

可視撮像分光装置 NaCS の開発と性能評価

北海道大学 大学院理学院 宇宙理学専攻
宇宙物理学研究室 修士 2 年

中尾 光

2012 年 2 月 23 日

概要

北海道大学では 2010 年 12 月より北海道名寄市にて口径 1.6m の光学赤外線望遠鏡 (Pirka 望遠鏡) の運用を開始した。本研究では Pirka 望遠鏡のナスミス A 焦点に搭載する可視撮像分光装置 NaCS(Nayoro optical Camera and Spectrograph) の開発を行った。この装置はロングスリットによる銀河ディスクや活動銀河核の分光、スリットレス分光による前主系列星及び褐色矮星の探査を主な目的としており、 $8.4' \times 4.2'$ (ピクセルスケール $0''.246/\text{pixel}$) の比較的広い視野を持つ。波長分解能は $\lambda/\Delta\lambda \sim 380$ である。CCD カメラには 450-900nm の範囲で 80% 以上の高い量子効率をもつ浜松ホトニクス社製の $2k \times 1k$ CCD を用い、読み出しシステムには東京大学で開発された KAC(Kiso Array Controller) を採用した。KAC は様々な CCD に対応可能であり、これまでに MIT 及び SITE の CCD の駆動に成功している。本研究では NaCS へ搭載するために浜松ホトニクス社製の CCD に対応させた KAC のアナログ回路及びソフトウェアの開発も行った。2011 年 5 月には既存の CCD カメラを代用して撮像モードにてファーストライトを受けることに成功し、試験観測を行った。2011 年 11 月から 12 月にかけては開発した KAC 及び浜松ホトニクス社製の CCD を搭載したカメラを用いて分光モードにてファーストライトを受けることに成功し、KAC の性能評価及び、撮像、分光モードでの試験観測を行った。

撮像モードでの試験観測では大気透過率、スループットの測定、限界等級の導出及び結像性能の評価を行った。KAC の性能評価では、ゲイン、非線形性、フルウェル、バイアスレベルの変動の測定及び評価を行った。分光モードでの試験観測ではグリズムホイールの再現性、ローテータ角度による分散方向の変化、波長分解能の測定及び評価を行い、分光時の限界等級の導出を行った。

試験観測の結果、現在の分光モードでは研究観測を行うことが難しいことが分かり、NaCS の改善点も多く見つかったが名寄市の平均的なシーイング ($2''$) においては結像性能や波長分解能は観測に影響を与えないレベルであることが分かった。

今後は本研究で明らかとなった改善点の改修を行い、2011 年 6 月頃から研究観測を開始する予定である。

目次

1	活動銀河核	5
1.1	AGN の種類	5
1.2	AGN の統一モデル	7
1.3	ジェット	8
2	本研究の目的	10
3	名寄市立天文台と Pirka 望遠鏡	11
4	CCD の原理と駆動方法	13
4.1	CCD の原理	13
4.2	天文観測用 CCD の特性	16
第 I 部 NaCS 開発		18
5	筐体部	19
5.1	前方ボックス	19
5.2	フィルターボックス	20
5.3	トラス部	22
5.4	装置全体の強度計算	23
6	光学系	25
6.1	光学調整	25
7	分光機構	27
7.1	部分スリット	27
7.2	グリズムの回折角と格子間隔	28
7.3	グリズム回折角の波長分散と分光器の分解能	29
8	検出部	31
8.1	検出素子	31
8.2	デュワー	32
9	駆動部	35
10	ソフトウェア	37
第 II 部 KAC(Kiso Array Controller)		38
11	概要	38
11.1	読み出しシステムの概要	38
11.2	デジタル処理部	39
11.3	アナログ処理部	43
11.4	読み出しモード	62

12	KAC による浜松ホトニクス社製完全空乏型 CCD の駆動試験	63
12.1	実験室の環境	63
12.2	試験用 CCD を用いた駆動試験	66
12.3	NaCS 搭載用 CCD を用いた駆動試験	77
12.4	試験観測時の KAC 試験	80
第 III 部 ファーストライト及び試験観測		86
13	概要	86
13.1	観測時ステータス	86
13.2	観測時のトラブル	87
13.3	撮像機構試験観測	90
13.4	分光機能試験観測	96
14	まとめ	101
付録 A	シリアライザとデシリアライザ	105
A.1	初期化とロックメカニズム	105
A.2	データ転送	105
付録 B	クロックソースファイル	107
付録 C	回路図	110

1 活動銀河核

宇宙に存在する数々の銀河の中でひと際明るく輝く銀河があり、それらの多くは活動銀河と呼ばれる。活動銀河は恒星以外のものを起源とした活動性を示す銀河であり、その中心領域を活動銀河核 (active galactic nucleus, AGN) と呼ぶ。Seyfert 銀河と呼ばれる AGN では、母銀河の内のすべての恒星からの放射エネルギーに相当する莫大なエネルギー ($\sim 10^{11} L_{\odot} = 10^{37} \text{ W}$) を、銀河中心の数 pc 以内の非常に小さな領域から放射している。Quasar と呼ばれる AGN では、放射エネルギーは Seyfert 銀河の場合のさらに 100 倍あるいは 1000 倍にも及ぶ。これらの莫大なエネルギーの供給源は、中心核に存在する超大質量ブラックホールへの質量降着であると考えられている。

AGN は多様な特徴を持つが、一般に以下の共通の特徴を持つ。

- 通常の銀河全体に相当する高い光度 ($\sim 10^9 - 10^{15} L_{\odot}$)
- 非常に小さな視角サイズ ($\ll 1''$)
- 電波から X 線までの広い波長領域にわたる連続光放射 (主にシンクロトロン放射起因)
- 強く線幅の広い輝線 ($\lesssim 10000 \text{ km/s}$)
- 数 10% 程度の変光 (数ヶ月スケール、一部の AGN では数日以下のスケール)
- 直線偏光 ($\sim 1\%$ 、一部の AGN では $\gtrsim 10\%$)

1.1 AGN の種類

AGN には、光度や連続光および輝線スペクトル、変光・偏光の程度などが異なる多くの種類が発見されている。以下に代表的な AGN の種類について述べる。

1.1.1 Seyfert 銀河

Seyfert 銀河は、AGN の中では比較的低い光度を持ち、近傍の AGN の中でもっとも数が多い。比較的低い光度であり近傍にあるため、Seyfert 銀河では母銀河を見分けることができ、母銀河のほとんどは早期型の渦巻銀河である。Seyfert 銀河を含む多くの AGN は電波源としても観測されるが、Seyfert 銀河の電波放射は AGN の中では比較的弱い。

Seyfert 銀河は、可視のスペクトル中に幅の広い輝線が観測されるかどうかで、大きく 1 型と 2 型の 2 つに分けられる (Khachikian and Weedman 1974)。1 型 Seyfert では、狭い幅の輝線 (狭輝線:FWHM $\sim 500 \text{ km/s}$) と広い幅の輝線 (広輝線:FWHM $\sim 500\text{-}10000 \text{ km/s}$) の 2 つの成分が観測される。2 型 Seyfert では狭輝線成分のみしか観測されない。広輝線は許容線 ($\text{H}\alpha$ 6563Å, $\text{H}\beta$ 4861Å, He I 5876Å など) のみ観測され、禁制線 ($[\text{O III}]$ 4956, 5007Å, $[\text{N II}]$ 6548Å など) では観測されない。これら線幅の異なる 2 つの輝線成分は、密度の異なる高温の高階電離ガスから放射されている。幅の広い禁制線が見られないことは、広輝線を放射しているガスでは、衝突によって禁制遷移が抑制されるほど密度が高いことを示している。

Seyfert 銀河などに見られる AGN の狭輝線スペクトルは、広い範囲の電離度をもつ輝線を放射しているので、H II 領域からのものとは区別できる。これは、AGN でのガスの電離を引き起こしている連続光放射が、H II 領域の場合の OB 型星による黒体輻射に近いエネルギースペクトルと比べて、広いエネルギー範囲にわたるスペクトルをもつためである。Seyfert 銀河と H II 領域の狭輝線スペクトルは、 $[\text{O III}]$ 5007Å と $\text{H}\beta$ のフラックス比でおおよそ区別でき、Seyfert 銀河では $[\text{O III}]/\text{H}\beta > 3$ である^{*1}。

1 型と 2 型 Seyfert 銀河の差異の起源については完全には理解されていない。2 型 Seyfert 銀河は本質的には 1 型 Seyfert 銀河と同じであるが、見かけの効果で 2 型では広輝線領域が観測されないと考えられている。かな

^{*1} ただし、重元素の少ない H II 領域でもこの条件を満たすため、これだけでは必ずしも AGN 識別の良い指標とはならない。図 1.1 に示す BPT ダイアグラムにおいて分類することができる。

りの割合はこれで説明できると考えられているが、説明のできない AGN もある程度存在する。Seyfert 銀河をさらに細分化するアイデアも提案されている。(Osterbrock 1981) は、 $H\beta$ と $H\alpha$ 輝線スペクトルの形を元に、1 型 Seyfert 銀河をさらに 1.0、1.2、1.5、1.8、1.9 型の 5 つの型に分類した。幅の広い $H\beta$ 輝線を持つものを 1.0 型とし、幅の広い成分の上に狭い成分が重なった形の $H\beta$ 輝線を持つものを 1.5 型とした。また、1.0 型と 1.5 型および 1.5 型と 2 型の中間型として、狭輝線成分が比較的弱いものおよび強いものをそれぞれ 1.2 型、1.8 型とした。1.9 型は $H\beta$ 輝線では広輝線成分が見られないが、 $H\alpha$ 輝線では見られるものである。

1.1.2 Quasar

Quasar は AGN の中で最も明るい光度を持つ。Seyfert 銀河とは絶対等級で区別され、B バンドでの絶対等級 M_B が $M_B < -21.5 + 5 \log h_0$ を満たすものとして定義される。ここで、 h_0 は 100 km/s/Mpc で規格化された Hubble 定数である。Quasar は比較的遠方の宇宙に多く、近傍の宇宙にはあまり見られない。

Quasar は、電波放射の強度により、電波の弱い Quasar (radio-quiet quasar、RQQ) と電波の強い Quasar (radio-loud quasar、RLQ) の 2 種類に大きく分けられる。Quasar の大部分は Radio-quiet quasar で、5-10% 程度が Radio-loud quasar である。Radio-quiet quasar の SED は 1 型 Seyfert 銀河の SED と非常に良く似ている。以前は Radio-quiet quasar と 1 型 Seyfert 銀河とはまったく別の種類と考えられていたが、現在ではこれらは同じ種類のなかの光度の異なるクラスであると考えられている。Quasar の可視光スペクトルも 1 型 Seyfert 銀河のものとよく似ており、広輝線と狭輝線の両方の成分が見られる。

Radio-loud quasar は、数 GHz から数 100 MHz の領域で連続光スペクトルの傾きの違いにより、さらに 2 種類に分けられる。低周波に向かって立ち上がるスペクトルを持つものは SSRQ (steep spectrum radio quasar) と呼ばれ、比較的平坦なスペクトルをもつものは FSRQ (flat spectrum radio quasar) と呼ばれる。これらは、連続光スペクトルの形を $F_\nu \propto \nu^\alpha$ で表したときに、数 GHz でのスペクトルの傾き α が 0.5 より大きいか小さいかによって区別される。なお、Quasar をはじめ AGN の電波放射はシンクロトロン放射であると考えられている。

1.1.2.1 OVV

可視光で 1 日より短い時間スケールで 0.1 等以上という激しい変光を示す Quasar は、OVV (optically violent variable) quasar と呼ばれる。OVV はすべて Radio-loud quasar である。ほとんどの OVV は数 % 以上の高い偏光を持ち、また、その偏光度と偏光角に対する変動も示す。なお、可視光で 3% 以上の偏光を持つ Quasar は、HPQ (highly polarized quasar) と呼ばれ、OVV のほとんどが HPQ である。FSRQ は激しい変光と高い偏光をもつ傾向があり、FSRQ のほとんどが OVV である。FSRQ や OVV の示す高い偏光や激しい変光は、シンクロトロン放射とその変動によるものと考えられている。

1.1.3 電波銀河

電波銀河 (radio galaxy) は、強い電波源として観測される AGN である。電波銀河の可視のスペクトルは Seyfert 銀河のものとよく似ており、Seyfert 銀河の 1 型と 2 型とに対応する 2 つの型が存在する。広輝線成分を持つものは BLRG (broad line radio galaxy)、狭輝線成分のみしか持たないものは NLRG (narrow line radio galaxy) と呼ばれる。電波銀河は基本的に Seyfert 銀河とよく似ていることから、電波の強い Seyfert 銀河 (radio-loud Seyfert) と考えられているが、電波銀河は Seyfert 銀河と異なり楕円銀河を母銀河としている。

NLRG には、電波強度と空間的な強度分布の違い 2 つの型が存在する (Fanaroff and Riley, 1974)。電波強度の低いものは FR I 型と呼ばれ、AGN の中心位置で最も明るく電波ローブの端にいくにつれて暗くなる強度分布をもつ。高強度のものは FR II 型と呼ばれ、電波ローブの周縁が最も明るくなる強度分布をもつ。

1.1.4 BL Lac 天体

BL Lac 天体は、他の AGN と異なり、スペクトル中に強い輝線や吸収線が見られない AGN である。この名前は原型であるとかげ座 BL 天体 (BL Lacertae) に由来し、この天体は銀河系内の変光星だと考えられていた。BL Lac 天体は、強い電波源であり、激しい変光と高い偏光を示す。これらの点が OVV とよく似ていることから、BL Lac 天体と OVV は、あわせて Blazar と呼ばれるが、強い輝線も吸収線も見られないという特徴から OVV とは区別される。BL Lac 天体では、非常に強いシンクロトン放射に連続光や輝線が埋もれていると考えられている。実際に、高い S/N をもつスペクトル中には、弱い輝線や吸収線が検出されている。

1.1.5 LINER

光度が低く、低電離ガスからの輝線で特徴づけられる AGN を LINER (low-ionization nuclear emission region) と呼ぶ (Heckman 1980)。スペクトルの特徴は、可視光スペクトル中に 2 型 Seyfert 銀河と似た狭輝線が観測されるが、低電離の輝線 ($[\text{O II}] \lambda 3727\text{\AA}$ 、 $[\text{O I}] \lambda 6300\text{\AA}$ 、 $[\text{N II}] \lambda 6548$ 、 $6583\text{\AA}$ など) が比較的強く見られる。渦巻銀河の約半数が LINER という報告 (Ho, Filippenko and Sargent 1994) もあり、LINER は非常に一般的な AGN 現象である。LINER と 2 型 AGN (2 型 Seyfert 銀河や NLRG) および H II 領域の狭輝線スペクトルは、BPT ダイアグラムと呼ばれる 2 組の輝線フラックス比を用いたダイアグラム上で異なった分布を示す。図 1.1 に BPT ダイアグラムの 1 例を示す。LINER は、2 型 Seyfert 銀河に比べて低い $[\text{O III}]/\text{H}\beta$ 比により区別され、H II 領域に比べて高い $[\text{N II}]/\text{H}\alpha$ 比により区別できる。

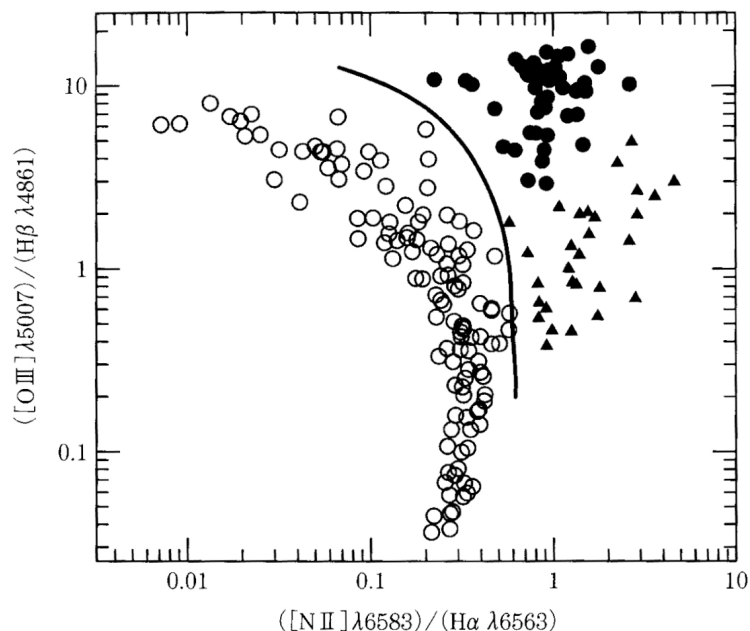


図 1.1 輝線天体に対する分光診断 (BPT) 図: $[\text{O III}] \lambda 5007/\text{H}\beta$ と $[\text{N II}] \lambda 6583/\text{H}\alpha$ の関係。これらの強度比はそれぞれ波長の近い輝線を用いているので赤化の影響はほとんど受けない。○は H II 領域、●は 2 型 Seyfert 銀河と NLRG、▲は LINER である。(データ出典: Veilleux and Osterbrock (1987)、作図: R.W.Pogge)

1.2 AGN の統一モデル

前節で述べた AGN は、各種類ごとに多様な特徴が観測されるが、これらの多様性が可視光光度、電波強度、我々と AGN の見込み角の違いによって生じているという考えがあり、AGN の統一モデル (Antonucci 1993) と呼ばれる。統一モデルで考えられている AGN の模式図を図 1.2 に示す。AGN の中心には超大質量ブラックホー

ルがあり、その周囲に降着円盤が存在すると考えられている。ブラックホールの質量は 10^7 - $10^8 M_{\odot}$ 程度と考えられ、ブラックホールの半径 (Schwarzschild radius) は 10^{12} - 10^{13} cm 程度である。降着円盤は中心からの距離に応じた温度分布をもち、内側の高温領域 (半径 $\lesssim 10^{15}$ cm) からは、可視から X 線にわたる幅広いエネルギー範囲の連続光が放射されており、より内側の高温領域からはより高エネルギーの電磁波が放射されている。降着円盤からの放射により、周囲の幅の広い輝線を放射する広輝線領域 (broad line region : BLR) が電離、励起される。BLR の半径は 10^{16} - 10^{17} cm 程度である。この BLR が直接見えるような、円盤がほぼ真上に近い方向から観測される天体が 1 型 AGN と考えられる。線幅の狭い輝線しか観測されない 2 型 AGN では、BLR からの放射が周囲の物質に隠されて直接観測できず、狭輝線は主に反射光が到達したものと解釈できる。BLR を遮る物質はダスト雲である可能性が高いとされ、狭輝線を出す領域 (narrow line region: NLR) はこのダスト雲よりも外側にあると考えられている。NLR の広がりには 70 pc から 10 kpc 程度である。ダスト雲は図 1.2 中の分子トラスのような構造を持っていると考えられているが、トラス状ではなく、小さな雲の集合体であるとする説 (Krolik and Begelman, 1988) や、シェル状 (トラスの外側の表面だけのような形) であるとする説 (Ohsuga and Umemura, 1999) もありこのダスト領域の形状は明らかになっていない。しかし、一般的にこのダスト領域はダストトラスと呼ばれる。ダストトラスのサイズは内径が 0.1-1 pc 程度、外径が 100 pc 程度と考えられている。電波の強い活動的銀河核 (radio-loud AGN) の場合には、さらに中心から電波ジェット (radio jet) が放射されている。ジェットを正面から見る方向で観測される天体では、相対論的效果によりジェットからの放射成分が増幅され、降着円盤や BLR からの放射は相対的に弱くなる。ジェットからの放射はシンクロトロン放射であると考えられており、スペクトルは自己吸収のあるシンクロトロン放射の重ね合わせとなる。よって電波領域でスペクトルの勾配が小さい BL Lac 天体や OVV はジェットを真正面から観測した天体だと考えられている。

1.3 ジェット

活動銀河核からは降着円盤に垂直な方向へ、光速に近い速度でジェットが噴出している。このジェットは非常に細く収束されており、数 Mpc まで到達するものもある。ジェットの生成メカニズムは銀河中心のブラックホールへ質量が降着する際に解放される角運動量の一部が起因していると考えられているが、詳細は分かっていない。図 1.3 に電波銀河 NGC6251 の電波観測の結果を示す。1 番左の図がもっとも広域で、図の中心付近に NGC6251 が位置しており、中心から離れた領域に電波ローブが広がっている。右の図にいくほど拡大されており、細く長いジェットの構造が続いているのが分かる。1 番左の図から 1 番右の図まで 100 万倍も拡大されている。現在最も高分解能な観測方法である VLBI (超長基線干渉計) 観測により 1 ミリ秒角程度まで分解できているが、それでもジェットの生成領域を直接観測するには至っていない。

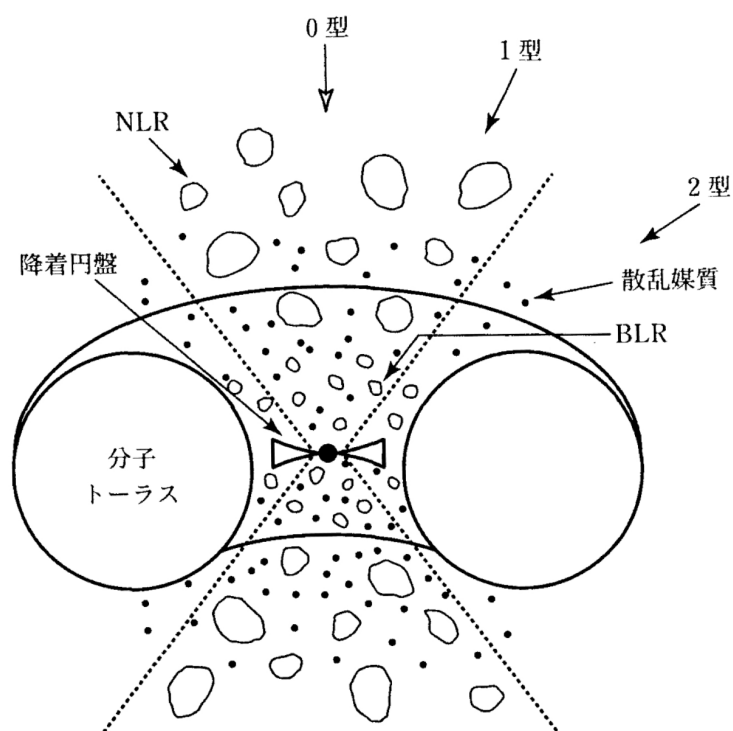


図 1.2 AGN の模式図。中心に超大質量ブラックホールと降着円盤があり、BLR の雲が分布している (降着円盤の外部領域も線幅の広い低電離輝線を放射している可能性がある)。BLR の外側にはダストによる強い吸収領域 (図ではトーラスとして表示) が広がっており、それを見込む角度により BLR が見える場合 (1 型 AGN) と見えない場合 (2 型 AGN) がある。BLR が直接見えない場合でも、周囲に広がる散乱媒質により散乱光のスペクトル内に広輝線が含まれることがある。強い吸収領域の外には、中心核からの電離放射により円錐状に電離した領域 (NLR) が広がっている。中心からジェットが出ている場合、それを真正面から覗くと AGN は 0 型 AGN (Blazar) として観測される。(活動する宇宙 柴田一成等著より引用)

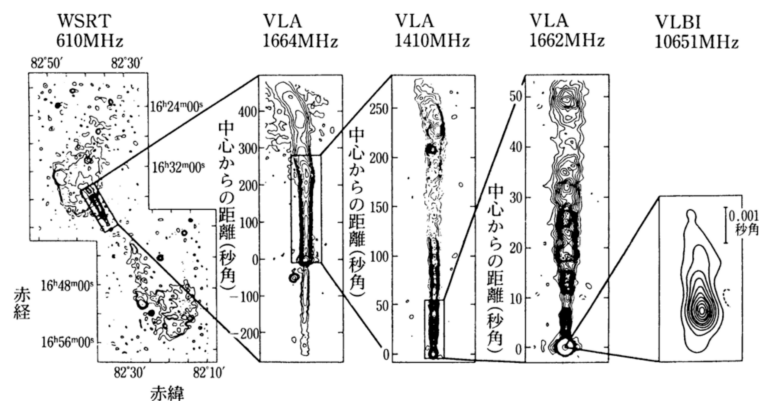


図 1.3 NGC6251 の観測画像。1 番左はオランダのウェスタボーグにある電波干渉計で作成されたもので、左から 2 番目-4 番目までは VLA で得られたもの、1 番右の画像は VLBI 観測で得られたものである。(活動する宇宙 柴田一成等著 より引用)

2 本研究の目的

AGN は銀河進化の一過程なのかそれとも固有の現象であるのか、この問題は銀河の形成と進化を考える上で重要である。AGN の活動性は中心の大質量ブラックホールへの質量降着が原動力となっており、質量降着とそれに伴う放射や電波ジェットの出射と合わせて理解する必要がある。しかし、中心核のサイズは 0.01 pc 以下であるので、観測で空間的に分解することは極めて困難であり、時間変動を利用した間接的な構造の解明が進められてきた。

中心核からの連続光放射やジェットは有限の時間で伝搬して行くため、電波強度と中心核を取り巻く BLR の可視光光度の変動には時間的なズレが観測される。この方法 (リバレーションマッピング) を利用することで、AGN の活動性だけでなく、空間的に分解できない構造に制限を与えることができる。

我々は自研究室が所有する北海道大学苫小牧 11 m 電波望遠鏡を含む国内の VLBI 観測網 (JVN: Japanese VLBI Network) での観測を進めつつある。そこで我々の研究室では VLBI 観測と同時に可視光観測を長期間行い、電波ジェットの出射から BLR が受ける影響を調べることによってその相互作用を明らかにし、BLR 域までの空間スケールの構造の解明に迫ることを目指している。

本研究の目的は AGN の多波長での長期モニター観測を実現するために、可視撮像分光装置 (NaCS) を早期に開発し、その性能を評価することである。

3 名寄市立天文台と Pirka 望遠鏡

北海道大学 1.6m Pirka 望遠鏡は、北海道大学理学部地球惑星科学科が中心となって北海道名寄市に建設した光学赤外線望遠鏡で、その口径は国内で第3位である。名寄市が運営する公共天文台と連携しており、学生の教育・研究とともに一般公開の役割も担う特徴を持っている。観測ターゲットとして惑星観測をメインとしているため、仰角5度までの追尾が可能であるという特徴も持っている。図3.1と図3.2は名寄市立天文台とPirka望遠鏡である。表3.1にPirka望遠鏡の仕様を示す。Pirka望遠鏡はカセグレン焦点と2つのナスミス焦点を持っている。



図 3.1 名寄市立天文台の概観 (北海道大学 1.6 望遠鏡の進捗状況 より引用)



図 3.2 Pirka 望遠鏡の概観

表 3.1 Pirka 望遠鏡の仕様

項目	仕様
サイト	東経 142 度 28 分 北緯 44 度 22 分 標高 151 m
形式	リッチークレチアン
有効口径	$\Phi 1600$ mm
合成焦点距離	19238 mm(F/12.6)
焦点	カセグレン $\times 1$ 、ナスミス $\times 2$
カセグレン焦点	インストルメンツローテータ 耐荷重 500 kg 視野 $\Phi 20'$
ナスミス A 焦点	インストルメンツローテータ 耐荷重 500 kg 視野 $\Phi 10'$
ナスミス B 焦点	イメージローテータ 耐荷重 900 kg 視野 $\Phi 3'$
主鏡	素材 無膨張セラミックガラス Astro-sitall サイズ 直径 1620 mm、厚み 220 mm コーティング SiO 保護膜付きアルミニウム
副鏡	素材 無膨張セラミックガラス Astro-sitall サイズ 直径 305.6 mm、厚み 50 mm コーティング SiO 保護膜付きアルミニウム

4 CCD の原理と駆動方法

4.1 CCD の原理

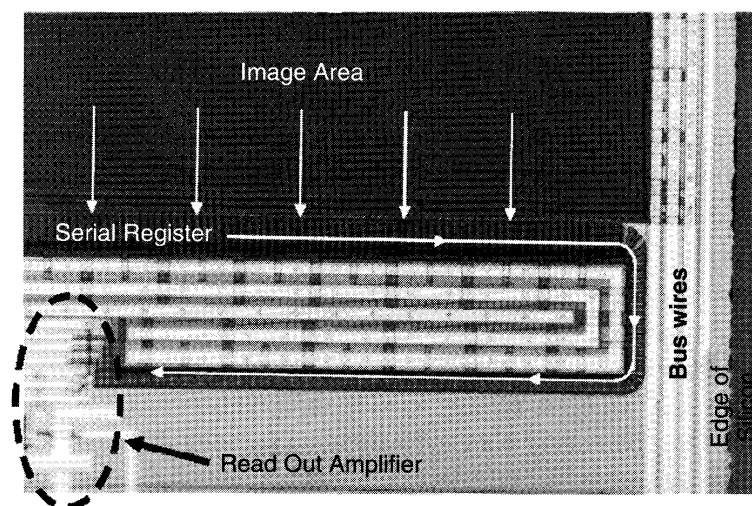


図 4.1 CCD の構造。電荷は平行転送された後、シリアルレジスタ内をシリアル転送されアンプに到達し、電圧に変換される。(Handbook of CCD Astronomy より引用)

CCD(Charge Coupled Device:電荷結合素子) はシリコン半導体素子であり、主に受光部、転送部、アンプ部からなる(図 4.1)。受光部のシリコンフォトダイオードに入射した光は光電効果により電子・正孔の対を形成する。転送部ではシリコン基板表面のシリコン酸化膜(絶縁体)に多数の電極を設け、各電極により異なる電圧をかけることによりポテンシャルウェルを作り出し電荷を蓄積する。また、各電極の電圧を順送りに変化させることにより蓄積した電荷を隣の素子に転送することができる(図 4.2)。一般的な CCD は電荷を転送するもの(MIT,SITe 社製の天文用 CCD など)が多いが、浜松ホトニクス社製の完全空乏型 CCD のように正孔を転送する CCD も存在している。この場合も駆動電圧の符号が反対になるだけで基本的な蓄積及び転送原理は同じである。電荷の転送は平行転送とシリアル転送からなり 2 次元上の各ピクセルに蓄えられた電荷は平行転送により同時に 1 行分転送される。平行転送によりシリアルレジスタに送られた電荷はシリアル転送によりアンプ部に転送される。

アンプ部の構造を図 4.3 に示す。多くの CCD の場合、アンプ部の最終段に隣接している PN 接合ダイオードは逆バイアスがかかった状態にしてあり、転送された電荷を電圧に変えるキャパシタの役割をはたす。この PN 接合ダイオードの N 型の領域は、電氣的に浮遊状態になっていることから、フローティング・ディフュージョン(FD;Floating Diffusion)と呼ばれている。転送された電荷は接合容量や寄生容量(電子部品の内部の物理的な構造により発生する、設計者が意図しない容量成分)を含めた FD のキャパシタンスに従ってその両端の電圧が変化し、その電圧を接続されたアンプにより増幅することで信号電圧として出力する。FD は出力の完了したピクセルの電荷をリセットしてから、次のピクセルの電荷を受けとらなければならない。FD はリセット・ゲート(RG)が High になることで、リセット・ドレイン(RD)の電圧 V_{FD} にリセットされる。リセット動作の直後は、FD の電圧は基準電圧となり、次に FD に転送されてきた電荷と合わせた信号電圧と基準電圧の差を取ることで、転送された電荷による電圧のみ ΔV_{FD} を得ることができる(CDS 処理)。基準電圧と信号電圧はシリアル転送クロック ϕ_1 の立ち下がりに同期して、その前後に現れる。

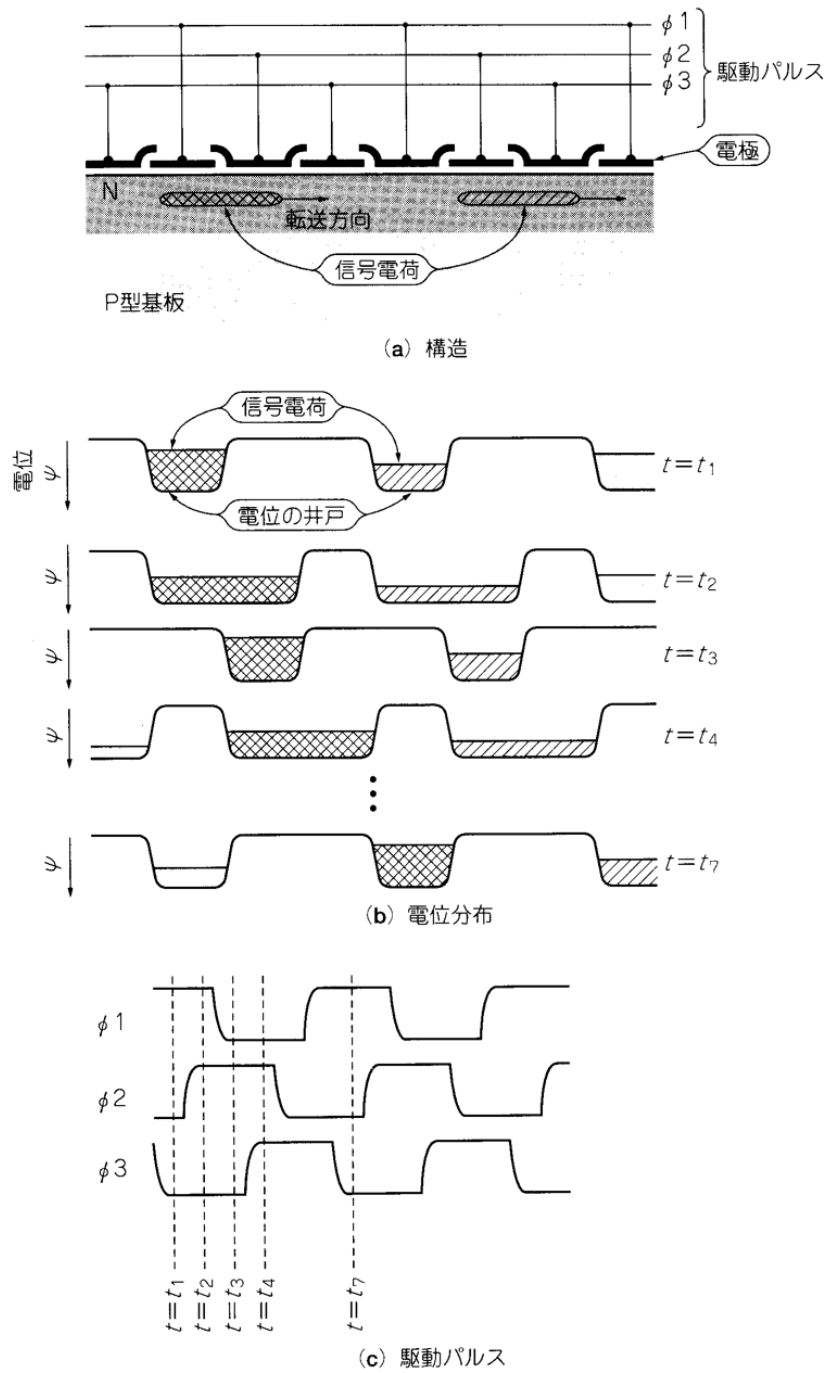


図 4.2 3 相 CCD の構造。(a) 構造の概略図、(b) 電位分布の時間変化、(c) 3 相端子の駆動パルス (CCD/CMOS イメージ・センサの基礎と応用 より引用)

