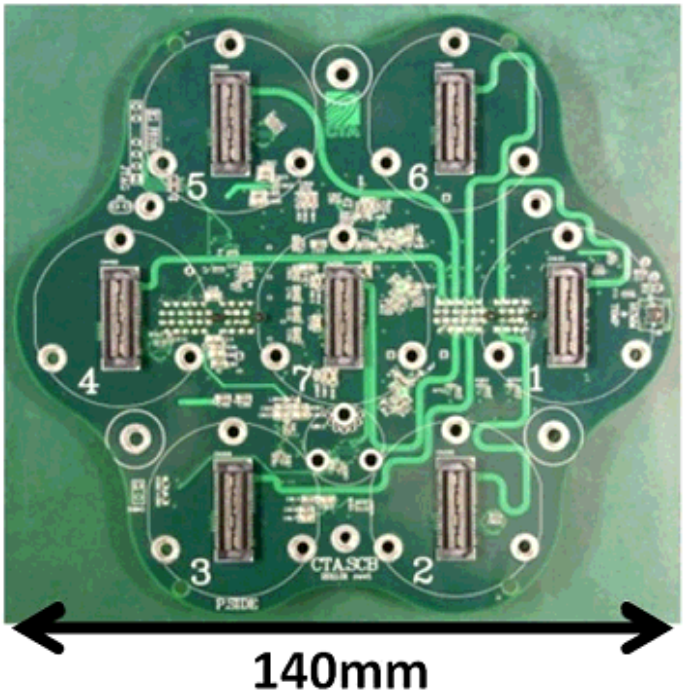


図 3.11: 日本で開発されたスローコントロール回路

3.6.3　メインアンプ

メインアンプに関しては、次章で詳しく述べる。

3.6.4　波形読み出し回路

PMT 信号からガンマ線のエネルギーを再構成するには、その電荷情報が必要である。しかし効率的に夜光ノイズを軽減するために、PMT 出力の波形を取得し適切な積分範囲を決める必要がある。

日本グループで開発中の回路は、1 枚の読み出し回路基板に 7ch 分の PMT をつける仕様になっていて、それを 1 クラスタと呼んでいる。開発当初はカードタイプで別途開発を進めていたメインアンプ等も現在は読み出し回路に吸収され、より望遠鏡搭載の現物に近づいている。

CTA では波形の取得方法について 2 通り考案されている。ここでは日本が採用している“ アナログメモリ方式 ”を説明する。

アナログメモリアナログメモリ方式

波形を記録するキャパシターを毎秒数百メガ～数ギガの速度でスイッチ切替えする方式であり、専用 ASIC が用いられる (図 3.12)。記録できる時間の長さは、キャパシター数 (128 から数千）と、サンプリング時間の積で決まり、数 μ 秒のトリガー遅れに対応できる。アナログメモリ外部のアナログ回路を使って、ピクセル毎のトリガーが生成されると、キャパシターへの波形記録をストップし、選択した時間範囲のキャパシターに蓄積された電荷を A/D 変換し、FPGA 内の FIFO に保存する。アナログメモリサンプリング方式を用いると、GHz 高速サンプリングが低コスト・低消費電力で実現できる。

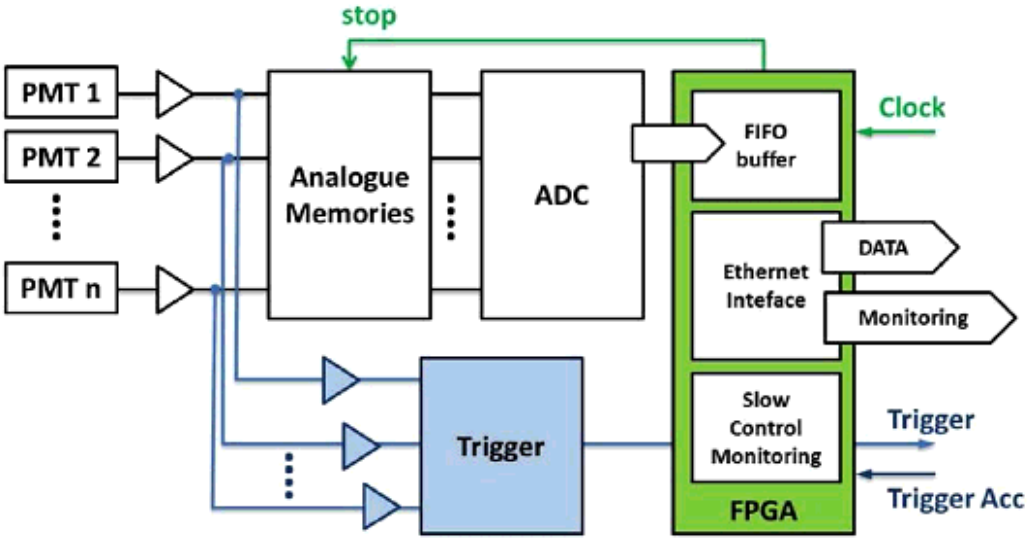


図 3.12: アナログメモリ ASIC を用いた波形記録システム

DRS4

アナログメモリには DRS4 という ASIC のチップを用いている。DRS4 には入力が 8ch あり、それぞれに対してキャパシタが 1024cell ある。そのキャパシタに順次電圧情報を記録していき、1024 番目の cell まで記録し終わると先頭の cell に戻る。この

ように各チャンネルに対して DRS4 は、アナログのリングバッファーメモリのように機能する。また、消費電力が 20mW/ch 以下と非常に小さい為、今回開発された回路には最適である。

図 3.14 に DRS4 のブロック図を、表 3.6.4 にデータシートによる基本的な性能を示す。サンプリングスピードは 700MHz-5GHz まで任意に変更でき、REFCLK に FPGA から与えるクロックを変更することで決定できる。現在 LST では 2GHz でのサンプリングが考慮されているため、開発した回路では REFCLK に 1MHz のクロックを入力することで 2.048GHz に調整している。

図 3.13: DRS4 チップ基本性能

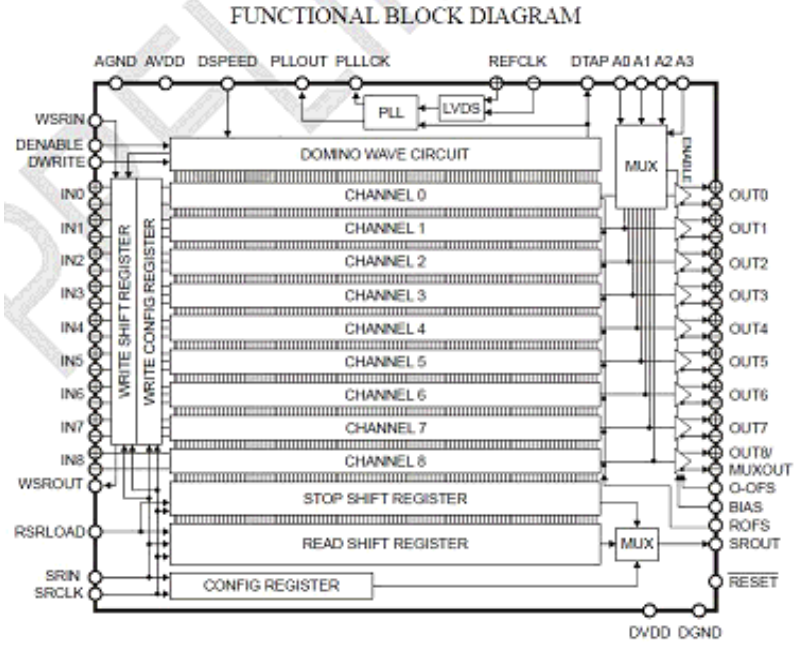


図 3.14: DRS4 チップブロック図

	データシート値
サンプリングレート	700MHz-5GHz
入力電圧レンジ	1Vpp(差動)
アナログ帯域	950MHz
消費電力	140mW/chip

3.6.5 トリガー

次々章で詳しく述べる。

第4章　メインアンプ

4.1　開発の背景

前章で述べた通り、我々が使用する PMT は長期間使用しても劣化しない様に比較的低い電圧が印可されている。そのため、PMT での信号の増幅率は 4×10^4 程度である。PMT から出力された電荷を電圧に変換するためプリアンプが PMT の後段に取り付けられているが、PMT の光電面から 1 フォトエレクトロンが放出された場合には、プリアンプの出力は精々0.1~0.2mV である (特に低エネルギーのガンマ線を狙う LST などでは PMT1 本に入射する光子が数個ということも珍しくない)。一方、波形をサンプリングする DRS チップで扱える最小の電圧は精々1mV である。従って、プリアンプと DRS チップの間に電圧を増幅する装置が必ず必要になる。またプリアンプから出力された信号は DRS チップに導かれると同時に、トリガー回路にも導かれる必要がある。そのため、プリアンプからの出力は最低 2 つに分岐されなければならない。以上の様な要求からプリアンプと DRS チップの中間にメインアンプと呼ばれる増幅器が必要となる。メインアンプは、プリアンプから出力された信号を数倍 ~10 倍程度に増幅すると同時に、トリガー回路にも信号を供給する役目を担う。

このメインアンプの開発は、CTA プロジェクトに日本より先に参加していたイタリアのピサグループが、先行していた。しかし、ピサグループが作った回路 (以下 Pisa 版) には幾つかの問題点があった。PMT からプリアンプを通ってメインアンプに入力される信号のパルス幅は 2.3nsec 程度であるため、メインアンプの周波数特性が低いと信号が減衰してしまう。そのためメインアンプには、周波数帯域の高いアンプが必要であった。そこで当時の Pisa 版はアナログ帯域やスルーレート等の性能が優秀な市販の IC(後述するが ADA4927 を 6 個) を使っていたが、そのせいで消費電力がとても大きかった。エレクトロニクスの消費電力は 2.0W/ch に抑える必要があるが、表 4.1 の通りその要求を当時は満たしていなかった。そこで、できる限り各パーツの消費電力を抑えることが必要となり、比較的消費電力を下げやすいメインアンプ回路の新規開発を日本グループも始めた。開発は山形大学が中心となって、KEK(高エネルギー加速器研究機構) と京都大学の協力のもとで行なわれた。特に KEK は OSC(Open Source Consortium) という大学や教育機関への技術提供を目的としたシステムを構築しており、細かな回路設計の部分において大きな協力を頂いた。

表 4.1: Pisa 版を使った場合の検出器から読み出し回路までの消費電力 (2012 年初め)

項目	データシート値
プリアンプ	240[mW/ch]
メインアンプ (Pisa)	870[mW/ch]
トリガー生成回路 (Pisa)	360[mW/ch]
DRS4+ADC(JP)	430[mW/ch]
FPGA[想定](JP)	570[mW/ch]
合計	2.5[W/ch]

4.2 メインアンプの概要

シミュレーション等によって必要とされる性能が明確になるに従って、要求仕様も徐々に変化していく。以下の表 4.2 は、2013 年 2 月時点における我々が開発すべきメインアンプの主な要求仕様である。現時点ではこの要求仕様に沿って、自分はメインアンプの開発を進めている。

表 4.2: 2013 年 2 月現在でのメインアンプの要求仕様。

項目	パラメータ
アナログ帯域	300MHz 以上
ダイナミックレンジ	1p.e〜1000p.e.
消費電力	400mW 程度

まず PMT から出力される信号は半値幅 2.3nsec 程度 (信号幅は 5nsec 程度) になるので、その様な高周波の信号を増幅するには、アンプの周波数帯域が 300MHz は必要となる。また LST 望遠鏡のエネルギーレンジは 20GeV から 1000GeV 程度である。その時に 1 本の PMT には、1 フォトンから数 100 フォトン程度の信号が入射する可能性がある。そのため、アンプのダイナミックレンジは余裕をみれば 1000 程度を目指す必要がある[1]。しかし通常このような広ダイナミックレンジを一系統の回路で確保することは難しい。そのため PMT 信号を増幅率の異なる 2 つのラインに分岐させてダイナミックレンジを稼ぐという方法を採用した。2 つのラインのうち、小信号を大きく増幅するラインを HIGH_GAIN と呼び、逆に大きな信号を減衰するラインを LOW_GAIN と呼ぶ。またトリガー回路に導かれるラインをトリガーラインと呼んでいる。基本的にプリアンプから来た信号はメインアンプで 3 つに分岐される。またメ

[1]ただし、この要求仕様は 2013 年 2 月時点でのもので Version1 開発時の仕様ではない。理由は定かではないが、Version1 開発時は CTA の上層部から 10000(0.2p.e.-2000p.e.) というダイナミックレンジの要求仕様を与えられていた

インアンプで極力ノイズが乗らないようにするには、シングルエンド (グランドに対して信号が定義される) よりもディファレンシャル (+端子と－端子の電圧差によって信号が定義される) として信号を扱った方が有利であるため、メインアンプではディファレンシャル回路を採用している。

メインアンプの要求仕様に対して、オーバースペックにならずできるだけ低消費電力を心がけて設計を行う必要がある。ただし、メインアンプ単体でキッチリ何 W に消費電力を抑える様にしなければいけないという縛りは特に無かったため (エレクトロニクス全体に対しては 2W/ch)、アナログメモリや ADC 等の部品でどの程度の電力が消費されるのかを絶えず把握しながら、自ら全体の仕様に沿うようにメインアンプの開発を進めた。その結果、現在ではメインアンプとしておよそ 400mW 程度の電力を消費できるという計算になっている。

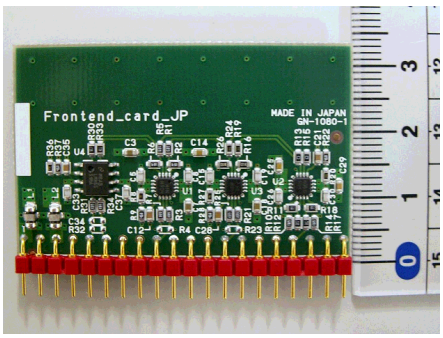
以下に自分が開発したメインアンプ回路の詳細をバージョン毎に分けて説明していく。最初に開発した回路 (v1) から変更・改良を続けて、現在ではバージョン 4(v4) までアップグレードしている。

4.3 開発した回路の詳細

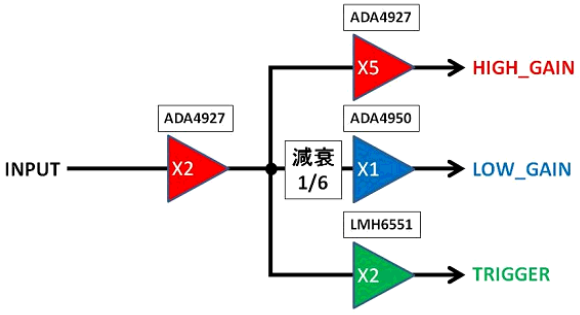
4.3.1 メインアンプ v1

設計の方針

図 4.1 がメインアンプ ver1 の写真とブロック図である。写真を見ると基板に空きスペースがかなりありもったい無く感じるが、最初は Pisa 版が作っていたメインアンプカードの大きさに合わせて、互換性を持たせることが重要視されたからである。図4.2は、バージョン1の詳細な回路図である (`http://cta.scphys.kyoto-u.ac.jp/`



(a) メインアンプ ver1 写真



(b) メインアンプ ver1 ブロック図

図 4.1: メインアンプ ver1

`Internal/ELEC/index.php?plugin=attach&pcmd=open&file=FRONTEND_CARD_20101006.pdf&refer=Frontend_card-JP`)。プリアンプから出力された信号はシングルエンド