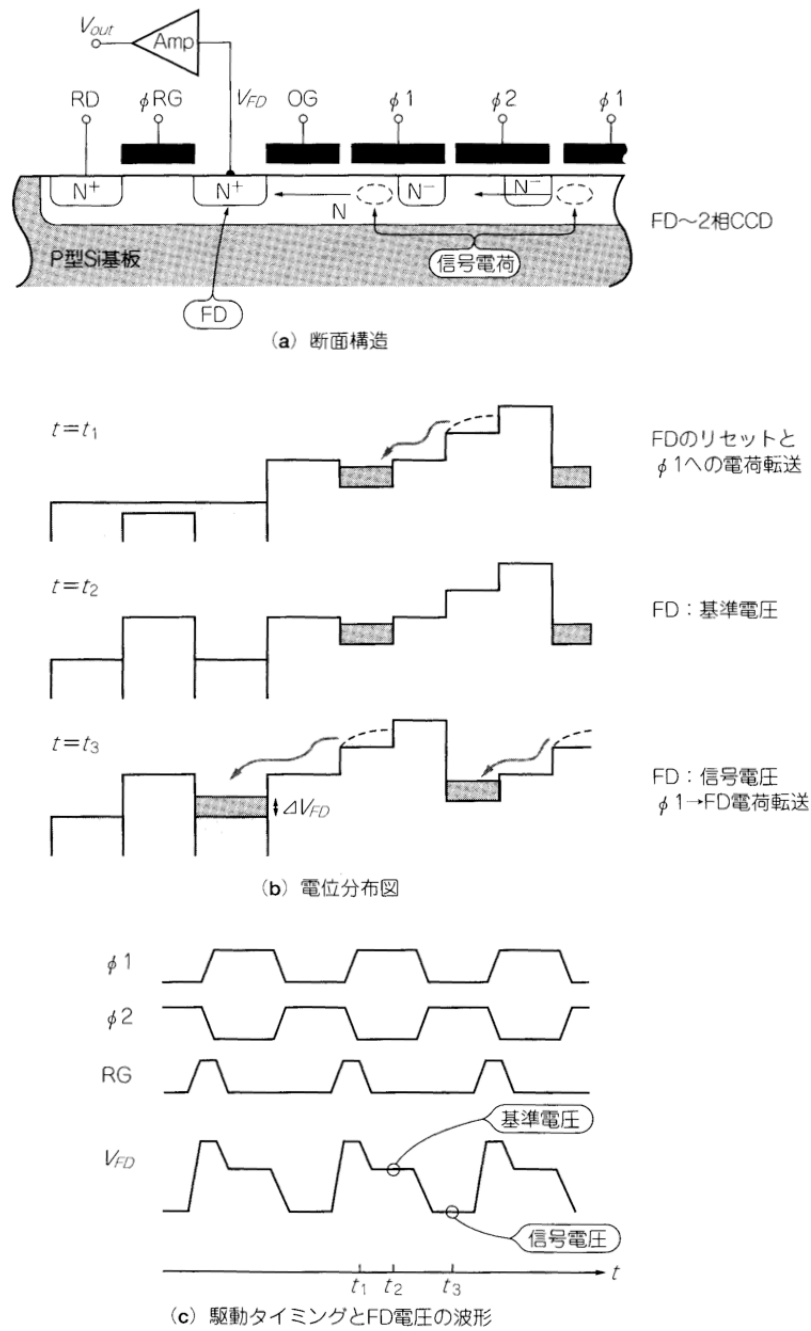


図 4.3 フローティング・ディフュージョン・アンプの構造、電位分布と駆動タイミング (a) 断面構造、(b) 電位分布図、(c) 駆動タイミングと FD 電圧の波形 (CCD/CMOS イメージ・センサの基礎と応用 より引用)

4.2 天文観測用 CCD の特性

現在、ほとんどの可視光観測装置の検出器には CCD が用いられている。本節では天文観測用 CCD の特性について述べる。

4.2.1 量子効率

シリコンの吸収長 (入射光が $1/e$ になる長さ) は波長依存性があるため、CCD の量子効率はシリコンの厚みに依存する。ポテンシャルウェルにより完全にシリコン内の電子を捕縛できる層を空乏層と言い、完全には電子を捕縛できない層を中性層と言う。一般に表面照射型 CCD はシリコンの層が厚いため長波長側で感度が高いものが多いが、表面のゲート構造に吸収又は反射される光子があるため、全体的に感度は下がる。これに対し背面照射型 CCD ではゲート構造のない背面から光子が入射するため、全体の感度は改善される。背面照射型 CCD の場合は短波長側の光が中性層で光電効果を起こすため、一般に単波長側の感度が下がる傾向がある。そのため、背面照射型 CCD は中性層を少なくする目的で、シリコンの層を薄く作られることが多く、その結果、表面の一様性が表面照射型 CCD に比べ劣り、長波長側の感度も低下する。本研究で使用する浜松ホトニクス社製 CCD は中性層がない、完全空乏型の背面照射型 CCD であるため、可視光域全体に渡り高い量子効率を達成している。(図 4.4)

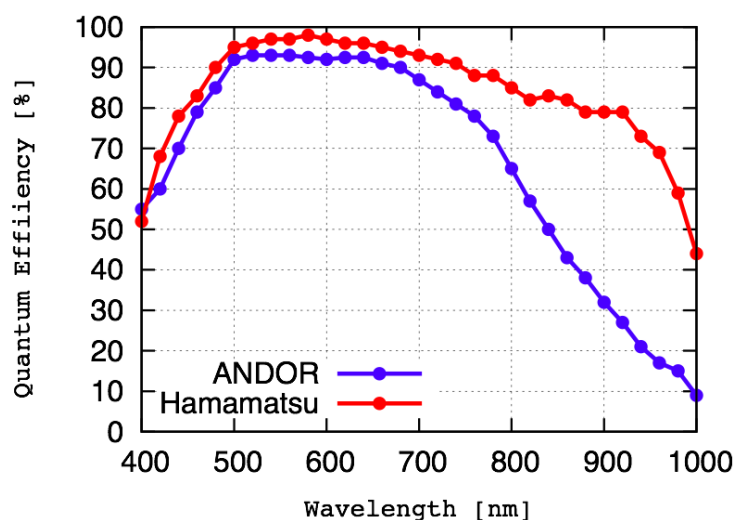


図 4.4 浜松ホトニクス社製完全空乏型 CCD と ANDOR 社製背面照射型 CCD の量子効率の違い。完全空乏型 CCD は可視光域全体で高い量子効率を達成している。

4.2.2 読み出しノイズ

読み出しノイズは CCD に蓄積させた電荷をデジタル信号に変換する行程の間に侵入してくるノイズの総称であり、以下の分離できない 2 つの成分からなる。

- AD 変換器によるノイズ
- 電子回路内で発生する電子によるノイズ

読み出しノイズは、CCD 上のオンチップアンプ^{*2}を電子が通過することによりアンプの温度が上昇していくため、読み出しの過程でも変化することがある。また一般に読み出しスピードが遅いほど読み出しノイズは小さくなるが、その分観測におけるロスタイムが大きくなる。現在では読み出しノイズは $10 \text{ e}^-/\text{pixel}/\text{read}$ 以下が一般的である。

^{*2} CCD の信号電圧は微弱なため、ノイズが入る前に増幅する必要があり、一般に CCD のチップにアンプが取り付けられている

4.2.3 暗電流

CCD のシリコンの価電子帯の電子は熱励起されて自由電子となり、CCD のポテンシャルウェルに蓄積されることがあり、これを暗電流と呼ぶ。天体からの光子により CCD に生じた電子と暗電流による電子は区別することができない。暗電流の量はシリコンの温度に大きく依存するため、天文観測用の CCD は一般に冷却することで暗電流を抑えている。典型的な CCD の室温での暗電流は $2.5 \times 10^4 \text{ e}^-/\text{pixel}/\text{sec}$ 程度であり、冷却した CCD の典型的な暗電流は $0.04\text{--}2 \text{ e}^-/\text{pixel}/\text{sec}$ 程度である。CCD を冷却すればするほど暗電流は小さくなるが、反対に量子効率と転送効率は徐々に低下していくため、両者の兼ね合いが重要となる。多くの天文観測用 CCD は -100°C に維持されることが多い。暗電流はポアソン分布に従うため、実際にシグナルに影響するノイズは暗電流の平方根に比例する。シャッターを開けず (CCD に光を当てず) に露光したフレームをダークフレームと言い、ダークフレームからバイアスフレームを引いたフレームの平均カウントが暗電流である。

4.2.4 ピクセルサイズ、フルウェル

1 つのピクセルに貯めることのできる電荷の量をフルウェルと言う。一般にフルウェルの大きさはピクセルサイズとピクセルの厚みに比例する (Kodak のピクセルサイズ $9 \mu\text{m}$ の CCD: 85000 e^- 、SITe のピクセルサイズ $24 \mu\text{m}$ の CCD: 350000 e^-)。フルウェルの大きな CCD では 1 回の露出で多くの光子を蓄えられるため、相対的に読み出しノイズの影響を小さくでき、またトータルの露光回数も少なくすることができる。観測装置によりどのピクセルサイズの CCD が適切であるかは異なるが、一般にはピクセルサイズはシーイングサイズの半分程度になるように、光学系の設計及び CCD の選定が行われる。

第I部

NaCS 開発

本研究では、北海道大学附属天文台 1.6 m Pirka 望遠鏡用の観測装置である可視撮像分光装置 NaCS(Nayoro Optical Camera and Spectrograph) の開発を行った。NaCS は 2k×1k CCD を搭載し、現在 Pirka 望遠鏡に搭載されている装置の中で最も広い視野を持ち、唯一の可視光分光器である。本章では、開発した NaCS ついて述べる。NaCS の開発は神戸大学 (宇宙物理学研究室観測系) と東京大学 (天文学教育研究センター木曾観測所) と共同で行っており、東京大学とは共同で CCD 読み出しシステム (KAC) の開発を行い、神戸大学とは読み出しシステム以外の開発を分担して行った。私は主に KAC の開発と性能評価、NaCS 筐体部の設計・製作、光学系の調整、デュワー内の設計・製作、ソフトウェアの開発を担当した。

NaCS の全体像を図 4.5 に、ステータスを表 4.1 に示す。NaCS は装置全体を支える筐体部、光学系、フィルターホイール・グリズムホイール等の駆動系、検出部からなる。

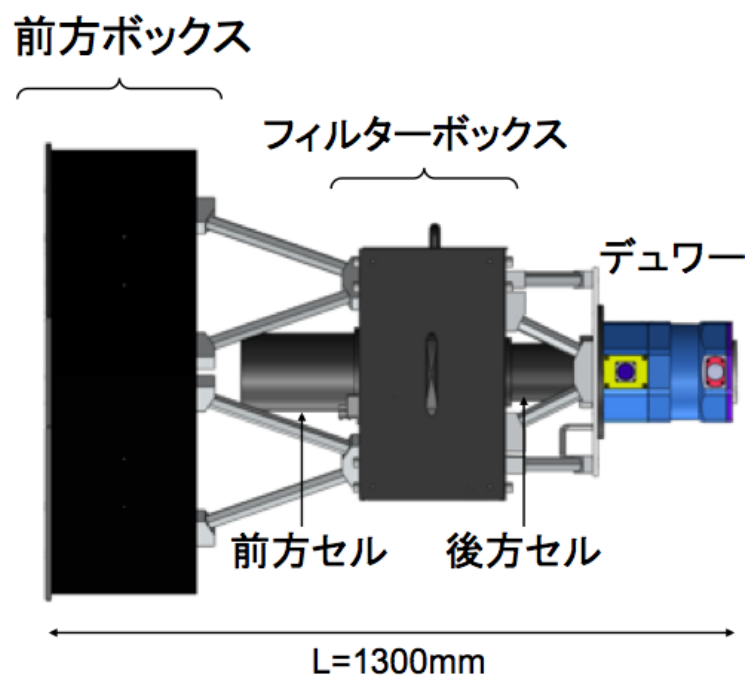


図 4.5 NaCS の全体像

表 4.1 NaCS の仕様

視野	8'.4 × 4'.2
ピクセルスケール	0.245 arcsec/pixel
装置 F 値	F6.6
検出器	浜松ホトニクス 2k×1k CCD
フィルター	SDSS(g',r',i',z'), H α , オーダーソートフィルター (GG435,)
分散素子	グリズム (G300)
サイズ	720×720×1300 mm ³
重量	110 kg(最終的)

5 筐体部

筐体部は装置全体を支える骨格となる。筐体部に要求される仕様は以下である。

- 姿勢による装置全体のたわみが観測に影響を与えない程度に抑えられている
- 遮光されている
- より軽量化する

筐体部はスリットホイール、波長更正ランプ及び波長板機構を搭載する前方ボックスと、フィルターホイールとグリズムホイールを搭載するフィルターボックス、及び前方ボックスとフィルターボックス等を繋ぐトラス部の3つに大別される。

5.1 前方ボックス

前方ボックスには分光時に使用するスリットを出し入れするスリットホイールや、分光データの校正を行うために使用する波長更正ランプ機構、及び偏光観測時に使用する波長板機構の搭載が想定されている。また、前方ボックスは NaCS を望遠鏡に取り付ける際のフランジ面や、装置後方の重量を支えるといった役割も担っている。装置の取り外しを容易にするため、フランジ面は前方ボックスより大きくし、装置固定用のボルトに装置の外からアクセスできるように設計した。

以下に前方ボックスを設計する上で特に考慮した項目を述べる。

5.1.1 強度計算

前方ボックスには、スリットホイール、波長更正ランプ及び波長板機構が搭載できるスペースを確保しつつ、装置全体を支える強度及び、軽量化 (20 kg 台) が要求される。3D CAD ソフト Solid Works を用いて、この条件を満たす前方ボックスを設計し強度計算を行った。計算は有限要素法 (装置の各部分を要素に分け、各々について編移などを計算し境界条件を満たす解を求めていく方法) を用いた。この方法は装置のたわみや振動などを簡単に計算できる一方で、要素分割や境界条件の等の条件を間違えていてもそれらしい結果が得られてしまうので注意が必要である。また、複雑な形 (アルミフレームの断面など) や細かな加工 (面取り加工やネジ穴など) を含む物に対しては、非常に細かな要素分割が必要となるため、計算できないことが多い。そこで、前方ボックスの設計においては前方ボックスをアルミの棒とアルミ板でモデル化し、装置側のアルミ板に重力方向に 100 kg の荷重を加えた時のたわみを計算した。アルミフレームは形が複雑で要素分割できないため、ここでは断面 2 次モーメントが同じアルミ棒を代用した。

計算したボックスの特徴を以下に示す。

- ① アルミフレーム GFS6(断面積 $30 \times 30 \text{ mm}^2$ 、断面 2 次モーメント $3.47 \times 10^4 \text{ mm}^4$) にてフレームを組んだ場合
- ② ①のフレームに厚さ 1 mm のアルミ板を貼付けた場合
- ③ ①のフレームに GFS6 のブラケットを取り付けた場合
- ④ ①のアルミフレーム GFS6 を断面積 $30 \times 60 \text{ mm}^2$ のものに代えた場合
- ⑤ ①のフレームに直径 10mm 棒を合計 8 本取り付けて補強した場合
- ⑥ ①のフレームの柱となる 4 本をアルミフレーム HFST6(断面積 $60 \times 60 \text{ mm}^2$ 、断面 2 次モーメント $43.8 \times 10^4 \text{ mm}^4$) に代えてフレームを組んだ場合
- ⑦ ⑥のフレームに直径 30mm 棒を合計 8 本取り付けて補強した場合
- ⑧ ⑥のフレームに 30mm 角の棒をトラス状に合計 8 本取り付けて補強した場合
- ⑨ ⑧のフレームに厚さ 1 mm のアルミ板を貼付けた場合

⑩ ⑥のフレームに厚さ 1 mm のアルミ板を貼付けた場合

⑪ 厚さ 10mm のアルミ板のみでボックスを組んだ場合

強度計算を行った結果を図 5.1 及び表 5.1 に示す。1m 厚の板でもボックスに貼付けることで歪みが小さくなることが分かったが、実際はアルミ板とフレームはボルトでの固定となるため、計算結果のような歪みの改善は期待できない。またフレームの歪みを抑えることができるようにアルミプレートを固定するとボックス内へのアクセスができなくなる問題もある。同様のことがアルミ棒を追加してフレームを補強する方法にも言えるため、アルミプレートやアルミ棒を追加するものは不採用とした。最終的に前方ボックスの構造としては、歪み量が小さくかつそれほど重くない⑥の構造を採用した。

実際に製作した NaCS では組み立ての都合や、光学系のわずかな変更に合わせて前方ボックスのフレームの素材や、サイズが変更されているがおおまかな構造は⑥の構造である。

表 5.1 NaCS の歪み量

番号	重力方向への歪み (距離)	重力方向への歪み (角度)	重量
1	154 μm	19''.25	21.3 kg
2	4.9 μm	1''.	22.8 kg
3	40 μm	11''.69	23.5 kg
4	32 μm	4''.55	23.9 kg
5	25 μm	5''.36	24.5 kg
6	27 μm	8''.25	25 kg
7	19 μm	6''.52	28.5 kg
8	15 μm	4''.54	25.7 kg
9	3.7 μm	1''.29	29.1 kg
10	4.1 μm	1''.37	28.4 kg
11	2.1 μm	0''.93	31.6 kg

5.1.2 軽量化

NaCS はナスミス台のインスツルメントローテータに取り付けられるため、できるだけ重量を軽くする必要がある。そのために前方ボックスに施した重量対策を以下に述べる。

- 前方ボックスをアルミフレームの骨組みで作成した
- 前方ボックスの側面の遮光にポリエチレンの板を用いた
- 2 枚のアルミ板の光軸付近に大きく穴を開け、ポリエチレンの板で遮光した

5.2 フィルターボックス

フィルターボックスにはフィルターホイールが 2 枚、グリズムホイールが 1 枚搭載される。フィルターはフィルターホイール 1 枚につき 5 枚搭載することが可能で、グリズムホイールには 2 つのグリズムと 1 つの VPH グリズムを搭載することが可能である。また、ボックスの前後にはレンズセル (前方セルと後方セル) がそれぞれ取り付けられている。フィルターボックスの寸法は光学系による強い制限を受けるため、容易に変更することができない。この限られた空間に収納されているホイールへのアクセスを少しでも改善するため、フィルターボックスは前方ボックスの様なアルミフレームでの骨組みを行っていない。その代わりに 2 枚のアルミ板を繋ぐ 4 本のアルミフレームを前方ボックスよりも太いものに代えることで強度の低下を防いでいる。フィルターボックスの側面

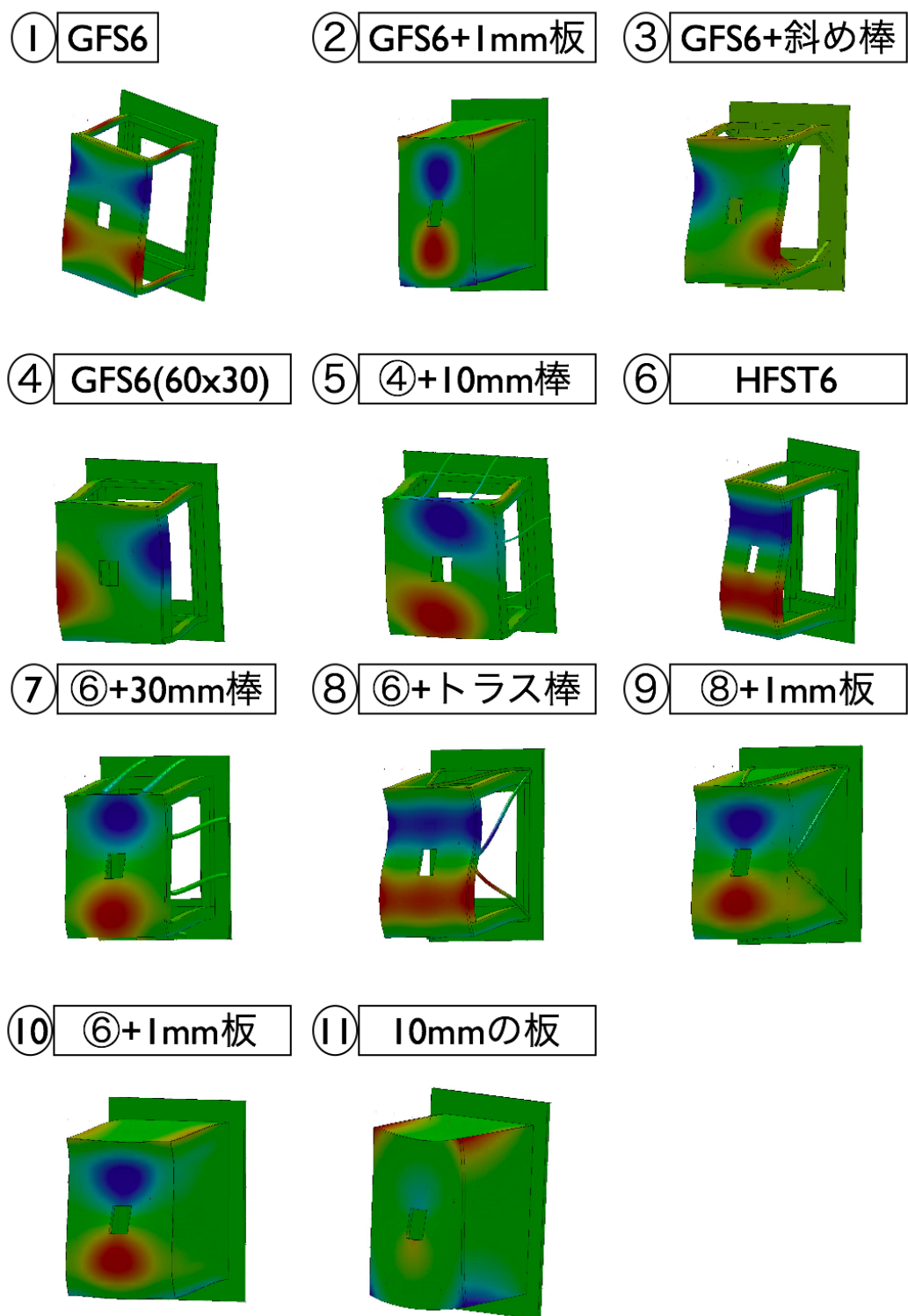


図 5.1 前方ボックスの強度計算の結果。歪み量は誇張して表示されており、色は光軸方向への歪み量を表している。

も軽量化のため遮光にポリエチレンの板を使用している。図 5.2 にフィルターボックスの概略図を示す。

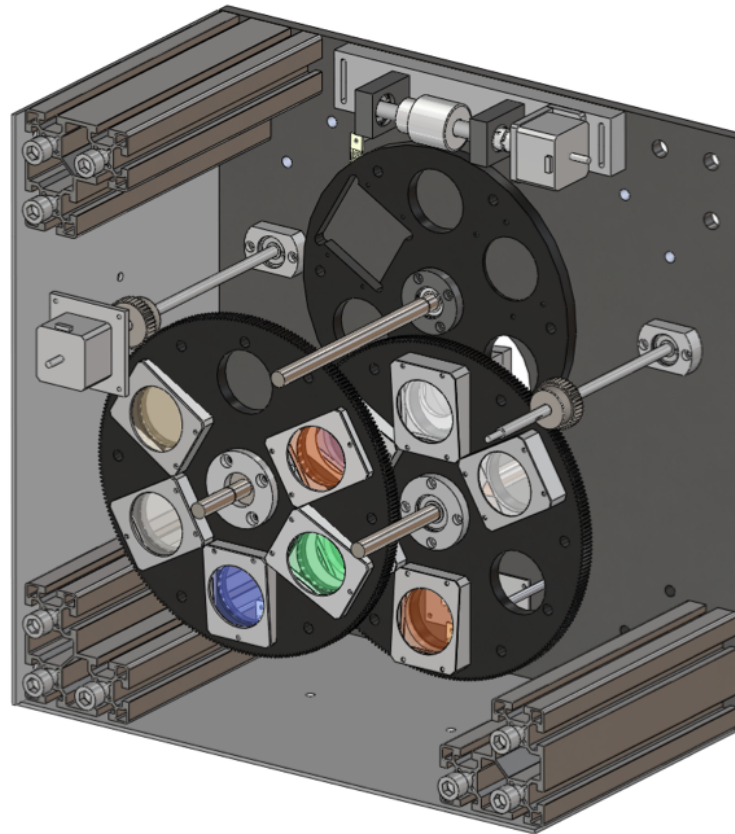


図 5.2 フィルターボックスの概略図。現在はフィルターホイール 1 枚とグリズムホイール 1 枚が搭載されている。

5.3 トラス部

NaCS では前方ボックスとフィルターボックス間、フィルターボックスと CCD デュワーフランジ間の接続にトラス構造を用いている。トラス構造は理想的には、部材に引っ張り力 (引っ張り力と圧縮) のみが作用するため、細い部材でも高い強度を達成することができる。トラス構造はラーメン構造^{*3}に比べてたわみが少ないため、装置全体の重量を抑え、かつたわみの量を減らすことが可能である。NaCS では六角棒を用いてトラスを製作し、部材として一般的なアルミニウム合金よりも高強度で切削性に優れる熱処理型アルミニウム合金 (2000 系) を使用している。

^{*3} 前方ボックスの様な枠の構造のことをラーメン構造と呼ぶ

5.4 装置全体の強度計算

Pirka 望遠鏡に NaCS を搭載した際の自重による歪みを 3D CAD ソフト Solid Works を用いて計算した。計算は有限要素法を用いた。要素分割ができるように本研究では NaCS を質量、サイズ、及びたわみに影響を与えそうな箇所の断面 2 次モーメントが保存されるようにモデル化して計算を行った。図 5.3 に CAD 上で設計した NaCS とモデル化した NaCS を示す。フィルターボックス内のアルミフレームはセルが取り付けられている板との設置面積と断面 2 次モーメントの両方が結果に大きく影響するため、あまり簡略化せず要素分割ができる程度にフレーム内の穴や溝を簡素化する程度にとどめた (図 5.4)。計算はローテーター角が 0° と 45° の場合の 2 通りで行った。計算結果を図 5.5 と図 5.6、及び表 5.2 に示す。図 5.5 と図 5.6 では歪みを誇張して表示している。

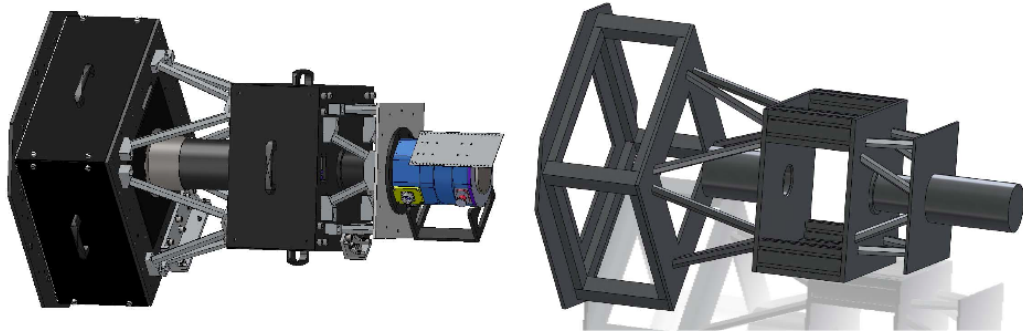


図 5.3 CAD で設計した NaCS(左) と計算用にモデル化した NaCS(右)

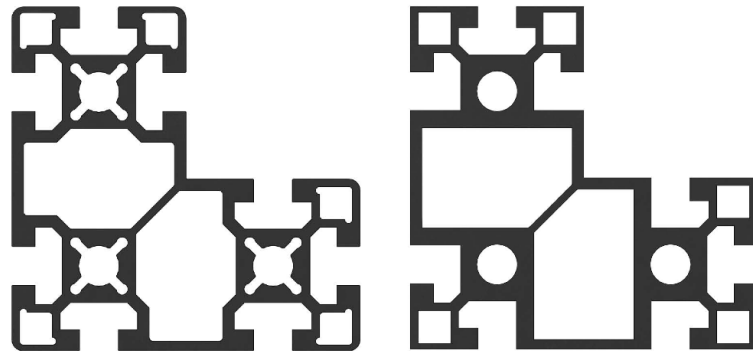


図 5.4 設計上のアルミフレームの断面 (左) とモデル化したアルミフレームの断面 (右)

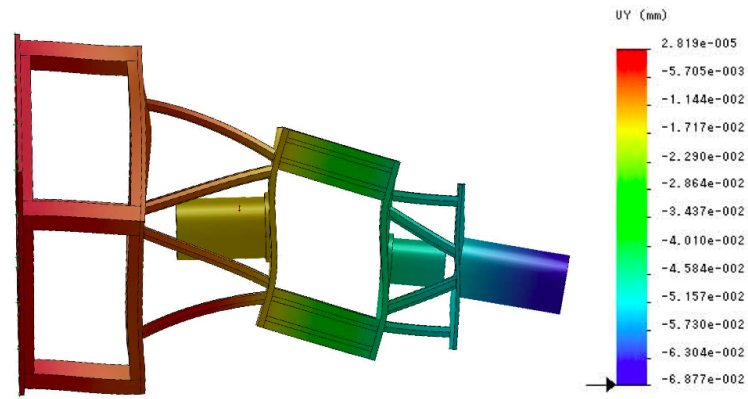


図 5.5 ローテータ角 0° での重力方向への歪み量

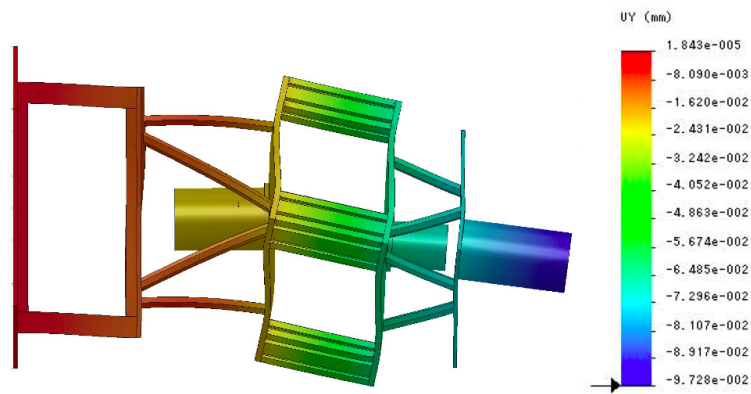


図 5.6 ローテータ角 45° での重力方向への歪み量

表 5.2 NaCS の歪み量

ローテータ角度	歪みの測定位置	水平方向への歪み	重力方向への歪み	奥行き方向への歪み
0°	前方セルの中央	$15 \mu\text{m}$	$14 \mu\text{m}$	$0.005 \mu\text{m}$
	後方セルの中央	$47 \mu\text{m}$	$48 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$
	CCD 露光面付近	$53 \mu\text{m}$	$52 \mu\text{m}$	$1 \mu\text{m}$
45°	前方セルの中央	$0.018 \mu\text{m}$	$20 \mu\text{m}$	$0.001 \mu\text{m}$
	後方セルの中央	$0.013 \mu\text{m}$	$68 \mu\text{m}$	$5 \mu\text{m}$
	CCD 露光面付近	$0.013 \mu\text{m}$	$74 \mu\text{m}$	$5 \mu\text{m}$

6 光学系

NaCS の光学系にはハワイ大学 UH88 望遠鏡に搭載されている WFGS2 の予備レンズを使用している。この光学系は 5 枚のレンズからなるコリメータレンズ系 (光を平行光にするレンズ系) と 4 枚のレンズからなるカメラレンズ系 (光を結像させるレンズ系) からなる。レンズ設計は観測装置の仕ように合わせて最適化されているため、光学系は WFGS2 のものからほとんど変更することができない。しかし NaCS では、WFGS2 ではストップ (漏れ光の混入を防ぐために設置する) が正しい位置におかれていないという問題を解決するために、コリメータレンズ系とカメラレンズ系との間隔を WFGS2 のものより 40 mm 広げた。レンズ間隔を変更することで結像性能は悪化するが、WFGS2 ではハワイ島マウナケア山の平均シーイング ($0''.9$) に対して結像性能が優位な影響を与えないように設計されているため、NaCS では名寄の平均シーイング ($1''.8$) に対して結像性能が優位な影響を与えないレベルまで結像性能の悪化を許容することでレンズ間隔を広げ、ストップを正しい位置に設置できるように設計変更している。図 6.1 に NaCS の光学系の概略図を示す。

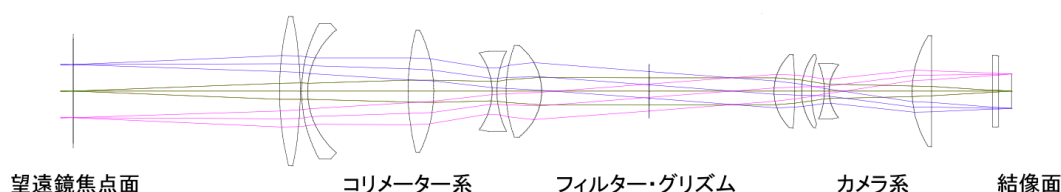


図 6.1 NaCS の光学系

6.1 光学調整

光学系の性能はレンズの組み上げの精度に大きく影響する。このためレンズの組み上げにはレンズが正しく取り付けられているかどうかを測定しながら調整を行う必要がある。本研究ではレンズの中央に照射したレーザーがレンズを通ることによる光軸からのズレを測定し、そのズレ量がレンズの調整の許容範囲内に収まるように調整した。正しく測定を行うためには、レーザー、レーザー光を照射するターゲット、レンズセルが一直線状にアライメントされている必要がある。そのため本研究ではターゲット、レンズセルの台座、レーザーからターゲットまでを一直線にガイドするルールを製作した。これらは高い位置精度を必要とするため直角度は $0.02/100$ (100 mm あたり 0.02 mm の傾き) とし、調整に重要な箇所の交差は 0.01 mm の精度で加工を行った。測定は市販のデジタルカメラを使用した。デジタルカメラで撮影したターゲット上のレーザー光の画像を天文解析用データである fits 形式に変換した後、IRAF の imexam タスクを利用して、レーザー光の位置を特定した。この測定での測定精度は約 $60\text{ }\mu\text{m}$ であるため、レーザー光の位置を正確に特定することはできないが、設計上許容される範囲にレーザー光が収まっているかどうかは判断することができる。この測定をレンズセルにレンズを 1 枚追加するごとに行い、光学調整を行った。レンズは装置フランジ面側から順番に G1、G2、 $\dots$ 、G9 とする。レンズ G6、G7、G8 は 3 枚同時に固定する構造となっていたため、3 枚同時に調整を行った。表 6.1 に使用したレンズに要求される組み上げ精度を示す。

表 6.1 レンズと要求される組み上げ精度

レンズ	レンズ直径	要求される組み上げ精度
G1	132 mm	50 μm
G2	120 mm	50 μm
G3	108 mm	50 μm
G4	81 mm	10 μm
G5	81 mm	10 μm
G6	65 mm	20 μm
G7	65 mm	50 μm
G8	65 mm	20 μm
G9	98 mm	50 μm

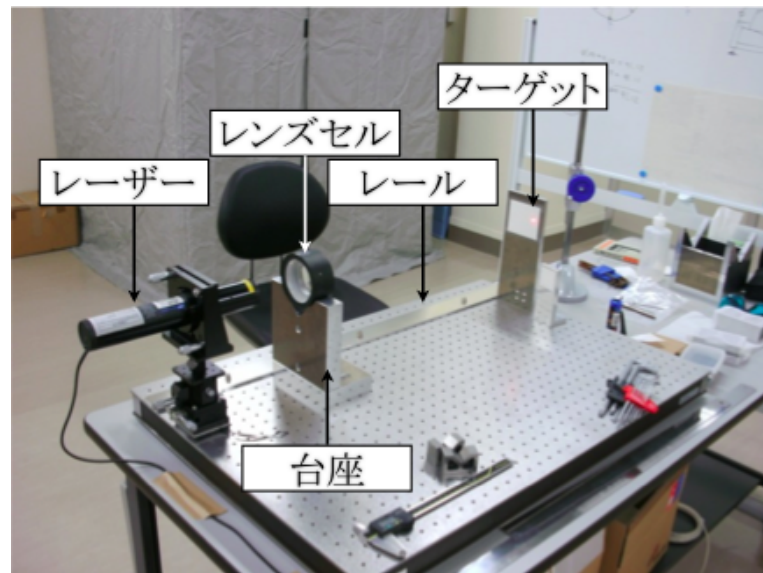


図 6.2 光学調整の様子

7 分光機構

NaCS の分光はロングスリットにより行う予定である。分光時にスリットを使用するのは天体以外 (空など) の光子を取り除くためと、分解能を上げるためである (7.3 節)。試験観測時は焦点面の一部にスリットを固定した「部分スリット」による簡易分光モードを立ち上げた。

NaCS は分光素子としてグリズムを用いている。グリズムとは任意の次数、任意の波長を直進させるようにプリズムと回折格子を組み合わせた透過型の分散素子である。天文学においては限界等級等の利点により回折格子は重要な分散素子である。

7.1 部分スリット

部分スリットの概観を図 7.1 に示す。部分スリットは望遠鏡の焦点面に設置され、焦点面の一部にスリットが置かれており、その他の大部分はイメージエリアとして使用できるスリットである。部分スリットを使用するメリットはスリットが固定されているためスリット交換機構がいない点である。天体をスリットに導入する際はイメージエリアに天体を入れてから、スリット位置に天体が入るように望遠鏡にオフセットさせて観測を行う。デメリットはスリットが固定されているため、シーイングサイズに合わせてスリット幅を変更できないことと、観測波長に合わせてピント調節ができないことである。

図 7.2 に部分スリットを通して取得した NaCS のイメージング画像を示す。

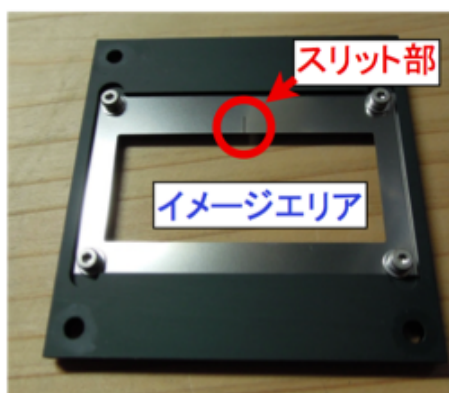


図 7.1 部分スリットの概観

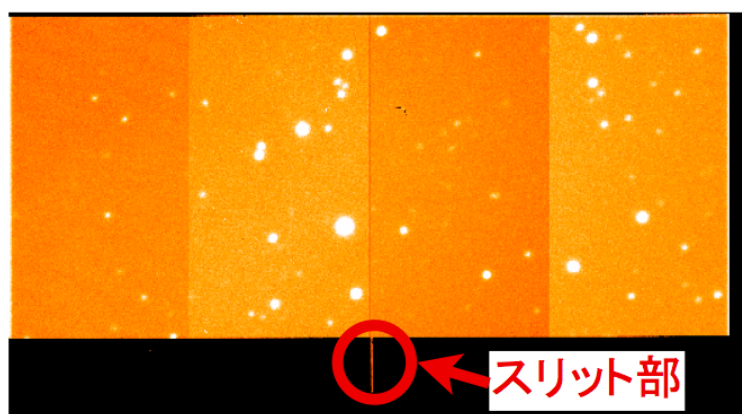


図 7.2 部分スリットを通して取得したイメージング画像

7.2 グリズムの回折角と格子間隔

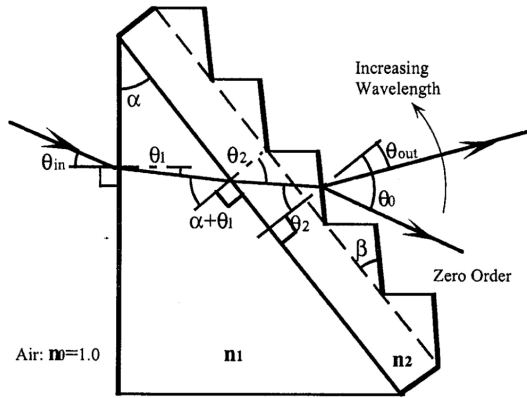


図 7.3 グリズムの概略図

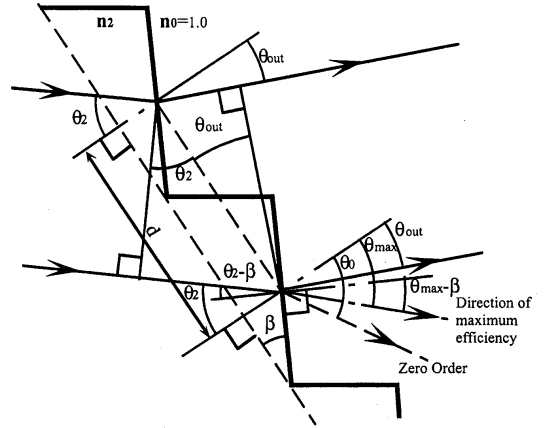


図 7.4 グリズム内を透過する光の軌跡

図 7.3 に示したようなグリズムでは入射面およびプリズムと回折格子の境界面における屈折の式は以下となる。 n_1 はプリズムの屈折率、 n_2 はグレーティングの屈折率である。

$$\sin \theta_{in} = n_1 \sin \theta_1 \quad (7.2.1)$$

$$n_1 \sin (\theta_1 + \alpha) = n_2 \sin \theta_2 \quad (7.2.2)$$

次に図 7.4 に示すように考えると隣り合う格子を出射した光線が干渉する条件は以下となる。

$$m\lambda = d\{n_2 \sin \theta_2 - \sin \theta_{out}\} \quad (7.2.3)$$

ここで m は回折次数、 λ は波長である。式 (7.2.3) に式 (7.2.2) を代入すると

$$m\lambda = d\{n_1 \sin (\theta_1 + \alpha) - \sin \theta_{out}\} \quad (7.2.4)$$

であり、回折角 θ_{out} は格子の屈折率 n_2 とグローブ角 β (図 7.3 内に記載) によらないことが分かる。

$\theta_{in}=0$ のときの直進波長 λ_0 は $\theta_1 = 0$ 、 $\theta_{out} = \alpha$ なので式 (7.2.4) より

$$\lambda_0 = \frac{d(n_1 - 1) \sin \alpha}{m} \quad (7.2.5)$$

で与えられる。また、0 次回折光の方向 $\theta_{out} = \theta_0$ は $m = 0$ なので式 (7.2.4) より

$$\theta_0 = \sin^{-1}\{n_1 \sin (\theta_1 + \alpha)\} \quad (7.2.6)$$

である。

7.3 グリズム回折角の波長分散と分光器の分解能

まず、グリズム回折角の波長分散 $d\theta_{out}/d\lambda$ を求める。式 (7.2.4) を θ_{out} で微分すると

$$\begin{aligned}\frac{d\lambda}{d\theta_{out}} &= \frac{d}{m} \{n_1 \sin(\theta_1 + \alpha) - \sin \theta_{out}\}' \\ &= \frac{d}{m} \left\{ \frac{dn_1}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\theta_{out}} \sin(\theta_1 + \alpha) + n_1 \cos(\theta_1 + \alpha) \frac{d\theta_1}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\theta_{out}} - \cos \theta_{out} \right\}\end{aligned}\quad (7.3.1)$$

である。また式 (7.2.1) の両辺を λ で微分すると

$$\begin{aligned}0 &= \frac{dn_1}{d\lambda} \sin \theta_1 + n_1 \cos \theta_1 \frac{d\theta_1}{d\lambda} \\ \frac{d\theta_1}{d\lambda} &= -\frac{\tan \theta_1}{n_1} \frac{dn_1}{d\lambda}\end{aligned}\quad (7.3.2)$$

である。式 (7.3.2) を式 (7.3.1) に代入すると

$$\begin{aligned}\frac{d\lambda}{d\theta_{out}} &= \frac{d}{m} \left\{ \sin(\theta_1 + \alpha) \frac{dn_1}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\theta_{out}} - \cos(\theta_1 + \alpha) \tan \theta_1 \frac{dn_1}{d\lambda} \frac{d\lambda}{d\theta_{out}} - \cos \theta_{out} \right\} \\ &= \frac{\cos \theta_{out}}{\cos \theta_1} \frac{d\lambda}{d\theta_{out}} \\ &= \frac{\cos \theta_{out} \cos \theta_1}{\sin \alpha \frac{dn_1}{d\lambda} - \frac{m \cos \theta_1}{d}}\end{aligned}$$

である。ここで $dn_1/d\lambda$ は屈折率の波長分散であり、 $dn_1/d\lambda \ll m \cos \theta_1 / (d \sin \alpha)$ なので

$$\frac{d\lambda}{d\theta_{out}} = -\frac{d \cos \theta_{out}}{m}$$

である。回折角の波長分散は

$$\frac{d\theta_{out}}{d\lambda} = -\frac{m}{d \cos \theta_{out}}\quad (7.3.3)$$

で与えられる。

一方、分光器のスリット幅 s とコリメータの焦点距離 f_{col} とすると、 $s \ll f_{col}$ なので $d\theta_{out}$ は

$$d\theta_{out} \sim 2 \tan \frac{d\theta_{out}}{2} = \frac{s}{f_{col}}\quad (7.3.4)$$

である。 $\theta_{in} = 0$ のとき直進波長 $\lambda_0(\theta_{out} = \alpha)$ における分解能 R_0 式 (7.3.3) と式 (7.3.4) より

$$R_0 = \frac{\lambda_0}{\Delta\lambda} = \frac{\lambda_0}{d\lambda} = \frac{m\lambda_0 f_{col}}{sd \cos \alpha}\quad (7.3.5)$$

で与えられる。

7.3.1 NaCS での波長分解能

試験観測時はグリズム G300 を用いて分光を行った。グリズムの分解能 R_0 は 7.3 節より以下の式で表すことができる。

$$R_0 = \frac{\lambda_0}{\Delta\lambda} = \frac{m\lambda_0 f_{col}}{sd \cos \alpha} \quad (7.3.6)$$

である。ここで、 λ_0 は直進波長、 m は回折次数、 f_{col} はコリメータレンズの焦点距離、 s はスリットの幅、 d は格子間隔、 α はプリズム頂角である。試験観測時の装置とグリズムでは $\lambda_0=650$ nm、 $m=1$ 、 $f_{col}=285$ mm、 $s=0.159$ mm、 $d=\frac{1}{300}$ mm、 $\alpha=22.25^\circ$ であるので、上式に代入すると

$$R_0 = \frac{1 \times 650 \times 10^{-6} \times 285}{0.159 \times \frac{1}{300} \cos 22.25^\circ} \quad (7.3.7)$$

$$\approx 377.6 \quad (7.3.8)$$

となる。従って試験観測時の波長分解能は

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda_0}{R_0} \quad (7.3.9)$$

$$= \frac{650\text{nm}}{377.6} \quad (7.3.10)$$

$$\approx 1.72 \text{ nm} \quad (7.3.11)$$

となる。ピクセルあたりの分解能に直すとスリット幅が $1''.7$ であるのに対し、ピクセルスケールが 0.25 arcsec/pixel なので

$$\Delta\lambda = 1.72 \times \frac{0.25}{1.7} \approx 0.25 \text{ nm/pixel} \quad (7.3.12)$$

となる。

8 検出部

検出部はシャッター、検出素子、デュワーからなる。本節では NaCS で使用している検出部のパーツについて述べる。

8.1 検出素子

NaCS では検出器として浜松ホトニクス社製の 2k×1k 完全空乏型 CCD を用いている。この CCD は浜松ホトニクスと国立天文台で開発された可視光検出器であり、300 μm 厚のウェハーを完全に空乏層にすることで可視光全域にわたり高い量子効率を得ている。また、この CCD はケーブルが CCD チップの背面から出ているため、どの方向にも CCD を並べることができる特徴がある。図 8.1 に NaCS に搭載している CCD を示す。また、この CCD の特性を表 8.1 に示す。

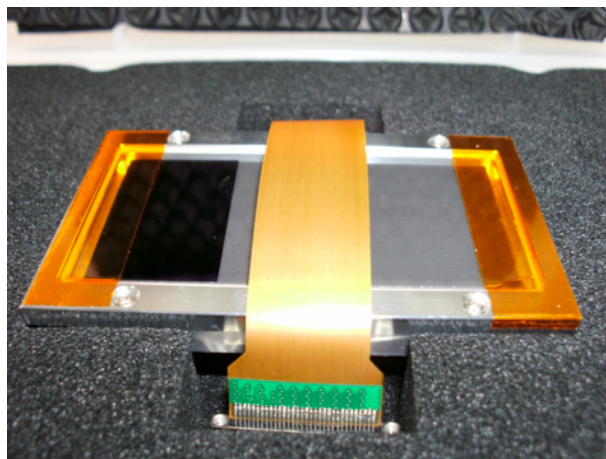


図 8.1 浜松ホトニクス社製の 2k×1k 完全空乏型 CCD の概観。

表 8.1 浜松ホトニクス社製の 2k×1k 完全空乏型 CCD の特性

項目	仕様
ピクセルサイズ	15×15 μm^2
全ピクセル数	2080(H)×1152(V) H:(512+8)×4 V:(64+512)+(512+16+48)
有効ピクセル数	2048(H)×1024(V)
垂直クロック	3 相
水平クロック	2 相
出力チャンネル数	4 チャンネル
フルウェル	1.5×10 ⁵ e ⁻ (標準値)
変換効率	5.5 $\mu\text{V}/\text{e}^-$ (標準値)
読み出しノイズ	4 e ⁻ (標準値)
電荷転送効率	0.999995 以上

8.2 デュワー

CCD は暗電流を抑えるために約-100 °Cに冷却する必要がある。冷凍機は Brooks Automation 社製の CRYO-TIGER 冷凍機を用いている。図 8.2 にデュワー内の模式図を示す。空気による熱伝導を防ぐためデュワー内は真空 (10^{-3} Torr 以下) に保たれる。また、CCD とデュワーは物理的に繋がっているため、デュワーと CCD の間に熱伝導の小さいガラスエポキシの棒を介して熱伝導を抑えている。CCD はデュワー内に固定されるが、冷却に伴う大きな熱収縮と冷却ヘッドの振動を逃がすために CCD マウントプレートと冷却ヘッドの間にスプリングを挟んでいる。スプリング部による熱伝導のロスを防ぐために銅板により熱パスを確保している。

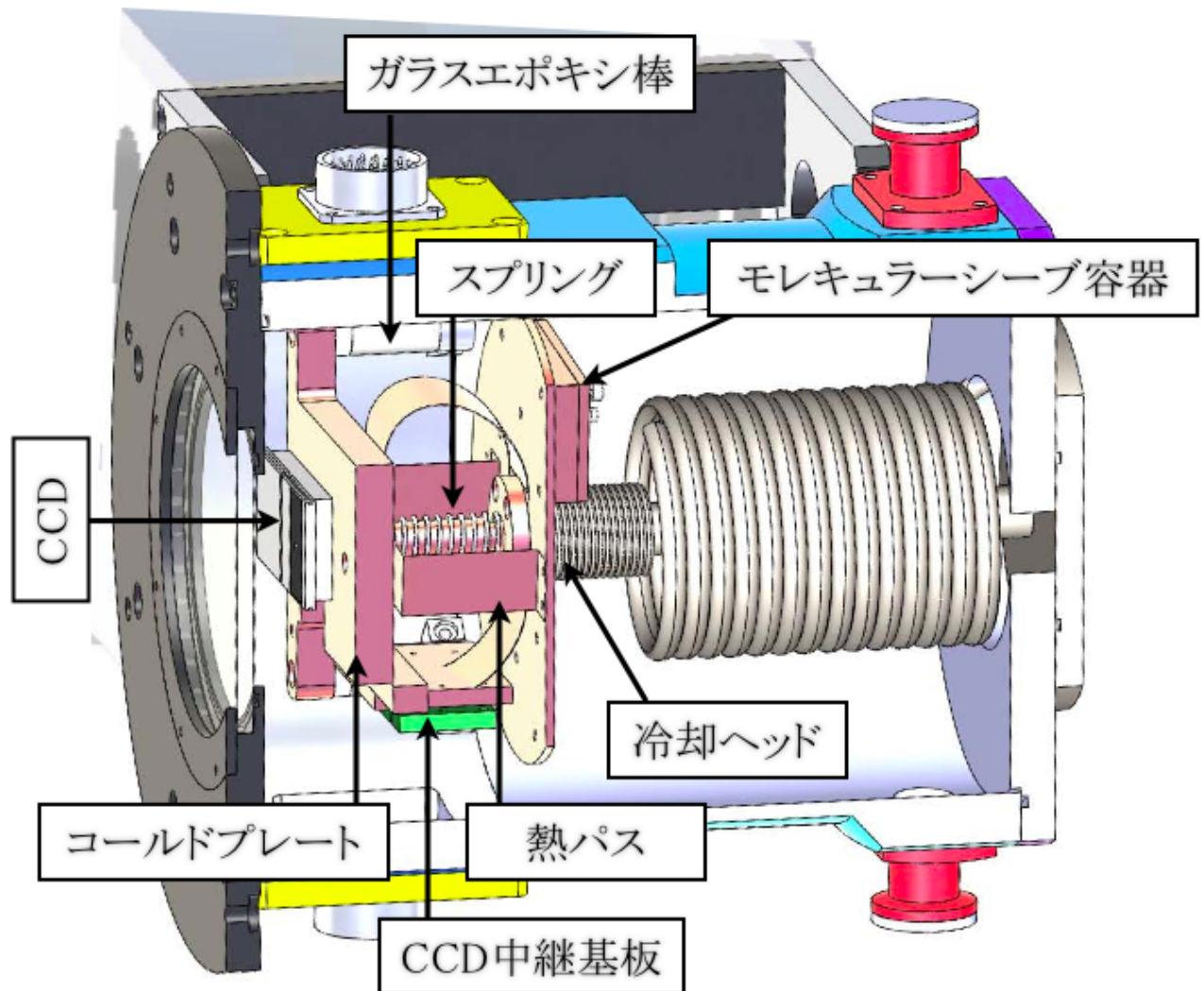


図 8.2 デュワー内の模式図

8.2.1 温度コントロール

NaCS で使用する冷凍機を温度コントロールせずに使用すると外気温にも影響されるが CCD が -130°C 付近まで冷却されてしまう。そのため CCD マウントプレートの裏にヒーターを設置し、温度コントローラによりヒーターを制御することで CCD 温度を -100°C 付近にコントロールする。温度コントローラは omron 社製の E5GN-R101T-FLK を用いた。この温度コントローラはシリアル通信が可能であるため、遠隔で操作することができる。通信に必要なプロトコルは C 言語で記述し、通信時の温度が取得できるが、コントローラの電源やコントロールする温度の設定を行うプロトコルは開発中であり、現時点では手動での設定が必要である。また現在の設定では、設定温度から 1°C 温度が下がるとヒーターのスイッチがオンになり、設定温度まで温度が上昇するとヒーターのスイッチがオフになる。2011 年 12 月の試験観測時は用意したヒーター用電源の電圧不足により CCD を -100°C まで暖めることができなかったため、 -110°C を温度コントロールの設定温度とした。温度コントロール時の CCD マウントプレートに付けた温度センサーの温度の推移を図 8.3 に示す。 -110°C を温度コントロールの設定温度とした場合、外気温の影響もあるがおおむね $-110.0^{+0.2}_{-1.2}^{\circ}\text{C}$ 程度に温度コントロールされている。

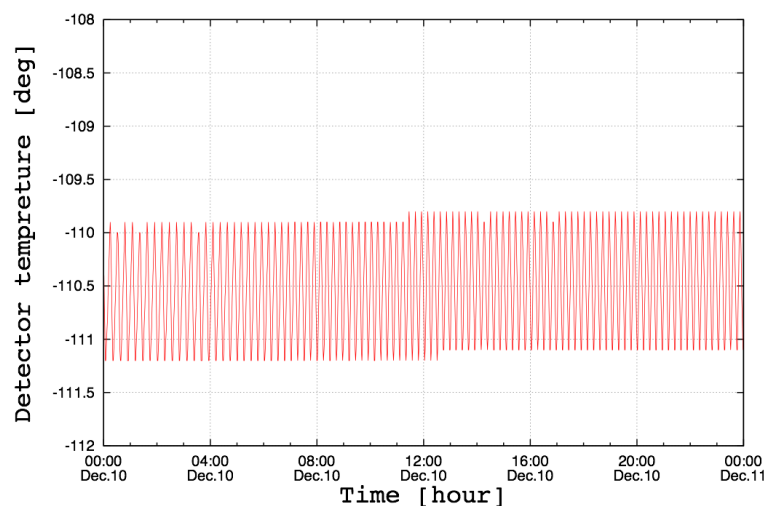


図 8.3 -110.5°C での温度コントロール時の温度推移

8.2.2 温度計、真空計の制御

デュワー内の温度と真空度は装置の運用中は異常がないように監視しする必要がある。そこで温度計と真空計の制御プログラムを作成し、運用中は 1 分おきにデータを取得している。温度計には先述した omron 社製の E5GN-R101T-FLK とティアンドデイ社製の TR-81 を用いており、冷却ヘッドとコールドプレートの温度、及び外気温を記録している。真空計は Pfeiffer Vacuum 社製の TPG261 を用いており、デュワー内の真空度を記録しているが、この製品は駆動中にセンサー内が光ることが分かったので観測中は電源を切っている。

8.2.3 真空維持

NaCS はナスミス台のインスツルメントローテータに搭載されており、観測中に星の日周運動に合わせて装置が回転するため、観測中は真空ポンプを外す必要がある。デュワー内を密閉した状態でもデュワーの内壁や、ケーブル等からアウトガスが発生し、デュワー内の真空度は徐々に悪化していく。アウトガスを減らすために、NaCS では以下の対策を行った。

- デュワー内壁を極力傷つけない
- デュワー組み上げ前にアルコールでデュワー内を洗浄した
- 接着剤はアウトガスの少ないスタイキャストを使用した
- デュワー内の配線の皮膜をアウトガスの少ないジュンフロン線を使用した
- 吸着剤としてモレキュラーシーブをコールドヘッド付近に装着した

モレキュラーシーブによるアウトガスの吸着を効果的に行うためには、モレキュラーシーブは冷却ヘッド近くに設置してできるだけ低温にすることが望ましい。そのためモレキュラーシーブの容器の素材は熱伝導の良い無酸素銅を使用しモレキュラーシーブとの熱接触を確保しつつ、モレキュラーシーブがよりアウトガスと接触することを考慮して設計を行った。図 8.4 に製作したモレキュラーシーブの容器を示す。

NaCS では 1 度の真空引きで半年以上真空を維持することを目標にしているが、現在は半年間の真空維持試験を行っていない。現在までに、デュワー内に CCD とモレキュラーシーブを設置しない状態で 1 ヶ月以上、試験観測時の状態で 2 週間以上の真空度の維持が確認されているが、今後 NaCS を運用しながら長期間の真空度の経過を記録していく必要がある。

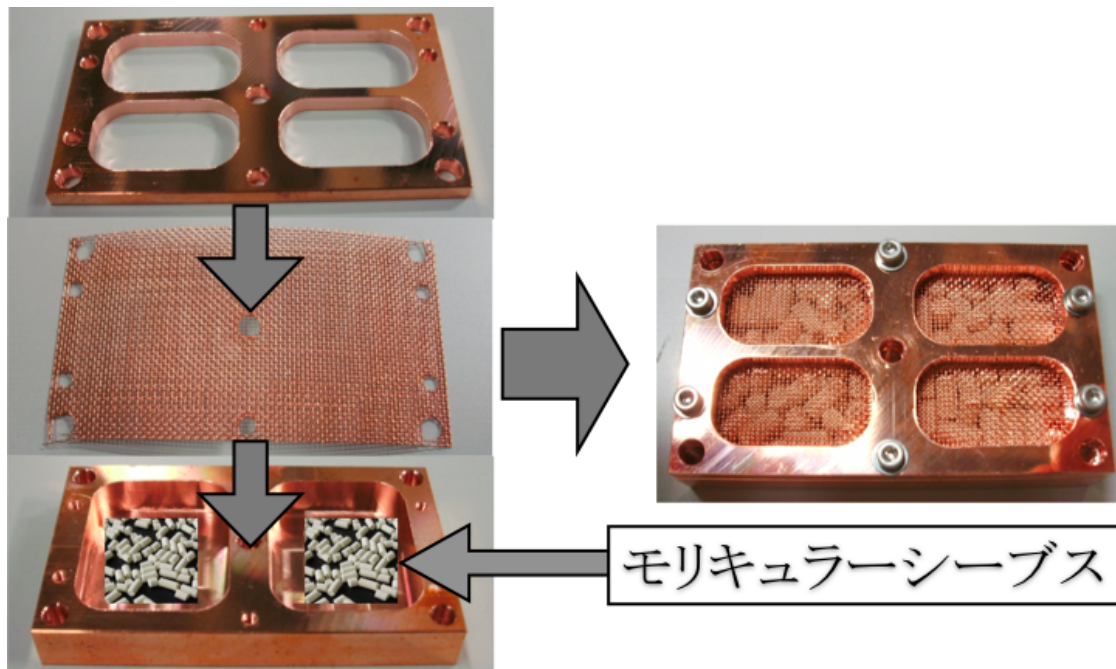


図 8.4 モレキュラーシーブ容器の概観

9 駆動部

観測中には複数のフィルターやグリズムを使用するため、その交換にかかる時間を節約するためにフィルターとグリズムの交換は自動化されている。フィルターとグリズムはホイールの内側に取り付けられており、歯車によりホイールを回転させることでフィルターとグリズムを交換することが可能である。フィルターは観測中に頻繁に交換するが、位置決めの精度はそれほど必要がない ($\pm 1^\circ$) ため標準的な歯車 (平歯車) により駆動している。図 9.1 にフィルターホイールの駆動部を示す。

一方グリズムは高い位置決めの精度が要求されるため高い減速比が必要となる。そのためグリズムホイールでは 1 段で高い減速比を達成できるウォームギアを用いて駆動している。ウォームギアは、ネジのように螺旋状に歯を切った「ウォーム」と、円盤の側面に、このウォームに合わせて円弧状の歯を切った「ウォームホイール」を組み合わせるギアシステムである。図 9.2 にグリズムホイールの駆動部を示す。

現時点で NaCS にはフィルターホイールとグリズムホイールの 2 か所しか駆動部が設置されていないが、今後観測で利用できるフィルターを増やすためにフィルターホイールをもう 1 枚、分光時に用いるスリットを取り替えるスリットホイールとスリットホイール全体をフォーカス方向に駆動するユニット、波長較正ユニット内の駆動系など、少なくとも 4 か所の駆動部を製作予定である。用いるギアシステムは、高い位置精度が要求されるスリットホイール機構はウォームギアをそれ以外には平歯車を採用する。

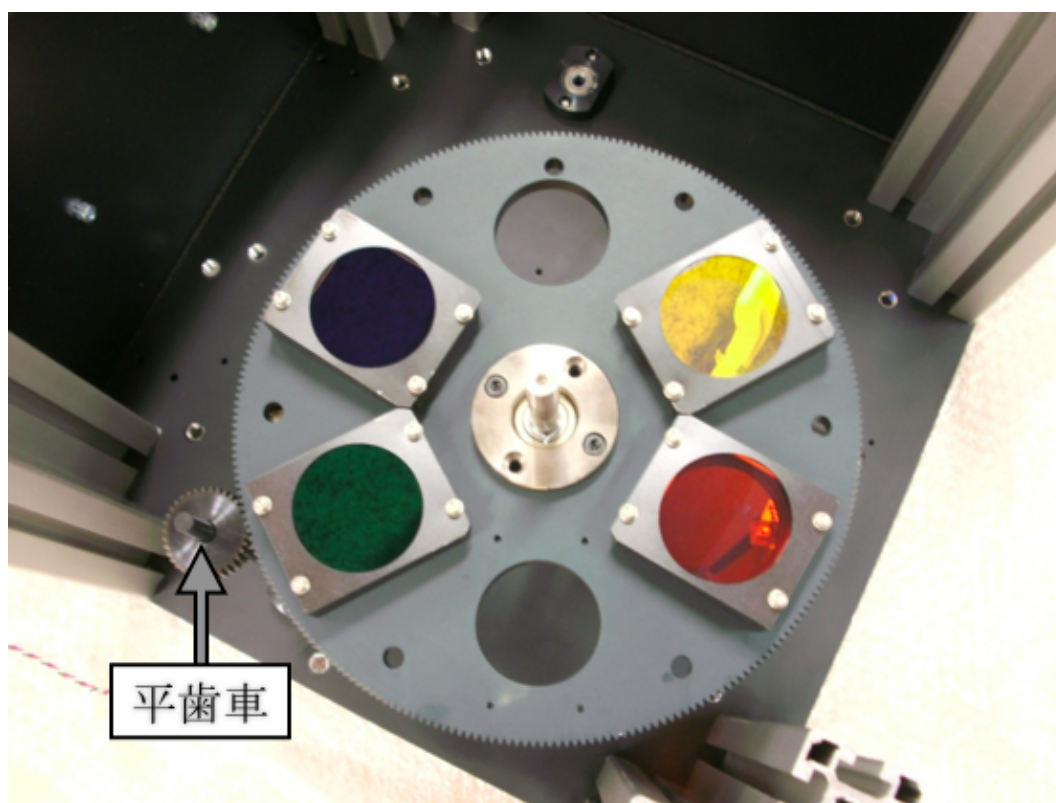


図 9.1 フィルターホイールの概観

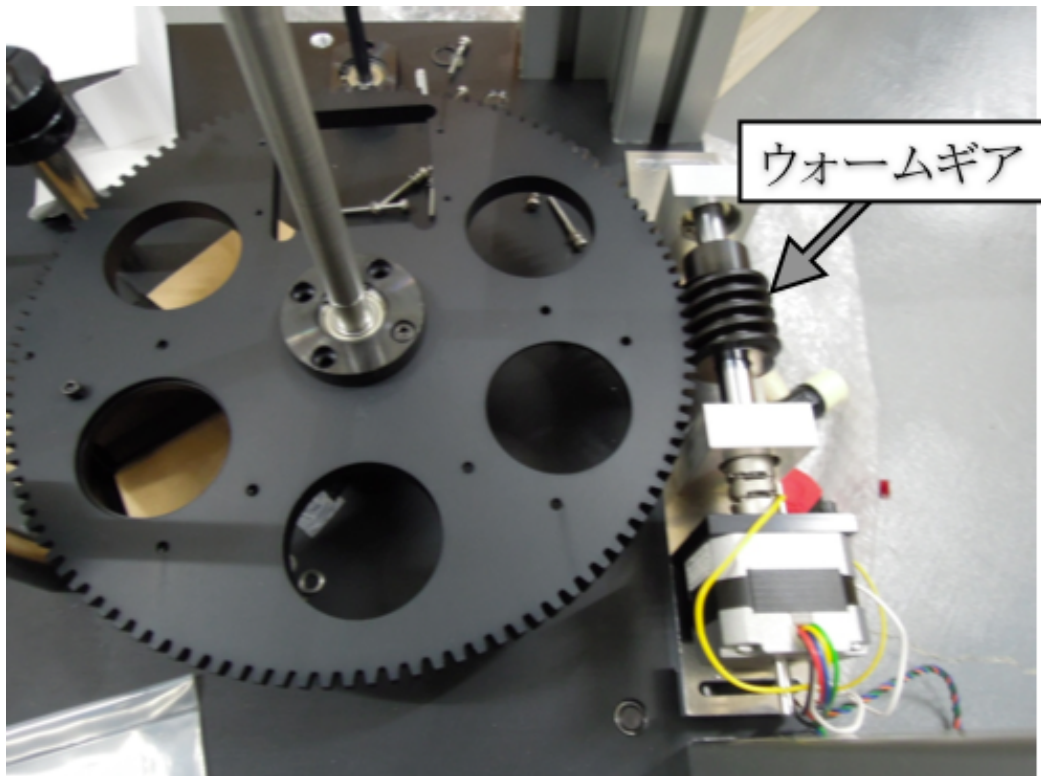


図 9.2 グリズムホイールの概観

10 ソフトウェア

NaCS での観測で使用するコマンドを開発した。コマンドは主に Python を用いて作成したが、Pirka 望遠鏡のカセグレン焦点に搭載されている MSI で使用されているコマンドを元にしたものは一部 TCL で作成されている。以下に NaCS を駆動させるコマンド名とそのコマンドの説明を述べる。

snap 露光を開始するコマンド。引数として与えた数字の回数分連続して露光する。

go snap と同様。

bias ヘッダーに書き込む天体名を bias に、露光時間を 0 秒に設定する。

dome ヘッダーに書き込む天体名を dome に設定する。

obj 引数で与えた名前をヘッダーに書き込む天体名に設定する。

et 引数で与えた数字の秒数を露光時間に設定する。

fl 引数で与えた名前のフィルターをセットする。

gr 引数で与えた名前のグリズムをセットする。

observer 引数で与えた名前をヘッダーに書き込む観測者名に設定する。

binning 引数で与えた数字でビニングを設定する。

nsmp 引数で与えた数字でマルチサンプル数を設定する。

camview クイックルック用の画像表示ソフト ds9 を立ち上げる。

camdisp 引数で与えた fits ファイルを ds9 で表示させる。

ccd_tmpp コールドプレートの温度を取得しヘッダーに書き込む。

dither 引数で与えた数字分のオフセットでディザリング観測を行う。

focus_scan 引数で与えた値を元にフォーカスを変化させながら観測を行う。(フォーカス合わせに使用する)

live 引数で与えた数字の回数観測を行うがデータは保存しない。(モニターする時に使用する)

partial 部分読み出しモードでの観測を行う。

st 露光時間、ビニング、マルチサンプル数、フィルターなどの現在の設定を表示する。

stmon NaCS と望遠鏡の現在のステータスを随時表示する。

nacsm 引数で指定した座標に指定した天体を移動させる。

観測時は NaCS だけではなく、望遠鏡のステータスも取得する必要がある。以下に望遠鏡との通信を行うコマンドを示す。

fln フラットランプ電源の ON/OFF の切り替えや電圧の調整などの制御を行う。

tel 様々な引数を与えることで、望遠鏡のフォーカスやオフセットの変更、ミラーカバーの開閉を行う。望遠鏡のステータスを取得することも可能。

第 II 部

KAC(Kiso Array Controller)

11 概要

東京大学では小・中規模モザイク CCD カメラの駆動を目的とした汎用 CCD 読み出しシステム KAC(Kiso Array Controller) の開発を行っている。KAC は以下の特徴を持つ。

- 異なる種類の複数の CCD を同時に駆動可能
回路、クロックのわずかな変更により、電子転送型 CCD も正孔転送型 CCD も駆動することができ、現在までに MIT、SITe、浜松ホトニクス (本研究) 社製の CCD の駆動に成功している。CCD 1 枚による NaCS の様な観測装置から木曾観測所の KWFC のような異なる 2 種類の CCD8 枚による観測装置など、様々な規模の観測装置に対応可能である。
- 汎用性が高く導入が容易なシステム構成
機能、構成をシンプルにし主に汎用製品を用いることで、導入が容易なシステム構成を実現している。デジタル処理部では汎用の Linux PC、DIO ボードを用い、使用する部品の汎用性を高めることで、シンプルな構成にしている。
- 教育への貢献
読み出しシステムの設計情報を公開することで、装置開発技術者の教育に貢献していく。また、KAC を基に異なる観測装置の駆動に応用することも可能とし、拡張性を高めている。

本研究では北海道大学 1.6m Pirka 望遠鏡に搭載する可視撮像分光装置 NaCS の検出器として用いた浜松ホトニクス社製の 2k x 1k 完全空乏型 CCD を駆動するための KAC を開発した。本研究で開発した読み出し回路の回路図を付録 C に示す。

11.1 読み出しシステムの概要

本システムは東京大学木曾観測所を中心に開発され、アナログ処理部とデジタル処理部からなる。アナログ処理部はノイズの影響を少しでも軽減させるため CCD デュワに隣接させている。デジタル処理部には汎用の Linux PC と汎用のパラレル DIO ボードを使用している。入出力信号は専用のパラレル - LVDS(低電圧差動信号) シリアル変換ボード (LVDS ボード) を介してアナログ処理部と通信する (約 10m まで延長可能)。アナログ処理部は AD 変換ボード (ADC ボード)、ドライバーボード (DRV ボード)、インターフェースボード (IF ボード)、マザーボード (MOTHER ボード) からなる (図 11.1)。

計算機の CPU にて生成された CCD の駆動クロックパターンは、DIO ボードを通して出力され LVDS ボードを通り、アナログ処理部へ送られ CCD を駆動させる。CCD からの出力画像信号はアナログ処理部を経て、IF ボードから DIO ボードを通して計算機に入力される。入力された信号は計算機の CPU にて逐次処理されて HDD(Hard Disk Drive) に転送され、ソフトウェアにて処理されて FITS データとなる。

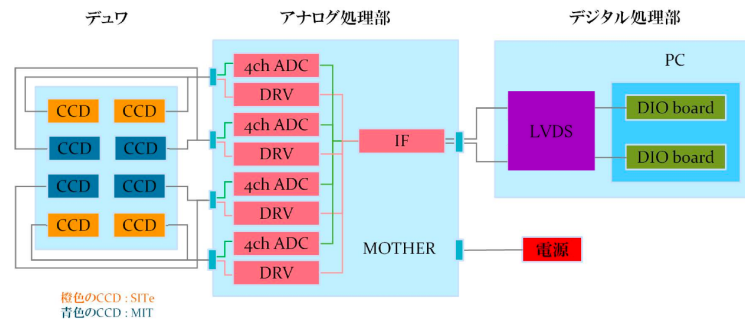


図 11.1 CCD 読み出しシステム KAC の概略図 (KWFC 用構成時)。本システムはデジタル処理部とアナログ処理部で構成される。デジタル処理部は汎用の Linux PC と汎用の DIO ボードからなり、専用の LVDS ボードによりアナログ処理部と通信する。アナログ処理部はいずれも専用の AD 変換ボード (ADC ボード)、ドライバーボード (DRV ボード)、インターフェースボード (IF ボード)、マザーボード (MOTHER ボード) により構成される。

11.2 デジタル処理部

デジタル処理部は、汎用の Linux PC と汎用の DIO ボードを用いることで汎用性を高め、このシステムの導入を容易にしている。計算機の CPU にて生成された CCD の駆動クロックパターンは、DIO ボードを通して出力される (パラレル信号)。この信号は LVDS ボードで LVDS シリアル信号 (11.2.3 節参照) に変換されアナログ処理部へ送られる。アナログ処理部から送られてくる CCD の出力画像信号 (LVDS シリアル信号) は LVDS ボードで再びパラレル信号に変換される。この信号は DIO ボードを通して計算機に入力され、計算機の CPU にて逐次処理されて HDD に転送される。取得した画像データはソフトウェアにて処理されて FITS データとなる。