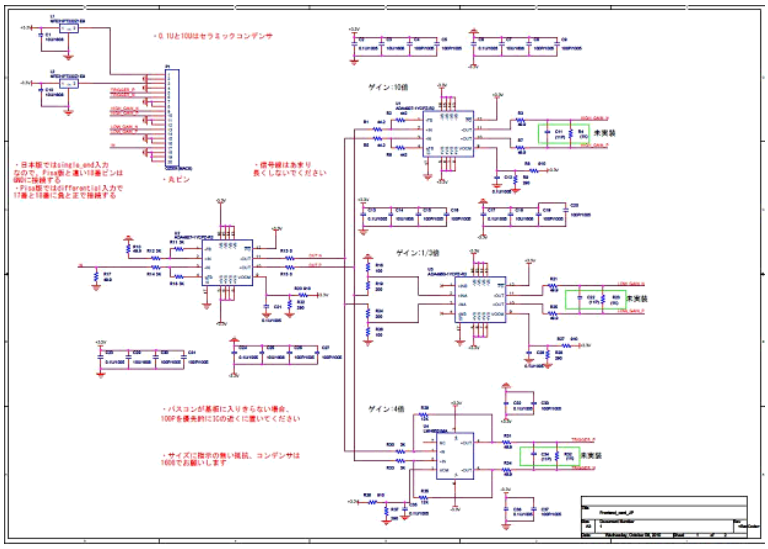


図 4.2: バージョン 1 の回路図。

の信号であるが、まず初段の IC(ADA4927) ですぐに信号がディファレンシャルに直されて、2 倍に増幅されている。そして、その後信号は 3 つに分かれる。HIGH_GAIN ラインでは、その後信号は ADA4927 により理論値として 5 倍 (オペアンプに取り付けられている外付けの抵抗値の比率が 5 倍) に増幅される。LOW_GAIN ラインでは、信号が抵抗分割によって 6 分の 1 に減衰され、その後 ADA4950 により理論値として 1 倍に増幅される (単にバッファーとしての役割をしている)。TRIGGER ラインでは、LMH6551 というオペアンプによって信号が理論値で 2 倍される。以上で説明したように本バージョンでは ADA4927、ADA4950、LMH6551 という 3 種類のオペアンプが使用されている。各々の場所で違ったオペアンプが使われているが、それには理由がある。ADA4927 というオペアンプは非常に周波数特性がよく、これを使えれば性能的には何も問題はない。しかしながら、消費電力が大きいという欠点がある。しかし、HIGH_GAIN ではオペアンプを使って大きく信号を増幅しなくてはいけないので、あえて ADA4927 を使った。また信号を 3 つに分岐する際にも ADA4927 が使われているが、ADA4927 であれば 3 系統をドライブする能力があるからである。一方 ADA4950 はバンド幅に不安はあるが、消費電力はとても低い。増幅は固定値 (G=1,2,3) で細かい変更はできないが、LOW_GAIN ラインは抵抗分割でゲインを調整するので、ディスクリートな増幅率しか得られなくても問題はない。そこで、できるだけ消費電力を抑えるために LOW_GAIN ラインでは ADA4950 が採用された。LMH6551 は上記 2 種類と比べると性能は大きく劣るが、TRIGGER は HIGH・LOW 程波形情報は重要ではないと思われた (後に必ずしもそうではない事が分かった)。そのため、周波数特性は低いが消費電力が非常に低い LMH6551 を採用した。各々の IC の重要なスペックは以下の表 4.3 にまとめておく。

結局メインアンプに入力された信号は、HIGH_GAIN ラインで、理論的にはおよそ

表 4.3: 使用 IC の主な性能

	ADA4927	**ADA4950**	**LMH6551**
バンド幅	2.3GHz	750MHz	370MHz
スルーレート	5000V/μsec	2900V/μsec	2400V/μsec
電圧ノイズ	1.4nV/ $\sqrt{Hz}$	9.2nV/ $\sqrt{Hz}$	6.0nV/ $\sqrt{Hz}$
供給電圧	± 3.3V	± 3.3V	± 3.3V
消費電力	145mW	70mW	110mW
Single to diff.	可	可	可

10 倍、LOW_GAIN ラインでは理論的には 3 分の 1 倍、TRIGGER ラインでは理論的には 4 倍になる予定である。この増幅率は以下の様な考え方で決定した。まず version1 開発時は、今より一桁高い 10000(0.2p.e.-2000p.e.) というダイナミックレンジが要求されていた。0.2p.e. はプリアンプ出力でおよそ 0.28mV 相当になると考えられていた。従って HIGH_GAIN ラインで増幅すれば、2.8mV 程度になる。従って 1p.e. の信号は 14mV 程度になり、十分ノイズと分離できると考えて、10 倍という増幅率を選んだ。また逆に 2000p.e. という信号は、プリアンプアウトで 2.8V 程度になる。一方で DRS4 チップは 1V 程度までの信号しか扱えないので、信号を 3 分の 1 にする必要があった。トリガーラインで 4 倍の増幅率に設計した理由は、トリガー回路で 1mV 程度のスレッシュホールドを設定できるであろうと考えて、0.28mV(0.2p.e.) がスレッシュホールドぎりぎりになるようにしたかったからである (しかし、その当時はトリガー回路がどの様なものになるのかよく分からなかったため、明確な方針があった訳ではない)。

試験結果

設計した回路の回路図を作り、ジーエヌデーという会社にその回路図を送って、実際の回路を製作してもらった。そして、その回路のテストを行った。まず、要求仕様である周波数帯域を測定する必要があったが、それには高い周波数の信号を出力できるパルサーが必要である。しかし、その設備は山形にはないので version1 の帯域データを取得する事はできなかった。そこで、以下に説明するダイナミックレンジの測定を行った。

本来であれば、本物の信号 (CTA で使われる PMT からの信号をプリアンプに入力し、プリアンプからの出力信号) をメインアンプに入力し、メインアンプの出力を調べる必要がある。しかしその様な事は非常に難しい。本物の信号の代わりに波形が似ている疑似パルサーを使ってテストするのが妥当であるが、その当時はそれさえもできなかった。そこで、とりあえず正弦波を出力できるパルサーからの信号をメインアンプ v1 に入力し、その出力をオシロスコープで観測するという非常に簡単なテストだけを行った。その結果、図 4.3 の様な結果を得た。横軸はメインアンプに入力した

信号の入力電圧であり、縦軸がメインアンプからのそれぞれの出力信号である。青い点が LOW_GAIN ラインの出力であり、赤い点が HIGH_GAIN ラインの出力である。この図の横軸も縦軸も log で標記されているため、入力信号と出力信号が線形の関係があるのなら、この直線は 45 度の直線になるはずである。図 4.3 の HIGH_GAIN データを見ると、入力信号が 20mV 程度から約 400mV 程度までは直線の傾きがほぼ 45 度であり線形性があるが、400mV 以上では明らかにサチュレーションしているのが分かる。また線形性が存在する領域での増幅率をこの図から調べるとおよそ 10 倍弱である事が分かった。このデータで 20mV 以下の信号が存在していないのは、信号を入力したパルサーが 20mV 以下の振幅の信号をちゃんと出力できなかったためである。しかし、少なくとも数 10mV 程度の入力信号はノイズに埋もれず観測されていた。仮に 0.28mV の入力信号よりもメインアンプのノイズが小さければ、HIGH_GAIN によって、400mV 程度までの入力信号に対して、信号を 10 倍に増幅できるはずである。しかし実際は、DRS4 が扱える信号の上限値は 1V 程度なので、HIGH_GAIN ラインは 100mV 程度までの入力信号を扱う事になる。次に LOW_GAIN データを見ると、先ほどの HIGH_GAIN ラインでは 100mV までの入力信号を扱っているので、それ以上の信号をちゃんと扱えることが必要となる。しかし、LOW_GAIN のデータを見ると、45 度の傾きを持っている範囲は 1600mV 程度までであった。それ以上の入力信号は明らかにサチュレーションの傾向が見える。また線形性のある領域では、増幅率は確かに 3 分の 1 倍程度になっており、設計通りであった。

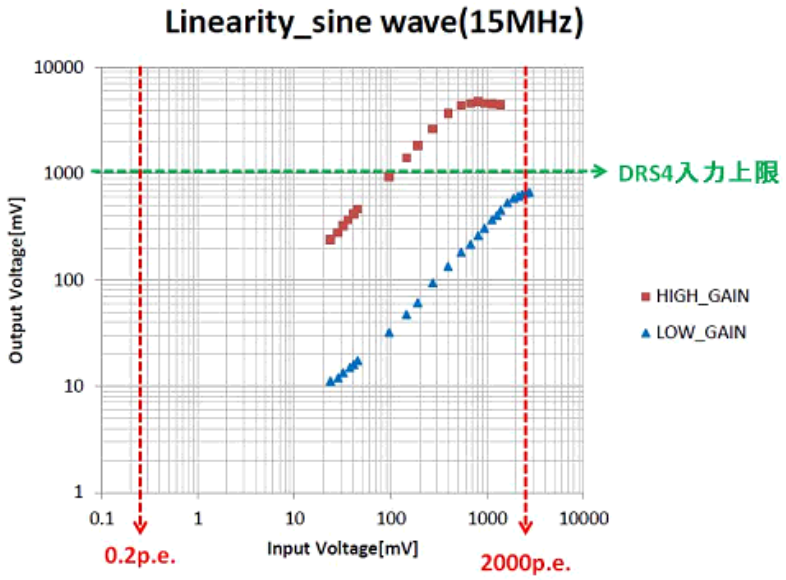


図 4.3: メインアンプ ver1 の線形性

また消費電力を測定したところ、429mW/ch だった。IC のデータシート値からすると 470mW 程度になると予想していたが、何も信号を入力していない状態では低かった。実際に大きい信号が入れれば電力は増えているので、最大消費電力という意味では確かに 470mW/ch という値になった。

次期バージョンに向けた問題点の改善

メインアンプ v1 は私の初めての回路設計になるわけだが、凡ミスを複数してしまった。単純なミスを以下にまとめるが、細かくチェックすれば全てが容易に避けることが出来るミスなので猛省した。

- INPUT の極性 (+,-) を間違えていた。今回のテストでは正しい極性の方に無理矢理導線でつなげることで対応した。次のバージョンの設計の折には、間違えないようにした。
- INPUT コネクタのピンアサインメントを間違えた。バージョン 1 は Dragon ボードに刺して使う。従ってメインアンプのピンアサインと Dragon ボードのピンアサインが合っていなくてはいけない。しかし、よく調べたら間違えていた。今回のテストでは、ピンをカットして無理矢理導線でつなげることで対応したが次回から改善する必要があった。

次に LOW_GAIN ラインが 1600mV の入力信号までしか扱えなかった原因を考えた。原因は図 4.1(b) から、初段の ADA4927 にあると考えられる。LOW_GAIN ラインは最初に信号を 2 倍に増幅した後で、信号を 1/6 に減衰しているので入力信号が最初に 2 倍された時点で、オペアンプの電源電圧である ±3.3V を超える事ができない (オペアンプの出力信号はオペアンプの電源電圧を越えることはできない)。そのため、LOW_GAIN ラインからの出力は、±1.1V(差動で 2.2V) 以上の信号を出力できないのである。この問題を回避するには、初段の増幅を通さないで最初から入力信号を減衰させる必要がある。Version2 へのアップグレード時には、最低限この問題を解決するために、Version1 を使って初段の ADA4927 を通らずに LOW_GAIN のラインへつながったセットアップを模擬的に組み上げ、試験する必要がある。そこで Version1 の入力部分のパターンをカットして導線で無理矢理 LOW_GAIN の入力部分につなげて初段の ADA4927 を避けることによって LOW_GAIN のサチュレーションを防ぐ案を考えた。その状態で線形性の再試験をした。図 4.4 がその結果である。確かに 2800mV の入力信号でも LOW_GAIN の信号はサチュレーションをしていない。そして、DRS4 が受け付ける上限電圧以内に収まっている事が確認できた。

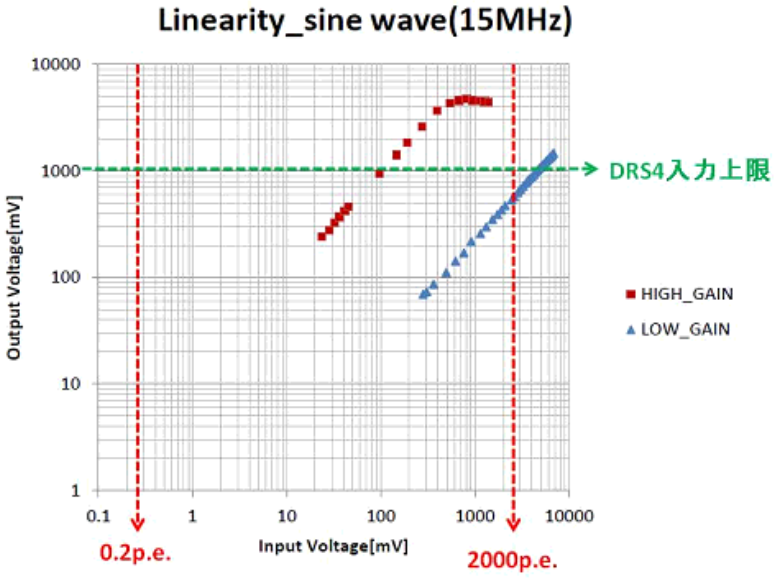


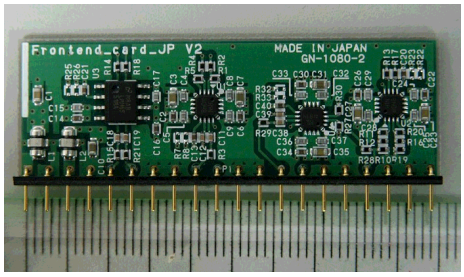
図 4.4: メインアンプ ver1 の線形性、LOW 修正済

4.3.2 メインアンプ v2

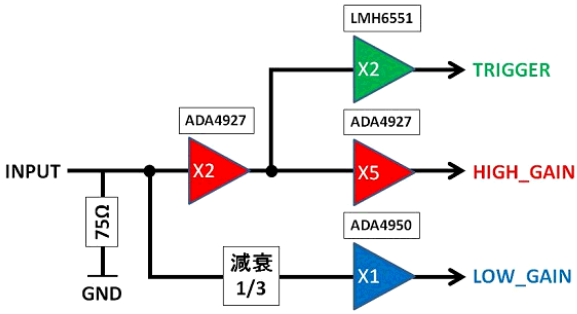
設計

図 4.5 がメインアンプ v2 の写真とブロック図である。実はバージョン 1 よりももっと小さな基板に回路が集積されている。バージョン 1 ではなるべく Pisa が製作したメインアンプと互換性を取るために、基板のサイズを同じにしていたが、できるだけコンパクトにする方が優先されたために、このサイズとなった。また簡単に信号の流れを追うと、プリアンプを通った PMT 信号が初段の ADA4927 に入る前に HIGH、TRIGGER 側と LOW 側に分岐して各々増幅・減衰されている。これは、バージョン 1 の問題点を克服するための工夫である。

また図 4.6 は、バージョン 2 の詳細な回路図である (`http://cta.scphys.kyoto-u.ac.jp/Internal/ELEC/index.php?plugin=attach&pcmd=open&file=frontend_card_jp_ver2_110131.pdf&refer=Frontend_card-JP`)。バージョン 2 のブロック図にも示されている様にバージョン 2 の入力部分には新たに 75Ω の抵抗が挿入されている。これはバージョン 2 で新たに生じた入力インピーダンスの整合に関しての問題である。version1 では INPUT 部分から 1 つの IC にしかつながっていなかったが、version2(図 4.5(b)) では IC2 つにつながっている。これによりインピーダンスマッチングを考え直す必要があった。プリアンプの出力インピーダンスは 50 Ω固定であるため、信号の反射を避けるためにはメインアンプの入力インピーダンスを 50 Ωに合わせる必要が