11.2.1 DIO ボード

KAC では汎用の Linux PC と DIO ボードにより CCD 駆動クロックの生成と出力、CCD 画像データの入力と逐次処理を行っている。特殊な計算機、ボードとは異なり、市販の汎用 Linux PC、DIO ボードを使う利点を以下に挙げる。

- 汎用の計算機、DIO ボードの性能の向上により本システムの性能の向上が容易にできる。
- 在庫や互換性製品が多いため入手しやすく、長く安定してシステムを維持できる。
- 安価で、システムの導入が容易である。

本システムでは安定した高速データ転送を行うため、DIO ボードに interface 社の PCI-Express ボード、PEX-292144 を採用している。PEX-292144 は、バスマスタ DMA(Direct Memory Access) 転送機能をサポートしており、指定されたコンピュータのメモリ空間に対し CPU を介さずデータの転送を行うことができるので、CPU に負担をかけることなく高速なデータ入出力を行うことができる。PEX-292144 はオンボードの入出力同期用のクロック源を持つため、CPU の負荷に左右されず等時間間隔の安定した入出力を実現する。PEX-292144 のドライバソフトウェアには、interface 社が配布する GPG-2X72C を用いる。本システムでは、クロックデータの生成と CCD 画像データの処理は全て汎用 Linux PC の CPU にて行い、その入出力は PCI Express バスの DIO ボードにて行う。2 枚の DIO ボードが 16bit のデータ入出力をそれぞれ担当している。

11.2.2 CCD コントロールソフトウェア

KAC の開発にあたって CCD 駆動クロックの生成、画像データの取得を行うために必要な大容量のデータを高速かつ安定して入出力できるシステムを新たに開発した。以下にそのアルゴリズムを述べる。

まずは、開発した KAC 専用のアルゴリズムに合わせた CCD 駆動クロックパターンのデータファイルを用意す



図 11.2 DIO ボード (PEX-292144) の外観

る*4。CPU はこのデータファイルを逐次解読することで CCD 駆動クロックを生成し、さらに手順書を先読みすることで近未来のクロックパターン (16bit データ) を計算機のメインメモリ上に展開していく。DIO ボードはこれを 10MHz に同期して出力する。CPU のクロックパターン解読処理は断続的に行われる。CPU は DIO ボードによるデータ出力件数を監視しており、確保した計算機のメインメモリ (48Mbyte) の $\frac{1}{3}$ 以上のデータが実際に出力されたことを受けて、新たに近未来のクロックパターンを末尾に確保したメモリの $\frac{1}{3}$ 分 (16Mbyte) 展開する。データ 出力件数が確保したメモリのサイズを越えた場合は、DIO ボードは確保したメモリ領域の末尾のデータを転送後、先頭に戻りクロックパターンの出力を続ける (図 11.3)。これを繰り返すことにより、クロックパターンの解読・生成処理は出力処理に追いつかれることなく、限られたメモリ空間で無限に CCD 駆動クロックを出力し続けることができる。

クロックパターンはバケットの集まりで構成されるため、メモリ上に展開する際、確保したメモリの $\frac{1}{3}$ のサイズより少し大きいサイズのデータがメモリ上に展開される。そのため確保したメモリの $\frac{1}{2}$ のサイズごとにデータ転送を行うと、未出力データを上書きして展開してしまう可能性がある。本システムでは確保したメモリを 3 分割し、常に確保したメモリの $\frac{1}{3}$ 分先読みして展開することで、これを防いでいる。

画像データの取得に関しても同様の処理を行っている。DIO ボードはアナログ処理部の IF ボードから送られる 10MHz のクロックに同期して画像データ (16bit データ) を入力する (IF ボードから送られる GATE 信号が Low の間だけデータを有効として入力をするゲート付サンプリングモードにて DIO ボードを動かす)。CPU は DIO ボードから計算機のメインメモリに DMA 転送 (CPU を介さない転送) されたデータを順次に HDD へ書き込んでいく。この転送作業も断続的に行っており、CPU は DIO ボードによるデータ入力件数を監視し、確保したメモリ (32Mbyte) の $\frac{1}{2}$ 以上のデータが埋まったことを受けてデータを HDD 上のファイルの末尾に確保したメモリの $\frac{1}{2}$ 分 (16Mbyte) 追加転送する。データ入力件数が確保したメモリの容量を越えた場合は、DIO ボードは確保したメモリ領域の末尾のデータを転送後、先頭に戻りデータの入力を続ける (図 11.4)。これを繰り返すことにより、限られたメモリ空間で無限に画像データを取得し続けることができる。

画像データはデータ取得過程で加工を行わず、ADC ボードの出力データ (RAW データ) を HDD 上のファイルに転写している。その後 RAW データをソフトウェアにてピクセル配列変換、CDS、マルチサンプリング等の後処理 (11.4 節で後述) を行い FITS データを生成する。これにより、データ処理の自由度を高めると共にアナログ処理部の簡素化を実現している。

導入が容易なシステム構成にするため、CCD コントロールソフトウェアは最も一般的なプログラミング言語である C 言語により開発しており、OS は Linux に対応している。

本システムでは、実行中のプロセスに対してアクセスできるようにしており、実行中のプログラムの強制終了、データ入出力件数や DIO ボードの状態といったステータスの取得、クロックパターンのパラメータの書き換え等を行うことができるようになっている。

*4 このアルゴリズムはユーザーが容易にクロックを変更できるように開発された

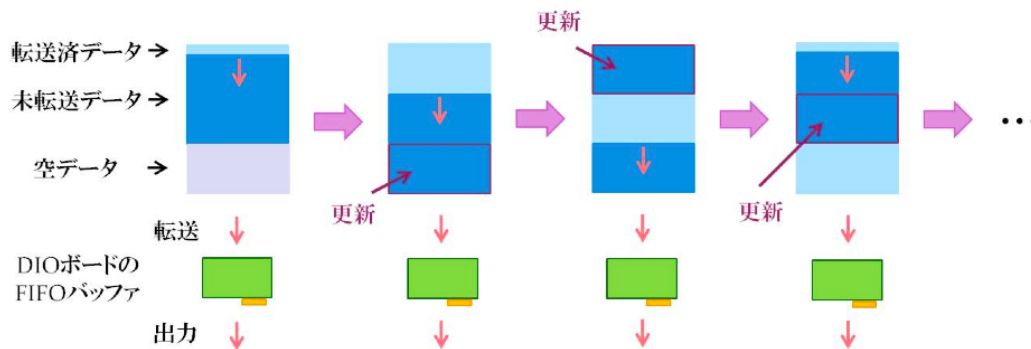


図 11.3 CCD 駆動クロック生成のダイアグラム。CPU がクロックパターン (16bit データ) を計算機のメインメモリ上に展開していき、DIO ボードがこれを順次出力する。CPU はデータ出力件数を監視し、確保したメモリの $\frac{1}{3}$ 以上のデータが出力されたら新たにクロックパターンを末尾に確保したメモリの $\frac{1}{3}$ 分 (図の更新と記されている所) 展開する。これを繰り返すことにより、クロックパターンの解読・生成処理は出力処理に追いつかれることなく、限られたメモリ空間で無限に CCD 駆動クロックを出力し続けることができる。(2011 年東京大学加藤氏修士論文より引用)

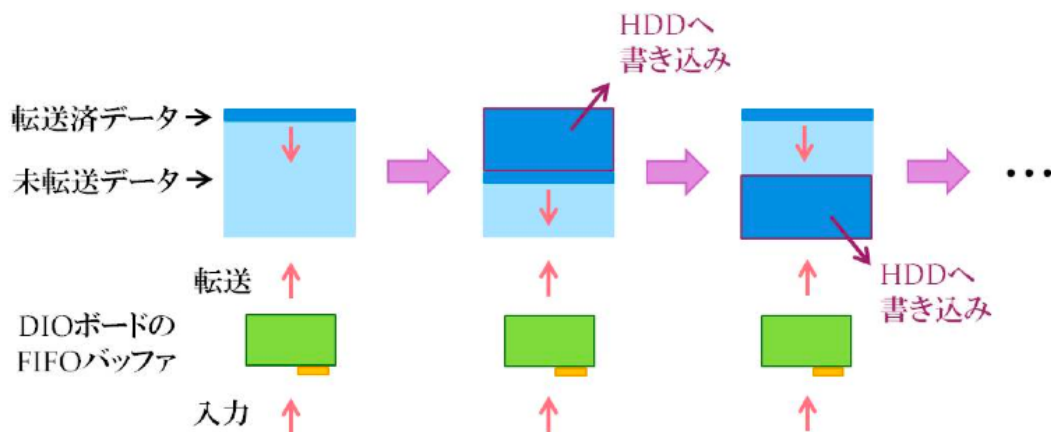


図 11.4 画像データ取得処理のダイアグラム。DIO ボードが画像データ (16bit データ) を計算機のメインメモリに入力していき、CPU がこれを HDD へ転送する。CPU はデータ入力件数を監視し、確保したメモリの $\frac{1}{2}$ 以上のデータが埋まったらデータを確保したメモリの $\frac{1}{2}$ 分 HDD 上のファイルの末尾に追加転送する。これを繰り返すことにより、限られたメモリ空間で無限に画像データを取得し続けることができる。(2011 年東京大学加藤氏修士論文より引用)

11.2.3 データ通信

デジタル信号の通信にはパラレル通信とシリアル通信がある。この2つの通信の違いは、例えば 16bit のデータを転送する場合に 16 本の信号線で 16bit を同時に送信する通信がパラレル通信、その時の信号がパラレル信号であり、16bit の信号を 1 本の信号線で送信する通信がシリアル通信、その時の信号がシリアル信号である。ケーブルでの通信をパラレル通信でおこなうと、ケーブル間の浮遊容量によるノイズや、高周波の通信や長いケーブルでの通信では各信号の同期を取るのが難しくなるが、シリアル通信ではこの問題は解決され、またケーブルの幅やコネクタのサイズやピン数を減らすことができるため、コストを抑えることもできる。本システムでは制御用計算機からアナログ処理部までの通信をシリアル通信で行うために、計算機内でのパラレル信号を DS90UR241 という IC を使いシリアル信号に変換しそれをアナログ処理部まで転送する。また、読み出し回路内ではパラレル信号を使用するので、シリアル信号を DS90UR124 という IC でパラレル信号に変換している。DS90UR241 のシリアルライザと DS90UR124 のデシリアルライザのデータ転送については付録 A で述べる。

11.2.4 LVDS ボード

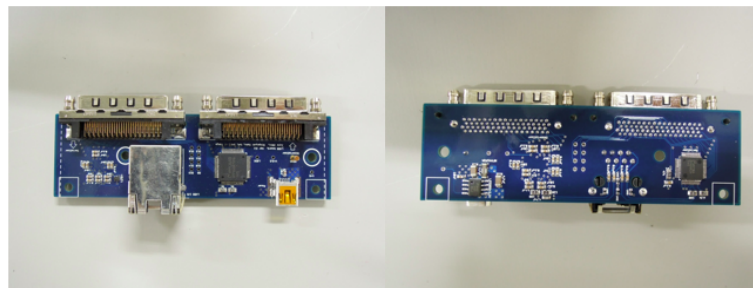


図 11.5 LVDS ボードの外観 (左図、右図はそれぞれ表、裏から見たもの。左図に見える IC がデシリアルライザ、右図に見える IC がシリアルライザである。)

計算機とアナログ処理部とのシリアル通信を行うために、計算機側には LVDS ボード (図 11.5) がつけられている。このボードには上記の IC チップ DS90UR241 と DS90UR124 がついており、IF ボードと 16 bit シリアル LVDS 通信を行うことで、高速の長距離転送が可能となっている。また、LVDS ボードとアナログ処理部は AC カップリングで接続し GND を介さないことにより、デジタル処理部からアナログ処理部への GND 経路のノイズの侵入が軽減される仕様となっている。

11.3 アナログ処理部

KAC のアナログ処理部は、CCD からの信号電圧をデジタル変換する ADC ボード、CCD の駆動電圧を供給する DRV ボード、デジタル信号の管理と LVDS ボードとの通信を行う IF ボード、各ボードへの電源供給とデジタル信号の中継を行う MOTHER ボードの 4 種により構成されている (図 11.6)。

図 11.1 に示すように ADC、DRV、IF ボードの組み合わせを変更することで駆動する CCD の種類と枚数に対応することが可能となっている。図 11.7 は木曽観測所の 105cm シュミット望遠鏡に搭載されている KWFC と NaCS のアナログ処理部である。

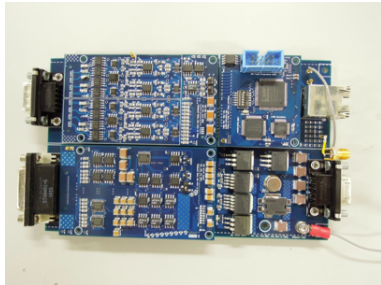


図 11.6 NaCS 用に開発された KAC のアナログ処理部の外観



図 11.7 KWFC 用に開発された KAC(初号機) のアナログ処理部の外観 (2011 年東京大学加藤氏修士論文より引用)

11.3.1 MOTHER ボード

11.3.1.1 概要、回路構成

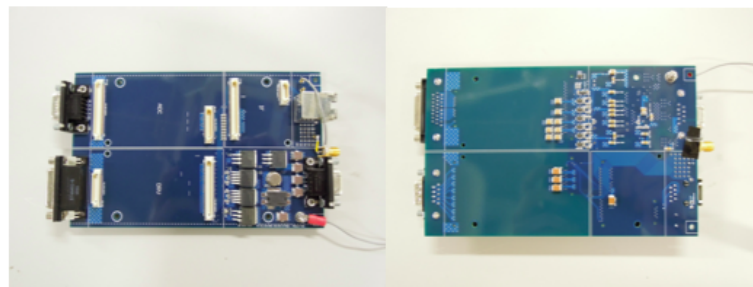


図 11.8 MOTHER ボードの外観 (左図、右図はそれぞれ表、裏から見たもの)

MOTHER ボード (図 11.8) は電源から供給された +60 V、+12 V、+7 V、+3.3 V、-7 V、-26 V から、+55 V、+10 V、+5 V、+3.3 V、-5 V、-10 V、-24 V を生成し各ボードに供給している。また、電源モニタで +55 V、+10 V、+5 V、-5 V、-10 V、-24 V の電圧を監視しており、その結果を MON 信号として DRV ボードに送り、異常時には DRV ボードの機能が停止しボードを保護する。また電圧以上時には LED が点灯するように設計されている。なお、MON 信号の電圧は +3.3 V であるため、電源投入時の電圧を監視するためには始めに +3.3 V 電源を供給しなくてはならない。各ボード間の信号の中継も MOTHER ボードが行っている。

11.3.1.2 電圧モニタの設定

本ボードでは、電源から供給された電圧が正常な電圧値から約 ± 1.5 V 内の範囲を外れた場合に検知できるように、電圧モニタが設定されている。

電圧モニタはプラス電圧とマイナス電圧で電圧の設定方法が異なる。

プラス電圧モニタの設定

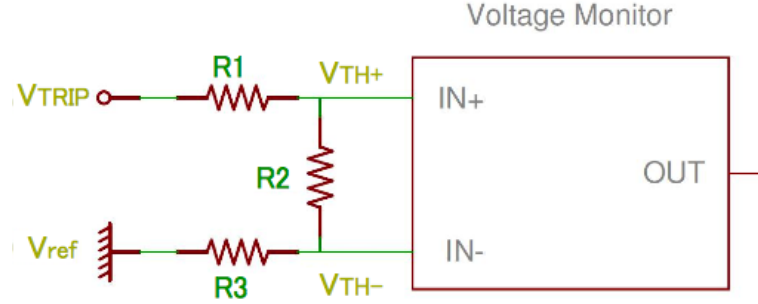


図 11.9 プラス電圧モニタの回路の概略図。モニタする電圧を V_{TRIP} 、リファレンス電圧を V_{ref} ($=0$ V)、電圧モニタのプラス入力、マイナス入力電圧を V_{TH+} 、 V_{TH-} とする。

プラス電圧モニタの回路の概略図を図 11.9 に示す。また、この回路方程式は以下ようになる。なお、($V_{out} = H \rightarrow L$) は MON 信号が High から Low へ切り替わる時の電圧を示している。

入力端子 IN-(Overvoltage Monitor) での回路方程式は

$$(V_{out} = H \rightarrow L) \quad V_{OVTRIPH} = (V_{TH+} - V_{ref}) \times \frac{R1 + R2 + R3}{R3} + V_{ref} \quad (11.3.1)$$

$$(V_{out} = L \rightarrow H) \quad V_{OVTRIPL} = (V_{TH-} - V_{ref}) \times \frac{R1 + R2 + R3}{R3} + V_{ref} \quad (11.3.2)$$

となり、入力端子 IN+(Undervoltage Monitor) での回路方程式は

$$(V_{out} = H \rightarrow L) \quad V_{UNTRIPL} = (V_{TH-} - V_{ref}) \times \frac{R1 + R2 + R3}{R2 + R3} + V_{ref} \quad (11.3.3)$$

$$(V_{out} = L \rightarrow H) \quad V_{UNTRIPH} = (V_{TH+} - V_{ref}) \times \frac{R1 + R2 + R3}{R2 + R3} + V_{ref} \quad (11.3.4)$$

となる。使用している電圧モニタ MAX6458 のデータシートから電圧モニタの V_{TH+} のしきい値電圧は 1.228 V、 V_{TH-} のしきい値電圧は 1.167 V である。ここで ($V_{out} = L \rightarrow H$)、 $V_{ref}=0$ 、 $R1=1$ M Ω ^{*5}とすると

$$\frac{R3}{1000} = \frac{1.16}{V_{OVTRIPL} - 1.16} \times \left(\frac{R1}{1000} + \frac{R2}{1000} \right) \quad [\text{k}\Omega] \quad (11.3.5)$$

$$\frac{R2}{1000} = \frac{1.23}{V_{UNTRIPH} - 1.23} \times \frac{R1}{1000} - \frac{R3}{1000} \quad [\text{k}\Omega] \quad (11.3.6)$$

$$\frac{R1}{1000} = 1000 \quad [\text{k}\Omega] \quad (11.3.7)$$

ここで +55 V モニタを例にすると、+55 $\pm$ 5 V 程度^{*6}でモニターするため $V_{OVTRIPL}=60$ V、 $V_{UNTRIPH}=50$ V と仮定して上記の方程式を解くことで、 $R2=5.4$ k Ω 、 $R3=19.8$ k Ω 程度と求められる。実際には汎用の抵抗の抵抗値を採用するため、 $R3=20$ k Ω とし、 $R2$ の値は 5.4 k Ω 付近でしきい値電圧が仮定と最も近くなるものを採用した ($R2=4.7$ k Ω)。同様の方法で +10 V と +5 V 電圧モニタの抵抗値を決定した。

^{*5} 低消費電力のため抵抗値はできるだけ大きく設定する。1 M Ω は最も高精度な汎用チップ抵抗の中で最大の抵抗値である。

^{*6} +55 V のみ他の電圧に比べ大きいいため ± 5 V 程度でモニターしているが他の電圧の場合は ± 1.5 V 程度でモニターするように設定している。

表 11.1 に +55 V、+10 V、+5 V での抵抗値としきい値電圧を載せる。また、図 11.10 には +55 V でのモニターの概略図を示す。

表 11.1 各モニター電圧に対して設定した抵抗値としきい値電圧。+55 V の場合のみ $+55 \pm 5$ V 程度をしきい値電圧になるように設定しており、その他の電圧では ± 1.5 V 程度がしきい値電圧になるように設定している。

	R1	R2	R3	OverVoltage		UnderVoltage	
				(High $\rightarrow$ Low)	(Low $\rightarrow$ High)	(High $\rightarrow$ Low)	(Low $\rightarrow$ High)
+55 V	1 M Ω	4.7 k Ω	20 k Ω	+63.0 V	+59.4 V	+48.1 V	+51.0 V
+10 V	1 M Ω	68 k Ω	120 k Ω	+12.2 V	+11.4 V	+7.3 V	+7.8 V
+5 V	1 M Ω	160 k Ω	270 k Ω	+6.5 V	+6.1 V	+3.9 V	+4.1 V

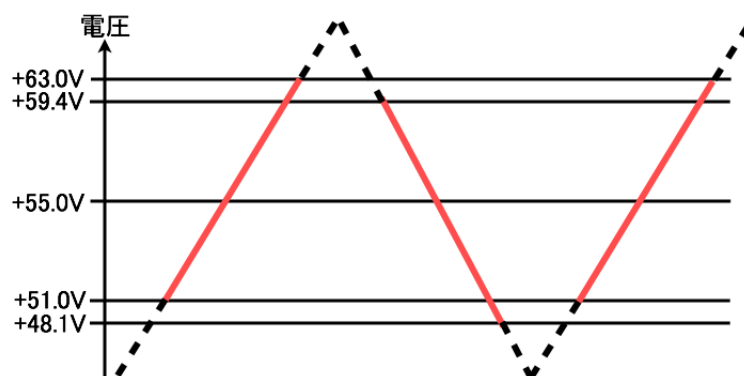


図 11.10 +55 V モニターの概略図。図のように電圧が変化した場合、赤線部で MON 信号が High になり、点線部で MON 信号が Low となる。

マイナス電圧モニタの設定

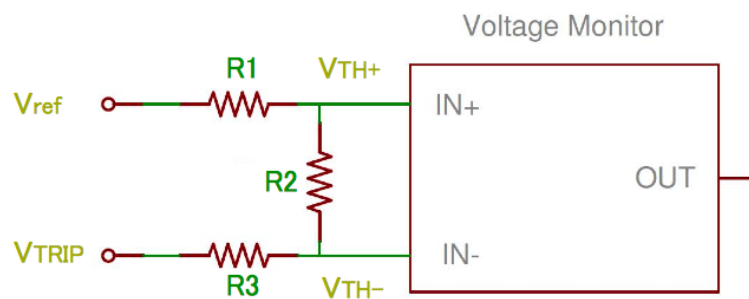


図 11.11 マイナス電圧モニタの回路の概略図。モニタする電圧を V_{TRIP} 、リファレンス電圧を V_{ref} ($=+5$ V)、電圧モニタのプラス入力、マイナス入力電圧を V_{TH+} 、 V_{TH-} とする。

マイナス電圧モニタの回路の概略図を図 11.11 に示す。この回路方程式は以下のようになる。
入力端子 IN-(Overvoltage Monitor) での回路方程式は

$$(V_{out} = H \rightarrow L) \quad V_{OVTRIPH} = V_{TH+} \times \frac{R1 + R2 + R3}{R1 + R2} - V_{ref} \times \frac{R3}{R1 + R2} \quad (11.3.8)$$

$$(V_{out} = L \rightarrow H) \quad V_{OVTRIPL} = V_{TH-} \times \frac{R1 + R2 + R3}{R1 + R2} - V_{ref} \times \frac{R3}{R1 + R2} \quad (11.3.9)$$

となり、入力端子 IN+(Undervoltage Monitor) での回路方程式は

$$(V_{out} = H \rightarrow L) \quad V_{UNTRIP L} = V_{TH-} \times \frac{R1 + R2 + R3}{R1} - V_{ref} \times \frac{R2 + R3}{R1} \quad (11.3.10)$$

$$(V_{out} = L \rightarrow H) \quad V_{UNTRIP H} = V_{TH+} \times \frac{R1 + R2 + R3}{R1} - V_{ref} \times \frac{R2 + R3}{R1} \quad (11.3.11)$$

となる。プラス電圧モニタと同様に使用している電圧モニタ MAX6458 なので電圧モニタの V_{TH+} のしきい値電圧は 1.228 V、 V_{TH-} のしきい値電圧は 1.167 V である。ここで ($V_{out} = L \rightarrow H$)、 $V_{ref}=+5$ V、 $R3=1$ M Ω とすると

$$\frac{R3}{1000} = \frac{V_{OVTRIPL} - 1.16}{1.16 - 5} \times \left(\frac{R1}{1000} + \frac{R2}{1000} \right) \quad [\text{k}\Omega] \quad (11.3.12)$$

$$\frac{R2}{1000} = \frac{V_{UNTRIPH} - 1.23}{1.23 - 5} \times \frac{R1}{1000} - \frac{R3}{1000} \quad [\text{k}\Omega] \quad (11.3.13)$$

$$\frac{R3}{1000} = 1000 \quad [\text{k}\Omega] \quad (11.3.14)$$

ここで-5 V モニタを例にすると、-5 $\pm$ 1.5 V 程度でモニターするため $V_{OVTRIPL}=-3.5$ V、 $V_{UNTRIPH}=-6.5$ V と仮定して上記の方程式を解く。すると $R1=598$ k Ω 、 $R2=226$ k Ω 程度と求められた。実際には汎用の抵抗の抵抗値を採用するため、 $R1=620$ k Ω とし、 $R2$ の値は 226 k Ω 付近でしきい値電圧が仮定と最も近くなるものを採用した ($R2=330$ k Ω)。同様の方法で-10 V と-24 V 電圧モニタの抵抗値を決定した。

表 11.11 に-5 V、-10 V、-24 V での抵抗値としきい値電圧を載せる。

表 11.2 各モニター電圧に対して設定した抵抗値としきい値電圧。モニター電圧の ± 1.5 V 程度がしきい値電圧になるように設定している。

	R1	R2	R3	OverVoltage		UnderVoltage	
				(High $\rightarrow$ Low)	(Low $\rightarrow$ High)	(High $\rightarrow$ Low)	(Low $\rightarrow$ High)
-5 V	620 k Ω	330 k Ω	1 M Ω	-2.7 V	-2.9 V	-7.1 V	-6.9 V
-10 V	300 k Ω	100 k Ω	1 M Ω	-8.2 V	-8.4 V	-12.9 V	-12.6 V
-24 V	130 k Ω	36 k Ω	1 M Ω	-21.5 V	-22.0 V	-29.4 V	-28.8 V

11.3.2 IF ボード

11.3.2.1 概要

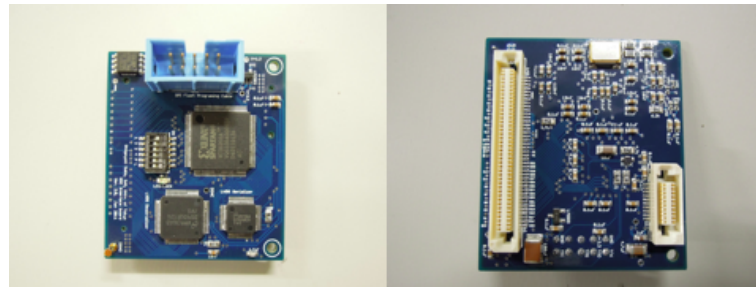


図 11.12 IF ボードの外観 (左図、右図はそれぞれ表、裏から見たもの)

IF ボード (図 11.12) はデジタル処理部から送られてくる CCD 駆動クロックの LVDS シリアル信号をパラレル信号に変換し、DRV ボード、ADC ボードに送る役割を果たしている。また、ADC ボードから送られてくる CCD の出力信号のデジタル信号を受け取り、CCD のチャンネルごとのパラレル信号に変換した後、パラレル信号を LVDS シリアル信号に変換し、デジタル処理部に送る役割も果たしている。

本ボードの特徴は、FPGA(11.3.2.3 節で後述) によりデジタルデータの管理を行うことで、コンパクトでありながら高性能と高いカスタマイズ性を実現している点である。また、IF ボードとデジタル処理部間を GND を介さない、AC カップリングで接続しているため、デジタル処理部からアナログ処理部への GND 経由のノイズの侵入を低減している。

11.3.2.2 回路構成

IF ボードはシリアライザとデシリアライザ、FPGA により構成されている。デジタルデータの管理は FPAG が担当する。本ボードではデジタル処理部から送られてきた CCD 駆動クロックの LVDS シリアル信号をパラレル信号に変換し、そのうちの 9 個の bit 信号を DRV ボードに送り (S1~S3、P1~P3、SW、RG、DD)、2 個の bit 信号を ADC ボードに送る (CNV、IP)。また、FPGA で生成したクロック SCK 信号も ADC ボードに送る。FPGA が ADC ボードから送られてくる CCD の出力信号のデジタル信号を受け取り、CCD のチャンネルごとのパラレル信号に変換する。この CCD の出力信号のパラレル信号を LVDS シリアル信号に変換しデジタル処理部に送る。

11.3.2.3 FPGA の機能

FPGA (Field-Programmable Gate Array) は製造後にユーザーが構成を設定できる集積回路である。

本ボードの FPGA はステートマシンにより管理されており、ステートごとにその機能を変える。FPGA に電源が投入されると、ステートマシンは「ステート 0」にリセットされる。その後、AD 変換器へのトリガ信号 (CNV) を検出することで、「ステート 1」に移行する。「ステート 1」では、AD 変換器のデジタル変換処理の終了 (SDO の High から Low への移行) を待つ。これを検出することで、「ステート 2」に移行する。「ステート 2」では、AD 変換器の出力用のシリアル信号同期クロック (SCK:50 MHz) を生成し、AD 変換器へ送信する。同時に、その同期クロックに同期して AD 変換器から出力されてきたシリアルデータを FPGA 内の 16bit の入力用シフトレジスタに格納する。FPGA は 32 セットの 16bit シフトレジスタを持つため、同時に 32 台の AD 変換器からの出力データを格納できる。AD 変換器からの 16bit シリアルデータを格納したことを受けて、「ステート 3」に移行する。「ステート 3」では、パラレル出力用同期クロック (PCK:10 MHz) に同期して 16bit シリアルレジスタに格納したデータを AD 変換器ごと (CCD のチャンネルごと) にパラレル信号として出力する。FPGA が扱う AD 変換器の数はディップスイッチにより設定される。FPGA は決定された台数の AD 変換器のデータの平行列出力が完了すると「ステート 0」に戻る。これを繰り返すことで、複数台の AD 変換器のデータのシリアル-平行列データ変換を行っている。

本ボードには電源 OFF 時もプログラムが保存されるよう、SPI Flash を搭載している。FPGA 自体は揮発性メモリだが、SPI Flash は不揮発性メモリであり、電源 OFF 時も SPI Flash にプログラムは保存されており、電源が入ると SPI Flash から FPGA にプログラムがロードされるように設計している。

11.3.3 DRV ボード

11.3.3.1 概要

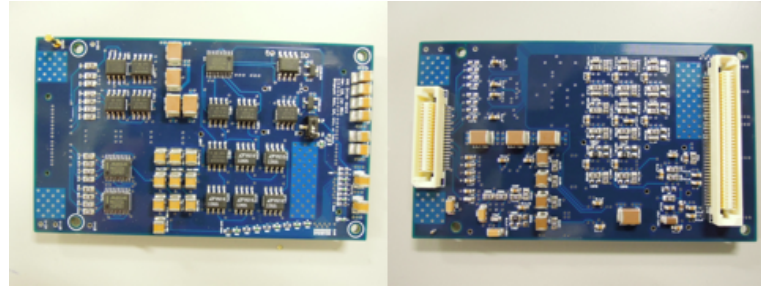


図 11.13 DRV ボードの外観 (左図、右図はそれぞれ表、裏から見たもの)

DRV ボード (図 11.13) は CCD の駆動に必要なバイアス電圧を生成し CCD に供給する。また、CCD の駆動に必要なクロックレール電圧 (High と Low の電圧) を生成し、デジタル処理部から送られてくるクロック信号に同期してそれらを CCD に供給している。本ボードは抵抗値の変更により CCD への供給電圧を変更でき、それにより異なる種類の CCD に対応することができる。また電力消費による発熱を抑えるため、消費電力が小さくなるように設計されている。

11.3.3.2 回路構成

DRV ボードは前段アンプと後段アンプからなる。前段アンプでは基準電圧 (+3.0 V) から ± 3.0 V を生成する。後段アンプは生成された電圧を基に CCD 駆動に必要な各電圧を生成する。前段アンプの前、後段アンプの後にはそれぞれ 1 次ローパスフィルターを置いて、不要な高周波成分を取り除いている。以下に前段アンプと後段アンプの原理を示す。

前段アンプ

DRV ボードの前段アンプの回路の概略図を図 11.14 に示す。図 11.14 の回路を考え、回路に流れる電流を i_B とすると、回路方程式は

$$V_{OUTB1} = V_{INB} \quad (11.3.15)$$

$$V_{INB} - R_{B2}i_B = 0 \quad (11.3.16)$$

$$0 - R_{B3}i_B = V_{OUTB2} \quad (11.3.17)$$

となる。本ボードでは $R_{B2} = R_{B3}$ と設定しているので以下のように書き直すことができる。また、 $V_{INB} = 3$ V である。

$$V_{OUTB1} = V_{INB} \quad (11.3.18)$$

$$V_{OUTB2} = -V_{INB} \quad (11.3.19)$$

後段アンプ

後段アンプには 3 つの種類がある。1 つめはゲイン ≥ 1 のアンプ、2 つめはゲイン ≤ 1 のアンプ、3 つめはゲイン = 1 のアンプである。

ゲイン ≥ 1 のアンプの概略図を図 11.15 に示す。ここで V_{INA1} は前段アンプの V_{OUTB1} 又は、 V_{OUTB2} であ

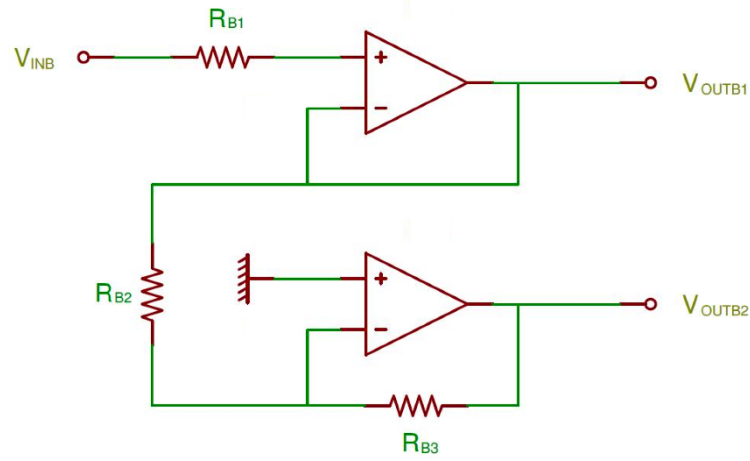


図 11.14 DRV ボードの前段アンプの回路の概略図。入力電圧を V_{INB} 、オペアンプの出力電圧をそれぞれ V_{OUTB1} 、 V_{OUTB2} とする。

る。回路を流れる電流を i_{A1} とすると、回路方程式は

$$V_{OUTA1} - R_{A1b}i_{A1} = V_{INA1} \quad (11.3.20)$$

$$V_{INA1} - R_{A1a}i_{A1} = 0 \quad (11.3.21)$$

となるので、以下の関係式が得られる。

$$V_{OUTA1} = \left(1 + \frac{R_{A1b}}{R_{A1a}}\right) V_{IN} \quad (11.3.22)$$

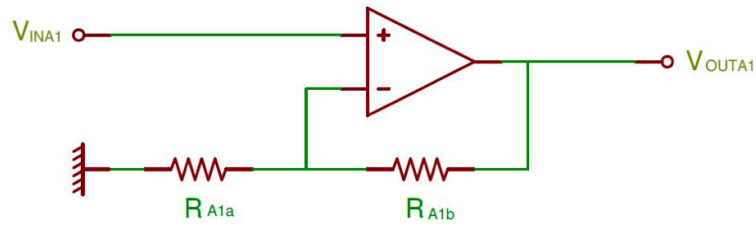


図 11.15 DRV ボードの後段アンプ (ゲイン ≥ 1) の回路の概略図。入力電圧を V_{INA1} 、出力電圧を V_{OUTA1} とする。

2つめのゲイン ≤ 1 のアンプの概略図を図 11.16 に示す。ここで V_{INA2} は前段アンプの V_{OUTB1} 又は、 V_{OUTB2} である。回路を流れる電流を i_{A2} とすると、回路方程式は

$$V_{INA2} - R_{A2a}i_{A2} = V_{OUTA2} \quad (11.3.23)$$

$$V_{OUTA2} - R_{A2b}i_{A2} = 0 \quad (11.3.24)$$

となるので、以下の関係式が得られる。

$$V_{OUTA2} = \frac{R_{A2b}}{R_{A2a} + R_{A2b}} V_{IN} \quad (11.3.25)$$

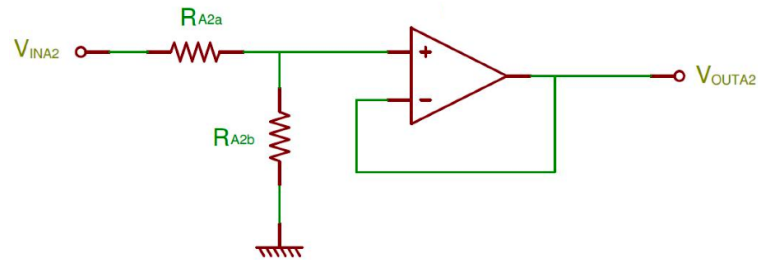


図 11.16 DRV ボードの後段アンプ (ゲイン ≤ 1) の回路の概略図。入力電圧を V_{INA2} 、出力電圧を V_{OUTA2} とする。

3 つめのゲイン=1 のアンプの概略図を図 11.17 に示す。ここで V_{INA3} はゲイン ≥ 1 の V_{OUTA1} である。ゲイン=1 のアンプはゲイン ≥ 1 のアンプで生成した V_{OGI} 、 V_{RDI} 、 V_{DDI} を 4ch に独立に供給するため、それぞれ 4 出力に分割するために用いられている。回路方程式より

$$V_{OUTA3} = V_{INA3} \quad (11.3.26)$$

となる。

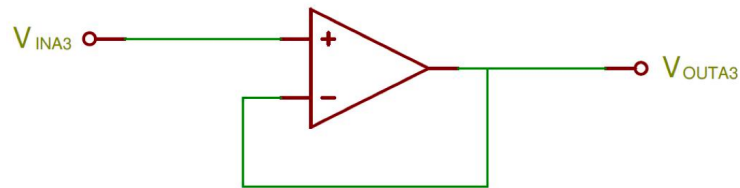


図 11.17 DRV ボードの後段アンプ (ゲイン=1) の回路の概略図。入力電圧を V_{INA3} 、出力電圧を V_{OUTA3} とする。

11.3.3.3 CCD へのクロック電圧の供給

DRV ボード内で生成した CCD 駆動用のクロックレール電圧 (High と Low の電圧) は、アナログスイッチに繋がっている。デジタル処理部から送られてきた CCD 駆動クロック信号を受けてアナログスイッチを切り替えることにより、クロックレール電圧の High と Low の電圧を CCD 駆動クロック信号のタイミングで CCD に供給する。

CCD へクロックレール電圧を供給するには、CCD 内のレジスタに付いているコンデンサ (パラレル:約 25 μF 、シリアル:約 50 μF) に電荷をチャージする必要がある。このときクロックレール電圧送信側 (DRV ボード出力) と受信側 (CCD) のインピーダンスが整合されていないと反射波が発生し、矩形波信号が乱れてしまう。これを防ぐために本ボードでは受信側 (CCD) のコンデンサの容量と同じ要領のコンデンサを DRV ボードのクロック電圧出力端子に設置して、安定な電圧供給を実現している。

11.3.3.4 回路のその他の機能

発熱対策

本ボードではできる限り駆動電流の小さいオペアンプを採用し、かつ回路内を流れる電流が小さくなるように設計している。また、オペアンプの下に複数のビア (放熱穴) を設け、-5 V の電源層に放熱している。

CCD 駆動電圧間の相互干渉の防止

本ボードでは、異なる CCD 間の駆動電圧を介した相互干渉を防止するため、同じ電圧値であっても異なるオペアンプを用いて CCD 駆動電圧を独立に生成し、各 CCD に供給している。

安全シャットダウン機能

CCD と DRV ボードに異常な電圧がかからないように、MOTHER ボードの電圧モニタから MON 信号を受け取り、電圧異常時に 3 V 基準電圧生成部から前段アンプに繋がる部分のスイッチを切り、DRV ボードが機能停止できるように設計されている。また、MON 信号との接続を切り、スイッチが常に ON になるようにも設定することができる。

11.3.4 ADC ボード

11.3.4.1 概要

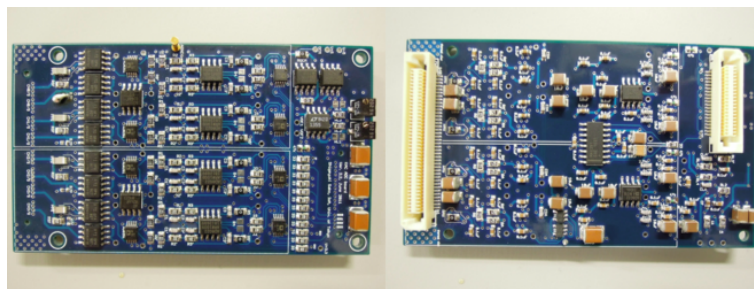


図 11.18 ADC ボードの外観 (左図、右図はそれぞれ表、裏から見たもの)

ADC ボード (図 11.18) は CCD からの信号電圧をデジタル変換するボードである。本ボードはクランプ部、アンプ部、フィルター部、ADC 部からなる。クランプ部では CCD の高いオフセット電圧上の微弱な信号を扱いやすくするために、出力電圧を 0 V 付近で扱えるようにしている。アンプ部ではこの微弱な信号を増幅し、フィルター部で高周波のノイズを取り除いている。最後に ADC 部でアナログ信号をデジタル信号に変換している。

本ボードの回路は全て差動回路で構成されており、CCD の出力信号と GND 信号のコモンモードノイズを除去し、高い S/N を実現している。また、CCD の GND を回路の GND に落とさないことにより、GND 経路でのノイズの侵入を防いでいる。フィルター部では周波数特性の良い差動 3 次ベッセルローパスフィルターを採用することで、高周波のノイズを除去している。さらに本ボードではいくつかの抵抗を入れ替えるだけで異なる種類の CCD への対応やゲインの変更が可能であるほか、ボード上でアナログ的な CDS 処理を行わずソフトウェア上で処理することでボードを簡略化している。

11.3.4.2 回路構成

ADC ボードの各部について述べる。なお、本論文では NaCS 用に開発したボード (浜松ホトニクス社製 CCD に対応) について詳しく述べる。

クランプ部

浜松ホトニクス社製 CCD の出力信号は、約 -20 V の DC オフセットの上に約 +0.5 ~ +1.0 V の AC 信号が乗る形で出力される。CCD の出力信号を直接扱うと、約 ± 20 V の高電圧信号を処理することになり、オペアンプの消費電力が過大となる。そのため、クランプ部にて信号を 0 V 付近で扱えるようにレベルシフトしている。

図 11.19 にクランプ部の回路の概略図を示す。CCD の出力信号の電圧を V_{IN+} 、クランプ後の電圧を V_{CLP} 、クランプ電圧を V_{IP} 、クランプ回路のコンデンサ C_{CLP} とする。

クランプ回路は以下のように動作する。

まずスイッチ SW_{CLP} が ON になると、 C_{CLP} に電荷が蓄積される。この時、 C_{CLP} のオペアンプ側の電位 V_{CLP} は V_{IP} となり、 C_{CLP} には $Q_{CLP} = C_{CLP}(V_{CLP} - V_{IN+})$ の電荷が蓄積される。その後 SW_{CLP} を OFF にすることで、 C_{CLP} のオペアンプは孤立し、 C_{CLP} には電荷 Q_{CLP} が保持される。この状態で V_{IN+} が変化すると、その AC 成分のみが V_{CLP} へ伝達される。つまり、 V_{IP} を 0 V 付近に設定することで、 V_{IN+} の DC オフセットを取り除くことができる。 SW_{CLP} はクロック IP 信号に同期して ON/OFF される。

実際にはコンデンサによるヒステリシス^{*7}と周囲からの漏れ電流のため SW_{CLP} を OFF にした直後の V_{CLP}

^{*7} 本回路ではヒステリシスの小さい PPS(Polyphenylenesulfide) コンデンサを使用しているが、それでもヒステリシスを完全に排除することはできない

は V_{IP} と完全には一致せず、時間と共にその差は広がってしまう。しかし、これらの効果は CDS 処理により取り除かれる。

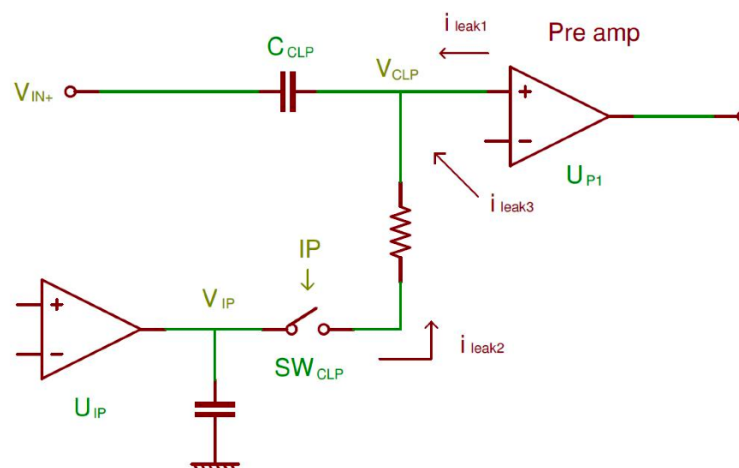


図 11.19 クランプ部の回路の概略図。クランプ回路のコンデンサを C_{CLP} とする。CCD の出力信号の電圧を V_{IN+} 、 C_{CLP} のプリアンプ側の電圧を V_{CLP} 、リセット電圧を V_{IP} とする。プリアンプからの漏れ電流、スイッチ側からの漏れ電流、回路外部からの漏れ電流をそれぞれ $i_{leak1\sim3}$ とする。スイッチ SW_{CLP} はクロック IP 信号に同期して ON/OFF する。(2011 年東京大学加藤氏修士論文より引用)

アンプ部

CCD からの出力信号は微弱であるため、読み出し回路の早い段階で増幅し高い S/N が確保する必要がある。アンプ部ではこの信号の増幅と共に、差動回路を用いることでコモンモードノイズの除去も行っている。アンプ部はプリアンプ回路と計装アンプ回路で構成されている。プリアンプ回路、計装アンプ回路の概略図を図 11.23、図 11.24 に示す。

コモンモードノイズを効果的に除去するためには計装アンプ内の内部抵抗が高精度に揃えられている必要がある。人、本ボードではそれを実現するために商用のパッケージ化された計装アンプ IC を用いている。しかし、これらの商用の高速計装アンプは入力オフセット電流 (漏れ電流) が十分に小さくないため、前述したクランプ部に悪影響を及ぼしてしまう。そのため、本ボードでは計装アンプの前段に入力オフセット電流が極めて低い FET 入力オペアンプによる差動プリアンプ回路を設けてある。

本ボードの計装アンプのゲインは 2 に固定してあるが、各 CCD の変換効率に応じてプリアンプのゲインを任意に設定することができる。ゲインの変更は抵抗 R_G の変更のみで設定することができ、NaCS の場合は現在 2×6.6 に設定してある。ゲインの設定については 12.2.8 節で後述する。

フィルター部

フィルタ部には高周波のノイズを効果的に除去するため、3次ローパスフィルターが用いられている。フィルタのバンド幅は矩形波のセトリング時間(波形が安定するまでの時間)がAD変換のサンプリング周期よりも短くなるように設定されている。フィルタ部の他の部と同様に完全差動構成となっている。

フィルタ部の回路構成図を図 11.20 に示す。

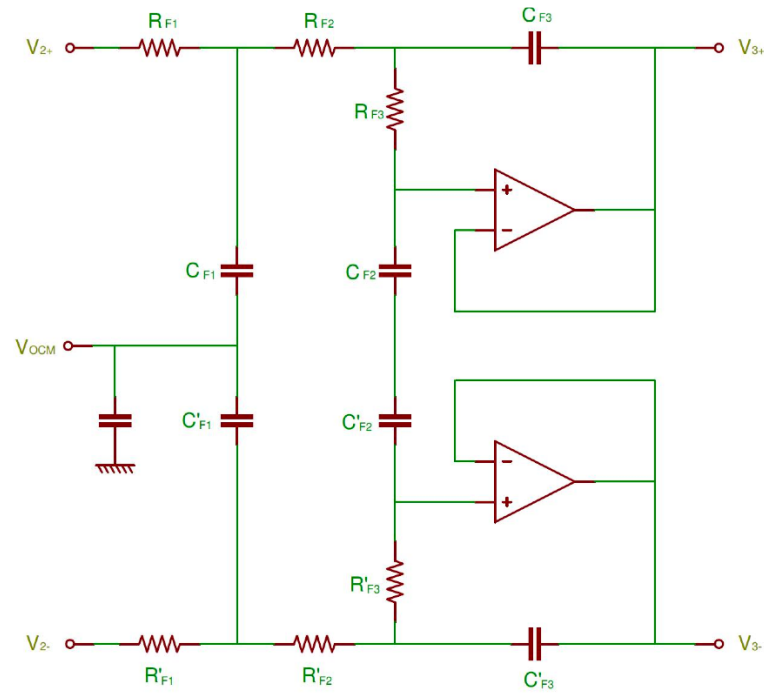


図 11.20 フィルタ部の回路の概略図。フィルタ部のプラス入力電圧を V_{2+} 、マイナス入力電圧を V_{2-} 、オペ
アンプの出力電圧をそれぞれ V_{3+} 、 V_{3-} 、差動信号の中心電圧を V_{OCM} とする。

ADC 部

ADC 部では CCD の出力信号をデジタル化している。本ボードでは 16bit、500 kHz の差動入力 AD 変換器 (AD7693) を用いている。CCD の出力データ信号と CCD の GND 信号からなる差動信号は、差動入力 AD 変換機にてその差分がデジタル化されるため、コモンモードノイズが取り除かれる。ADC 部分の回路の概略図を図 11.21 に示す。AD 変換を行う際には AD 変換機内のコンデンサーに電荷をチャージする必要がある。AD 変換機の直前にはコンデンサー (C_{ADC} 、 C'_{ADC}) を置き電荷を貯めておくことで、オペアンプから急に大電流が流れることを防いでいる。これにより安定した電荷供給が行えるようになっている。

図 11.22 に AD7693 の動作原理を示す。AD7693 には AD 変換のトリガー信号であるクロック CNV 信号とデータ転送の同期信号であるクロック SCK 信号が入力され、デジタル化された CCD の出力信号である SDO 信号が出力される。クロック CNV 信号が High になった時に AD 変換が行われ、AD7693 のプラス入力信号とマイナス入力信号の差分をデジタル化した SDO シリアル信号がクロック SCK 信号に同期して出力される。AD 変換が終わると SDO 信号がハイインピーダンスになる (本ボードではこのとき High にプルアップされる)。IF ボードの FPGA は、クロック CNV 信号と SDO 信号が共に Low になるとクロック SCK 信号を送るようにプログラムされており、AD 変換された SDO シリアルデータは、クロック SCK 信号に同期して IF ボードに送られる。クロック SCK 信号の 17 回目の立ち下がりを検出し SDO 信号はハイインピーダンスになる。これにより 16 bit のデータ変換をおこなっている。

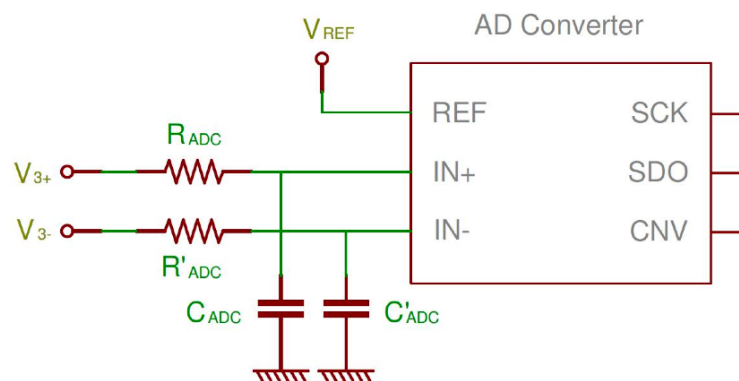


図 11.21 ADC 部の回路の概略図。ADC 部のプラス入力電圧を V_{3+} 、マイナス入力電圧を V_{3-} 、AD 変換器のリファレンス電圧を V_{REF} とする。

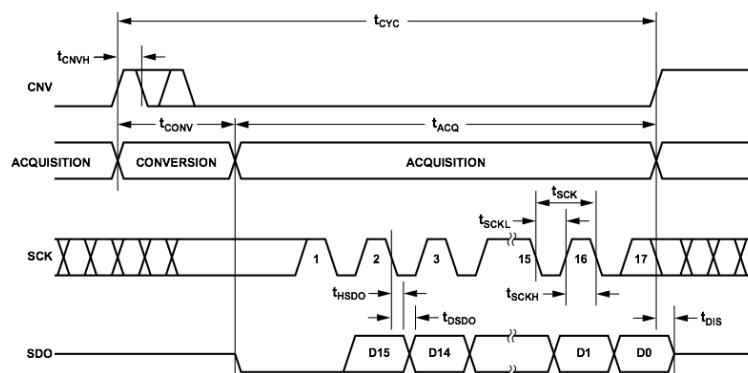


図 11.22 AD 変換器の動作原理。クロック CNV 信号は AD 変換のトリガ信号、クロック SCK 信号はデータ転送の同期信号、SDO 信号はデジタル化された CCD の出力画像信号である。D0~15 はシリアル信号の bit 名を表す。(AD7693 のマニュアルより引用)

11.3.4.3 ADC ボードの回路の応答

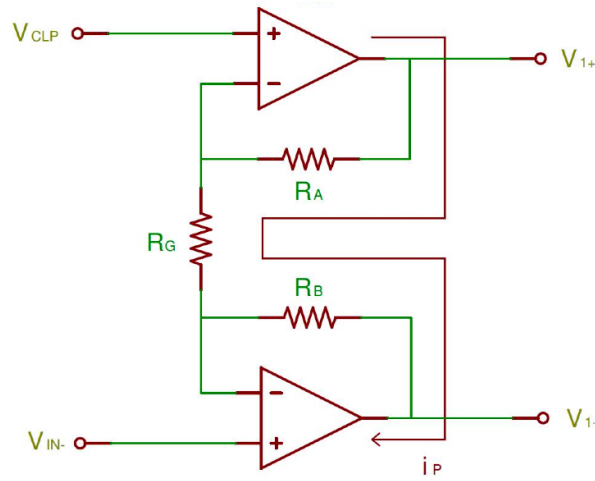


図 11.23 プリアンプの回路の概略図。クランプ後の CCD の出力信号の電圧を V_{CLP} 、CCD の GND 信号の電圧を V_{IN-} 、オペアンプの出力電圧をそれぞれ V_{1+} 、 V_{1-} とする。

CCD の出力信号はクランプ部を通りプリアンプ回路で増幅される。図 11.23 のようなプリアンプ回路の概略図を考えるとプリアンプの回路方程式は以下になる。ここで V_{CLP} はクランプ後の CCD の出力信号の電圧、 V_{IN-} は CCD の GND 信号の電圧、 V_{1+} 、 V_{1-} はそれぞれプリアンプのプラス出力電圧、マイナス出力電圧である。

$$V_{1+} - R_A i_P = V_{CLP} \quad (11.3.27)$$

$$V_{CLP} - R_G i_P = V_{IN-} \quad (11.3.28)$$

$$V_{IN-} - R_B i_P = V_{1-} \quad (11.3.29)$$

上記 3 式よりプリアンプのプラス出力電圧とマイナス出力電圧は以下になる。

$$V_{1+} = \left(1 + \frac{R_A}{R_G}\right) V_{CLP} - \frac{R_A}{R_G} V_{IN-} \quad (11.3.30)$$

$$V_{1-} = \left(1 + \frac{R_B}{R_G}\right) V_{IN-} - \frac{R_B}{R_G} V_{CLP} \quad (11.3.31)$$

また、プリアンプのプラス出力電圧とマイナス出力電圧の差と平均は以下になる。

$$V_{1+} - V_{1-} = \left(1 + \frac{R_A + R_B}{R_G}\right) (V_{CLP} - V_{IN-}) \quad (11.3.32)$$

$$\frac{V_{1+} + V_{1-}}{2} = \frac{1}{2} \left\{ \left(1 + \frac{R_A - R_B}{R_G}\right) V_{CLP} + \left(1 - \frac{R_A - R_B}{R_G}\right) V_{IN-} \right\} \quad (11.3.33)$$

本ボードの AD 変換器はプラス入力信号とマイナス入力信号の差分をデジタル変換するため、 V_{1+} と V_{1-} の差が信号としての意味を持つ。従って、式 (11.3.32) より、プリアンプの信号ゲインは $(1 + \frac{R_A + R_B}{R_G})$ となる。本ボードでは対称な回路定数 ($R_A = R_B$) としているため、プラス入力信号とマイナス入力信号に対する処理が同時に行われる。その結果、プラス入力信号とマイナス入力信号の平均電圧はプラス出力信号とマイナス出力信号の平均電圧と一致する。 $(\frac{V_{1+} + V_{1-}}{2} = \frac{V_{CLP} + V_{IN-}}{2})$

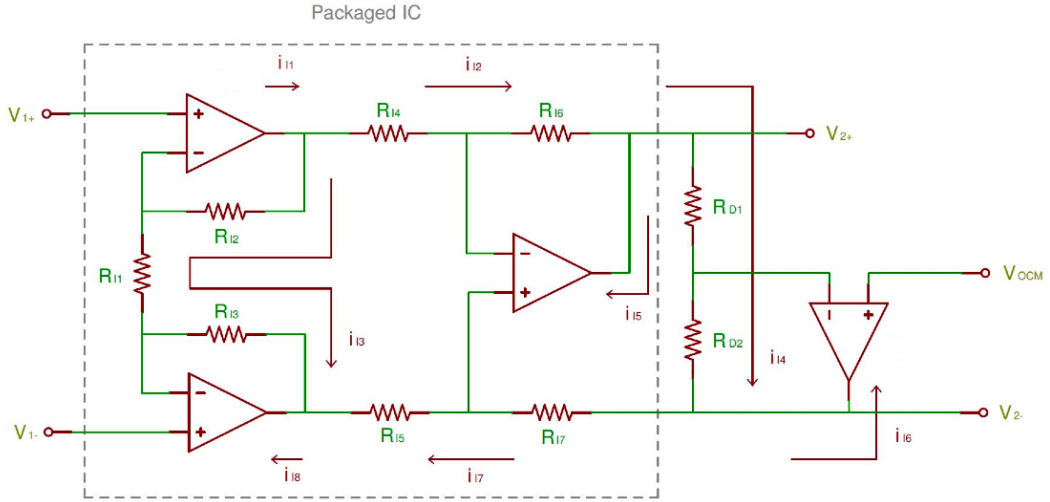


図 11.24 計装アンプの回路の概略図。計装アンプのプラス入力電圧を V_{1+} 、マイナス入力電圧を V_{1-} 、プラス出力電圧を V_{2+} 、マイナス出力電圧を V_{2-} 、差動信号の中心電圧を V_{OCM} とする。

プリアンプ回路の出力信号は、計装アンプ回路に入力される。図 11.24 のような計装アンプ回路の概略図を考えると計装アンプ回路の回路方程式は以下になる。ここで V_{1+} 、 V_{1-} は計装アンプのプラス入力電圧、マイナス入力電圧、 V_{2+} 、 V_{2-} は計装アンプのプラス出力電圧、マイナス出力電圧、 V_{OCM} は差動信号の中心電圧である。

$$V_{1+} - R_{I1}i_{I3} = V_{1-} \quad (11.3.34)$$

$$V_{2+} - R_{D1}i_{I4} = V_{OCM} \quad (11.3.35)$$

$$V_{OCM} - R_{D2}i_{I4} = V_{2-} \quad (11.3.36)$$

$$V_{1-} - R_{I3}i_{I3} = V_{2-} - (R_{I5} + R_{I7})i_{I7} \quad (11.3.37)$$

$$V_{1+} + R_{I2}i_{I3} = V_{2+} + (R_{I4} + R_{I6})i_{I2} \quad (11.3.38)$$

$$V_{2+} + R_{I6}i_{I2} = V_{2-} - R_{I7}i_{I7} \quad (11.3.39)$$

$$i_{I1} = i_{I2} + i_{I3} \quad (11.3.40)$$

$$i_{I2} = i_{I4} + i_{I5} \quad (11.3.41)$$

$$i_{I4} = i_{I6} + i_{I7} \quad (11.3.42)$$

$$i_{I3} + i_{I7} = i_{I8} \quad (11.3.43)$$

式 (11.3.34) ～式 (11.3.43) より計装アンプの出力電圧を求めると

$$V_{2+} = \frac{1}{1 + \frac{R_{I5}}{R_{I7}} + \frac{R_{I5} R_{D2}}{R_{I7} R_{D1}}} \left\{ - \left(\frac{R_{I3}}{R_{I1}} + \frac{(1 + \frac{R_{I5}}{R_{I7}})(1 + \frac{R_{I2}}{R_{I1}})}{1 + \frac{R_{I4}}{R_{I6}}} \right) V_{1+} + \left(1 + \frac{R_{I3}}{R_{I1}} + \frac{R_{I2}}{R_{I1}} \frac{1 + \frac{R_{I5}}{R_{I7}}}{1 + \frac{R_{I4}}{R_{I6}}} \right) V_{1-} + \frac{R_{I5}}{R_{I7}} \left(1 + \frac{R_{D2}}{R_{D1}} \right) V_{OCM} \right\} \quad (11.3.44)$$

$$V_{2-} = -\frac{R_{D2}}{R_{D1}}V_{2+} + \left(1 + \frac{R_{D2}}{R_{D1}} \right) V_{OCM} \quad (11.3.45)$$

一般に計装アンプ回路では設計のしやすさ等から対称性を考慮し、 $R_{I4} = R_{I6}$ 、 $R_{I5} = R_{I7}$ 、 $R_{D1} = R_{D2}$ となっており、本ボードで使用しているパッケージ化された計装アンプも同様に設定されている。従って以下の式

で書き直すことができる。

$$V_{2+} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_{I2} + R_{I3}}{R_{I1}} \right) (V_{1-} - V_{1+}) + V_{OCM} \quad (11.3.46)$$

$$V_{2-} = -\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_{I2} + R_{I3}}{R_{I1}} \right) (V_{1-} - V_{1+}) + V_{OCM} \quad (11.3.47)$$

また、出力電圧の差と平均は以下のようになる。

$$V_{2+} - V_{2-} = - \left(1 + \frac{R_{I2} + R_{I3}}{R_{I1}} \right) (V_{1+} - V_{1-}) \quad (11.3.48)$$

$$\frac{V_{2+} + V_{2-}}{2} = V_{OCM} \quad (11.3.49)$$

式 (11.3.48) より、計装アンプの信号ゲインは $-(1 + \frac{R_{I2} + R_{I3}}{R_{I1}})$ となる。また式 (11.3.49) より、出力の平均は V_{OCM} に固定されることが分かる。これは V_{2+} と V_{2-} が V_{OCM} を中心に完全に対称な信号波形となっていることを示し、これを完全差動信号と言う。本ボードで使用するパッケージ化された計装アンプはゲインを 2 に固定しており、計装アンプ回路の出力信号はその後ゲイン 1 のフィルタ部を通り、AD 変換される。

図 11.25 に ADC ボードの回路の概略と CCD 出力信号の推移を示す。

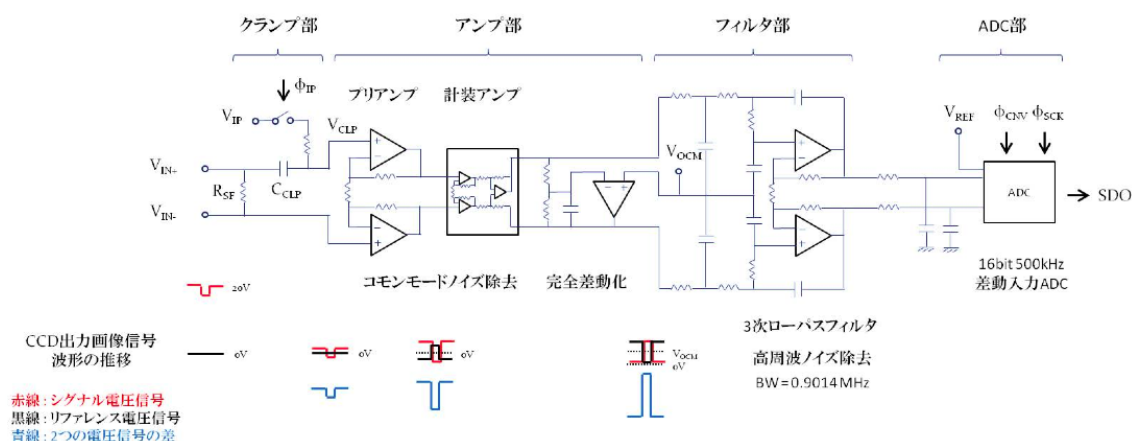


図 11.25 ADC ボードの回路の概略と CCD 出力画像信号の推移 (電荷転送型 CCD の構成時)。 V_{IN+} は CCD の出力画像信号の電圧、 V_{IN-} は CCD の GND 信号の電圧、 V_{IF} はクランプ電圧、 V_{OCM} は完全差動信号の中心電圧、 V_{REF} は AD 変換器のリファレンス電圧である。 (2011 年東京大学加藤氏修士論文より引用)

11.3.4.4 回路定数の決定

本節では浜松ホトニクス社製の CCD に対応したシステムを構成するにあたって、設定を見直した項目について述べる。

クランプ電圧の設定

本ボードでは、クランプ電圧を CCD の出力信号の最大振幅の半分に設定している。これによりクランプ後の CCD の出力信号の電圧は 0 V を中心とした最大振幅の範囲内を推移することになる。本研究で開発したボードでのクランプ電圧生成回路の回路図を図 11.26 に示す。 V_{IPREF} は +3.0 V の基準電圧源に接続されている。 V_{IP} はクランプ電圧 (図 11.19 を参照)、 R_T は可変抵抗を表す。クランプ電圧生成回路の回路方程式を解くと以下のようになる。

$$V_{IP} = -\frac{R_2}{R_T + R_1} V_{IN} \quad (11.3.50)$$

本ボードのクランプ電圧は -210 mV に設定されている。また、可変抵抗 R_T の調節によりこのクランプ電圧から個々の CCD に合わせて V_{IP} を微調整できるようにしている。本ボードでは

$$R_T = 0 \sim 2 \text{ k}\Omega, R_1 = 2 \text{ k}\Omega, R_2 = 220 \Omega \quad (11.3.51)$$

を選択することで、 V_{IP} を -330~-165 mV の範囲で調整できるように設定している。

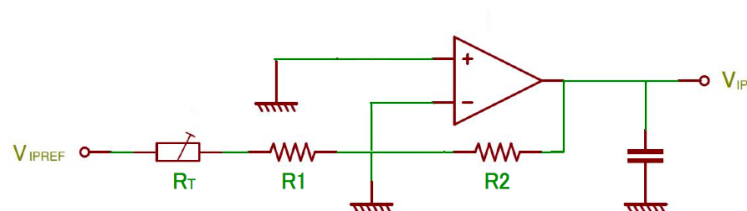


図 11.26 クランプ電圧生成回路の回路の概略図。 V_{IPREF} は +3.0 V の基準電圧源に接続されている。 V_{IP} はクランプ電圧、 R_T は可変抵抗を表す。

ダイオードクリップの設定

本研究で開発したボードからは新たにダイオードクリップ機能が追加された。この機能は AD 変換機に AD 変換器の定格入力電圧以上の電圧がかかるのを防ぐ目的で設けた。計装アンプ後に順電圧が 0.9 V のダイオードを設け、+5 V 電源及び GND に接続することによって、計装アンプの出力電圧が +4.1 V 以上、-0.9 V 以下になると、ダイオードを通じて電流が流れ、それ以上の電圧の変化を防ぐことができる。ダイオードの選定は AD 変換機の定格入力電圧を超えない範囲で、線形性に影響が出ないようにできるだけ広く設定した。

アンプ回路のゲインの設定

ADC ボードでは、計装アンプのゲインは 2 に固定されており、回路の総合ゲインをプリアンプ回路で調整する設計になっている。KAC では元々 ADC ボードの総合ゲインを CCD を含む総合ゲインが約 $2.5 \text{ e}^-/\text{ADU}$ となるように設定されている。浜松ホトニクス社製 CCD の場合は製品の仕様書にあった変換効率 $5 \mu\text{V}/\text{e}^-$ を元にプリアンプのゲインを -3.3 とし、CCD を含む総合ゲインが $-2.78 \text{ e}^-/\text{ADU}$ となるように設定されていた。しかし、12.2.8 節で後述するゲイン測定の結果、浜松ホトニクス社製 CCD の変換効率には個体差があり個別の CCD ごとにゲインの測定、再設定する必要があると分かった。

表 12.14 に浜松ホトニクス社製 CCD のゲインの設定値 (設定 1) と、試験用 CCD を用いた測定値 (測定 1)、試験用 CCD に合わせて再設定された値 (設定 2)、NaCS 用 CCD を用いた測定値 (測定 2)、最終目標設定値 (設定 3) を示す。現在は測定 2 の設定になっている。

表 11.3 ADC ボードの回路のゲイン。浜松ホトニクス社製 CCD のゲインの初期設定値 (設定 1) と、試験用 CCD を用いた測定値 (測定 1)、試験用 CCD に合わせて再設定された値 (設定 2)、NaCS 用 CCD を用いた測定値 (測定 2)、最終目標設定値 (設定 3) を示す。現在は測定 2 の設定になっている。

	設定 1	測定 1	設定 2	測定 2	設定 3
CCD の変換効率 [$\mu\text{V}/\text{e}^-$]	5	3.5		4.6	
プリアンプのゲイン [$\mu\text{V}/\mu\text{V}$]	-3.3		-6.6		-5.0
計装アンプのゲイン [$\mu\text{V}/\mu\text{V}$]	2				
アンプ回路の総合ゲイン [$\mu\text{V}/\mu\text{V}$]	-6.6		-13.2		-10.0
アンプ回路の総合ゲイン [$\mu\text{V}/\text{ADU}$]	-13.9		-6.9		-9.2
CCD を含む総合ゲイン [e^-/ADU]	-2.78	-3.97	-1.97	-1.5	-2

11.4 読み出しモード

本研究では NaCS での観測時に使用する読み出しモードの作成も行った。読み出しモードは通常読み出しに加え、ビニング、マルチサンプル、部分読み出しモードを作成した。以下にそれぞれのモードについて述べる。

11.4.1 通常読み出しモード

CCD から信号は 4.1 節で述べたように信号電圧と基準電圧の差をとることによって得られている。この処理を CDS 処理 (Correlated Double Sampling) という。

11.4.2 ビニング

ビニングは読み出しの際に複数のピクセルの電荷を 1 つにまとめて読み出す方法である。例えば 2×2 ピクセルのビニングを行うと、1 ピクセルあたりのカウントは 4 倍近くになり、相対的に読み出しノイズの影響を減らすことができる。さらに全体のピクセル数が $1/4$ 倍となるので読み出し時間が短縮される。この読み出しモードのデメリットは、シリアルレジスタ内のピクセルに通常の 4 倍の電荷が入り込むため、飽和しやすくなる点と、空間分解能が悪化する点である。

11.4.3 マルチサンプル

マルチサンプルは 1 ピクセルの信号を複数回 AD 変換し、その平均を取ることで読み出しノイズを減少させる読み出し方法である。理論的には読み出しノイズはマルチサンプル数の平方根となる。この読み出しモードのデメリットは複数回 AD 変換を行うため、読み出し時間が通常よりも長くなる点である。

11.4.4 部分読み出し

部分読み出しは文字通り、CCD の一部のデータのみを読み出す方法である。この方法はフォーカス合わせの時など特定の狭い領域での観測を行うときに使用する。読み出すデータ数が減少するため、読み出し時間を短くすることが可能である。

12 KAC による浜松ホトニクス社製完全空乏型 CCD の駆動試験

12.1 実験室の環境

KAC を用いて試験用 CCD の駆動試験を東京大学天文学教育研究センターの実験室にて行った。NaCS に搭載している CCD の駆動試験は北海道大学旧液化センター内の実験室、及び北海道大学附属天文台にて行った。

12.1.1 東京大学天文学教育研究センターの実験室

東京大学天文学教育研究センターの実験室 (図 12.1) での実験時の電源の取り方についてまとめる。

- 試験用 CCD を用いて測定を行った
- 計算機、ディスプレイ、冷凍機、安定化電源 3 台を同一の電源タップに接続した
- 真空ポンプのみ単独で壁のコンセントから電源を取り、電源タップは壁のコンセントに接続した
- 温度コントローラ、ヒーター、シャッターコントローラ、ハブを同一の電源タップに接続した
- アナログ回路の GND とデュワーを繋いだ
- 測定時は真空ポンプの電源を切り、デュワーと真空ポンプを切り離した