(a) メインアンプ ver2 写真



(b) メインアンプ ver2 ブロック図

図 4.5: メインアンプ ver2

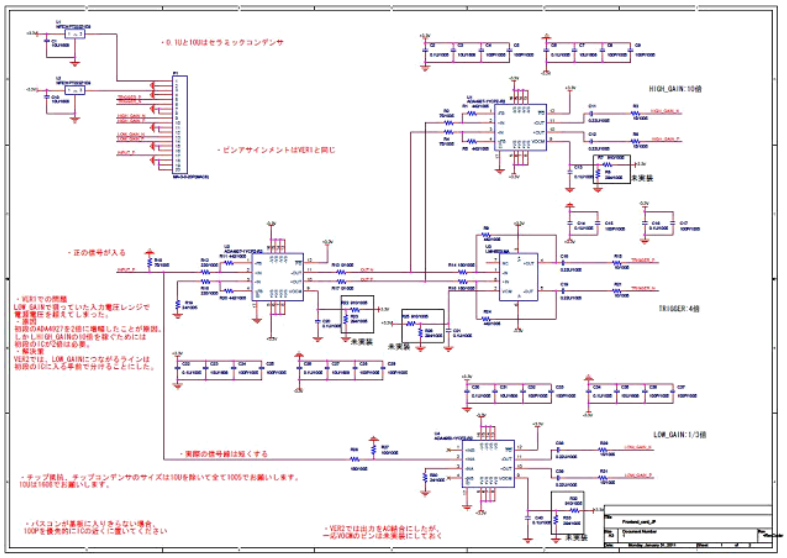


図 4.6: バージョン 2 の回路図

あった。しかし、LOW_GAIN ラインに入る信号は直ぐに抵抗で減衰させる必要があるため、単純に 50Ω の抵抗をつければ良いということにはならない。どの程度の抵抗を使えばインピーダンスマッチングが達成されるのかを慎重に考える必要がある。そこで、この抵抗の値を KEK の OSC の協力のもとで考えた。もし仮に IC(オペアンプ) の入力インピーダンスが理想的に無限大であると仮定すれば、上の図からこの回路の入力インピーダンスは以下のように計算できる。

$$\frac{1}{\frac{1}{75\Omega} + \frac{1}{200\Omega+300\Omega}} = 60\Omega \tag{4.1}$$

実際にはオペアンプの入力インピーダンスが無限大ではないため、計算した値は多少小さめになる。そのため、この様な回路でほぼ 50 Ωの入力インピーダンスが確保できる。図 4.5(b) の INPUT のすぐ後にある 75 Ωはメインアンプの入力インピーダンス

を 50 Ωに設定するための抵抗である。

またバージョン 2 からは要求されるダイナミックレンジが変更されていて、3000(1p.e.-3000p.e.) になった。

性能試験

ダイナミックレンジの試験をまず行った。この試験では version1 での問題が解決できているかどうかに注目して試験した。ただし、今回の試験ではメインアンプに入れる入力信号として、350MHz の正弦波を入力した。実際に入力される信号の半値幅が 2.3nsec 程度であり、周波数に直せばおよそ 350MHz 程度に相当するからである。試験の結果が図 4.7 に示されている。この図も同様に横軸がメインアンプに入力した信

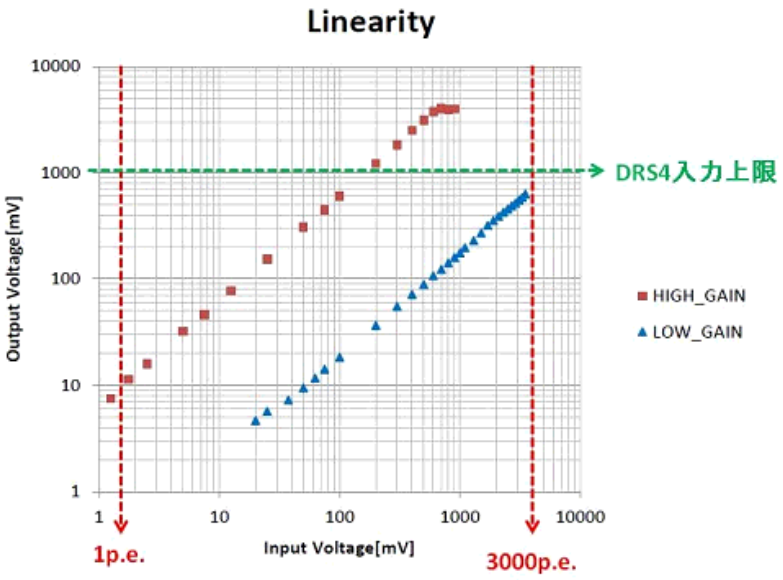


図 4.7: メインアンプ v2 の線形性、350MHz のサイン波使用

号の振幅で、縦軸がメインアンプからのそれぞれの出力波形の信号の振幅である。同様に横軸も縦軸もログスケースなので、信号が線形性を持つ場合には、直線の傾きが 45 度になる。今回使用したパルサーは高性能であり、振幅が数ミリボルトから出力できるため、1mV 程度から 4V 程度までの信号をメインアンプに入力する事ができた。その結果、HIGH_GAIN では 1.5mV 程度から 600mV 程度まで線形性が存在する事が分かった。しかし DRS4 チップの上限値を考えれば、HIGH_GAIN は 200mV までの入力信号を扱う事になる。この 1.5mV から 200mV という値は、1p.e. から 125p.e. 程度に相当する。このバージョンからダイナミックレンジとして 1p.e. から 3000p.e. が要求仕様となったため、HIGH_GAIN ラインで、要求仕様の下側 (1p.e.〜125p.e.) をカバーできている事が分かった。次に LOW_GAIN の結果を見ると、20mV 程度から 4000mV 程度の入力信号の範囲で線形性がある事が分かった。入力信号で 4000mV は

およそ 3000p.e. に相当するため、この時点でのダイナミックレンジの要求仕様をバージョン 2 の回路が満足している事が分かった。

次に周波数帯域の試験を行ってみた。version2 では、KEK に出張して 2GHz までの正弦波が出力できるパルサーを借りて周波数帯域を測定した。その試験結果が図 4.8 に示されている。図の横軸は周波数であり、縦軸は増幅率 (dB 表記) になっている。縦軸は、以下の式の Gain という値である。

$$Gain = 20\log_{10}\frac{V_2}{V_1} \tag{4.2}$$

HIGH_GAIN の場合 V_1 とは、入力に振幅 5mV で 1MHz の信号を入れた場合の出力信号の振幅である。そして V_2 とは、入力に振幅 5mV で xMHz の信号をいれた場合の出力信号の振幅である (x が横軸の値に相当する)。つまり、この式の Gain とは 1MHz の信号に対して、どの程度ゲインが下がっているのかを意味する。もし Gain が 0 であれば、1MHz の信号を入力した時と増幅率が変化していない事を意味する。また –3 という値になった場合には、1MHz の信号を入力した時と比べて増幅率が 70%に落ちた事を意味する。また LOW_GAIN の場合 V_1 とは、入力に振幅数 100mV で 1MHz の信号を入れた場合の出力信号の振幅であり、V_2 とは入力に振幅数 100mV で xMHz の信号をいれた場合の出力信号の振幅である。通常アンプの増幅率というものは入力信号の周波数に依存して落ちてしまうもので、アンプの周波数帯域というのは-3dB まで落ちたところを言うことが多い。我々もそれを採用している。

図 4.8 周波数帯域の試験結果を示す。この図を見る限り、TRIGGER 以外は要求の 300MHz を満たしていることが分かる。TRIGGER の帯域が低いのは明らかに LMH6551 を使用していることが原因で、要求ギリギリの IC を選んだつもりだったが、実際の回路ではデータシート通りの数字は出なかった。データシートの値は理想的な環境でメーカーが精度良く測定した値なので、個人で作った回路ではその性能は出ないものなのだと予想される。

次期バージョンに向けた問題点の改善

TRIGGER ラインの帯域の問題は、IC の性能依存なので工夫を凝らせば何とかなるというものではない。これに限っては IC を変えるしかなく、LOW_GAIN ラインでも使用している ADA4950 を採用することにした。version3 にアップグレードする前にまた模擬的な試験をする必要があり、今回は初段の ADA4927 の後の分岐点のパターンをカットして導線で LOW の ADA4950 へ空中配線するという改造を行った。これによって、ADA4927 と ADA4950 を通る TRIGGER ラインを無理やり作る事が出来たので、帯域の再測定を行った。その結果が図 4.9 である。この図を見ると分かるとおり、300MHz でぎりぎり –3 よりも大きな値が出ている。次のバージョンで TRIGGER ラインを LMH6551 から ADA4950 に変更すれば、TRIGGER ラインも 300MHz を満たすことが分かった。

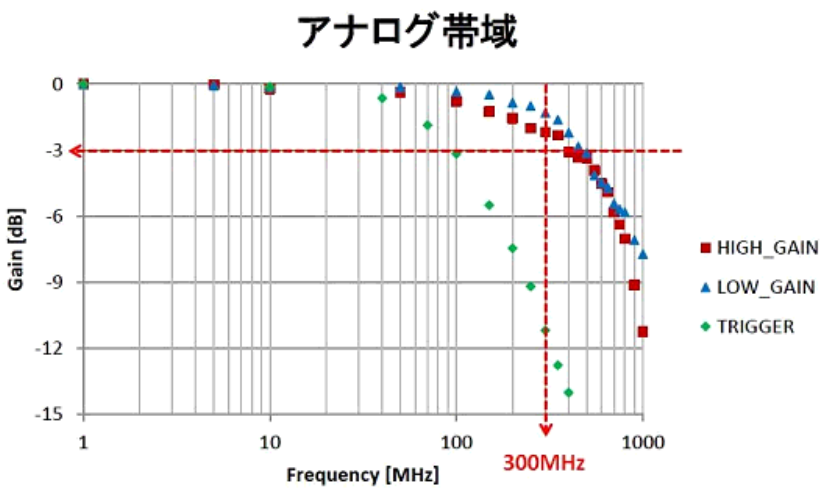


図 4.8: メインアンプ v2 の周波数帯域

4.3.3 メインアンプ v3

メインアンプ v3 というものは間違いなく存在するが、実はメインアンプと平行して Dragon ボード v3 も開発が進んでいて、Dragon ボード v3 ではメインアンプ v3 を吸収する計画になっていた。メインアンプ v3 の簡易試験で問題無いことが分かったので、メインアンプ v3 単体の試験というのはほとんど行われていない。そのためこれ以降はメインアンプ単体の評価を終えて、Dragon ボード v3 を使ったエレクトロニクス全体の評価に移っていった。この論文では、Dragon ボード v3 に吸収されたメインアンプ v3 をメインアンプ v4 と便宜上呼ぶことにする。

図 4.10 がメインアンプ v3 の写真とブロック図である。また詳細な回路図が図 4.11 である (`http://cta.scphys.kyoto-u.ac.jp/Internal/ELEC/index.php?plugin=attach&pcmd=open&file=FRONTEND_CARD_JP_VER3_20110819.pdf&refer=Frontend_card-JP`)。バージョン 2 と非常に似ているが、写真の左側に存在する IC が変わったのが分かるであろう。また以前バージョン 1 を Dragon ボードにさして、DRS4 サンプリングを実際に動かしてデータを取得してみたが、その際には HIGH_GAIN の増幅率が 10 倍ではなく、6 倍程度にしかならなかった。これは DRS4 チップが稼働すると、DRS4 チップの入力インピーダンスが変化するために生じる問題だという事が現象論的に分かった。そこで、ADA4927 にはまだ増幅値を (帯域的に) 上げる余裕があったので、DRS4 で実測 10 倍程度になるように設定した。

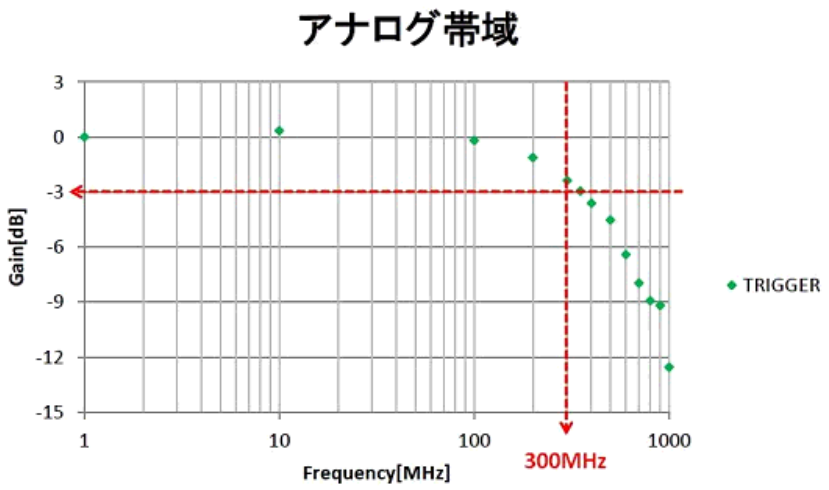
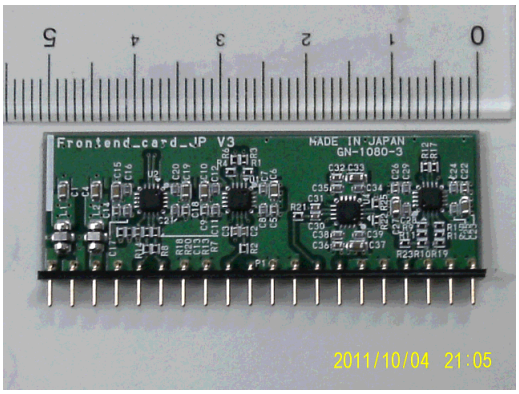
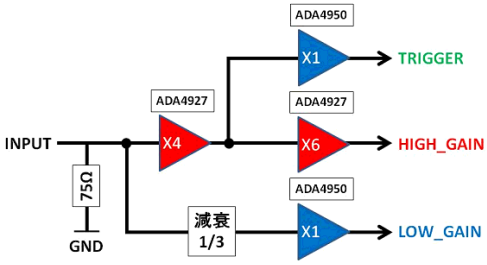


図 4.9: メインアンプ v2 の周波数帯域、TRIG 修正済み



(a) メインアンプ ver3 写真



(b) メインアンプ ver3 ブロック図

図 4.10: メインアンプ ver3

4.3.4 メインアンプ v4

設計の概要

このバージョンの回路自体はメインアンプ v3 と同じであるが、バージョン 4 からは、メインアンプが Dragon ボードに吸収されている。従って、ここからの性能評価はメインアンプ単体ではなく、Dragon ボードと合体した性能となる。またこの時点でダイナミックレンジの要求がついに、1000(1p.e.-1000p.e.) に変更された。

図 4.12 が Dragon ボード v3 である。信号は全体的に写真の左から右に流れている。メインアンプに相当する部分は左の素子が詰め込まれている部分になる。

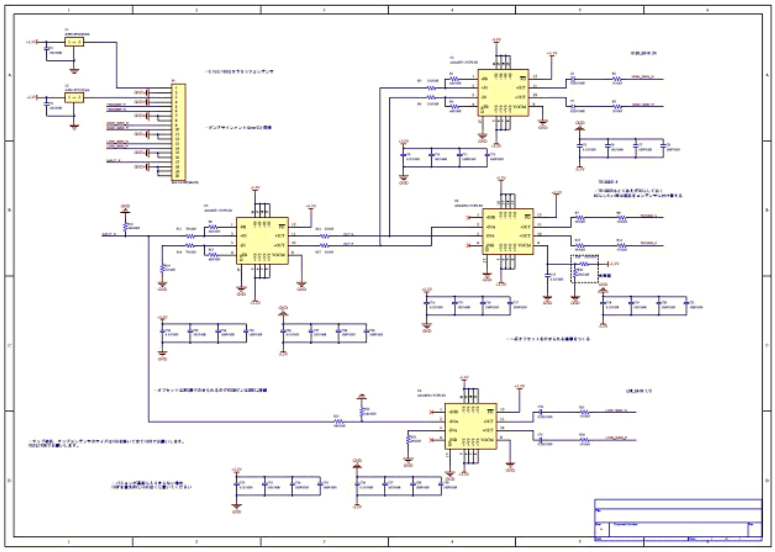


図 4.11: バージョン 3 の回路図。

試験結果

まず最初にダイナミックレンジのテストを行った。前にも書いている通り、この時点での仕様は 1000(1p.e.-1000p.e.) に変更されている。図 4.13 がダイナミックレンジの試験結果である。この試験では Dragon ボードの入力に 350MHz のサイン波を入力した。そしてメインアンプの出力をオシロスコープのプローブで触って出力電圧を読み取った。この図をみて分かるとおり、LOW_GAIN と HIGH_GAIN の 2 つのラインを使う事で、1p.e. から 1000p.e. まで線形性を保てている事が分かる。また、DRS4 の入力範囲に収まるように出力信号が出力されている事も分かる。従ってダイナミックレンジ自体はクリアしていることが分かった。

次に周波数特性の試験を行った。この試験では DRS4 でサンプリングを行いながら試験を行った。図 4.14 を見るとわかるが、DRS4 でサンプリングすると帯域が落ちている。HIGH_GAIN ラインで 250MHz、LOW_GAIN ラインで 180MHz になってしまっている。後述するがこれは DRS4 チップ側の問題で、Dragon ボード側で改善できれば良かったが、それは難しくメインアンプでその負担を担うことになった。

アナログ帯域改善の方法

我々は当初メインアンプの出力は 1 つの DRS4 チップに繋がれていると考えて設計を行ってきた。しかしながら、1 つの DRS4 チップでは 500nsec 程度の波形しか保存する事ができないため、4 つの DRS4 チップを順次切り替えながら使って長時間のパルス波形のサンプリングをすることになった。これはメインアンプからすれば、図 4.15 に示されている様にメインアンプの出力に 4 つ分の DRS4 チップが繋がっている事になる。従って、当初考えていたよりもメインアンプで多くの電流を流し出す必要

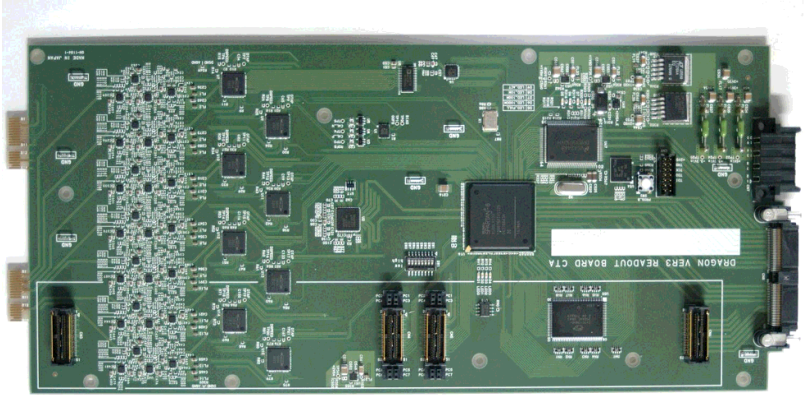


図 4.12: 波形読み出し回路 v3

が生じてしまった。これによりメインアンプのアナログ帯域が悪くなり、エレキ全体に影響を与えている状況にある。前述したが帯域の改善は IC 依存なので IC を変えるか増やすしか手は無い。今から新しい IC を探すよりは、今まで使っていて実績のある IC を増やす方がいいだろうということで次のアップグレードでは図 4.16 の様な回路にする予定である。つまり、IC の数を増やして流し出せる電流を増やすという方法を考えた。これで間違いなく消費電力は増加してしまうが、HIGH_GAIN ラインの 300MHz という要求はシビアなもので妥協は出来ない。HIGH_GAIN ラインに比べて LOW_GAIN ラインの信号は大きくて信号幅が数 nsec ということは無いので現状で妥協する事にした。

4.3.5 最新 (v5) の仕様

以上がメインアンプの今までの開発状況である。そしてここから先は、メインアンプ v5 の仕様に関して説明する。次のバージョンである v5 に関しては、まず前述した周波数帯域の改善を行わなくてはいけない。そして、もう一つ行わなくてはいけない改良がある。それは使用されるプリアンプの性能が変化した事に関係している。最近スペイングループが開発した PACTA と呼ばれる ASIC を使ったプリアンプが採用される事が決定した。実際に採用される PACTA の詳細な仕様はまだ未定なので、正確にはメインアンプでの増幅減衰の値は決められていない。しかし現時点での PACTA の仕様を漏れ聞く限りでは、増幅率が高いため、今までよりも低い増幅率のメインアンプを設計すればよい可能性が高い。しかし PACTA には今までのプリアンプと大きな違いが存在する。それは PACTA は最初から HIGH_GAIN と LOW_GAIN の 2 つの出力を持っているという事である。そして、その出力は最初からディファレンシャルである可能性が高い。そのことを考えればバージョン 5 のメインアンプは図 4.17 のような構成になる可能性が高い。

またこれは未定のことだが、TRIGGER ラインのオペアンプを ADA4950 から ADA4927 に交換する可能性が出てきた。その理由は後で説明するアナログトリガーの仕様に大

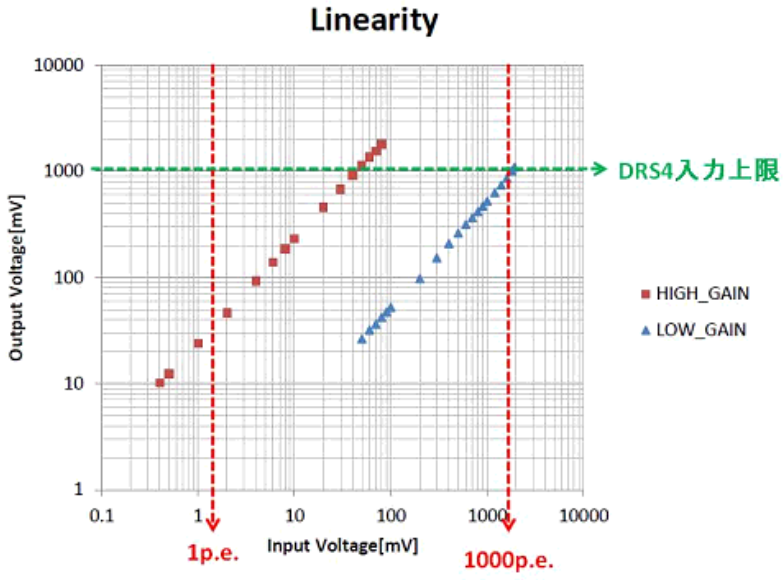


図 4.13: メインアンプ ver3 の線形性、350MHz のサイン波使用

きく関係している。アナログトリガーの仕様では、メインアンプの TRIGGER ラインから出力された 7 本分の信号を足し算する。その際に、TRIGGER ラインの周波数特性を現在よりさらに向上させる必要があるからである。

現時点では正確な設計はできないが、今後さらに設計を続ける必要がでてきている。また実際の最終版の回路をフィックスするまでの時間があと 1 年程度しか残されていないため、次のバージョン 5 が最終バージョンとなる可能性が強い。

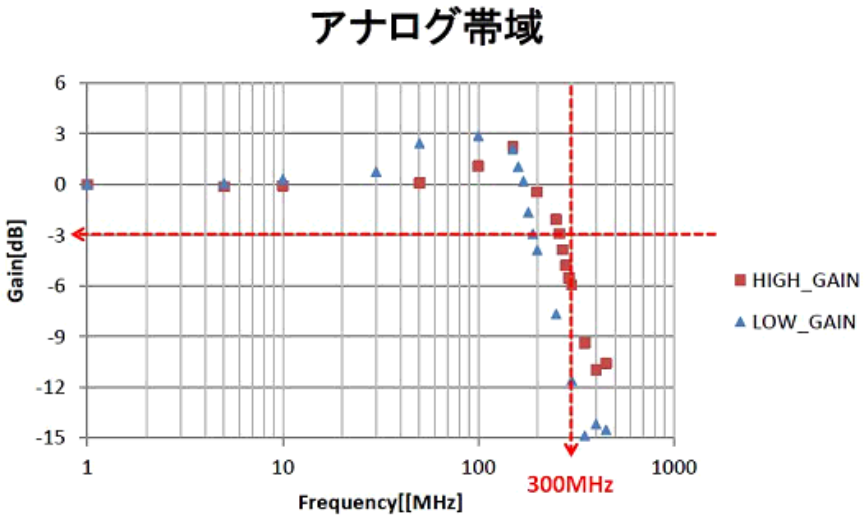


図 4.14: エレキ全系の周波数帯域

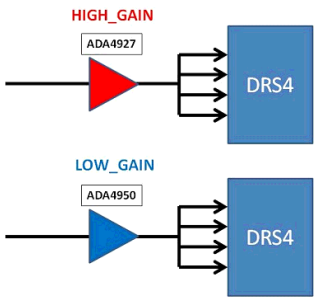


図 4.15: DRS4 チップの 4ch カスケード

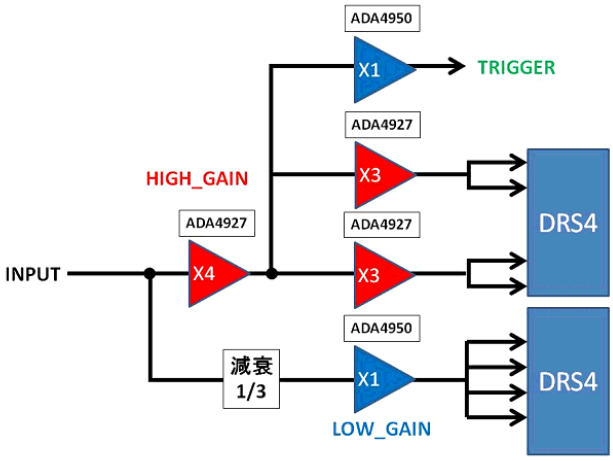


図 4.16: 周波数帯域改善のための回路構成

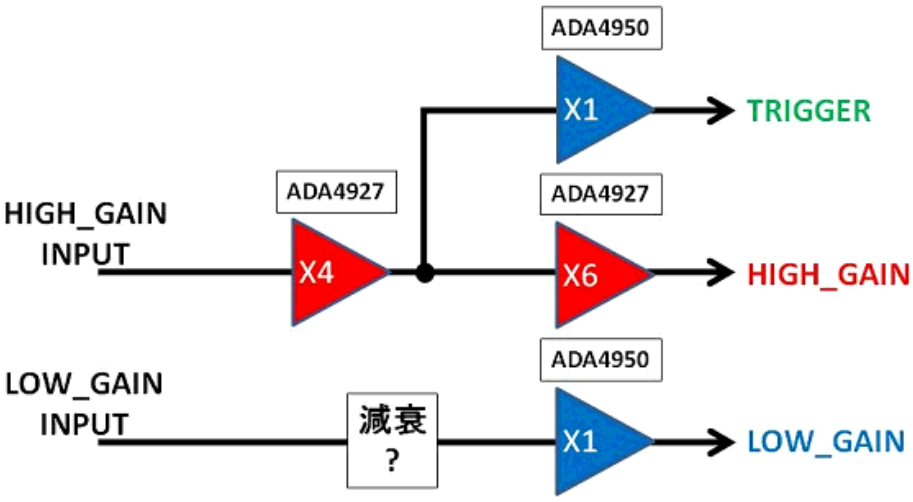


図 4.17: PACTA 採用時のメインアンプのブロック図

第5章　アナログトリガー

5.1　背景

トリガーとは、エアーシャワーから発せられるチェレンコフ光の信号を夜光のノイズと区別し、効率よくデータを取得するための仕組みである。第二章でも述べたように、高エネルギーガンマ線由来のチェレンコフ光の場合、カメラ上には光を受け取ったピクセルが狭い範囲に集中する事になる。そしてその信号の到来時間は精々数 nsec 程度であるため、数 nsec 以内に隣接したピクセルがある閾値を越えた光を受け取った場合だけトリガー信号を発生させて、そのトリガー信号によりデータを取得を行えばよい。しかし、このトリガーシステムを実現するには幾つか乗り越えなくてはいけない問題がある。

1. LST は 30GeV 程度以上のガンマ線イベントを取得する事を目指している。しかしこの様なガンマ線によって生じるエアーシャワーのチェレンコフ光が弱く、隣接する数ピクセルに数フォトエレクトロン程度の信号しかやってこない場合も存在する。一方で LST は大きな鏡を持っているため、PMT1 本当たり 100MHz 程度で夜光を受ける可能性がある。ただし夜光は全くアトランダムに PMT に入るため、夜光によるアクシデンタルなトリガーをできるだけ下げるには、各々の PMT から出力される信号のタイミングを厳密に合わせ、非常に短い時間幅でのコインシデンスを実現する必要がある。そのため、トリガー回路でも 350MHz 以上の周波数特性をクリアしている必要がある。

2. 7 本の PMT を単位として 1 つの Dragon ボードが存在する。これを 3 章で説明したようにクラスターと呼ぶ。従ってまずそれぞれのクラスター単位で、指定された条件以上のフォトンを受けたかが判定される。これを 1 次トリガー若しくは Level0 (L0) トリガーと呼ぶ。次に 1 次トリガー信号を出力したクラスタが隣接して存在しているのかを判定する回路が存在する。それを 2 次トリガー若しくは Level 1(L1) トリガーと呼ぶ (L1 トリガーの発生率はおよそ 10kHz 程度)。LST は 4 台設置される予定だが、この 4 台の望遠鏡に対してこの様な 2 次トリガーが生成される。これら 4 台の望遠鏡はイーサーネットインターフェースによって全体を司るコンピューターに繋がれている。2 次トリガーが 1 台の望遠鏡だけで発生した場合、若しくは複数台の望遠鏡で 2 次トリガーが発生した場合など、様々なケースが考えられるが、ある一定の条件で全体を司るコンピューターが最終的にデータを取得する命令を下す。これを 3 次トリガーと呼ぶ。1 次、

2次、3次トリガーの判定条件はある程度柔軟に変更できなくては困るので、この様な事が柔軟に行えるシステムが必要になる。しかし、逆に判定にあまりにも多くの時間を要すると、DRS4チップのメモリーの深さを大きくしなくてはいけなくなる。そのため、柔軟である一方で迅速なトリガーシステムというものが要求される。

以上の条件を満足するように、CTAでは大きく分けて現在2つのトリガー方式が候補として挙がっている。一つはアナログトリガーと呼ばれているもので、もう一つはデジタルトリガーと呼ばれているものである。アナログトリガーとデジタルトリガーの一番の違いは、2次判定を行う時に使われる信号がアナログ信号であるのかデジタル信号であるのかという事である。アナログ信号を使う場合にはより詳細な判定を行う事ができる可能性があり、トリガーの性能を原理的には向上させる事ができるはずである。しかし一方でアナログ信号を処理するのはノイズの面から考えても難しい問題がある。

日本が開発したDragonボードは、いずれのトリガー生成回路も取り付けられるように設計されており、どちらのトリガー方式も日本でテストされているが、山形大学ではアナログトリガーの試験を担当している。この章では、最初にデジタルトリガーに関して簡単に説明した後に、アナログトリガーの詳細と試験結果について述べる。

5.2 デジタルトリガーロジック

デジタルトリガーは名前の通り、トリガー信号を全てデジタル信号として扱う方式である。L0トリガー回路とL1トリガー回路で構成され、L0トリガー回路はDragonボード上に取り付けられていて、L1トリガー回路はバックプレーンの様な形で取り付けられている。アナログトリガーシステム(後述)では4つの回路が存在していて複雑だが、デジタルトリガーシステムはL1トリガー回路上のFPGAでほとんどを処理してしまうため、構成はシンプルと言える。図5.1はデジタルトリガーのL0ボードの中身を描いた図と実物の写真である。この回路は図5.1のブロック図に示されてい

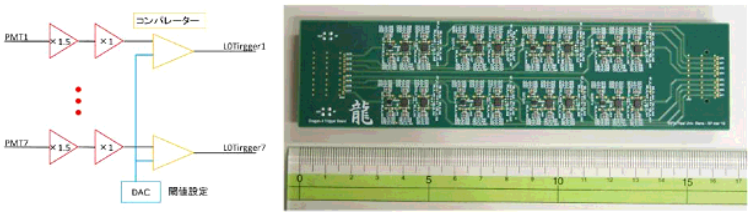


図5.1: デジタルトリガーのL0ブロック図(左)と写真(右)