図 12.1 東京大学天文学教育研究センターの実験室の概観

12.1.2 北海道大学旧液化センター内の実験室

北海道大学旧液化センター内の実験室 (図 12.2) での実験時の電源の取り方についてまとめる。

- NaCS に搭載している CCD を用いて測定を行った
- 計算機、ディスプレイ、冷凍機、安定化電源 3 台を同一の電源タップに接続し、電源タップは壁のコンセントに接続した
- 真空ポンプ、温度コントローラ、ヒーター、シャッターコントローラを同一の電源タップに接続し、電源タップは壁のコンセントに接続した
- シリアルポートサーバーとハブはそれぞれ、実験室の天井から吊るされたコンセントに接続した
- アナログ回路の GND とデュワーを繋いだ
- 測定時は真空ポンプの電源を切り、デュワーと真空ポンプを切り離した



図 12.2 北海道大学旧液化センター内の実験室の概観

12.1.3 北海道大学附属天文台ドーム 1 階

北海道大学附属天文台ドーム 1 階 (図 12.3) での実験時の電源の取り方についてまとめる。

- NaCS に搭載した CCD を用いて測定を行った
- 計算機、ディスプレイ、冷凍機、安定化電源 3 台を同一の電源タップに接続し、電源タップは壁のコンセントに接続した
- シリアルポートサーバー、温度コントローラ、ヒーター、シャッターコントローラを同一の電源タップに接続し、電源タップは壁のコンセントに接続した
- 真空ポンプの電源は他の機器とは異なるコンセントに接続した
- アナログ回路の GND とデュワーを繋いだ
- 測定時は真空ポンプの電源を切っていない

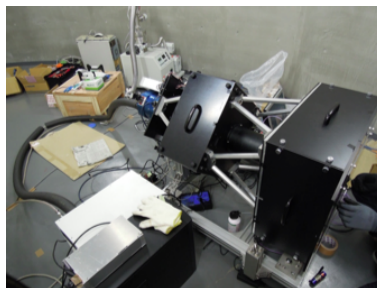


図 12.3 北海道大学附属天文台ドーム 1 階の概観

12.1.4 北海道大学附属天文台 Pirka 望遠鏡ナスミス台

北海道大学附属天文台 Pirka 望遠鏡ナスミス台 (図 12.4) での測定時の電源の取り方についてまとめる。

- NaCS に搭載した CCD を用いて測定を行った
- 計算機、シャッターコントローラ、冷凍機、安定化電源 3 台を同一の電源タップに接続し、電源タップはナスミス台のコンセントに接続した
- シリアルポートサーバー、温度コントローラ、ヒーター、モータードライバの電源、空気ポンプを同一の電源タップに接続し、電源タップはナスミス台のコンセントに接続した
- 装置への全ての配線は一度束ねられている
- 望遠鏡と NaCS 本体はフランジがアルマイト加工されているがそれ以外に絶縁対策は施されていないので絶縁されていない
- アナログ回路の GND とデューワーを繋いだ
- 測定時は真空ポンプは取り外している

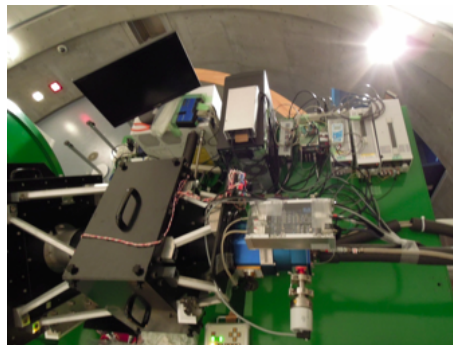


図 12.4 北海道大学附属天文台 Pirka 望遠鏡ナスミス台の概観

12.2 試験用 CCD を用いた駆動試験

本研究で行った浜松ホトニクス社製 CCD へ対応可能な KAC の開発当初は、浜松ホトニクスから借用した試験用の CCD を用いて測定を行った。本節では試験用 CCD を用いて行った駆動試験について述べる。この駆動試験は東京大学天文学教育研究センター内の実験室内で行った。

12.2.1 消費電力

アナログボードの消費電力に異常がないかを確認するため、常温時でアナログ回路のボードを追加していきながらボードの消費電力を計測した。始めは MOTHER ボード単体での消費電力を測定し、IF ボード、DRV ボード、ADC ボードの順に MOTHER ボードに接続し消費電力を測定した。測定で得られた消費電力は他の KAC(2011 年 東京大学加藤氏修士論文参照) の消費電力 (表 12.1) と比較して、問題なく機能していることが確認された。結果を表 12.2 に示す。

表 12.1 SITE 社製 CCD 対応アナログ回路の消費電力

電源電圧	-15 V	-5 V	+3.3 V	+5 V	+24 V
MOTHER、IF、DRV、ADC ボード各 1 枚	-42 mA	-108 mA	103 mA	116 mA	77 mA

表 12.2 MOTHER ボードにアナログ回路の消費電力

電源電圧	-26 V	-7 V	+3.3 V	+7 V	+12 V	+60 V
MOTHER ボード	-10 mA	-1 mA	0 mA	6 mA	9 mA	10 mA
IF ボード	0 mA	0 mA	115 mA	0 mA	0 mA	0 mA
DRV ボード	-20 mA	0 mA	0 mA	0 mA	14 mA	0 mA
ADC ボード	0 mA	-110 mA	1 mA	119 mA	0 mA	0 mA
ボード全体	-30 mA	-111 mA	116 mA	125 mA	25 mA	10 mA

12.2.2 電圧モニタの動作試験

電圧モニタが正常に動作しているかを確認するため、電源電圧を変えていき、MOTER ボードの電圧モニタのしきい値電圧を測定した。結果を表 12.3 に示す。本ボードでは MOTHER ボード上にレギュレータを設置しているため電源電圧を変化させてもレギュレータにて安定化されてしまい、電圧モニタのしきい値を測定できない電圧があることも分かったが、測定ができた電圧では設計値通りでモニタできていることが確認できた。

表 12.3 電圧モニタの動作試験の結果。表中の H → L は MON 信号が High から Low へ切り替わる電圧を示している。

電源電圧		上限		下限	
		H → L	L → H	H → L	L → H
-24 V	計算値	-21.5 V	-22.0 V	-29.4 V	-28.8 V
	測定値	-21.3 V	-21.8 V	-32 V 以下	測定不可
-5 V	計算値	-2.7 V	-2.9 V	-7.1 V	-6.9 V
	測定値	-2.7 V	-2.9 V	-9 V 以下	測定不可
+5 V	計算値	+6.5 V	+6.1 V	+3.9 V	+4.1 V
	測定値	+8 V 以上	測定不可	+5.3 V	+5.4 V
+10 V	計算値	+12.2 V	+11.4 V	+7.3 V	+7.8 V
	測定値	+15 V 以上	測定不可	+7.4 V	+7.79 V
+55 V	計算値	+63.0 V	+59.4 V	+48.1 V	+51.0 V
	測定値	+65 V 以上	測定不可	+49.9 V	+52.6 V

12.2.3 宇宙線像が伸びる問題

CCD の仕様書に書かれている CCD 駆動電圧を使用すると、どの転送速度においてもダークフレーム内に写る宇宙線像がシリアル転送方向に伸びてしまう問題が確認された。そこで国立天文台の HSC 開発チームが使用している電圧値 (Kamata et al. 2010) に変更した。CCD の仕様書に書かれたリセットゲート電圧は +5 V/-6 V であったが、HSC 開発チームでは +2 V/-7 V を使用している。現在の KAC の設計では +2 V を出力できなかったため +3 V/-7 V に設定を変更した。

CCD の仕様書に書かれた電圧と HSC チームが使用している電圧でのダークフレーム画像を図 12.5 に示す。リセットゲート電圧を変更することで宇宙線の伸びの問題が解決された。

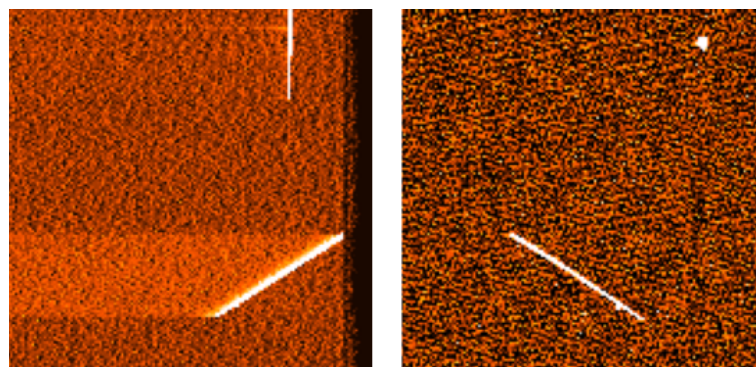


図 12.5 ダークフレーム内の宇宙線画像。左図は CCD の仕様書に書かれた電圧 (+5 V/-6 V) の場合、右図は HSC チームが使用している電圧を参考にした電圧 (+3 V/-7 V) の場合である。

12.2.4 DRV ボードの出力電圧測定

DRV ボードのバイアス電圧とクロック電圧が設計値通りに出力できているかを確認するため、バイアス電圧とクロック電圧の測定を行った。バイアス電圧の測定はテスターを用い、テスターの GND は DRV ボードの GND に接続し、各オペアンプのピンにおいて電圧を測定した。クロック電圧の測定はオシロスコープを用い、プローブの GND は DRV ボードの GND に接続した。表 12.4 と表 12.5 はそれぞれバイアス電圧とクロック電圧の測定結果であり、それぞれ設計値通りの電圧を出力していることを確認した。

表 12.4 DRV ボードの出力バイアス電圧。VBB、VD1、VD2 は露光中と読み出し中では異なるバイアス電圧を必要とし、測定時は露光中のバイアス電圧を測定した。

アンプ名	ピン番号	計算値	測定値	アンプ名	ピン番号	計算値	測定値
VBP1	1	+3 V	+3 V	VCM2	1	-5 V	-4.997 V
	3	+3 V	+3 V		3	-3 V	-2.999 V
	7	+5 V	+5 V		7	-5 V	-4.997 V
VCPM	1	+3 V	+3.001 V	VBB	3	+3 V/+5 V	+4.995 V
	3	+3 V	+3 V		6	+30.3 V/+50.5 V	+50.5 V
	5	-3 V	-2.999 V	VGR	1	-5 V	-4.999 V
	7	-5 V	-4.997 V		3	-3 V	-2.999 V
VCP1	1	+5 V	+5.001 V		5	-12 V/-5 V	-4.995 V
	3	+3 V	+3 V		7	-12 V/-5 V	-4.995 V
	7	+3 V	+3.001 V	VD1	1	-20 V/-5 V	-4.999 V
VCP2	1	+3 V	+3.001 V		3	-20 V/-5 V	-4.995 V
	3	+3 V	+3 V		7	-20 V/-5 V	-4.999 V
	7	+3 V	+3.001 V	VD2	1	-20 V/-5 V	-4.999 V
VBM1	1	-3 V	-2.999 V		3	-20 V/-5 V	-4.995 V
	3	-3 V	-2.999 V		7	-20 V/-5 V	-4.999 V
	7	-5 V	-4.999 V	RP1	1	+3 V	+3 V
VBM2	1	-19.8 V	-19.8 V		3	+3 V	+2.997 V
	3	-3 V	-2.999 V		7	-3 V	-2.999 V
	7	-12 V	-12 V	RP1	2	+5 V	+4.974 V
VCM1	1	-6 V	-5.997 V		6	+3 V	+3 V
	3	-3 V	-2.999 V				
	7	-5 V	-4.999 V				

表 12.5 DRV ボードの出力クロック電圧

端子名	計算値	測定値
OH1	+3 V/-6 V	+3 V/-6 V
OH3	+3 V/-6 V	+3 V/-6 V
ORG	+5 V/-6 V	+5 V/-6 V
OSG	+5 V/-6 V	+5 V/-6 V
OV1	+3 V/-5 V	+3 V/-5 V
OV2	+3 V/-5 V	+3 V/-5 V
OV3	+5 V/-5 V	+5 V/-5 V
OTG	+5 V/-5 V	+5 V/-5 V

12.2.5 転送効率の測定

KAC により CCD を駆動させた場合に CCD の仕様書にある転送効率 99.9995% 以上を達成できているかを確認した。測定はピンホールに数枚の紙を貼りフラット光源としてフラットフレームを取得し、イメージエリア内の電荷のうち、転送エラーによりオーバースキャン領域内へ転送された電荷数と、転送効率 99.9995% から計算される転送エラーが起きる電荷数と比較した。前述のリセットゲート電圧を変更する前後、及びクロックスピードを変更して測定を行い、それぞれの条件での転送効率を比較した。転送方向は、シリアル転送と、パラレル転送の 2 つがあるため、それぞれ測定を行った。

12.2.5.1 シリアル転送試験

転送効率は 99.9995% 以上なのでイメージエリア内の電荷のうちオーバースキャン領域に漏れだす電荷の量 N は

$$N \leq N_i \times (1 - 0.999995^{N_t}) \quad (12.2.1)$$

となる。ここで N_i はイメージエリアの電荷数、 N_t は転送回数 (ピクセル数) である。シリアル転送では $N_t = 520$ であるので

$$N \leq N_i \times 2.597 \times 10^{-3} \quad (12.2.2)$$

である。本測定では取得したフラットフレームからシリアル転送方向のオーバースキャン内のカウント数の平均値を求め、イメージエリアの平均カウントを N_i とした時の N の値と比較した。転送速度は CCD の仕様書の値 12.5 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ を典型値とし、それよりも早いクロックと遅いクロックでも測定を行った。

測定結果を表 12.6 に示す。リセットゲート電圧変更後の 1 回目の測定では仕様書の転送効率よりも悪い結果となったが、これはイメージエリアのカウント数が小さいために測定誤差が影響したためと考えられる。その他の測定では全ての転送速度で仕様書の転送効率を満たす結果が得られた。シリアル転送の場合、25 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ ではより早い転送速度の時よりも良い転送効率得られたが、25 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ では読み出し時間が長くなるため観測用のクロックには採用していない。10.5 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ と 12.5 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ は大差がないため、現在は 10.5 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ を観測時のクロックとして採用している。

表 12.6 シリアル転送の転送効率試験結果

リセットゲート電圧変更前			
転送速度 [μsec/pixel]	イメージエリアの 平均カウント値 [ADU]	オーバースキャン領域の 平均カウント値 [ADU]	計算上の漏れ光の カウント値 (N) [ADU]
10.5	13470	25	34.5
10.5	9617.5	17.5	24.7
10.5	23036	51	59.1
10.5	25755	39	54.5
12.5	8284.6	16.1	21.26
12.5	8640.5	17.5	22.2
12.5	18799	31	48.2
12.5	19196	34.5	49.3
25	8733.5	15	22.4
25	10795	19	27.7
リセットゲート電圧変更後			
12.5	2617	7	6.8
12.5	11921	11	31

12.2.5.2 パラレル転送試験

パラレル転送の場合は $N_t = 1153$ なのでより

$$N \leq N_i \times 5.748 \times 10^{-3} \quad (12.2.3)$$

となる。転送速度は仕様書の転送速度 $75 \mu\text{sec}/\text{pixel}$ と 10 倍遅い転送速度 $750 \mu\text{sec}/\text{pixel}$ 、及び HSC チームで採用している転送速度 $240 \mu\text{sec}/\text{pixel}$ でパラレル転送方向のオーバースキャン領域を使用してシリアル転送の時と同様の測定を行った。

測定結果を表 12.7 に示す。リセットゲート電圧を変更する前はどちらの転送速度においても仕様書の転送効率を下回る結果となった。また、オーバースキャン領域に電荷が漏れ出す領域がパラレル転送方向に 50 行程度まで広がっていた。一方リセットゲート電圧の変更後は仕様書の量子効率を満たす結果となり、オーバースキャン領域に電荷が漏れ出す領域も数行に収まっていた。読み出しの過程でパラレル転送はシリアル転送に比べて転送回数が少ないため転送速度を早める努力はせず、HSC チームと同スピードの $240 \mu\text{sec}/\text{pixel}$ を観測時のクロックとして採用した。

表 12.7 パラレル転送の転送効率試験結果

リセットゲート電圧変更前			
転送速度 [μsec/pixel]	イメージエリアの 平均カウント値 [ADU]	オーバースキャン領域の 平均カウント値 [ADU]	計算上の漏れ光の カウント値 (N) [ADU]
75	29399.7	344	196
750	33931.8	325.5	195
リセットゲート電圧変更後			
240	17458	41	100

12.2.6 暗電流の測定

CCD を NaCS のシステム化で駆動した場合の暗電流が CCD の仕様書に書かれた暗電流の値 (最大 $5 \text{ e}^-/\text{pixel}/\text{hour}$ (CCD 温度 -100°C)) を満たすかどうかを確認した。コールドプレートに接着した温度センサーの表示が -105°C の状態で暗電流の測定を行った。測定時の環境は以下である。

- デュワーのシャッターにアルミテープでふたをし、デュワー全体を暗幕で覆った
- 実験室と隣りの部屋の電気を消した
- 実験室内の非常灯の赤いランプは付いたまま
- 1 分、5 分、10 分、15 分のダークフレームを取得した

測定結果を表 12.8 に示す。結果は ch1 のみ他のチャンネルよりも暗電流が小さくなった。また、5 分と 10 分の測定に差が出なかった。現時点での測定結果の平均を取ると暗電流は $78 \text{ ADU}/\text{pixel}/\text{min}$ となった。この時のボードのゲインを考慮すると $312 \text{ e}^-/\text{pixel}/\text{hour}$ となり、仕様書の値よりもかなり大きく、これは特に分光などの露光時間が長い観測においては暗電流を無視することができないレベルである。

暗電流は露光時間に比例するにもかかわらず、今回の測定ではこの傾向が得られなかったことから、今回測定したダークフレームには暗電流以外の電荷が含まれていると考えられる。以下に暗電流以外の電荷と思われる項目を述べる。

- 暗電流はシリコン内で生じる電荷であるのでチャンネル間での差は生じない。このことから読み出しアンプ等の回路部からの電荷の混入が考えられる。
- CCD とコールドプレートの熱接触が甘い場合はコールドプレートの温度よりも CCD の温度が高くなるため、CCD の温度が暗電流を無視できるレベルまで冷えていない可能性がある。

CCD の温度影響に関しては、CCD を異なる温度に制御して暗電流の測定を行うことで、確認することができるため、今後そのような測定を行い、暗電流が大きい原因を突き止め改善する必要がある。

表 12.8 暗電流の測定結果

露光時間	ch1	ch2	ch3	ch4
1 分	1 ADU	3 ADU	3 ADU	3 ADU
5 分	5 ADU	9 ADU	9 ADU	8 ADU
10 分	5 ADU	9 ADU	9 ADU	9 ADU
15 分	4 ADU	8 ADU	8 ADU	7 ADU

12.2.7 読み出しノイズの推定

読み出しノイズ σ は主に CCD 単体の読み出しノイズ σ_{CCD} と ADC ボード内のソースフォロア抵抗の熱ノイズ σ_R 、AD 変換器のノイズ σ_{ADC} の3つからなる。本システムでは読み出しノイズのうちソースフォロア抵抗の熱ノイズと AD 変換器のノイズが CCD 単体の読み出しノイズに対して十分に小さくなるように設計している。本節ではこれらのノイズを測定し、読み出しノイズに与える影響を調べた。それぞれのノイズは直接測定することはできないため、以下の方法で各ノイズの見積もりを行った。

ADC ボードに接続するコネクタを外し ADC ボードのコネクタの GND 出力ピン (5、6、7、8 番ピン) を GND(9 番ピン) に接触させて GND に落とす。この状態で読み出しを行うと、CCD からの信号電圧がかからないため、ADC ボードのノイズ $\sigma_{board}(=\sigma_R + \sigma_{ADC})$ を測定することができる。さらに ADC ボードのコネクタの信号出力ピン (1、2、3、4 番ピン) も GND(9 番ピン) に接触させて GND に落とした状態では、ソースフォロア抵抗に電流が流れなくなるため、AD 変換器のノイズ σ_{ADC} のみを測定することができる。以上をまとめると以下の式が成り立つ。

$$\sigma^2 = \sigma_{CCD}^2 + \sigma_R^2 + \sigma_{ADC}^2 \quad (12.2.4)$$

$$\sigma_{board}^2 = \sigma_R^2 + \sigma_{ADC}^2 \quad (12.2.5)$$

式 (12.2.4) と式 (12.2.5) から

$$\sigma_{CCD}^2 = \sigma^2 - \sigma_{board}^2 \quad (12.2.6)$$

$$\sigma_R^2 = \sigma_{board}^2 - \sigma_{ADC}^2 \quad (12.2.7)$$

となる。測定の結果 $\sigma = 1.90$ ADU、 $\sigma_{board} = 1.29$ ADU、 $\sigma_{ADC} = 1.22$ ADU であったため、式 (12.2.6) と式 (12.2.7) 及び測定時のゲイン約 $4 \text{ e}^-/\text{ADU}$ を考慮すると

$$\sigma_{CCD} = 1.45 \text{ ADU} = 5.75 \text{ e}^- \quad (12.2.8)$$

$$\sigma_R = 0.41 \text{ ADU} = 1.63 \text{ e}^- \quad (12.2.9)$$

$$\sigma_{ADC} = 1.22 \text{ ADU} = 4.68 \text{ e}^- \quad (12.2.10)$$

上記から、読み出しノイズのうち、CCD 単体のノイズと AD 変換器のノイズが卓越していることが分かる。そこで読み出しノイズのうち CCD 単体の読み出しノイズが卓越するように ADC ボードのプリアンプのゲインを変更した。プリアンプのゲインを変更することで CCD 単体のノイズとソースフォロア抵抗によるノイズは変化するが、ADC 単体のノイズは ADU 単位では変化しないため、ADC 単体のノイズの寄与を小さくすることができる。CCD のフルウェル等への影響も考慮し CCD を含む総合ゲインが $-2 \text{ e}^-/\text{ADU}$ 程度になるようにプリアンプのゲインを-3.3 から-6.6 に変更した。

12.2.8 ゲインの測定原理

CCD のゲインの測定方法を以下に示す。バイアス画像を 2 枚取得し、それぞれの標準偏差を σ_{bias1} 、 σ_{bias2} とする。この 2 つの画像を差し引いた画像の標準偏差を $\sigma_{bias1-bias2}$ とする。ある露光時間のフラット画像を 2 枚取得し、それぞれの標準偏差を σ_{flat1} 、 σ_{flat2} とする。この 2 つの画像を差し引いた画像の標準偏差を $\sigma_{flat1-flat2}$ とする。フラット画像の平均電子数を N_e とする。CCD を含む総合ゲインを G [e⁻/ADU] とする。バイアス画像は読み出しノイズ σ_R のみを含むので、 $\sigma_{bias1} \sim \sigma_{bias2} = \sigma_R$ となり、バイアス画像 2 枚を差し引いた画像のノイズは

$$\sigma_{bias1-bias2} = \sqrt{2}\sigma_R \quad (12.2.11)$$

となる。フラット画像のノイズは読み出しノイズと光子数のポアソンノイズを含むので

$$\sigma_{flat1} = \sqrt{\left(\frac{\sqrt{N_e}}{G}\right)^2 + \sigma_R^2} \quad (12.2.12)$$

となり、フラット画像 2 枚を差し引いた画像のノイズは

$$\sigma_{flat1-flat2} = \sqrt{2} \times \sqrt{\left(\frac{\sqrt{N_e}}{G}\right)^2 + \sigma_R^2} \quad (12.2.13)$$

となる。式 12.2.12 と式 12.2.13 の二乗を差し引くと

$$\begin{aligned} \sigma_{flat1-flat2}^2 - \sigma_{bias1-bias2}^2 &= 2 \left(\frac{\sqrt{N_e}}{G} \right)^2 \\ &= \frac{2N_e}{G^2} \end{aligned} \quad (12.2.14)$$

となる。ここで、シグナルのカウント値を SIG [ADU] とおくと $SIG = \frac{N_e}{G}$ なので、CCD を含めた総合ゲインは

$$G = \frac{\frac{1}{2}(\sigma_{flat1-flat2}^2 - \sigma_{bias1-bias2}^2)}{SIG} \quad (12.2.15)$$

と求まる。CCD の変換効率を G_{CCD} [$\mu V/e^-$]、ADC ボードのゲインを G_{ADC} [$\mu V/ADU$] とすると、CCD の変換効率は

$$G_{CCD} = \frac{G_{ADC}}{G} \quad (12.2.16)$$

と求まる。なお、連続して撮った 2 枚の画像を差し引くことにより、フラット画像の空間パターンとピクセル間の感度ムラを補正している。

12.2.9 ゲインの測定

試験用 CCD でのゲインの測定を行った。測定は 12.2.8 節をもとに行い、ADC ボードのプリアンプのゲインは $-3.3 \mu\text{V}/\mu\text{V}$ の場合と $-6.6 \mu\text{V}/\mu\text{V}$ の場合で測定を行った。その他の測定状況は以下である。

- シャッターのふたの前に張っていたアルミテープを 1/3 程はがし、スタンドの明かりで少し照らした状態で露光時間を変えながらデータを取得した
- 測定はひとつの時間に対しマルチサンプル 1 回と 2 回モードで 2 枚ずつ取得した
- 露光時間を増加させていき CCD が飽和するところまで測定し、今度は露光時間を短くしながら測定した (この時は 20 秒ずつ短くしていった)
- 簡易測定のため ch2 のデータのみを解析した

ADC ボードのプリアンプのゲインは $-3.3 \mu\text{V}/\mu\text{V}$ の場合の測定結果に対して式 (12.2.15) の分母 (平均カウント) を横軸にとり、分子 (分散) を縦軸にとりプロットした図を図 12.6 に示す。マルチサンプル数によりゲインの値が少し変化し、マルチサンプル 1 回モード時で約 $4 \text{ e}^-/\text{ADU}$ となり、マルチサンプル 2 回モード時では約 $3.9 \text{ e}^-/\text{ADU}$ となった。また式 (12.2.16) を用いて ADC ボードのゲイン求めた CCD の変換効率は $5 \mu\text{V}/\text{e}^-$ であった。

ADC ボードのプリアンプのゲインは $-3.3 \mu\text{V}/\mu\text{V}$ の場合の測定も同様に行い、 $2.075 \pm 0.016 \text{ e}^-/\text{ADU}$ という結果を得た。これは 12.2.7 節での設定した目標値 $2 \text{ e}^-/\text{ADU}$ に近い値である。

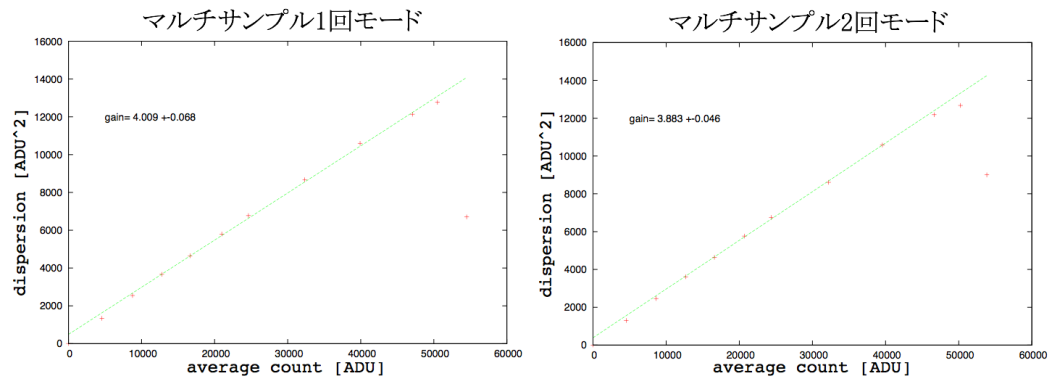


図 12.6 ゲインの測定結果。左図はマルチサンプル 1 回モード、右図はマルチサンプル 2 回モードでの測定結果である。

12.2.10 ワイプの設定

CCD はシャッターを閉じた状態にしておいても、暗電流や宇宙線により時間とともに電荷を蓄積していく。そのため、露光を開始する前にワイプという CCD に溜まった電荷を掃き出す行程が必要となる。ワイプは CCD に溜まった電荷を全て掃き出す必要があるが、ワイプにかかる時間は観測においては時間のロスとなるため、極力短い時間でワイプを完了する必要がある。

本節では適切なワイプの選定を行った。CCD に光を当て完全に飽和させた後にワイプを行い、バイアスフレームを取得し、イメージエリアとオーバースキャンエリアの平均カウントを比較した。イメージエリアの平均カウントの方が大きい場合は CCD に溜まった電荷を完全にワイプできなかったことになる。CCD の完全に飽和させずに 30000 カウント程度に露光してからワイプを行った場合の測定も行った。

様々なワイプクロックを試験した結果を表 12.9 及び表 12.10 に示す。測定誤差を考慮し、表のワイプしきれなかった電荷数が-1 から 1 ADU の場合を完全にワイプできたとする。なお、表内のワイプクロックパターン内で特に記述がなければパラレル転送速度は $75 \mu\text{sec}/\text{列}$ 、シリアル転送速度は $6 \mu\text{sec}/\text{pixel}$ であり、この転送速度は CCD の仕様書に記載された速度である。また、シリアル転送を複数回 (通常は 520 回) 行った後にパラレル転送を 1 回行う組み合わせをここでは 1 回のループと呼ぶ。

試験の結果、CCD を完全に飽和させた状態では 8000 回ループさせるワイプを行った場合が最も良くワイプできているが、それでも数カウントの掃き残しがあることが分かった。一方 30000 カウント程度に露光した状態でのワイプ試験の結果、2.4 秒のワイプでも大丈夫であることが分かった。普段の観測中は CCD を完全に飽和させてしまうことは、ほとんどないため、通常時のクロックは 2.4 秒のクロック (シリアル転送速度 $2 \mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 1500 回ループの後、シリアル転送 520 回につきパラレル転送を 10 回の組み合わせを 200 回ループ) を採用した。しかし、観測時に CCD を飽和させてしまった場合は追加のワイプを行い CCD 内の電荷を完全に掃き出してから、観測をする必要がある。

表 12.9 CCD を完全に飽和させた場合のワイプ試験結果

ワイプクロックパターン	ワイプ時間 [秒]	ワイプしきれなかった電荷 [ADU]
4000 回ループ	12.8	0
		7
		8
2500 回ループ	8.0	12
8000 回ループ	25.6	2
シリアル転送 520 回につき パラレル転送を 2 回の組み合わせを 1250 回ループ	4.1	24
パラレル転送速度 150 $\mu\text{sec}/\text{列}$ で 2500 回ループ	8.2	13
シリアル転送速度 12 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 2500 回ループ	15.8	9
シリアル転送速度 3 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 2500 回ループ	4.1	21
シリアル転送速度 3 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 4000 回ループ	6.5	11
シリアル転送速度 3 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ 、 シリアル転送 1040 回で 4000 回ループ	12.8	7
シリアル転送速度 4.0 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 4000 回ループ	8.7	10
シリアル転送速度 4.4 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 4000 回ループ	9.5	9
シリアル転送速度 4.8 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 4000 回ループ	10.4	8
シリアル転送速度 5.2 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 4000 回ループ	11.3	8
シリアル転送速度 2 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 1500 回ループの後 シリアル転送 520 回につき パラレル転送を 4 回の組み合わせを 1000 回ループ	5.1	-19
シリアル転送速度 2 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 1500 回ループの後 シリアル転送 520 回につき パラレル転送を 10 回の組み合わせを 200 回ループ	2.4	9

表 12.10 CCD を 30000 ADU 程度露光した後のワイプ試験結果

ワイプクロックパターン	ワイプ時間 [秒]	ワイプしきれなかった電荷 [ADU]
4000 回ループ	6.3	0
		-1
2500 回ループ	3.9	-1
		10
シリアル転送速度 3 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 4000 回ループ	6.5	-1
		3
シリアル転送速度 2 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 1500 回ループの後 シリアル転送 520 回につき パラレル転送を 4 回の組み合わせを 1000 回ループ	5.1	-2
		-2
シリアル転送速度 2 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 1500 回ループの後 シリアル転送 520 回につき パラレル転送を 4 回の組み合わせを 500 回ループ	3.4	17
		3
		20
シリアル転送速度 2 $\mu\text{sec}/\text{pixel}$ で 1500 回ループの後 シリアル転送 520 回につき パラレル転送を 10 回の組み合わせを 200 回ループ	2.4	-1
		-1

12.3 NaCS 搭載用 CCD を用いた駆動試験

NaCS 搭載用 CCD を用いて行った駆動試験について述べる。この駆動試験は北海道大学旧液化センター内の実験室内で行った。

12.3.1 アナログ回路単体の読み出しノイズ測定

様々な観測モードでのアナログ回路単体の読み出しノイズを測定した。測定は北海道大学付属天文台ドーム 1 階で行った。アナログ回路単体のノイズを測定するため、ADC ボードの端子を全て GND に落とした状態で読み出しを行った。測定した観測モードはマルチサンプル数が 1 から 8 までのモードと 1×1 、 2×2 、 4×4 、 1×2 、 2×1 ビニングモードである。各モードで 5 枚ずつバイアスフレームを取得し IRAF の imstat タスクで各チャンネルごとの読み出しノイズを取得した。結果を表 12.11 に示す。アナログ回路単体のノイズはマルチサンプル数 6 回モードまでは読み出しノイズが減少することが分かった。また、ビニング数と読み出しノイズには相関がないことも確認できた。

12.3.2 実験室内での読み出しノイズ測定

北海道大学旧液化センター内の実験室での読み出しノイズ測定の結果を示す。測定環境は前述の通りで、CCD を -110°C 以下に冷却した状態で測定を行った。測定は IRAF の imstat タスクを用い、ch2 の読み出しノイズを求めた。表 12.13 にマルチサンプル数ごとの読み出しノイズを示す。測定の結果、本システムではマルチサンプル数 4 回までは読み出しノイズを下げる効果があることが分かった。マルチサンプル数 5 回以降はサンプル数の増加によるノイズの減少よりも、CCD のリファレンス電圧の変化や漏れ電流によるノイズの増加の影響が大きく、全体としての読み出しノイズが増加していくことも分かった。

Pirka 望遠鏡に搭載した後の読み出しノイズは望遠鏡や周辺機器の影響を受け、一般に実験室内での値から変化する。NaCS を Pirka 望遠鏡に搭載した後の読み出しノイズについては次節で述べるが、試験観測時でマルチサンプル 4 回モードでも約 6.4 e^{-} と悪化した。

表 12.11 アナログ回路単体の読み出しノイズ

マルチサンプル数	ビニング	ch1 [ADU]	ch2 [ADU]	ch3 [ADU]	ch4 [ADU]
1	1×1	1.495	1.579	1.531	1.585
2	1×1	0.919	1.033	1.057	1.024
3	1×1	0.905	0.695	0.750	0.762
4	1×1	0.899	0.572	0.601	0.611
5	1×1	0.916	0.491	0.523	0.527
6	1×1	0.948	0.431	0.441	0.456
7	1×1	0.955	0.432	0.441	0.459
8	1×1	0.958	0.432	0.443	0.459
1	2×2	1.543	1.511	1.511	1.560
2	2×2	1.114	1.033	1.090	1.099
3	2×2	0.943	0.725	0.787	0.787
4	2×2	0.884	0.613	0.647	0.670
5	2×2	0.955	0.478	0.577	0.575
1	4×4	1.651	1.651	1.490	1.568
2	4×4	1.214	1.214	1.099	1.127
3	4×4	0.983	0.983	0.791	0.806
4	4×4	0.967	0.967	0.682	0.690
5	4×4	1.021	1.021	0.548	0.567
1	1×2	1.555	1.550	1.531	1.601
2	1×2	1.039	0.996	1.051	1.015
3	1×2	0.953	0.695	0.752	0.768
4	1×2	0.928	0.572	0.601	0.613
5	1×2	0.954	0.495	0.524	0.528
1	2×1	1.545	1.502	1.512	1.560
2	2×1	1.124	1.020	1.080	1.086
3	2×1	0.954	0.730	0.790	0.797
4	2×1	0.902	0.617	0.650	0.674
5	2×1	0.975	0.526	0.575	0.572

表 12.12 実験室での読み出しノイズ

マルチサンプル数	読み出しノイズ [ADU]	読み出しノイズ [e ⁻]
1	3.87	5.80
2	2.97	4.46
3	2.73	4.10
4	2.56	3.84
5	2.69	4.03

12.3.3 Pirka 望遠鏡に搭載後の読み出しノイズ測定

2011 年 12 月に行った試験観測時の Pirka 望遠鏡に搭載した後の読み出しノイズについて述べる。測定環境は前述の通りで、CCD を -110 ± 1 °C に冷却した状態で測定を行った。測定は IRAF の imstat タスクを用い、ch3 の読み出しノイズを求めた。10 枚の bias フレームに対して測定を行い、平均値を読み出しノイズとした。表 12.13 に測定結果を示す。望遠鏡に搭載することにより読み出しノイズが悪化することが分かった。主な原因は望遠鏡電源からの 20 kHz のノイズが挙げられるが、測定時は装置のケーブルの取り回しの整備が十分ではなかったため、装置の至る所でノイズを拾っている可能性がある。今後時間をかけてノイズの侵入源を特定する必要があることが分かった。