る様に7チャンネル分のコンパレーターが並んでいる回路である。コンパレーターの閾値のアナログ電圧はDAC(Digital Analog Converter)によって与えられており、DACへのデジタル入力信号は、DragonボードのFPGAから出力される。コンパレーター

からの出力信号はLVDS規格のデジタル信号であり、L0トリガー回路からは結局、7チャンネル分のデジタル信号が出力される。これらの信号は一旦Dragonボードに取り付けられているFPGAに入力され、Dragonボードから後段のL1トリガー回路に送られる。

図5.2の左はデジタルトリガーL1ボードの写真である。L1トリガー回路は、L0回

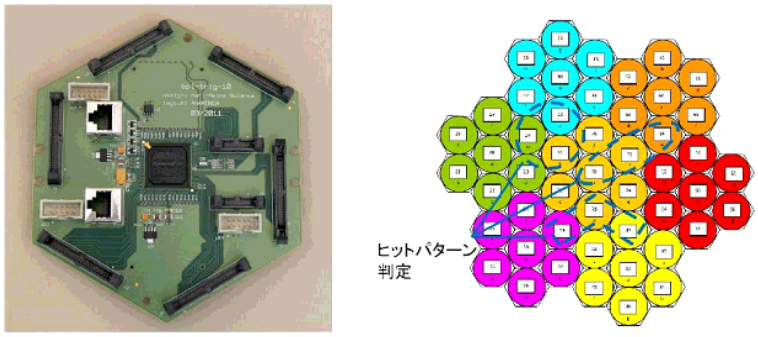


図5.2: デジタルトリガーL1の写真(左)とロジック一例(右)

路の出力信号を調べて、2次トリガーを発生させるかどうかを決めるための回路である。図5.3はL0とL1回路がどの様にして2次トリガーを生成するのかをブロックダイアグラムで現したものである。まず図5.3にあるように、L0トリガー回路によって

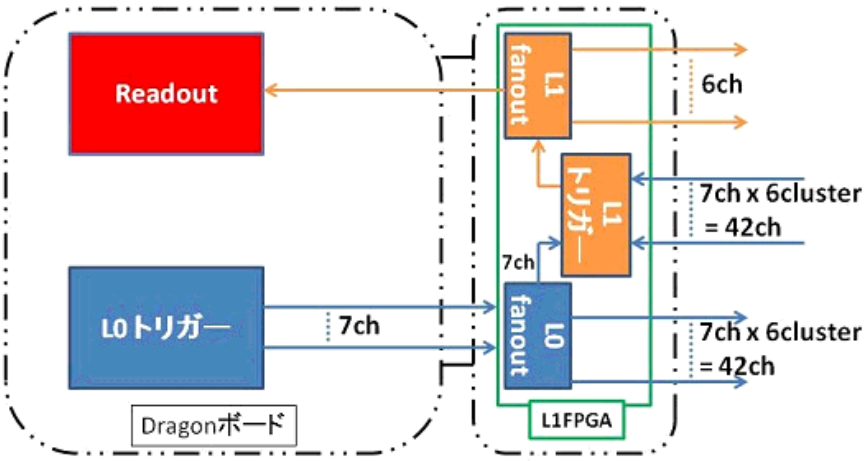


図5.3: デジタルトリガーシステムのブロックダイアグラム。デジタルトリガーシステムは2つの回路から構成されている。L0トリガー、L1トリガー回路と呼ぶ。

生成された7チャンネル分のデジタル信号がL1回路に入力される。L1回路はこの7チャンネル分の信号を隣接する6つのクラスタに送信する。図では7ch×6cluster=42chと書かれている。それと同時に周りの6クラスタから42ch分の信号を受け取る。この42ch分と自分自身の7chが図のL1トリガーというブロックに入る。このブロックは実際にはFPGAであり、この49チャンネル分の信号を受け取り、隣接した3本の

PMT がヒットしているかどうかを判定する (どの様な判定にするかははまだ検討中であるが、隣接する 3 本の PMT という条件が有力である)。この様子が図 5.2 の右図に示されている。このように 1 つの FPGA に 49 本分の L0 トリガー信号を集めることで、様々なトリガーロジックを柔軟に組むことができる。判定条件を満足した場合には、図 5.3 の L1fanout と書かれているブロックにより、トリガー信号が自分自身と周りの 6 つのクラスタに送られる。そしてこのトリガー信号を望遠鏡全体に送る方法や望遠鏡間でもトリガーの同期を取る方法が検討されている。デジタルトリガーの利点は、デジタル的に処理するので信号の劣化の心配がないことと柔軟なトリガー判定が可能なことである。FPGA を通すので一定以上の信号処理時間がかかってしまうが安定した動作を期待できる。ただしデジタルトリガーの場合、以下の様な場合には問題が発生する。例えば 2 本の隣接する PMT にしかヒットが無かったが、その 2 本には多くのフォトンが落ちたとしよう。デジタルトリガーの場合には、何フォトンが入ったかという情報は取得していないので、この様なイベントは判定に引っかからず、トリガーがかからない。従って、1or2 本の PMT に集中的に信号が降り注いだ場合には読み出し損ねてしまう事になる。また、現在のトリガー条件では隣接する 3 本の PMT にヒットがあった場合を想定しているが、場合によっては 3 本以上がある程度固まってヒットしているのに隣接していないということも存在する。そのような場合も信号をとり損ねる。

5.3 アナログトリガー

5.3.1 概要

アナログトリガーのシステムは、4 つの回路でできている。それぞれ 4 つの回路は、L0 トリガー回路 (L0decision とも言う)、L0 ファンアウト回路 (L0fanout とも言う)、L1 トリガー回路 (L1decision とも言う)、L1 ファンアウト回路 (L1distribution とも言う) と呼ばれている。L0 トリガー回路と L1 トリガー回路は、Dragon ボードの上に取り付けられる構造を取っている。また L0 ファンアウト回路は Dragon ボードのバックプレーンの様な形で取り付けられており、L1 ファンアウト回路は、L0 ファンアウトにさらに乗っかっている構造を取る。Doragon ボードにアナログトリガーを接続した写真を図 5.4 に示す。写真は Dragon ボード 2 つを通信させて試験していた時の風景で、L0 分配回路は SATA ケーブルで、L1 分配回路はリボンケーブルでつながっている。以下ではアナログトリガーの方法について詳しく説明する。

図 5.5 は 4 つの回路の働きが分かる様に描いたアナログトリガーシステムのブロックダイアグラムである。まずメインアンプから分岐してきた 7 チャンネル分の信号が L0 トリガー回路に入力される。そして、ここで 1 次判定が行われて、L0 トリガー回路からはアナログ信号が出力される。その信号は L0 ファンアウト回路によって 6 チャンネル分に分岐される。1 つは自分自身の L1 トリガー回路に入力される。他の 5 つ

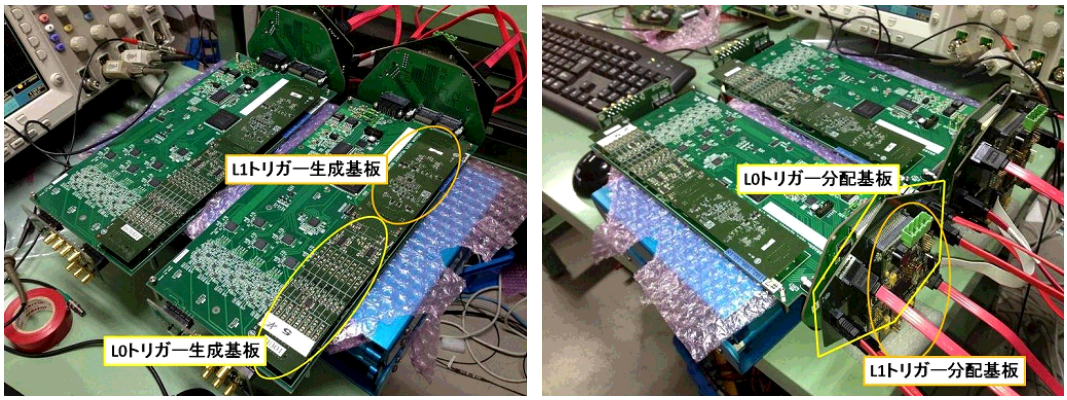


図 5.4: Dragon ボードとアナログトリガー写真例

は隣接するクラスターの L1 トリガー回路に入力される[1]。L1 トリガー回路には自分自身の L0 ファンアウト回路の信号の他に、隣接する 5 つのクラスタの L0 ファンアウト回路の信号が入力される。L1 トリガー回路は、この 6 つの信号を得る事で、隣接するクラスタが L0 トリガー信号を出していたかどうかを判定する (2 次判定を行う)。実際の 2 次判定は、隣接するクラスタの信号をアナログ的に足し算して、そのアナログ信号がある閾値を超えていれば 2 次判定信号を出力するという方法である。またアナログ L0 トリガーには Majority 方式と Sum 方式の 2 つのカードが開発されている。以下ではアナログトリガーの方法について詳しく説明する。

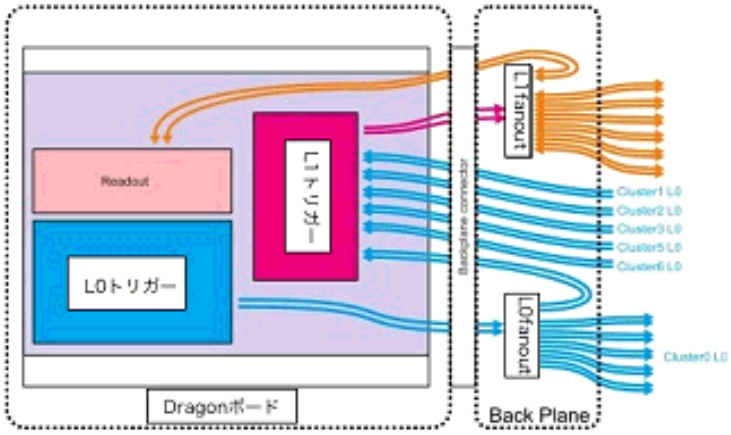


図 5.5: アナログトリガーシステムのブロックダイアグラム。アナログトリガーシステムは 4 つの回路から構成されている。それぞれを L0 トリガー、L0 ファンアウト、L1 トリガー、L1 ファンアウト回路と呼ぶ。

[1]あるクラスタに隣接しているクラスタは 6 つあるが、わざと 5 つのクラスタに信号を分配している。5.3.3 参照

5.3.2　L0 トリガー生成基板

アナログの L0 トリガー回路には、Majority 方式と Sum 方式という 2 つのロジックが考えられている。我々が担当するアナログトリガー試験というのは、どちらを採用するべきか判断する材料にもなる。

Majority 方式

写真を図 5.6 に、ブロック図を図 5.7 に、出力信号のオシロ画像を図 5.8 示す。Majority 方式は、デジタル L0 トリガーと同様に PMT 信号をコンパレーターに通す。これにより出力された 7 本のデジタル信号を、こんどは Adder 回路によってアナログ的に足し合わせる。すなわち Adder 回路からの出力電圧は、コンパレーターの閾値を超える信号を出した PMT の本数に比例する。この信号を L0 トリガー信号として後段の分配回路へと出力する。

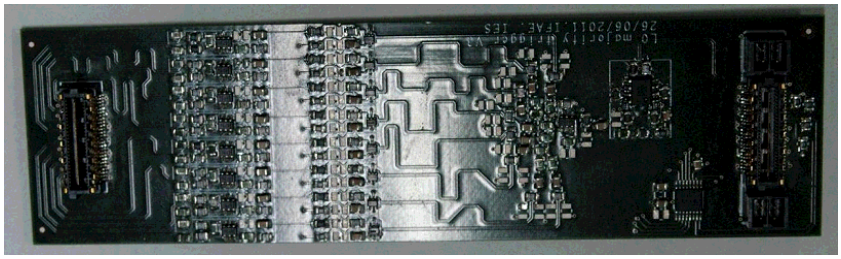


図 5.6: L0Majority 写真

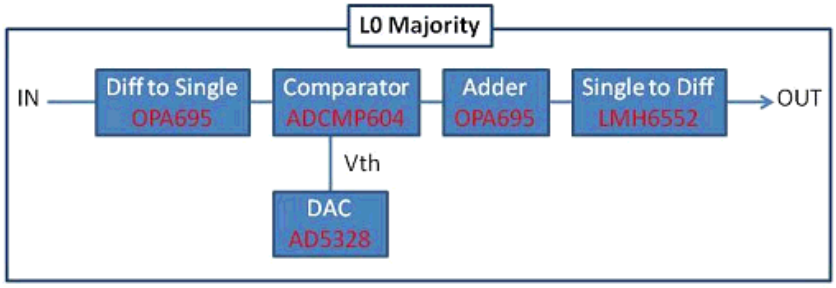


図 5.7: L0Majority ブロック図。メインアンプからの出力 (差動) をシングルエンドに変えて、コンパレータを通した後に 7ch 分足し合わせ、差動に直して出力する。

Sum 方式

写真を図 5.9 に、ブロック図を図 5.10 に、出力信号のオシロ画像を図 5.11 示す。Sum 方式は PMT 信号をアテネーター回路とクリッパー回路に通した後で、7 本分の信号

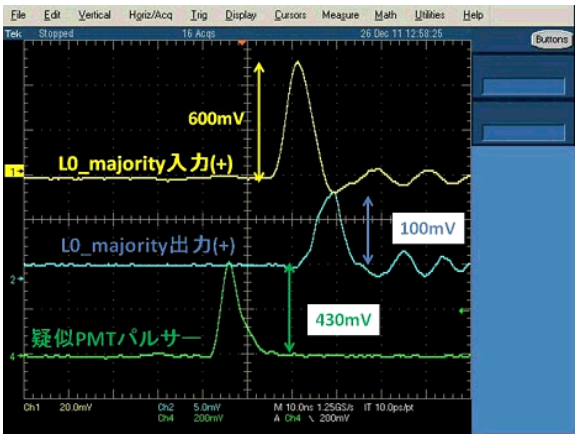


図 5.8: L0Majority の出力オシロ画像。Dragon ボードとトリガーカードを接続してプロービングしたもの。信号を 1ch 分入力している。緑が Dragon ボード入力時の波形で、黄色が L0Majority 入力時の波形で、青が L0Majority 出力波形になっている。オシロスコープ (Tek TDS5054)：帯域 500MHz・サンプリングレート 5G、プローブ (10×)：200MHz・10M Ω・16pF という製品を使って信号は観測されている。波形を見てもわかるとおり、出力はアナログ信号である。

を足し算している。クリッパーとはある上限電圧を設定し、その電圧以上の信号が出ないようにする回路である。アテネーターでの減衰率は DAC から制御することが出来て、クリッパーのクリッピング電圧も別途の DAC によって設定可能である。どちらの回路も 1 つの IC で済んでいるわけではなく、複雑な構成をしているので以下で説明する。

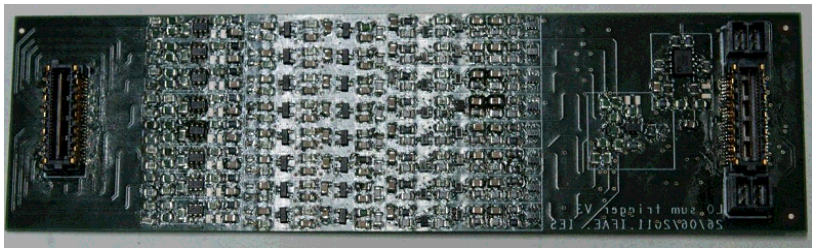


図 5.9: L0Sum 写真

アテネーター回路は図 5.12 のような構成をしていて、π型減衰器の考え方が大本にある。π型減衰器とは図 5.13 の様なもので、Vin の出力インピーダンスがゼロで Vout の入力インピーダンスが無限大の場合、

$$V_{out} = V_{in} \times \frac{R1}{(R1 + R2)} \tag{5.1}$$

となって出力は減衰する。今回は、620 Ω が R1 に対応して、ダイオードが R2 に対応する。この回路に使われているダイオードは PIN ダイオードというもので、p 型半導

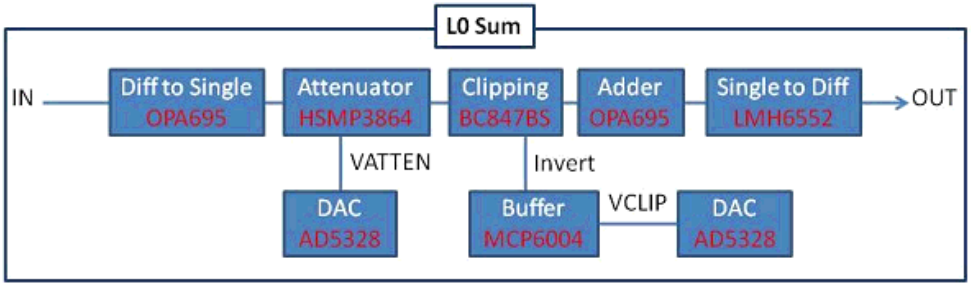


図 5.10: L0Sum ブロック図

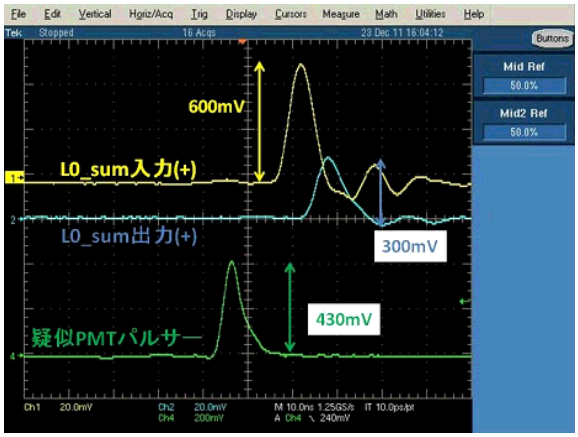


図 5.11: L0sum の出力オシロ画像。Dragon ボードとトリガーカードを接続してプロービングしたもの。信号を 3ch 分入力している。緑が Dragon ボード入力時の波形で、黄色が L0MSum 入力時の波形で、青が L0Sum 出力波形になっている。オシロスコープは L0Majority 信号を調べた時と同じものを使っている。

体と n 型半導体の中間に空乏層というものができる。空乏層が存在する事でコンデンサ的な役割を果たし、交流に対しては抵抗の様に振る舞うことになる。このコンデンサの容量 (交流に対しては抵抗値) は、バイアス電圧である VATTEN によって変化する。そのため、VATTEN を変化させると、π 型減衰器の R2 の抵抗値が変わるような事が起こり、減衰率を変化させることができる。

クリッパー回路の構成は図 5.15 の様になっていて、ある一定電圧以上の信号サチュレートさせることが目的である。入力信号の電圧が I36 のトランジスタを ON にする電圧に達すると、I36 のコレクタとエミッタに電流が流れる。トランジスタに電流が流れていない時は大きな抵抗、流れると小さな抵抗と考える事ができる。I36 の抵抗が変化すれば、緑色で示された場所の電圧も変化する。その変化の様子が右のオシロに現れている。I37 のエミッタ電圧 (緑印) が上がると、ベース電圧とエミッタ電圧の差が小さくなるため、I37 のトランジスタは徐々に抵抗を増し、OFF になる。すると I37 の抵抗が大きくなるにつれて、青印の点の電圧も上昇する。トランジスタが OFF になった後は、I37 の抵抗は無限大になるので、青印のポイントの電圧は電源電圧の

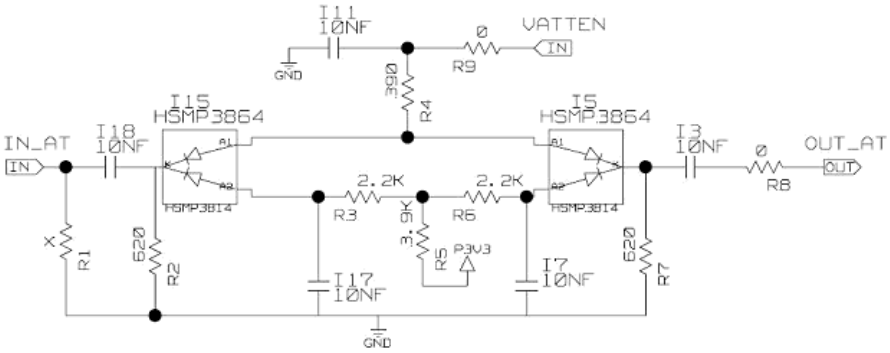


図 5.12: アテネーター回路

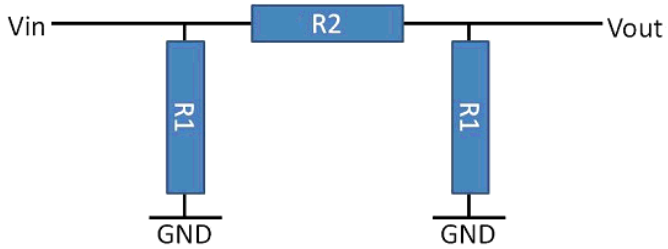


図 5.13: π 型減衰器

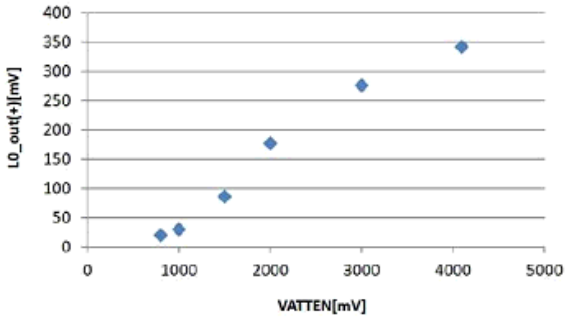


図 5.14: VATTEN を変化させた場合の L0Sum トリガーの出力電圧 (正のみ) 変化。単純に線形性を持って減衰するわけではない。実際に運用することになったら、VATTEN と出力の関係を詳細に調べる必要がある。アテネーター回路の評価をするにはアテネーター回路直後の出力を調べる必要があるが、その部分は L0Sum トリガーと Dragon ボードとの間にありプロービングすることが出来ない。よって L0Sum トリガー出力を調べている。

3.3V で一定になる。この様子が右のオシロに示されている。出力 (黄印) は青印の点での電圧の DC 成分を抜いたものになっているはずだから、図 5.16 のオシロの様な出力が出てくる。

その後 7 本のクリッパー出力は Majority 方式と同様に、加算器でアナログ的に足し合わされる。Sum 方式の場合、7 本分のアナログ信号を足し算しているため、ある

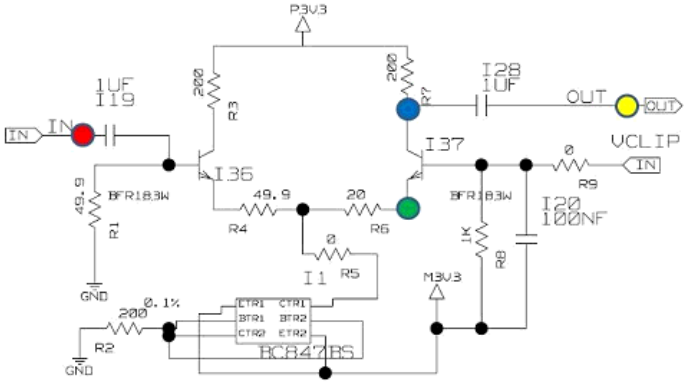
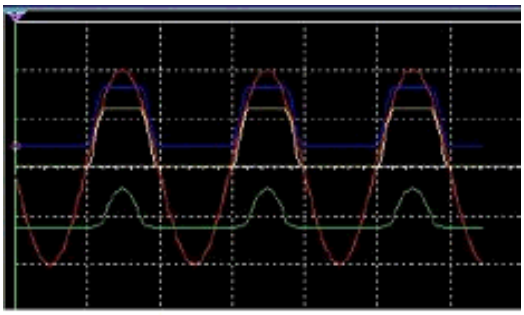


図 5.15: クリッパー回路



赤：1V/div offset=0V　緑：1V/div offset=-1V
青：2V/div offset=0V　黄：2V/div offset=0V

図 5.16: クリッパー回路のシミュレーション結果。振幅 2000mV のサイン波を入力して、図 5.15 の赤・緑・青・黄の部分の電圧を見ている。黄色が出力に当たり、サチュレートされているのが確認できる。

クラスタ全体に入った光子に比例したアナログ信号が出力される。つまりヒットした PMT が隣接していなくても L0 トリガー信号が出力される。これによって Majority 方式よりも最終的な閾値が下げられる一方、クリッパー回路という複雑な回路を組み込まなければならなくなる。試験してハードウェア的に Sum 方式でも問題ないと分かれば、Sum 方式を採用する算段である。

アナログトリガーの利点は、アナログ的に処理すること[2]にあり処理のスピードが速く、波形情報も維持できる。特に Sum 方式では、クラスタ内の PMT 信号をそのまま足し合わせたもので閾値判定するので、ある PMT1 本に集中的に光子が入射しても読み出し損ねることは無い。しかし、信号を足し合わせる際に各信号のタイミングがずれてしまうと正しい判定が出来ない。実際にずれている違うイベントならば良いが、同じイベントの信号がハードウェア的な原因でずれてしまう場合は Sum 方式の採用は難しい。例を図 5.18 に示す。

L0 トリガー分配回路を図 5.19 に示す。L0 分配回路は見ての通り回路の規模は小さ

[2]Dragon ボードは FPGA で制御しているため最終的にはデジタル信号になる

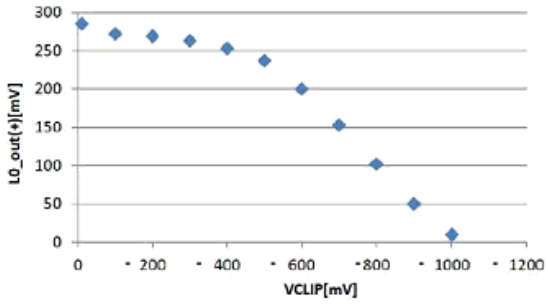


図 5.17: VCLIP を変化させた場合の L0Sum トリガーの出力電圧 (正のみ) 変化。クリッパー回路の評価をするにはクリッパー回路直後の出力を調べる必要があるが、その部分は L0Sum トリガーと Dragon ボードとの間にありプロービングすることが出来ない。よって L0Sum トリガー出力を調べている。

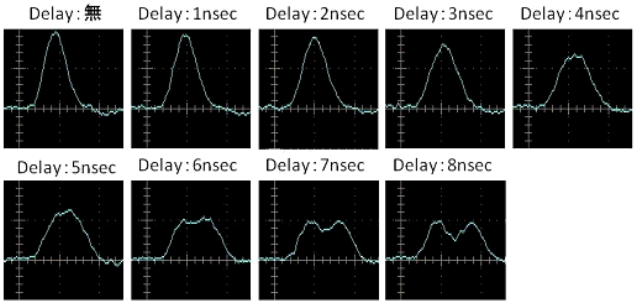


図 5.18: L0 トリガーの出力のオシロ画像。信号幅 10nsec 程度の疑似 PMT パルサーを 2ch に入力している。その際に入力部分のケーブルを片方だけ少しずつ長くして意図的に delay(遅延) を作った。つまりタイミングが少しずれた信号が足し合わされた時に、パルスがどのようになるのかを調べた図である。delay 無しの波高は 2 つのチャンネルに完全に同時にパルスを入力した際の L0 トリガーの出力信号である。さらに片方の信号を遅らせて足し算した信号が図には描かれている。パルス幅が 10nsec ある場合には、3nsec もずれると明らかに波形が崩れ始め、5nsec ずれるとヒットした PMT の数を間違える程に波形は歪む。

く IC(アンプ)1 つで構成されていて、増幅と分配をしている。

5.3.3　L0 トリガー分配ロジック

L0 トリガー基板の役目は、1 つのクラスタにある一定以上の信号が来ているのかを調べる事である。しかし 1 クラスタだけに信号が来ていても、それによってカメラのデータを取得するような事はしない。なぜならその様なイベントは、ノイズが原因で頻繁に生じるからである。そこで最低限 2 クラスタ (3 クラスタ、4 クラスタに変更可) が同時にある一定以上の光子を受け取るという様な場合に信号とみなすべきである。

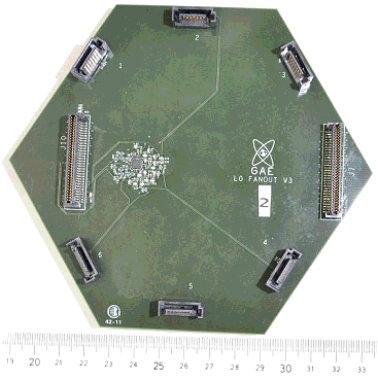


図 5.19: L0 トリガー分配基板

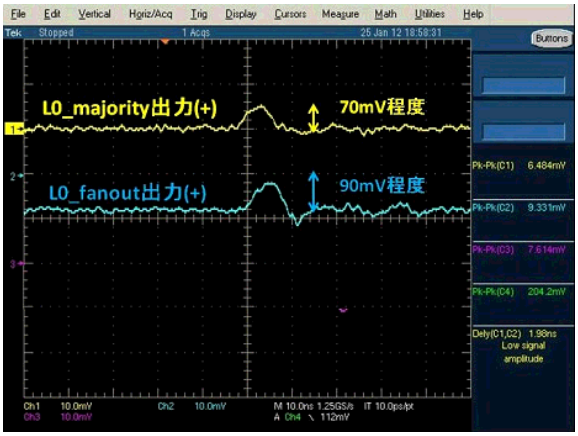


図 5.20: L0fanout の出力オシロ画像。Dragon ボードとトリガーカードを接続してプロービングしたもの。黄色が L0fanout の入力 (L0Majority 出力) 時の波形で、青が L0fanout 出力波形になっている。

この様な仕組みを実現するには、隣接クラスタ同士でコミュニケーションする事が必要で、その役目を担うのが L0fanout である。隣接クラスタ間でコミュニケーションというのはかなりの手間がかかるが、スペイングループ (アナログトリガー開発) はコミュニケーション数を最適化したロジックを作り上げた。

今仮に隣り合う 2 クラスタ (ID0 と ID6) で同時に L0 トリガーがヒットしたイベントをとらえたい場合、それぞれの L0fanout 回路が自分自身と右斜め下のクラスタに信号を送れば、図 5.21 の様に L1 トリガーもヒットするだろう[3]。以下の図は六角形 1 つがクラスタ 1 つを表わしていて、カメラ全体のクラスタの 1 部を抜き出して考えている。しかし図 5.22 左の様にヒットした場合、上の様な信号分配の方法では L1 トリガーかからない。この場合は図 5.22 右の様な伝達方向も作れば良い。また図 5.23 の場合も同様である。 ここで図 5.24 左の様な場合は必要かと考えると、これは図 5.21 でカバーできるので必要ない。つまり隣り合う 2 クラスタが同時にヒットした場合を