表 12.13 Pirka 望遠鏡搭載後の読み出しノイズ

マルチサンプル数	読み出しノイズ [ADU]	読み出しノイズ [e^-]
1	7.47	11.2
4	4.25	6.38

12.3.4 デュワー内ヒーターの動作による読み出しノイズの変化

CCD は観測中に温度が一定になるように温度コントロールされている。NaCS では、コールドプレートの裏側に定格 10 W、270 Ω のヒータを 2 つ取り付け、温度コントロールを行っている。電源には定格 10 W、24 V のスイッチング電源を用いている。ヒータのスイッチが入っている間はヒータの回路に 180 mA の電流が流れている。本節ではこの電流により CCD の読み出しノイズに影響が出ないかを測定した。測定はヒータのスイッチを入れた場合と切った場合でバイアスフレームを 10 枚ずつ取得し、ch3 の各フレームでの読み出しノイズの平均値を読み出しノイズとした。ヒータのスイッチを入れた場合の読み出しノイズは平均 7.47 ADU であり、ヒータのスイッチを切った場合の読み出しノイズは 7.46 ADU となった。

この測定の結果ではヒータのスイッチを入れた場合の方が読み出しノイズが低くなった。ヒータのスイッチを入れた場合に読み出しノイズが下がるとは考えにくいいため、他の環境に依る読み出しノイズの変化に比べて、ヒータのスイッチに依る読み出しノイズの変化が十分に小さいと考えられる。

12.4 試験観測時の KAC 試験

12.4.1 ゲインの測定

CCD のゲインはチップごと、チャンネルごとに個体差があるため、実際に測定する必要がある。そのため浜松ホトニクス社製 2k×1kCCD のゲインを測定した。測定は Pirka 望遠鏡のフラット光源を用い、露光時間を 0~180 秒で変えていき、各露光時間で 2 枚ずつフラットフレームデータを取得した。読み出しは CDS、マルチサンプル 4 回モードにて行い、各チャンネルの 300×600 ピクセルに対し、IRAF の imstat タスクで平均カウント値、ピクセル間の分散を測定した。

各チャンネルの測定に対して式 (12.2.15) の分母を横軸に取り、分子を縦軸に取りプロットした図を図 12.7 に示す。図 12.7 に対して 1 次フィットを行った結果と導出したゲインの値を表 12.14 に示す。また、各データ点とフィット直線のズレを図 12.8 に示す。ch1 の場合は

$$G = \frac{1}{-0.653} = -1.531 \text{ [e}^-/\text{ADU]} \quad (12.4.1)$$

であり、ADC ボードのゲインは $-6.9 \mu\text{V}/\text{ADU}$ であるので、CCD のゲインは

$$G_{CCD} = \frac{G_{ADC}}{G} = \frac{-6.9}{-1.531} = 4.5 \text{ [\mu V/e}^-] \quad (12.4.2)$$

と求まる。導出した CCD のゲインの値 (変換効率) は先行研究 (Kamata et al. 2010) で得られている測定値 $3.9 - 4.8 \mu\text{V/e}^-$ 内に収まっているので、妥当な結果と考えられる。

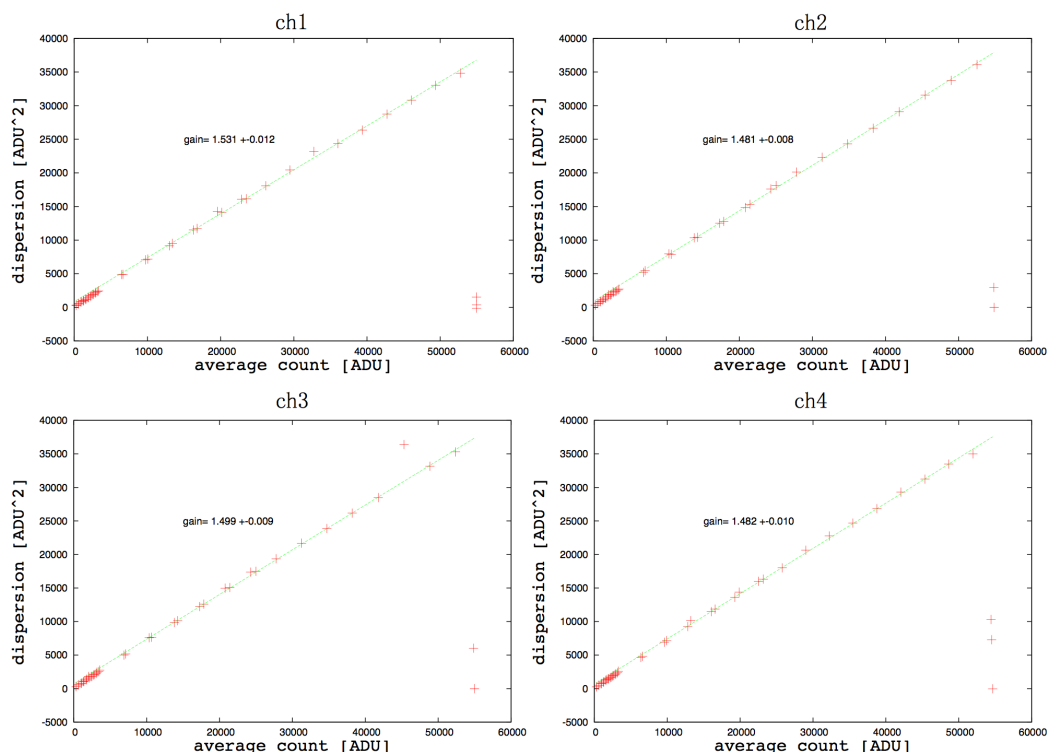


図 12.7 各チャンネルでのゲイン測定の結果

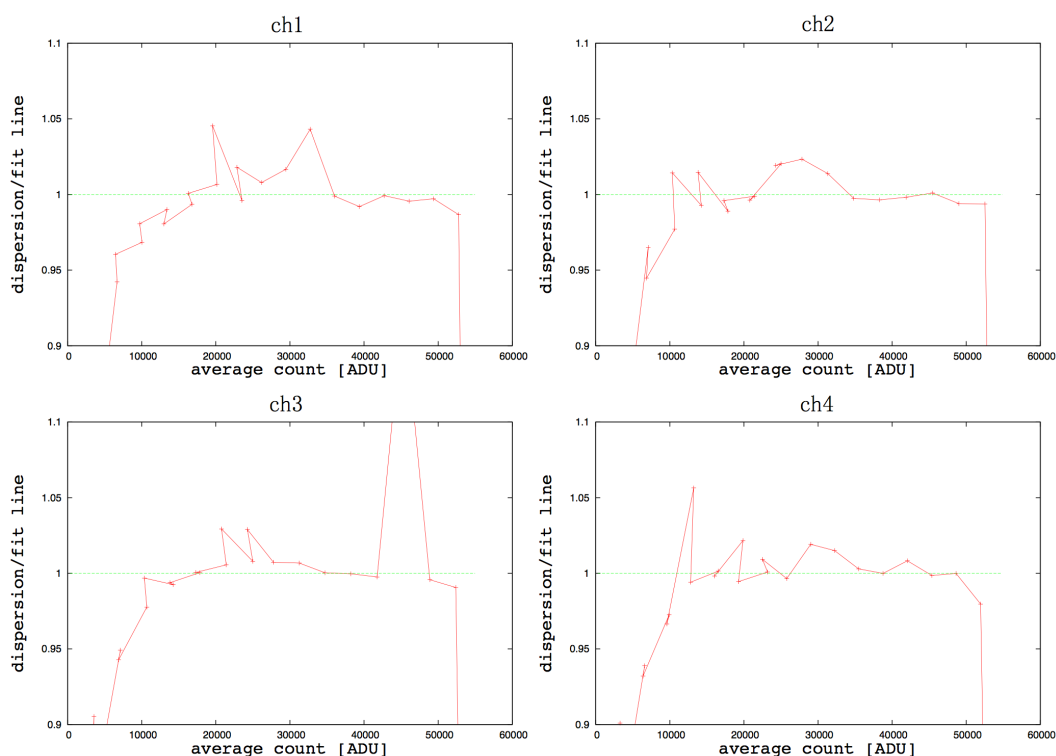


図 12.8 各チャンネルでのゲイン測定の結果とフィット直線との比

表 12.14 図 12.7 に対して 1 次フィットを行った結果と導出したゲインの値

	傾き	切片	総合ゲイン [e^-/ADU]	CCD のゲイン [$\mu\text{V}/e^-$]
ch1	$0.653 \pm 0.005 (0.79\%)$	$861 \pm 149 (17.3\%)$	1.531 ± 0.012	4.51 ± 0.04
ch2	$0.675 \pm 0.004 (0.53\%)$	$873 \pm 105 (12.0\%)$	1.481 ± 0.008	4.66 ± 0.02
ch3	$0.667 \pm 0.004 (0.57\%)$	$697 \pm 106 (15.3\%)$	1.499 ± 0.009	4.60 ± 0.03
ch4	$0.675 \pm 0.005 (0.68\%)$	$661 \pm 130 (19.7\%)$	1.482 ± 0.010	4.66 ± 0.03

12.4.2 非線形性の測定

浜松ホトニクス社製の完全空乏型 CCD の非線形性が天文観測に支障をきたす程度であるかを評価するため、非線形性の測定を行った。測定は Pirka 望遠鏡のフラット光源を用い、露光時間を 1 秒から 180 秒まで変えながらデータ (図 12.9、図 12.10 の赤いプロット) を取得し、時間による光源の明るさの変化を確かめるため、その後 70 秒から 1 秒まで露光時間を変えながらデータ (図 12.9、図 12.10 の青いプロット) を取得した。データは各露光時間につき 2 枚ずつ取得した。読み出しは CDS、マルチサンプル 4 回モードにて行い、各チャンネルの 300×600 ピクセルに対し、IRAF の imstat タスクで平均カウント値を測定した。図 12.9 に各チャンネルでの露光時間と平均カウントの関係を示す。より線形性が高い露光時間の 20 秒から 150 秒のデータを用いて 1 次フィットを行った。各データ点のフィット直線からのズレを図 12.10 に示す。図 12.10 の赤いプロットと青いプロットのカウント値の差は測定中の光源の変化^{*8}を示している。しかし、どのチャンネルにおいても光源の変化を含めてカウント値が 20000 から飽和するまでの間で非線形性が $\pm 0.5\%$ 以下であることが分かる。これは測光精度に直すと約 0.5% であるためそれ以上の測光精度を必要とする場合は、より詳細な測定を行う必要がある。

^{*8} 赤いプロットの測定開始時間と青いプロットの測定開始時間の間に約 2 時間経過している。

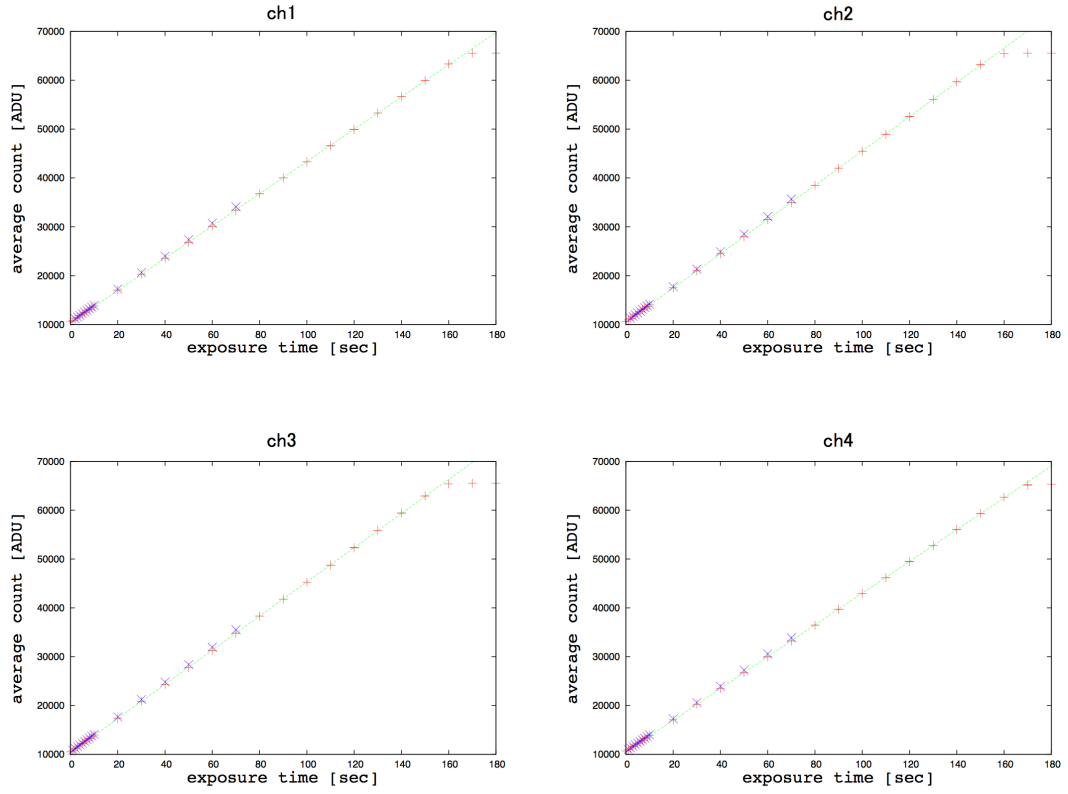


図 12.9 各チャンネルでの非線形性の測定結果

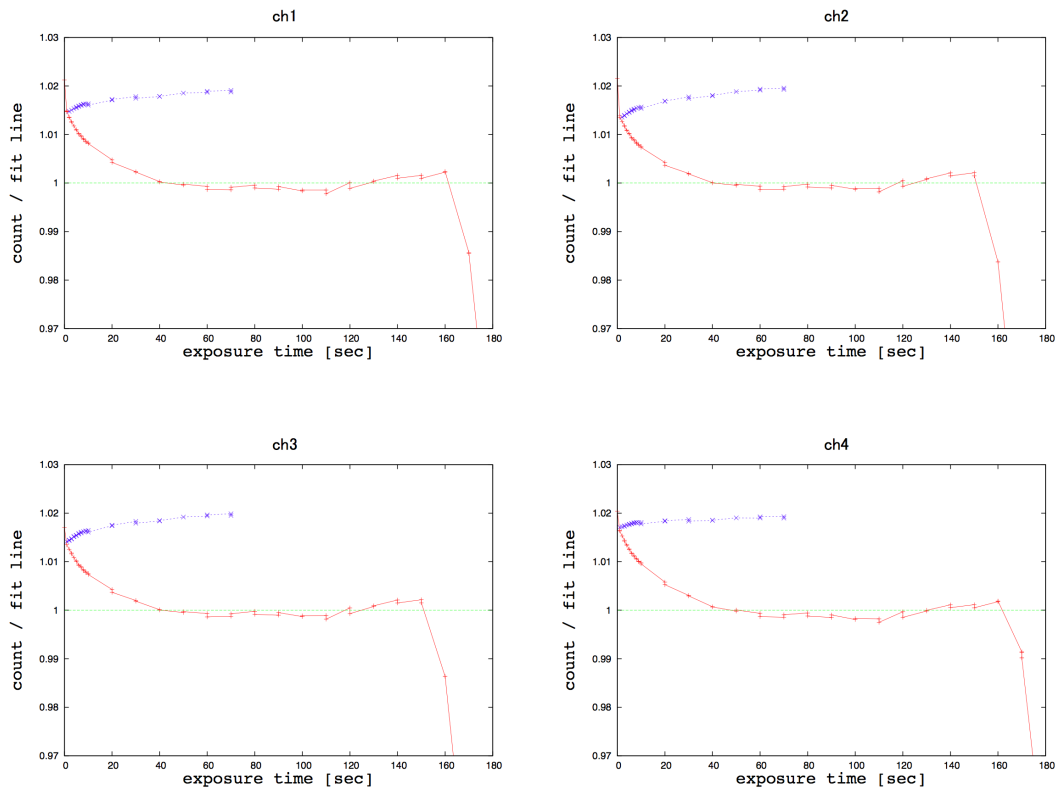


図 12.10 各チャンネルでの測定結果とフィット直線との比

12.4.3 フルウェルの測定

非線形性の測定データからフルウェルの導出を行った。飽和した時のカウント値を用いると全てのチャンネルでフルウェルは 65535 ADU であった。全てのチャンネルにおいてフルウェルの値が等しくなったのは、測定で得られたフルウェルの値が CCD のフルウェルではなく、AD 変換機の入力電圧の範囲で制限が掛けられていることを示している。12.2.8 節のゲインの測定結果よりフルウェルは約 98000 e^- となる。CCD のマニュアルではフルウェルの典型値が 150000 e^- であるので、現在のゲインの設定では CCD のフルウェルを有効に使えていないことが分かる。原因は CCD の変換効率が試験用 CCD よりも小さいことが上げられ、フルウェルを有効に使うためにはゲインの値を再設定する必要がある。

12.4.4 バイアスレベルの変動

CCD のバイアスレベルは観測中に常に一定であることが望ましい。本節ではアナログ回路の温度、CCD の温度、イメージエリアのカウントによるバイアスレベルの変化について述べる。

12.4.4.1 アナログ回路の温度に依る変化

アナログ回路の温度を変える主な要因は電源投入及び駆動により電力を消費することで発生する熱とドーム内気温である。アナログ回路の温度変化によりアナログ回路のゲインが変動した場合は、それに伴いバイアスレベルは変動する。図 12.11 は ch3 のバイアスフレーム内の 400×900 ピクセルの平均値とドーム温度の関係を示している。測定には 5 日分のバイアスフレームを用い、後述する CCD の温度によるバイアスレベルの変化を大まかに取り除くため、CCD の温度が -101 から -105 °C、-105 から -109 °C、-122 から -127 °C、-127 から -132 °C の時に分けてプロットした。観測モードはマルチサンプル 4 回モード、ビニング 1×1 モードで行った。本測定からはドーム内温度に依るバイアスレベルの変動は分からなかった。また、ドーム内温度よりも CCD の温度の方がバイアスレベルの変動に起因することが分かる。本測定ではドーム内温度とアナログ回路の温度は厳密には一致せず、測定するドーム温度範囲も狭いため、詳細な影響を測定するためには CCD のより高精度な温度コントロールとアナログ回路の温度コントロールシステムを開発する必要がある。

12.4.4.2 CCD の温度に依る変化

CCD の温度によるバイアスレベルの変化を測定した。測定には 5 日分のバイアスフレームを用い、測定時のドーム内温度はおおむね 0 °C から 4 °C の間であった。観測モードはマルチサンプル 4 回モード、ビニング 1×1 モードで行った。図 12.12 は ch3 のバイアスフレーム内の 400×900 ピクセルの平均値と CCD の温度の関係を示している。本測定から CCD 温度によりバイアスレベルの変化することが分かり、観測時に CCD の温度をコントロールする必要があることが分かった。現在のシステムは CCD 温度を設定温度から約 ±1 °C の間にコントロールできるが、約 ±1 °C の変化でもバイアスレベルが 1 ADU 変化する可能性があるため、今後より詳細な測定を行い、バイアスレベルに影響を与えないレベルでの温度コントロールシステムを開発する必要がある。

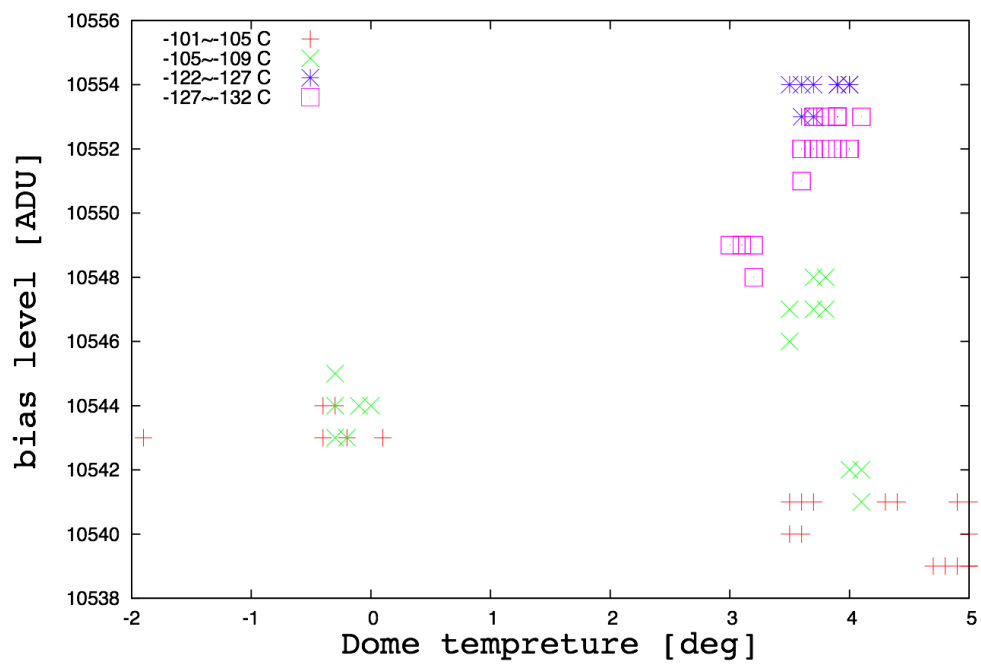


図 12.11 ドーム内温度とバイアスレベルの関係

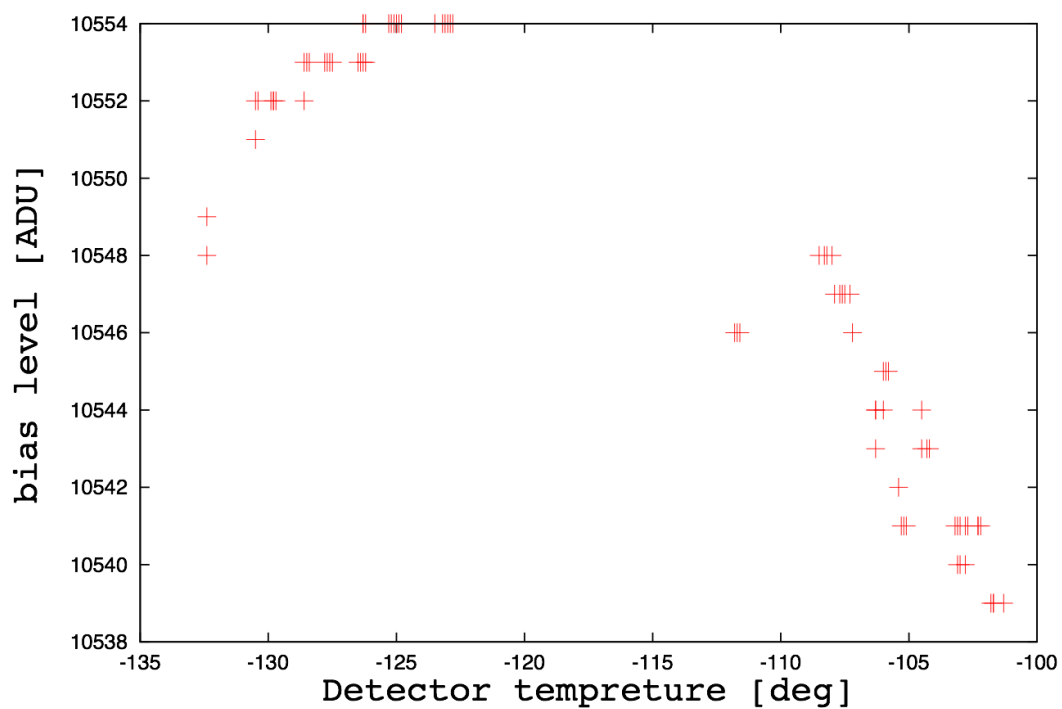


図 12.12 CCD の温度とバイアスレベルの関係

12.4.4.3 イメージエリアのカウントに依る変化

イメージエリアのカウント数によりオーバースキャン領域のバイアスレベルが変動する検出器があるため、カウントによる影響を測定した。測定は Pirka 望遠鏡のフラット光源を用い、露光時間を 0 から 170 秒に変化させながらフラットフレームを取得した。各チャンネルのイメージエリア内 400×900 ピクセルの平均値とオーバースキャン領域内 10×900 ピクセルの平均値を比較した。読み出しモードはマルチサンプル数 4 回モード、ビニング 1×1 モードで行った。測定にかかった時間は約 1 時間、その間にドーム内温度は 4.4°C から 5.2°C に、CCD の温度は -101.6°C から -100.9°C に変化した。結果を図 12.13 に示す。全てのチャンネルにおいてイメージエリアのカウントの変化に伴い 6 カウント程度バイアスレベルが変動していることが分かった。イメージエリアのカウント以外の条件も少し変化しており、イメージエリアからオーバースキャン領域への転送エラーによるカウントの上昇の可能性もあるため、現時点ではこれ以上の定量的な評価できないが、今後測定条件を整えて定量的な解析を行う必要がある。

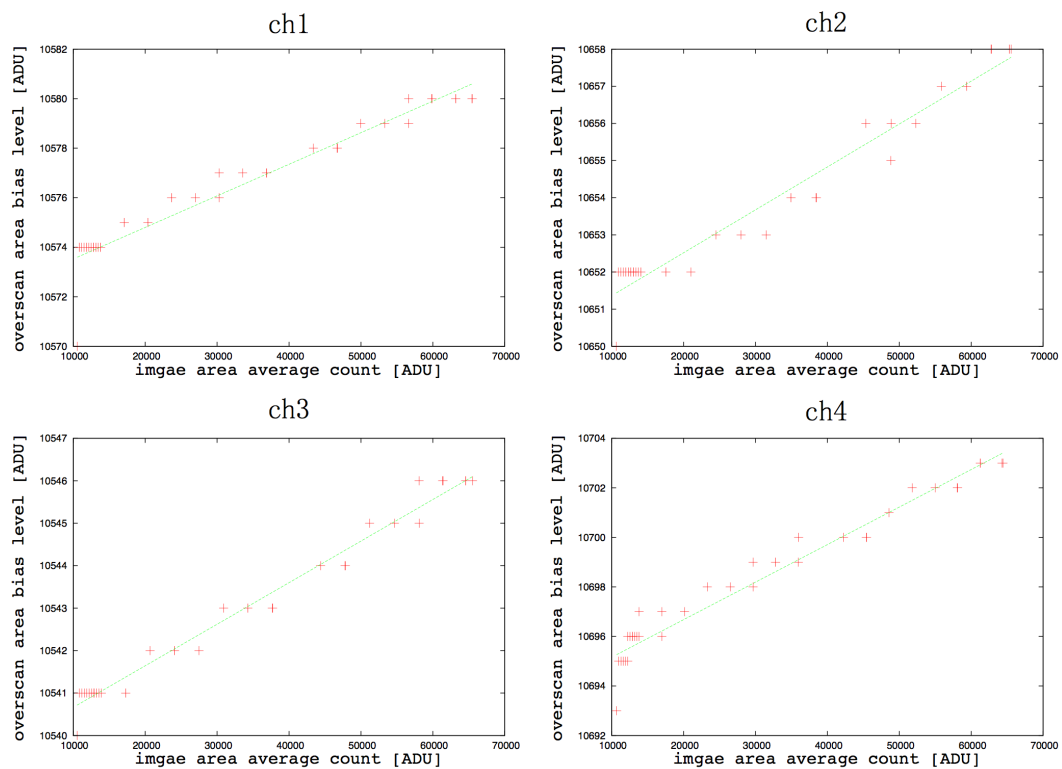


図 12.13 各チャンネルでのイメージエリアのカウントとオーバースキャン領域のカウントの関係

第 III 部

ファーストライト及び試験観測

13 概要

NaCS の開発は 3 段階に分けられて進められている。以下に 3 段階の項目を述べる。

- 段階 1 既存の ANDOR 社製の 1k×1k CCD を用いて撮像モードの立ち上げ
- 段階 2 KAC を用いての撮像モードの立ち上げと、部分スリットによる簡易分光モードの立ち上げ
- 段階 3 分光モードの立ち上げ

現在は段階 2 までの立ち上げに成功している。本章では段階 1 と段階 2 の立ち上げ時に行った試験観測の結果について述べる。段階 1 の試験観測は 2011 年 5 月に行い、段階 2 の試験観測は 2011 年 12 月に行った。段階 1 での試験観測では撮像機構の試験観測を、段階 2 での試験観測では段階 1 で不完全だった撮像機構の試験観測及び KAC の評価、分光機構の試験観測を行った。

13.1 観測時ステータス

段階 1 と段階 2 の試験観測時の NaCS のステータスについて述べる。

13.1.1 段階 1 のステータス

段階 1 の試験観測時の NaCS のステータスは以下である。

- 検出器は ANDOR 社製の 1k×1k CCD を使用
- 前方ボックス内は空
- フィルターボックス内にはフィルターホイールが 1 枚設置
- 搭載されたフィルターは SDSS の g' 、 r' 、 i' 、 z' の 4 枚
- シャッターが閉まりきらないことがあった

13.1.2 段階 2 のステータス

段階 2 の試験観測時の NaCS のステータスは以下である。

- 検出器は浜松ホトニクス社製の 2k×1k CCD を使用
- 前方ボックス内の焦点面に簡易スリットを固定
- フィルターボックス内にはフィルターホイールとグリズムホイールを 1 枚ずつ設置
- 搭載されたフィルターは SDSS の g' 、 r' 、 i' 、 z' とオーダーソートフィルター G435 とグリズム G300
- デュワー窓が曇ることがある

13.2 観測時のトラブル

13.2.1 シャッターの不良

段階1の試験観測時に時折シャッターが閉まりきらないトラブルが発生した。シャッターの中心の数 mm 程度が閉まらないために、データ転送の間も CCD の中央付近に光が入り込み画像の中央の像が転送方向と逆方向に伸びたり、フラットが正しく取得できない等の不具合を生じた。原因はシャッターを閉じる際のスプリングが不良だった疑いがあったため、段階1の試験観測終了後にシャッターを製造元に返送し修理した。段階2の試験観測時にはシャッターの不良は起きなかった。

13.2.2 焦点位置のズレ

段階2の試験観測時に望遠鏡焦点面付近に設置したピンホールにピントが合わないことがあった。原因はデュワーを製作した際にデュワー内のコールドプレートの固定に使用するネジ穴の位置が図面から 4 mm ズれていたためだった。そのため試験観測時はデュワーフランジを NaCS に取り付ける際に合わせて 4 mm 厚のワッシャーを挿んで取り付けることで一時的に焦点面を CCD 表面に合わせた。次回観測時までにデュワーを 4mm 後ろに取り付ける機構を製作する必要があることが分かった。

13.2.3 デュワー窓の曇り

実験室での試験中から冷却に伴いデュワーの窓が曇る問題が発生していた。原因は窓材に合成石英を使用していることが考えられる。合成石英を含む通常の光学ガラスは、 $\sim 2\ \mu\text{m}$ より長い波長を吸収し、熱輻射で(中間赤外線)で光ることによって熱を失うため、外気よりも温度が下がり、結露しやすくなると考えられる。よって、窓材を 6-8 μm まで透過する CaF_2 に代えることで窓材の結露はかなり抑えられる。しかし CaF_2 は熱ショックに弱く扱いに注意を要するため今回は他の対応策を講じた。

NaCS ではデュワーフランジに空気が通る溝を掘り、そこにシリカゲルを入れた容器を介して水槽用のポンプで空気を送る機構を製作して曇り対策を行っていた。しかし、水槽用ポンプの出力が弱く、空気を循環できなかったためか、又は空気の循環経路に漏れがありシリカゲルの吸水能力が失われたためかは分からないが、段階2の試験観測時にデュワー窓が曇ってしまった。試験観測時は応急処置として水道管の凍結防止用ヒーターをデュワーフランジに巻いて暖めたが効果はなく、曇ってしまった場合はヒートガンでデュワーフランジをしばらく暖めて曇りをとった。

試験観測の結果から今回講じた曇り対策が不十分であることが分かったため、新たな対策が必要である。今回失敗したポンプにより空気を循環させる方法を改良することも考えられるが、NaCS では CCD のチップサイズに対してデュワー窓の大きすぎたため、デュワーフランジ面を窓の小さなものに作り直すことでも曇り対策ができる。前述の焦点位置のズレを同時に解決するためにデュワーフランジ面を作り直すことが最も有効と考えられるため、次回の観測までにデュワーフランジを作り直すことにした。

13.2.4 KAC システムの OS 依存

開発の段階で KAC システムには OS の依存性があることが分かった。KAC は駆動する OS として Cent OS を想定して開発が行われてきたが、使用する DIO ボードに OS の依存性があるために 2012 年 2 月現在以下の Cent OS のバージョンは使用することができない。

- 64 ビット版 Cent OS
- Cent OS 6.0 以降

2012 年 2 月現在使用できるバージョンの内最新のものである Cent OS 5.7 を NaCS では使用しており、OS 依存と思われるエラーは発生していない。

13.2.5 KAC エラー 1

実験室ではほとんど見られなかったが、段階 2 の試験観測時に露光中にデータ取得用プログラムである frp がタイムアウトになってしまい、読み出しが失敗することが時折見られた。原因は不明だが、試験観測時は読み出しが始まる前に frp を別端末から実行することで解決した。現時点で考えられる解決法は現在 frp は露光開始直後に実行されているが、それを読み出し直前に実行されるように変更することである。これにより frp の待機時間が短くなるため、タイムアウトになる頻度が減ると考えられるが、そもそもなぜ frp がタイムアウトになってしまう原因を解明する必要がある。

13.2.6 KAC エラー 2

観測中に DIO ボードからクロックが出力できなくなり、露光が行えないエラーが何度が発生した。このエラーは 1 度発生すると連続して発生し、計算機を再起動させる以外の解決方法が見つかっていない。このエラーは他の KAC でも確認されており、早急に解決する必要がある。

13.2.7 クロストーク

これは段階 2 のピンホール試験中に少数のピクセルに飽和する様な高い光子数を照射することで発生することがある。図 13.1 にクロストークの起きたフレームを示す。ch2 で飽和した点源がある座標と ch1 で対称の位置の座標のカウントが高くなっている。一方 ch3 と ch4 の間では同様のクロストークが見られたものは無かった。クロストークが見られたのが ch1 だけであったため、クロストークには ch1 のノイズが大きいの関係している可能性もあるが、CCD の様々な場所でのクロストークが起こるかどうかを確かめなくては断定はできない。またこの問題は KAC のシステムだけではなく CCD 自体にも原因がある可能性があるため、KAC 開発チームだけではなく CCD の開発チームとも協力して解決して行く必要がある。

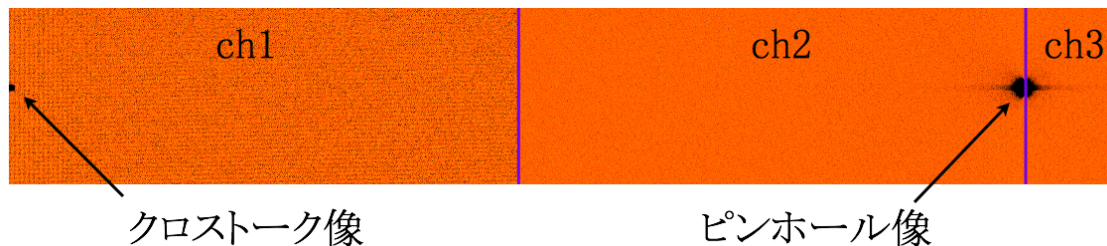


図 13.1 ch1 に見られたクロストーク画像

13.2.8 ストップによる減光

段階2の試験観測の終盤にフィルターボックス内に取り付けたストップにより減光が起きていることが分かった。図13.2にストップを取り付けた場合と外した場合のフラットフレームを示す。ストップの寸法に設計との差異はなく、シミュレーションでも減光が起きない結果が得られているため、減光が起きた原因はストップを取り付ける位置が設計と異なっている可能性がある。今後ストップの位置が正しいかどうかを確認する必要がある。