[3]この節ではクラスタ ID の付け方はスペイングループのドキュメントに準拠する。よって ID は全て PMT から見た番号になっている。

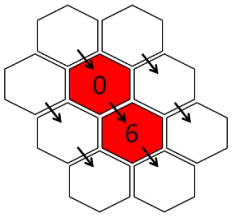


図 5.21: ID0 と ID6 がヒットした場合。

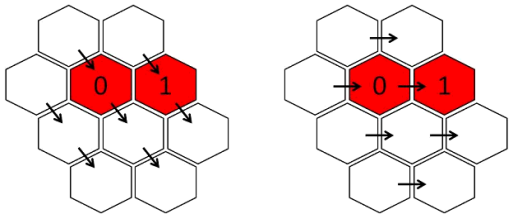


図 5.22: ID0 と ID1 がヒットした場合。

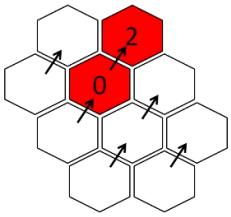


図 5.23: ID0 と ID2 がヒットした場合。

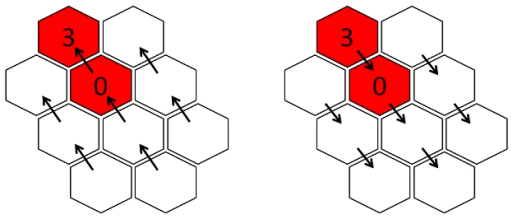


図 5.24: ID0 と ID3 がヒットした場合。

とらえるには図 5.25 の様に 1 つのクラスタから 3 方向に信号を送信する L0fanout を作れば良いことになる。以上は隣接した 2 つのクラスタが同時にヒットした場合に L1 トリガーを作るには、どの様に信号を隣接クラスタに分配する変え御考えた場合である。3 または 4 クラスタの場合も想定したのが図 5.26 である。中断の左の図と右の図が 3 つのクラスタが同時にヒットした場合を描いている。この 3 つが同時にヒットしているかを判断するためには、中断の右図のように周りに信号を送れば良い (クラス

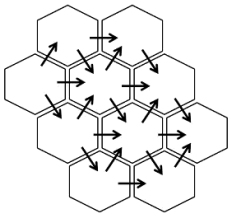


図 5.25: 2 クラスタ同時ヒットのみに焦点を置いた場合の信号の分配方法。

タ 0 なら 2,3,4,5,6 に信号を送れば良くて、クラスタ 1 に信号を送る必要はない)。さらに 4 クラスタが隣接してヒットした場合を想定したのが下段の 3 つの図である。この場合もクラスタ 0 であれば、クラスタ 2,3,4,5,6 にだけ送れば 4 クラスタが隣接してヒットしたのかどうかを判断できる。

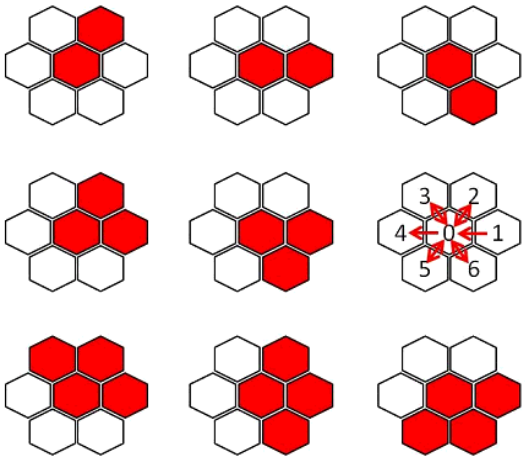


図 5.26: 2-4 クラスタ同時ヒットの場合。ID0 の視点で見ると、ID1,2,3,5,6 からの情報だけが必要で、ID4 からの情報は必要ない。また ID0 は ID2,3,4,5,6 にのみ信号を送信すれば良い。

L0fanout は以上の様に、隣接する 5 つのクラスタ (ID2,3,4,5,6 のクラスタ) に信号を送り、隣接する 5 つのクラスタ (ID1,2,3,5,6 のクラスタ) から信号をもらう様にデザインすれば良いことが分かる。

5.3.4 L1 トリガー生成基板

L0fanout 回路の説明から分かるように、自分と周りの 5 クラスタ分の信号が L1decision 回路に入力されることになる。図 5.28、5.29、5.30 に写真とブロック図、出力波形のオシロ画像を示す。

L1decision 回路に入力された差動信号は、最初にシングルエンドにの信号に変換される。L0 トリガーでも同じことが行われていたが、後段で足し合わせることを考え

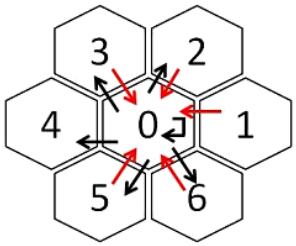


図 5.27: L0fanout に求められる通信経路。赤い矢印はクラスタ ID0 が隣接クラスタから信号を受け取ることを意味している。逆に黒い矢印は、これは ID0 から自分を含めた隣接クラスタに信号を送信する事を意味している。

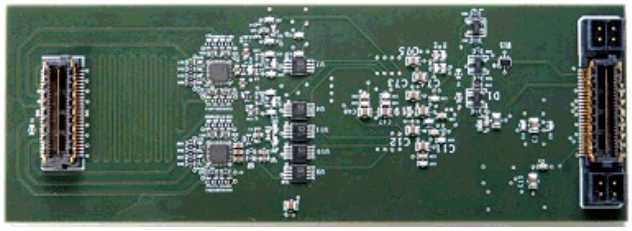


図 5.28: L1decision 写真

ると差動のままだと処理しにくいという理由がある。次に 5.3.3 の様な隣接クラスタのヒット判定をするために信号を分ける必要がある。2or3or4 クラスタヒットの選択するに当たって、1 つのクラスタから 1 つの信号では処理しきれないので、便宜的に信号の数を divider 増やしている。その後ろではスイッチで L1 トリガーを出力する条件 (L0 トリガーを出力したクラスタ数やクラスタの位置等) の決定をしている。L0 と同じく加算器によってアナログ波形を足し合わせ、コンパレータで閾値を超えていれば LVDS 信号を出力する。足し合わせる L0 トリガーの数やパターンは選択可能である。最後には OR 回路があり、いずれかの条件を満たしてコンパレータから信号が出力された場合に信号が Dragon ボードの FPGA に出力される。

5.3.5　L1 トリガー分配基板

L1 トリガー分配回路の写真と出力波形を図 5.31、5.32 に示す。L1 分配回路は少し複雑になっていて、トリガー同期 (詳細は後述) するにはディレイ (信号遅延) 調整が必要なので FPGA が載っている。

L0 トリガー生成・分配と L1 トリガー生成まで成功したら、L1 トリガーを分配する必要がある。その分配がいわゆる読み出しを開始させる最終命令になるわけだが、その分配ルートがアナログトリガーは少し特殊になる。

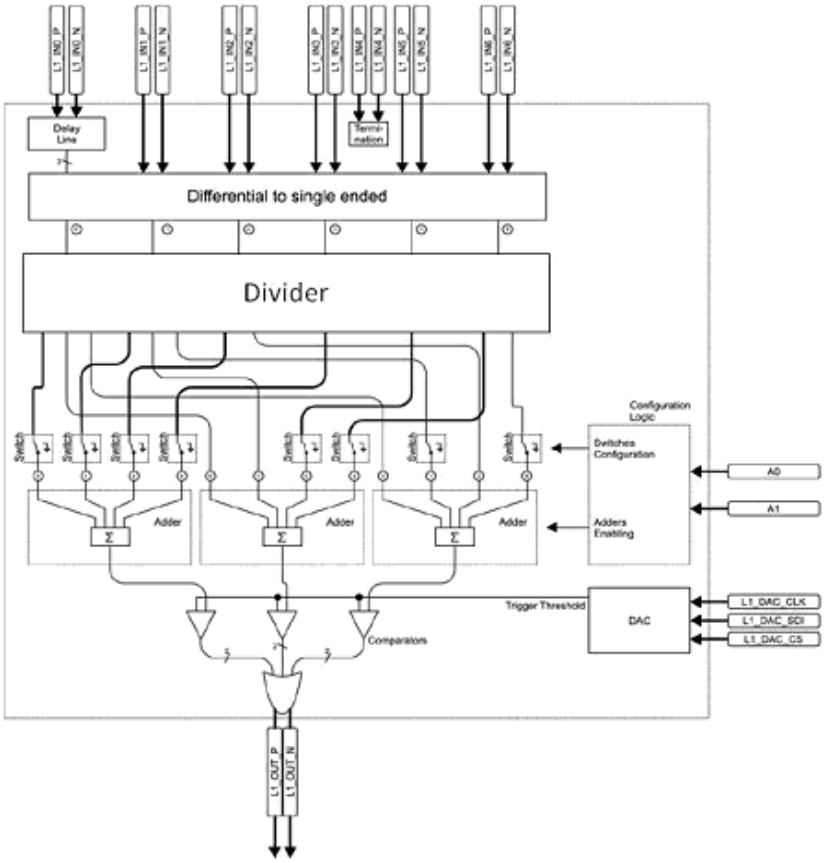


図 5.29: L1decision のブロック図。L1_IN0 が L0fanout から自身に戻した L0 トリガーに相当していて、隣接クラスタから送られてきた信号よりタイミングが早いので Delay Line(パターンが蛇行している部分) で調整している。

カメラに敷き詰められたクラスタには図 5.33[4]左の様に ID0-12 の 13 パターンの数字が振ってある。仮に黄色で塗りつぶされた ID11 のみから L1 トリガー信号が出力された場合、このクラスタでは読み出しはまだ行われず右上の緑色の ID11 へ信号が送信される (図 5.33 右)。さらに ID11(緑) は右上の ID6 へと信号を送信して、複数の ID6 を経由して中央の ID0 へと信号が送信される。

ここで始めて L1 トリガー信号は ID0 の Dragon ボード用の FPGA に送られる。それと同時に ID1 から 6 つの隣接クラスタにも L1 トリガー信号を送信する (図 5.34 左)。その際に各クラスタへの送信過程でほぼ同一の信号の遅延が起こる。L1 トリガー信号を受け取った ID1 はさらに上の ID1 と左上の ID12 に送信して、ID0 と同じ様に Dragon ボードの FPGA にも送信する (図 5.34 右)。ID2-6 でも ID1 と同様な働きをする。以上を繰り返すことによって波紋状に L1 トリガー信号を広げ、一番端のクラスタまで L1 トリガー信号を届かせる (図 5.35)。つまり、ある場所で L1decision 信号が発生したら、まずはその信号を中央に存在する ID0 のクラスタに伝送する (伝送の過程では特にト

[4] この節ではクラスタ ID の振り方は Backplane(PMT の逆側) から見た振り方になっている。

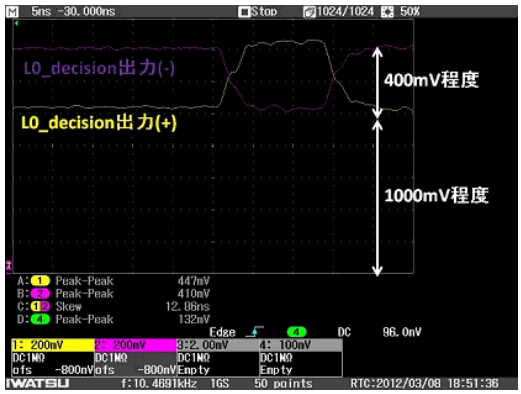


図 5.30: L1decisioin の出力オシロ画像。Dragon ボードとトリガーカードを接続してプロービングしたもの。LVDS 規格で Dragon ボード上の FPGA へ流れる。黄色が L1decision 出力の正、青が L1decision 出力の負の波形になっている。以下の性能を持つオシロスコープが使われて信号を観察している。IWATSU DS5354：帯域 500MHz・サンプリングレート 2G、プローブ：帯域 500MHz・10M Ω・12pF

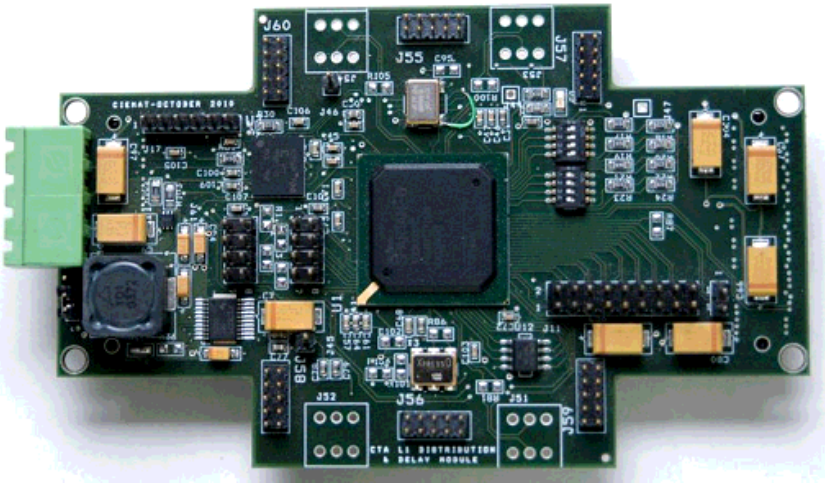


図 5.31: L1 トリガー分配回路

リガー動作は行われない)。そして ID0 に伝送された段階で、初めてトリガー信号を外へ送っていき、中心から広がっていった信号によって各々のクラスタのデータを取得する。

ただし、このロジックだと読み出しの同期が出来ない。各クラスタでサンプリングしている波形情報の中から同じイベントを読み出す必要がある。上記の様なロジックでは、ID0 が 1 番早く読み出しを開始し、中央から離れるほど開始が遅くなってしまう。そこで事前にクラスタ間通信にかかる時間を精度よく測定し、L1distribution に搭載されている FPGA によって意図的に遅延をかけることで読み出しの同期を行う。

例えば、ID0 の Dragon ボードの FPGA が L1 トリガー信号を受け取った (読み出しの準備が整った) 時間 t_1 と隣接する ID1-6 が読み出しの準備が整った時間 t_2 の差が Δt

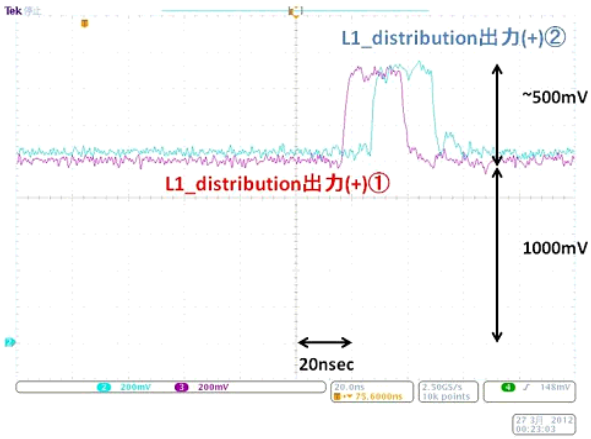


図 5.32: L1distribution の出力オシロ画像。Dragon ボードとトリガーカードを接続してプロービングしたもの。青色が L1distribution の出力波形 (隣接クラスタから受信) で、赤は L1distribution が自分に送信した出力波形になっている。LVDS 規格で Dragon ボード上の FPGA へ流れる。

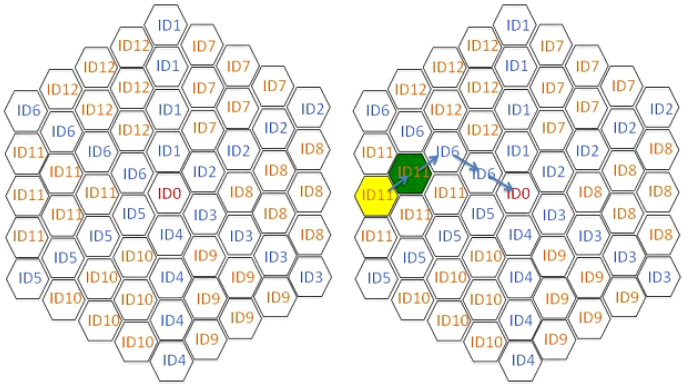


図 5.33: L1distribution 概要。焦点面検出器の簡易版でそれぞれ ID が振ってあり (左)、ID6(黄色) からのみ L1 トリガー信号が最初に出力された場合の例を示す (右)

あったとする。それを事前に測定出来れば、ID0 は Δt だけ遅らせて読み出しを開始することによって ID2-6 との同期がとれる。これを同様に、カメラの端のクラスタまで精度良くやってのければカメラ全体で読み出しの同期がとれる。

5.4 クラスタ間通信試験

Dragon ボードを用いたトリガーカード単体試験は終了して、Dragon ボード複数枚を使ったトリガーの通信試験に移行した。Dragon ボードの数が少ないので大規模な試験は出来なかったが、2 クラスタ分で通信して読み出しまで出来れば、最低限 LST のトリガーシステムとして動くものが出来たと言えるのでまずはそれを目指した。

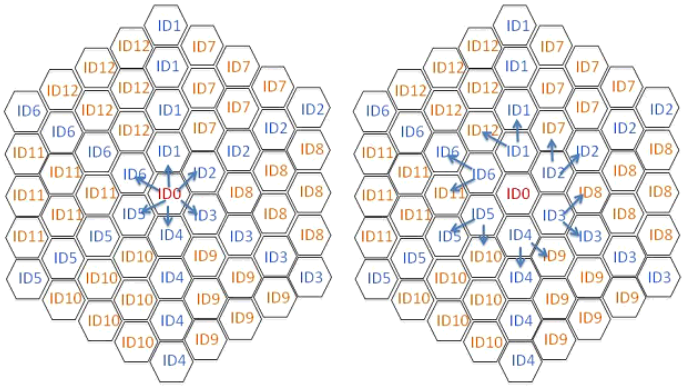


図 5.34: ID0 からの L1 トリガー信号の流れ。

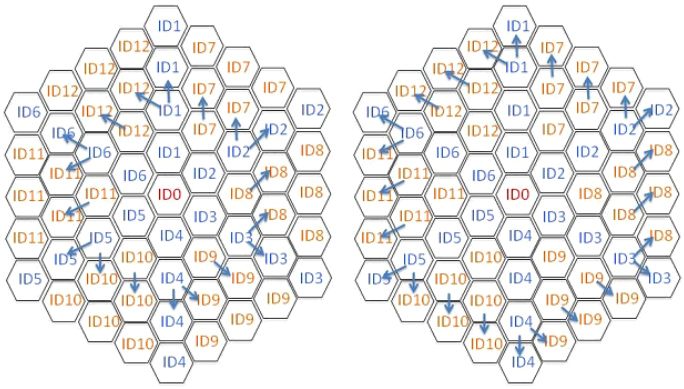


図 5.35: ID0 以降の L1 トリガー信号の流れ。カメラの端まで到達させる。

5.4.1　2 クラスタ

現在まともに稼働できる Dragon ボードは 3 クラスタ分あり、まずは 2 クラスタの試験 (図 5.36) を行った。図 5.36 では実際の通信試験の条件も書き込んであり、2 クラスタで片方だけが L1 トリガーを出力するようになっている。すなわち、ID:0 では L1 トリガーを作っていないので読み出しは出来ないが、ID:1 では L1 トリガーが生成されているので両方のクラスタともに読み出しをする。図 5.37 が読み出し結果になり、実際に入力した信号が読み出されていることが確認できた。

5.4.2　3 クラスタ

3 クラスタ試験 (図 5.38) では PMT を使用した実験を行った。暗箱の中に 3 クラスタと LED を固定して LED を光らせ、各々の PMT に微小な光を照射した。LED は LED 駆動パルサーからの信号を受け取ると同時に発光する。しかし、駆動パルサーと発光の時間間隔は必ずしも一定ではなく、その発光継続時間にはばらつきがあり、発光量にもばらつきがある。図 5.39 が実際の読み出し波形で、飛びぬけて波高が高いものは LED に近い PMT である。図 5.40 は光量のマップをとったものである。実際には

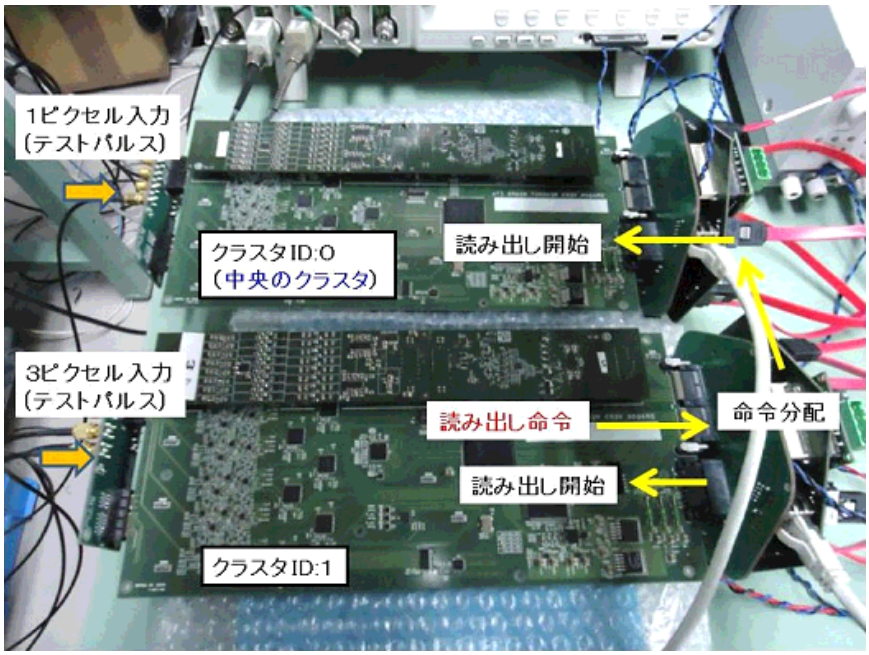


図 5.36: 2 クラスタ通信試験

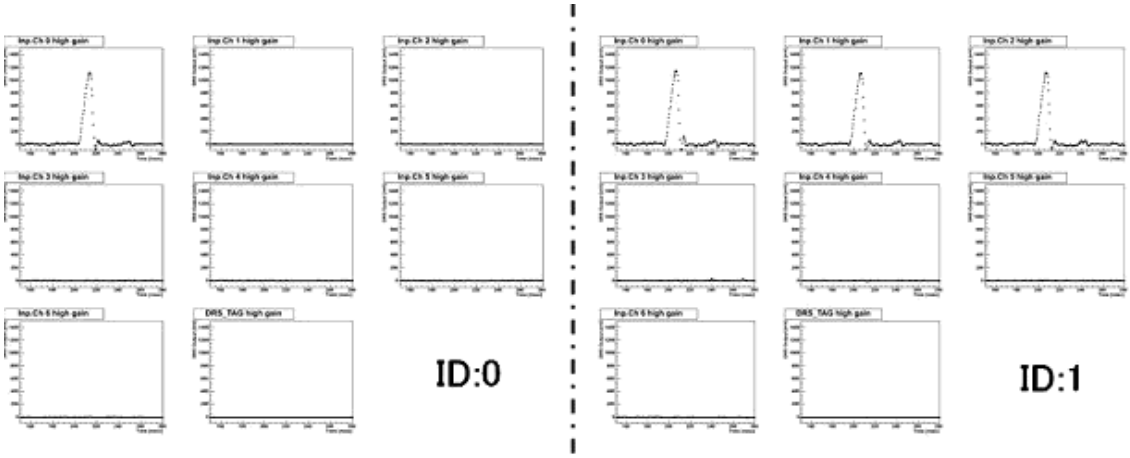


図 5.37: 2 クラスタ通信試験波形読み出し結果

多数のイベントのデータを取得したが、その中でも典型的な 5 イベント分の光量マップを示している。LED を 3 クラスタに向かって中央あたりに固定していたので、光量のマップでも比較的中央で多い光電子を検出している。

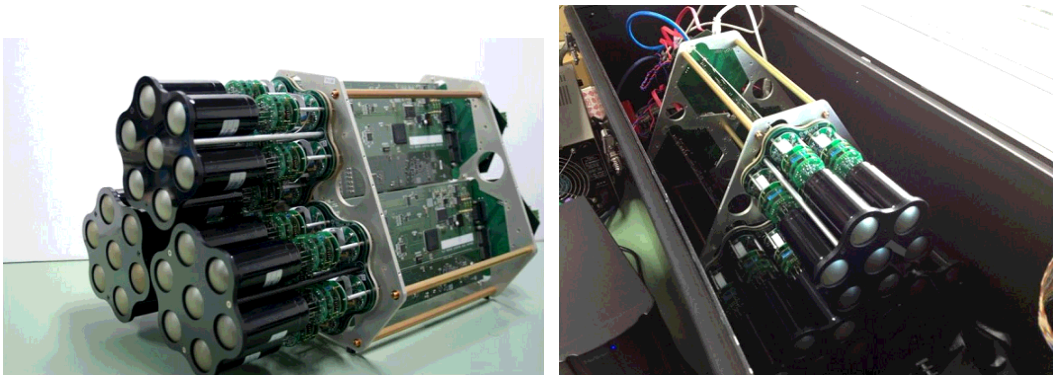


図 5.38: 3 クラスタ通信試験。実際に暗箱に入れて PMT を使って試験した (右)

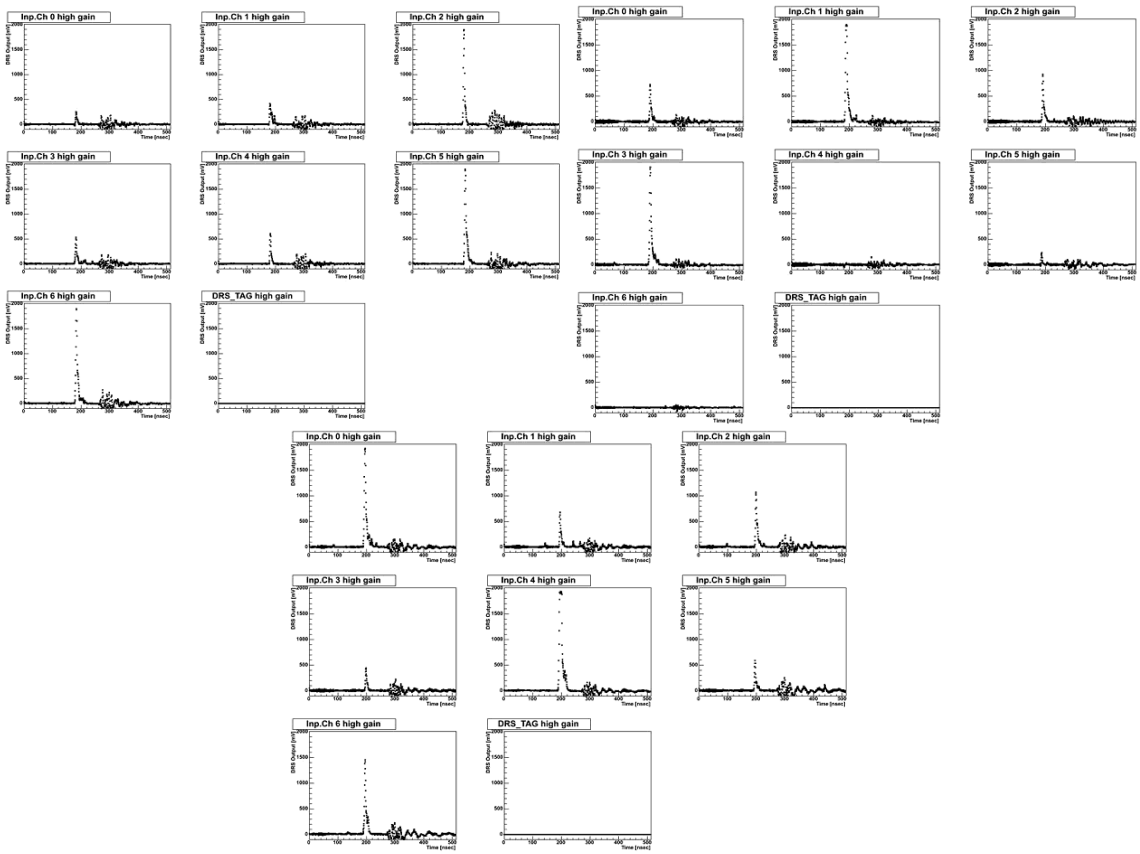


図 5.39: 3 クラスタ読み出し結果。横軸は時間 [nsec] で縦軸は電圧 [mV]。

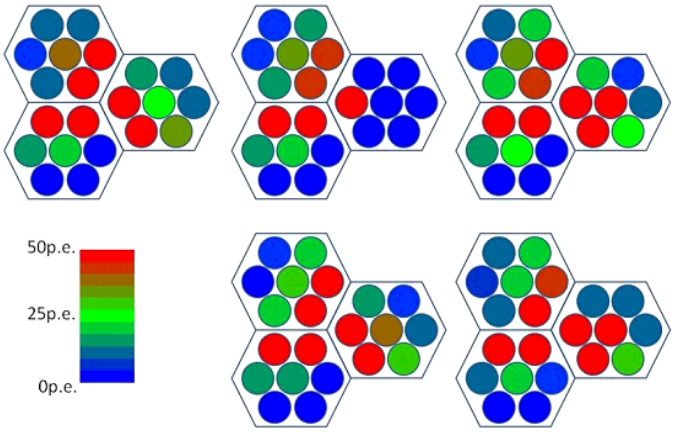


図 5.40: 3 クラスタ通信試験波形読み出し結果。〇は PMT1 本分で光量マップを作った。

第6章　まとめ

我々はLST採用に向けたメインアンプ開発と効率良い読み出しのためのトリガーシステムの試験を行ってきた。メインアンプに関してはほとんど要求を満たすことに成功していて最終版の回路のデザインを行っている段階に来た。トリガーシステムは、複数クラスタでの通信に成功して読み出しが出来たので最低限トリガーとしての働きを確認することが出来た。

現時点では特に問題は見つかっていないが、それでは採用の理由にはならない。デジタルトリガーも問題なく複数クラスタでの試験を終えて、アナログトリガーと同じ評価の位置にいる。よってこれからはトリガーシステム決定のためのさらに細かい試験が必要になってくる。特に、今後アナログトリガーとしての性能を正しく評価できる試験が必要になるだろう。

付録A　Altium Designerについて

Altium Designerは回路図設計のためのソフトウエアである。回路設計のためのソフトウエアといっても、様々なものが存在する。例えば、National Insturument社で販売しているMultiSimというソフトウエアは、用意された回路部品をつなぎ合わせて回路のシミュレーションを行うためのソフトである。一方、回路のシミュレーションというよりも、実際に回路基板を作るために、基板のレイアウトを行うようなPCBEの様なソフトウエアも存在する。今回我々が必要としているのは、シミュレーションを行い、さらに最後の基板の設計までできるCADソフトが必要とされていたため、新たにAltiumというソフトウエアを使うことにした。この手のソフトウエアとしてはOrcadというソフトウエアが非常に有名であり、多くの回路開発企業もこのOrcadというソフトを使っている(今回回路製作を発注したジー・エヌ・ディーという会社もOrcadを使っている)。しかし、このソフトウエアは非常に高価である。一方Altiumというソフトウエアは、Orcadに比べて安価であり、Orcadが出力するdnsファイルを出力することができる。そのため、我々は京都大学にAltium Designerというソフトを購入してもらい、このソフトを使って回路の開発作業を行った。今回は簡単なマニュアルを作ったので、回路設計をすることになった場合は、それを参照していただきたい。ファイルの場所はこの修論ファイルがあった場所と同じ場所で、ad-manual.pdfというタイトルになっている。

関連図書

[1] Gleon F. Knoll,Radiation Detection and Measurement THIRD EDTION.

[2] CTA 計画書 (CTA-Japan 編),2010.

[3] 青野正裕, 修士論文 (京都大学 2012).

[4] 小山志勇, 修士論文 (埼玉大学 2012).

謝辞

本論文を作成するにあたり、多くの方々からご助力を頂きましたので、この場を借りてお礼申し上げます。特に山形大学教授郡司修一先生、同大学教授櫻井敬久先生、同大学教授門叶冬樹先生には、この様な研究の機会を頂けたこと、研究に際し広くご指導頂けたことに深く感謝致します。他にも、京都大学准教授窪秀利先生、KEK の准教授田中真伸先生、助教内田智久先生、技師池野正弘氏の 4 氏には、回路開発の基礎から応用まで何度も何度も教えて頂きました。京都大学の卒業生青野正裕さん (平成 24 修了)、同大学院生の今野裕介君、粟根悠介君とは共同研究者として大変お世話になりました。もちろん他の CTA グループの皆様にも大変お世話になりました。山形大学電磁気学研究室の皆様が公私にわたり非常によくして下さったおかげで、とても楽しい研究生活でした。本当にありがとうございました。