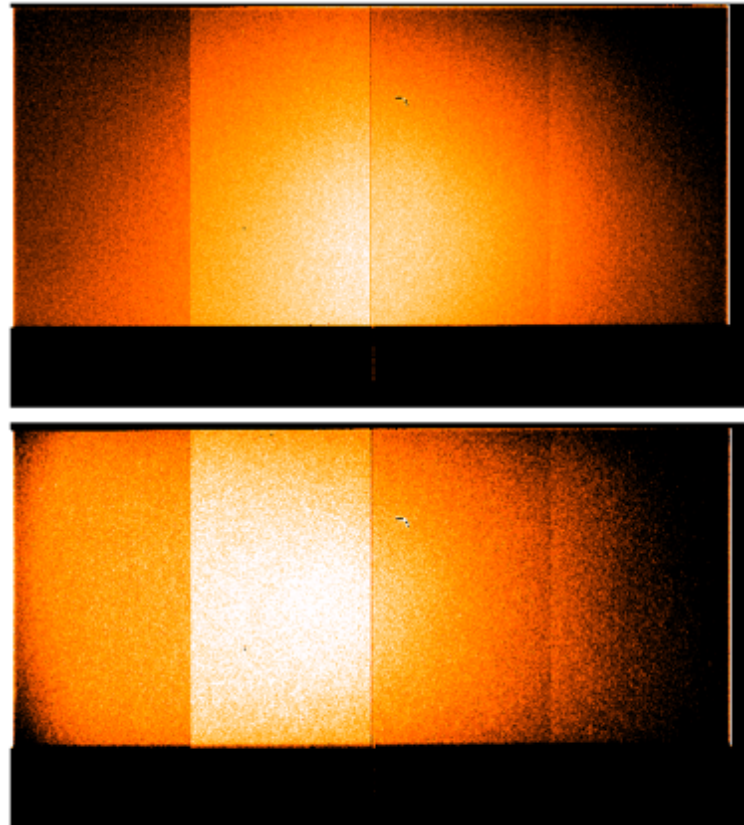


図13.2 ストップを入れた時のフラットフレーム (上)、ストップを外した後のフラットフレーム (下)

13.3 撮像機構試験観測

撮像に関する試験観測は段階1と段階2の試験観測時に行った。段階1では限界等級、スカイ、ピクセルスケール、ディストーションの測定を行い、段階2ではピクセルスケール、ピンホールを使った結像性能の測定を行った。

13.3.1 大気透過率

2011年5月29日に観測した標準星を用いて、 g' , r' , i' , z' バンドでの大気の減光量を求め、そこから装置の効率を求めた。その結果、装置の効率は g' バンドで約 36.7%, r' バンドで約 44.5%, i' バンドで約 25.8%, z' バンドで約 9.9% と求められた。この値は計算により求めた装置の効率と比較すると 5-10% 程小さい値であった。

解析は 2011 年 5 月 29 日に観測した標準星 5 天体のデータを用いた。標準星は各バンドで 1 フレーム 15 秒積分をディザリングして 5 枚ずつ取得した。この中で、シャッターが閉まりきらなかった影響で像が伸びてしまったデータ (18 枚) と測光に用いた開口がフレームからはみ出していたデータ (3 枚)、ディザリングの間に 0.3 等以上のバラツキがあったデータ (5 枚) は解析から除いた。

一次処理はバイアス及びフラット処理を行った。フラットはドーム内のフラット盤にランプを当てて取得した (望遠鏡についているフラット用の光源ではない)。

測光は IRAF のタスク phot を用いた。測光に用いた開口面積は各バンド、各天体ごとに設定し、ディザリングした 5 枚のフレーム内で最も大きい FWHM の 3 倍とした。

測光により得られた機械等級からカタログ等級を引いたものを縦軸に、観測時のエアマスを横軸にとり、減光プロット (図 13.3) を作成した。減光プロット図 13.3 の傾きから得られる各バンドでの大気の減光率を表 13.1 に示す。

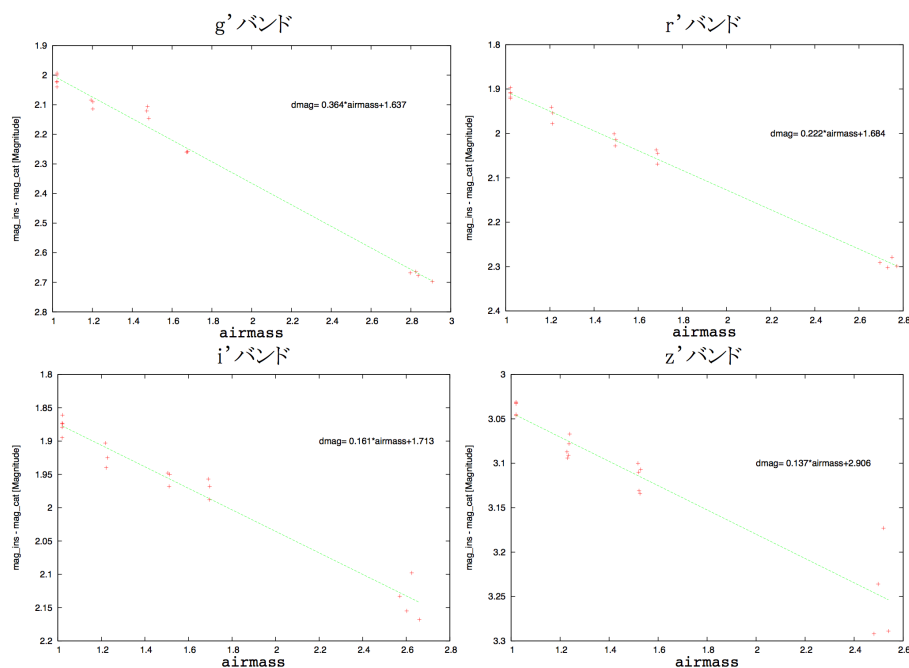


図 13.3 各バンドでの減光プロット

表 13.1 大気減光率

バンド	減光率 [mag/airmass]
g'	0.387 ± 0.010
r'	0.221 ± 0.005
i'	0.161 ± 0.008
z'	0.137 ± 0.011

13.3.2 スループットと装置の効率

次に観測で得られた天体のフラックス F_o と計算上得られるフラックス F_i を比較しスループット及び、装置の効率を求めた。

$$\text{スループット} = \frac{F_i}{F_o} = \text{大気透過率} \times \text{装置の効率}$$

の関係から求めたスループット (エアマス 1.02 の天体の場合) を表 13.2 に、装置の効率を表 13.3 に示す。

大気の減光率は i'、z' バンドでディザリングの間の変動は大きいがおおむねフィットできている。今回プロットに用いた標準星は青い天体のみを使用したため、標準星の色に依る影響を考慮していないため同一天体を用いることでさらに精度良く求められる。

今回求めた装置の効率が計算上の効率よりも 3-9% 程度悪くなった。原因として考えられるのは、望遠鏡の鏡の反射率を同じ SiO₂ コーティングのすばる望遠鏡の主鏡の値を用いたが、実際は異なる反射率であると思われる。また、今回使用した ANDOR 社製の CCD カメラの窓の素材が分からなかったため、合成石英のコーティング無しの値を使用し、これも実際とは異なっている可能性がある。レンズやミラーの汚れも多少なりとも影響していると思われる。

表 13.2 スループット (エアマス 1.02)

バンド	スループット [%]
g'	約 25.5
r'	約 36.1
i'	約 22.2
z'	約 8.74

表 13.3 装置の効率

バンド	測定した効率 [%]	計算上の効率 [%]
g'	36.72 ± 0.98	45.86
r'	44.53 ± 0.95	47.15
i'	25.82 ± 1.22	31.97
z'	9.86 ± 0.81	14.33

13.3.3 スカイと限界等級

2011 年 5 月 29 日に観測した標準星 BD+33°2642(エアマス約 1.02) を用いて g', r', i', z' バンドでのスカイの等級を求めた結果、 g' バンドで約 20.8 等、 r' バンドで約 19.9 等、 i' バンドで約 20.2 等、 z' バンドで約 19.0 等が得られた。また、この時のスカイと標準星 BD+33°2642 を用いて限界等級を求めた結果、シーイング 2'', 15 分露光、 $S/N = 10$ での限界等級は g' バンドで約 22.1 等、 r' バンドで約 21.7 等、 i' バンドで約 21.5 等、 z' バンドで約 20.3 等と求められた。

観測には ANDOR 社製 1k×1k CCD を用い、解析は 2011 年 5 月 29 日に観測した標準星 BD+33°2642(エアマス約 1.02) を用いた。標準星は各バンドで 1 フレーム 15 秒積分をディザリングして 5 枚づつ取得した。各バンドの 5 枚のフレームでそれぞれ測光して得られた天体のカウントと測光に使用したスカイのカウントから標準星とスカイの等級差を求め、標準星の等級を用いてスカイの等級を導出した。

13.3.3.1 計算例 r' バンドの場合

測光の結果得られた天体からのカウントの平均は 2.1×10^6 ADU であり、測光に用いたスカイの値の平均は 27.38 ADU/pixel であった。ピクセルスケールが $0''.217$ /pixel なので、スカイの領域を 1 arcsec^2 に変換するとスカイの値は 581.45 ADU/arcsec² となる。この値を用いて天体とスカイの等級差を導出すると

$$\text{等級差} = -2.5 \times \log \left(\frac{581.45}{2.1 \times 10^6} \right) \quad (13.3.1)$$

$$= 8.8943 \quad (13.3.2)$$

となり、スカイは標準星に対して約 8.894 等暗いと求められた。今回用いた標準星 BD+33°2642 のカタログ等級は 10.979 等なので、スカイは 19.87 等と求めた。

13.3.3.2 限界等級の導出例 (r' バンドの場合)

単位時間あたりの天体からのカウントを N 、ゲインを g 、露光時間を t 、測光に用いたピクセル数を n_{pix} 、スカイのカウントを N_S 、ダークを N_D 、読み出しノイズを N_R^2 とすると、 S/N とは以下の関係が成り立つ。

$$\frac{S}{N} = \frac{Ngt}{\sqrt{Ngt + n_{pix}(N_Sgt + N_Dt + N_R^2)}} \quad (13.3.3)$$

この式を用いて $S/N = 10$ 、シーイング 2'', 露光時間 15 分での限界等級を求める。 $S/N = 10$ 、 $t = 15 \times 60$ sec、ゲインは測定値から $g = 2.15 \text{ e}^-/\text{ADU}$ 、 N_S は観測したスカイの値を用いて $N_S = 1.825 \text{ ADU/sec}$ 、 $n_{pix} = 266.9 \text{ pixel}$ 、 $N_D = 0$ 、 $N_R^2 = 2.941^2 \text{ e}^-$ を代入すると天体からの光子数 N_e は

$$N = 10.86 \text{ e}^-$$

となった。この光子数と標準星 BD+33°2642 からの光子数を比較し、限界等級と標準星との等級差を求めると

$$\text{等級差} = -2.5 \times \log \left(\frac{10.86}{3.01 \times 10^5} \right) \quad (13.3.4)$$

$$= 11.1 \quad (13.3.5)$$

となり、BD+33°2642 のカタログ等級は 10.979 等なので、限界等級は 22.1 等と求めた。

上記の計算により求めた各バンドのスカイと限界等級を表 13.4 に示す。

今回はエアマス 1.02 の天体をエアマス 1 と近似して計算した。今回求めた値が名寄での典型値である補償はないため、今後測定を続けて典型値を求める必要がある。

表 13.4 スカイと限界等級

バンド	スカイ	限界等級 ($S/N=10, t=15\text{min}$, シーイング $2''$)
g'	20.8	22.5
r'	19.9	22.1
i'	20.2	21.9
z'	19.0	20.7

13.3.3.3 浜松ホトニクス社製完全空乏型 CCD での限界等級

前述の ANDOR 社製 CCD の限界等級から、浜松ホトニクス社製完全空乏型 CCD での限界等級の見積を行った。見積もりは ANDOR 社 CCD での取得光子数に CCD の量子効率の違いとピクセルスケールの違いを補正して行い、浜松ホトニクス社製 CCD の読み出しノイズはマルチサンプル 1 回モードでの目標値の $5.5e^-$ と仮定した。量子効率の違いは ANDOR 社製 CCD に対して浜松ホトニクス社製 CCD は g' バンドで 1.021 倍、 r' バンドで 1.032 倍、 i' バンドで 1.125 倍、 z' バンドで 2.244 倍であり、ピクセルサイズは ANDOR 社製 CCD が $13\ \mu\text{m}$ であるのに対し、浜松ホトニクス社製 CCD は $15\ \mu\text{m}$ である。結果を表 13.5 に示す。浜松ホトニクス社製 CCD では ANDOR 社製 CCD よりも限界等級 ($S/N=10, t=15\text{min}$, シーイング $2''$) が z' バンドで 0.5 等深くなることが分かったが、この見積もりには様々な典型値を用いているので、実際には今後、浜松ホトニクス社製 CCD を用いて測定を行う必要がある。

表 13.5 限界等級 ($S/N=10, t=15\text{min}$, シーイング $2''$)

バンド	ANDOR	浜松ホトニクス
g'	22.5	22.5
r'	22.1	22.1
i'	21.4	21.4
z'	20.4	20.9

13.3.3.4 撮像時にノイズがスカイリミットになるまでの時間

ノイズのうちスカイのノイズが卓越するまでの時間の見積もりを行った。撮像時にノイズがスカイリミットであれば、1 回の撮像を長時間行う場合と、総露光時間が同じになるように複数回の撮像を行う場合との差が無視できるようになる。今回はダークを無視して、読み出しノイズに対してスカイのノイズが 10 倍になる時間を求めた。結果を表 13.6 に示す。この結果から、30 秒以上の露光においては読み出しノイズの影響がほとんど無くなることが分かる。

表 13.6 撮像時にノイズがスカイリミットになるまでの時間

バンド	ANDOR [sec]	浜松ホトニクス [sec]
g'	19.5	27.4
r'	7.5	10.4
i'	7.4	9.5
z'	10.9	7.0

13.3.3.5 分光時にノイズがスカイリミットになる時間

分光時にノイズがスカイリミットになる時間の見積もりを行った。今回は $H\alpha$ の静止波長 656.3 nm での分散を用いた。また、スリット幅は $1''.8$ を仮定し分解能は $R \sim 360$ と 1000 の時で計算した。

計算方法は r' バンドの波長幅が 129.4 nm であり $R \sim 360$ の時の波長幅が 1.84 nm なので、分光時のスカイの値は r' バンドで観測した場合の $\frac{1.84}{129.4}$ 倍であると仮定して計算した。結果を 13.7 に示す。この結果から浜松ホトニクス社製 CCD の場合、分解能 $R \sim 360$ では約 12 分、分解能 $R \sim 1000$ では約 69 分半でスカイリミットに達することが分かり、高分散分光を行う場合はスカイリミットになるまで露光を続けるのは難しく、そのためにはより読み出しノイズを下げる必要がある*⁹。

表 13.7 分光時ノイズがスカイリミットになるまでの時間

分解能 R	ANDOR [min]	浜松ホトニクス [min]
360	8.8	12
1000	50	69

13.3.4 結像性能測定

装置の全体のたわみなどの影響を測定するために、インストルメントローテーターを 15° 刻みで回転させ、Iraf のタスク imexam を用いてピンホール像の FWHM(full width at half maximum) を測定した。各ローテーター角で 3 枚画像を取得した。測定した点は図 13.4 のとおりである。測定点 1 は視野の中心、測定点 2 は中心から 2k 方向に 0.5k ピクセル左側の Ch1 と Ch2 の境界付近、測定点 3 は中心から 2k 方向に 0.5k ピクセル右側の Ch3 と Ch4 の境界付近、測定点 4 及び 5 は Ch4 の四隅である。ただし、測定点 5 についてはピンホール位置が端過ぎたため、像の一部がはみ出てしまい評価することができなかった。

図 13.5 はローテーターの回転に伴う各点の FWHM の変化を示したものである。結像性能の定量的な評価方法の 1 つとして、像の大きさの指標と考えられるのが FWHM である。たとえ FWHM が変化していなくても、像の形状が変化していれば、結像性能に何らかの影響が出ていると考えられるが今回は、一次的に FWHM による評価を行った。その結果、ローテータの角度を変化させても、大きな FWHM の変化は見られなかった。また、FWHM の値は最大でも 2 ピクセル ($0''.5$) 以下であるので名寄の平均シーイング $1''.8$ に対して結像性能が影響を与えないことを確認した。

*⁹ このためにも KAC のマルチサンプルモードは有効である。

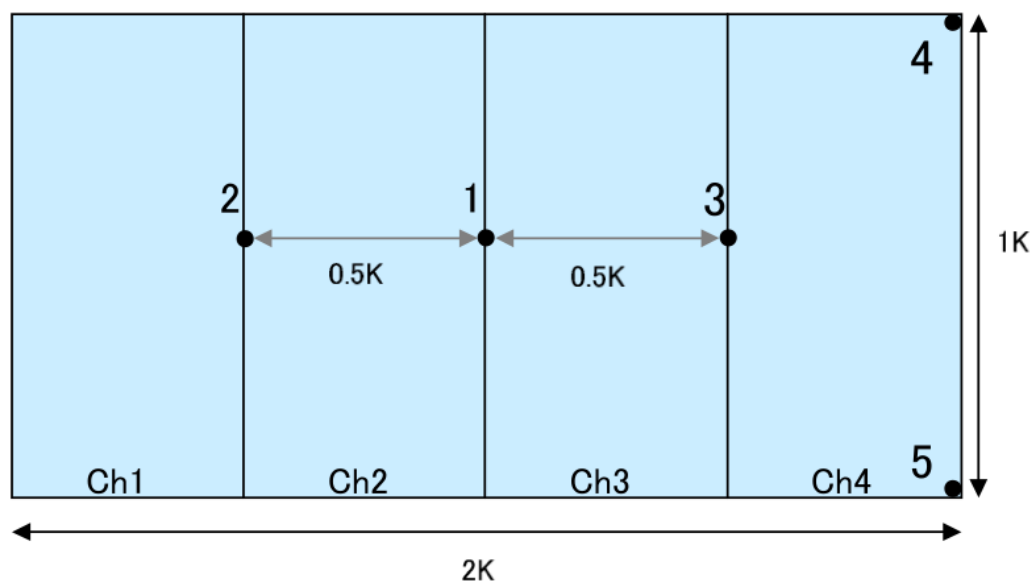


図 13.4 CCD 上におけるピンホール配置図 (測定点)

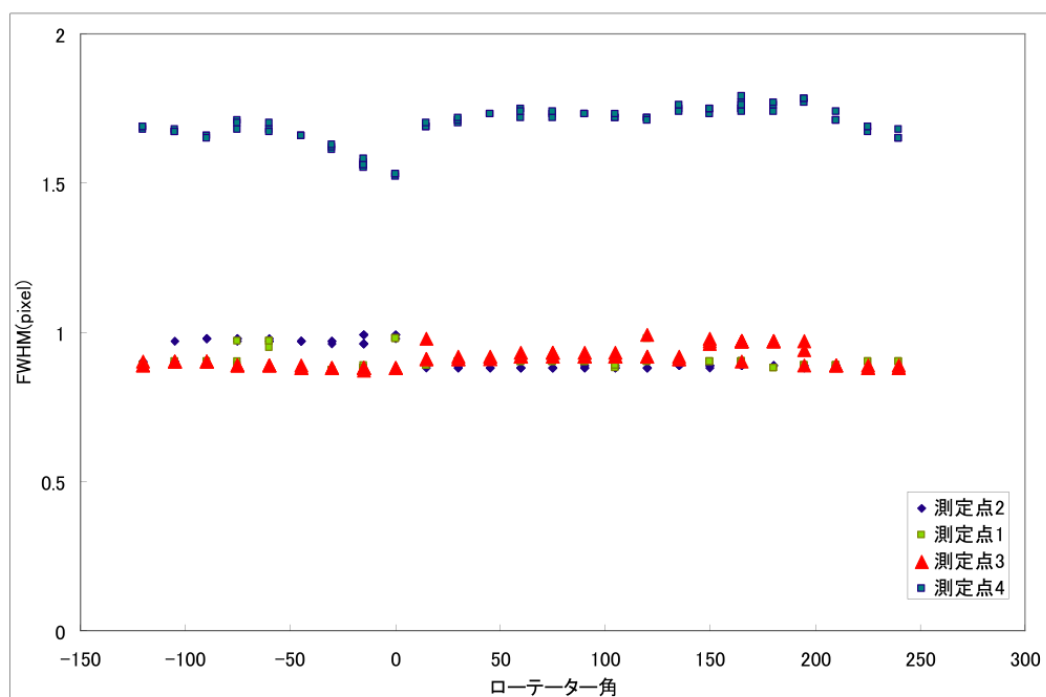


図 13.5 ローテーターの回転に伴う各点の FWHM の変化

13.4 分光機能試験観測

13.4.1 グリズムの再現性

NaCS にはスリットビューワーが無いため分光観測するためには、撮像画像を取得しスリットに天体を入れてから、グリズムを入れて分光する必要がある。また、望遠鏡の天体を追尾する精度の問題により天体をスリットに入れた後も時間とともに天体はスリットからズレてしまうため、定期的に天体をスリットに入れ直す必要がある。このため、分光観測時には頻繁にグリズムの出し入れが行われるので、グリズムの出し入れには高い再現性が必要となる。そこでグリズムの波長分散方向が常に同じ方向になるか、インストルメントローテーターの角度によりグリズムホイールの位置決め角に変化がなく安定した位置決めができるかを確認した。

以下の順序で作業をし、計測を行った

1. グリズムホイールを回転させ、グリズムを光軸上に導入した後撮像する。
2. 一旦グリズムホイールを回転させ、グリズムを光軸上から外す。
3. グリズムホイールを回転させ、グリズムを光軸上に導入した後撮像する。
4. 1~3 を 4 回繰り返す。
5. 4 回繰り返したらインストルメントローテーターの角度を 90° 回転させる。
6. 1~3 を 4 回繰り返す。
7. インストルメントローテーターの角度を 90° 回転させ、最終的に 4 箇所のローテーター角で測定をする。

取得された画像の分散方向を測定し、図 13.6 にヒストグラムを示す。図 13.6 が示すように、グリズムの波長分散方向には二つのパターンが見られる。取得した画像のインストルメントローテーター角と比較すると、右側の分布が -90° 、 0° の時で、左側の分布が 90° 、 180° の時の分布である。このことから、インストルメントローテーターの角度を変化させることにより、グリズムの波長分散方向が変化するということがわかった。また、ローテーターの角度が一定ならば、分布の標準偏差は十分小さく位置決めが再現することを確認した。

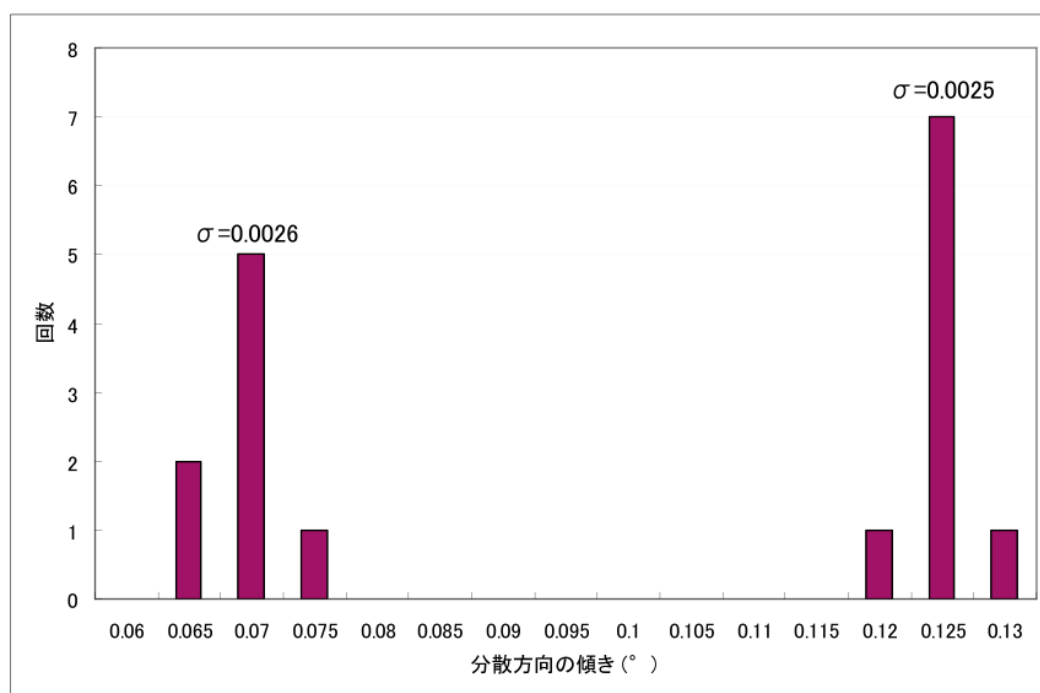


図 13.6 グリズム波長分散方向の角度におけるヒストグラム

13.4.2 ローテータ角に対するグリズムの分散方向

インストルメントローテータの角度に対して、グリズムの分散方向の変化を測定した。測定は焦点面に取り付けたピンホールの像を分光し、ch1 と ch3 における分光像の傾きを求めた。ローテータの角度は -120° から 240° まで 30° 間隔で変化させ、その時の分光データを 3 枚ずつ取得した。測定結果を図 13.7 に示す。ch1 と ch3 の両方でローテーターが 1 回転する間に約 $4'$ の分散方向の変化があることが分かった。この変化はピクセル数では CCD の両端で 4 ピクセル程度の像のズレとなるため、修正が必要である。分散方向が変化する主な原因はグリズムホイールの重心が偏っていることが考えられる。測定時のグリズムホイールにはグリズムが 1 枚だけ取り付けられており、ホイール全体の重心が大きく偏っていた。そのため、ローテータの角度によってはグリズムホイール大きなトルクがかかり、グリズムの位置が変化したと考えられる。この問題を解決するため、ホイールのグリズムが入っている反対側に、重りを取り付けて重心をホイールの軸に戻す必要がある。また、ホイールのバックラッシュも影響していると考えられるため、バックラッシュを抑えるためにホイールに圧力かける機構を用意する必要がある。

また、今回の測定によって ch1 と ch3 の間には約 $6'$ のオフセットがあることが分かった。このオフセットの原因が機械系にあるのか、あるいは光学系にあるのかについては現在の試験結果だけでは評価できない。

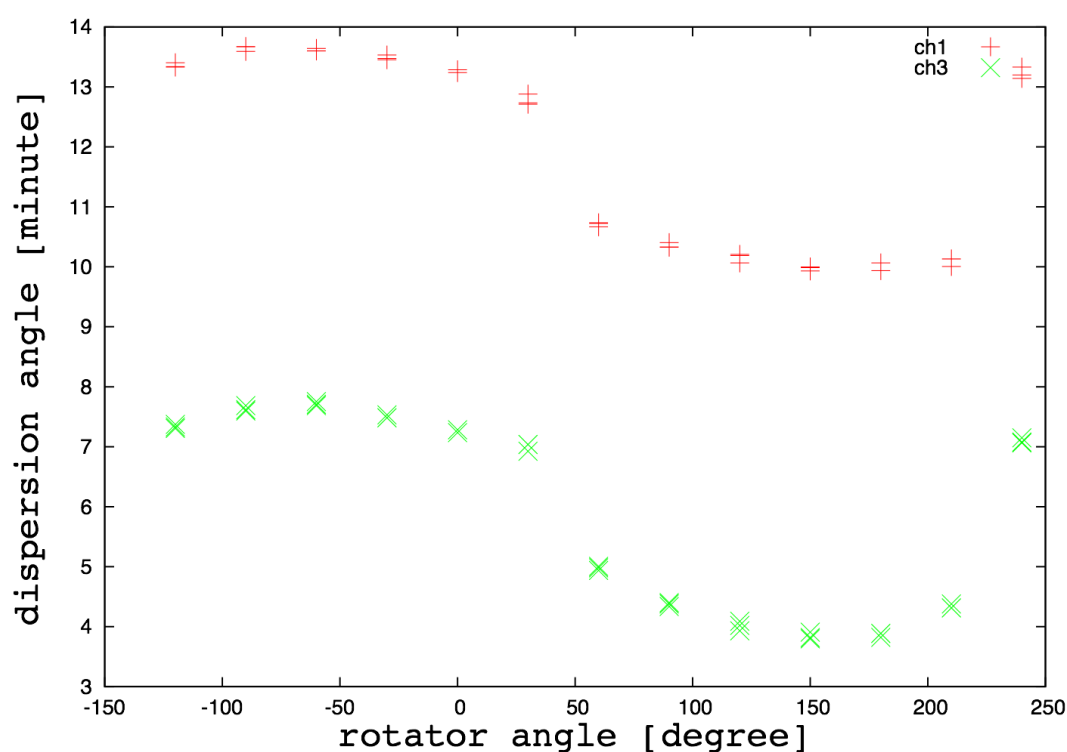


図 13.7 ローテータの角度に対する分散方向の変化

13.4.3 分解能の計算

段階2の試験観測時に HII 領域の分光データを取得した。設計上の波長分解能は 7.3 節で述べた通り 0.253 nm/pixel である。本節では、HII 領域の分光データから波長分解能を見積もり、設計通りの性能がでているかを確かめた。図 13.8 に観測した HII 領域の撮像画像と、分光画像を示す。また、図 13.9 にこの測定から得られたスペクトル画像を示す。このスペクトル画像から波長とピクセルの関係を二次フィッティングして導出した。波長を λ nm、CCD 面上の結像位置を x ピクセル (-1024 から 1023) とすると

$$\lambda = (5 \times 10^{-6}) \times x^2 + 0.23932x + 649.8 \quad (13.4.1)$$

となる。各ピクセルにおける波長幅 D [nm/pixel] の値は上式を微分したものであるから

$$D = (1 \times 10^{-5}) \times x + 0.23932 \quad (13.4.2)$$

この測定では $H\alpha$ (656.3 nm) が CCD 面上で 1007 ピクセル目にあつたので式 (13.4.2) から $H\alpha$ 輝線の波長幅は 0.249 nm/pixel となる。この値は 計算上の波長分解能が 0.253 nm/pixel と比較して大まかに一致しており、設計通りの性能が出ていることが確認できた。

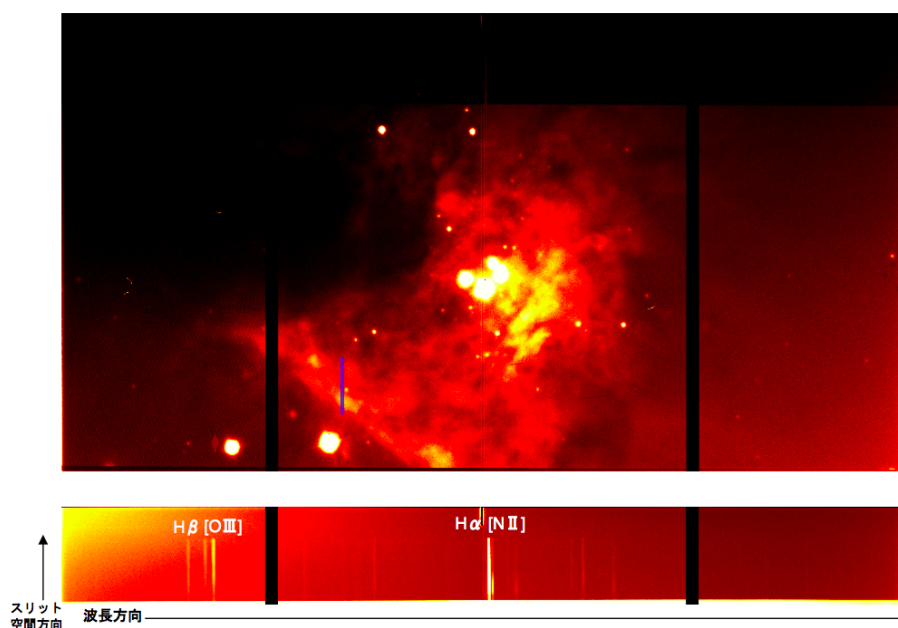


図 13.8 観測した HII 領域の撮像画像 (上) と分光画像 (下)。分光画像は撮像画像の青線部を分光したものである。

13.4.4 分光時の限界等級

撮像の試験観測の結果を用いて分光時の限界等級の導出を行った。導出方法は 13.3.3 節の方法と同様であるが、ピクセル数を分散方向にはスリット幅、分散と垂直方向にはシーイングサイズとし、 $6.8 \times 16 = 108.8$ pixel とした。スカイの値は r' バンドでの値 $N_S = 1.825$ ADU/sec を分光時の波長分解能 (1.74 nm) の波長幅分 (129.4 nm) に補正した値 $1.825 \times \frac{1.74}{129.4}$ 用いた。露光時間 1200 秒、 $S/N=10$ とした時の限外等級の光子数 N を求めると $N=0.05$ e⁻/pixel となる。この光子数とスカイの値からスカイとの等級差は -3.21 等と求められるので、スカイの等級 19.9 等を用いて分光時の限界等級は 16.7 等と導出される。

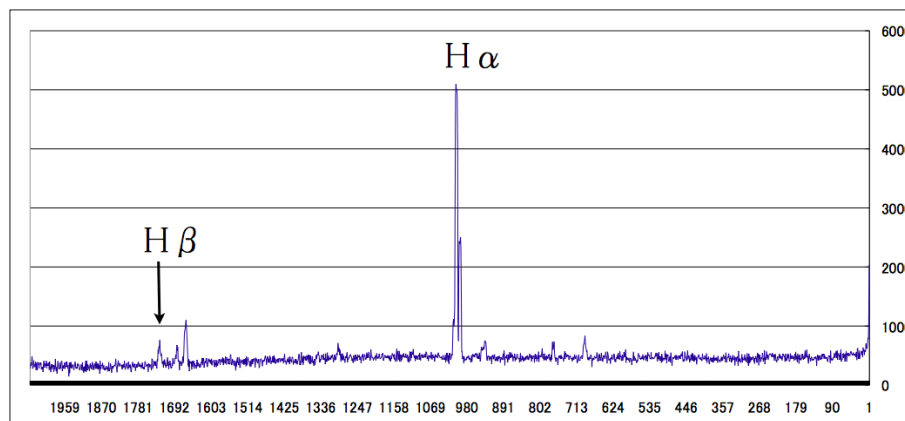


図 13.9 観測した HII 領域のスペクトル画像

13.4.5 AGN OJ287 の分光観測

段階 2 の試験観測時 (2011 年 12 月 8 日) に活動銀河核 OJ287 の分光観測を行い、スペクトルを検出できるかどうかを試験した。表 13.8 に OJ287 の情報を示す。観測時の天気は薄曇りで、エアマスは平均 1.5 程度であった。300 秒積分で 6 枚の分光データを取得したが、生データから天体の位置が確認できたものは 1 フレームだけであったが、この 1 枚のフレームについて 1 次処理を行い、AGN を検出できるかを確かめた。

表 13.8 OJ287

赤経	8 時 54 分 48.9 秒
赤緯	+20 度 6 分 31 秒
分類	BL Lac
見かけの等級	14 等 (V バンド)
赤方偏移	0.306

13.4.5.1 解析

天体フレームの 1 次処理はバイアスとフラット処理をした。簡易分光モードでは図 13.10 に示すようにイメージエリアから分光エリアへ大量の漏れ光が入るためスリット方向に沿ってバックグラウンドに勾配が生じる。この漏れ光はイメージエリアのカウントの約 1-3% のカウントである。そのため、バックグラウンドはスリットに沿って AGN の上下の領域の平均をとり、バックグラウンドと仮定して、バックグラウンドを引いた。

観測時のシーイングは約 4'' であったため、スリット方向に開口は 8'' とし、その上下 8'' の領域の平均をバックグラウンドとした。

13.4.5.2 結果と考察

バックグラウンドを引いた OJ287 のスペクトルを図 13.11 に示す。このスペクトルのノイズ σ は約 6.5 ADU であるのに対し、カウントはピークでも 18 ADU である。ノイズに対して天体のカウントが約 2.8 倍であるので、OJ287 の検出には至らなかった。

300 秒での分光の限界等級は 15.5 等であるので、理論的には検出できるはずである。検出できなかった原因としては主に以下の原因が挙げられる。

- 1 スリット幅に対してシーイングが小さかった。

観測時のスリット幅が $1''.7$ であるのに対しシーイングは約 $4''$ であった。シーイングサイズ $4''$ に対してスリット幅 $1''.7$ を使用した場合の天体からの光うちスリットを通過するのは約 20% であり、光量の大半をロスしていることが分かる。

- 2 イメージエリアからの漏れ光が多い。

今回の観測においては、最終的に導出した 1 ピクセルあたりの天体からのカウントは多くても 18 カウントであったのに対し、イメージエリアからの漏れ光は 200 カウント近くあり、平均をとったバックグラウンドにおいて漏れ光のポアソンノイズが約 10 ADU となる。

- 3 天気が悪かった。

今回の観測では 300 秒積分のフレームを 5 枚取得して、1 枚しか天体の位置を同定できなかった。また、この観測の後に切りが霧が発生したため、観測時の天候はあまり良くなかったと思われる。

今回の観測から、NaCS において 2 つの改善すべき項目が明らかになった。1 つはスリットの変更である。名寄は昼夜の温度差が激しく、望遠鏡の鏡の温度が観測時に外気温まで下がらないことが多い。この望遠鏡の鏡と外気温の温度差はシーイングの悪化を引き起こし、今回の観測時のようにシーイングが $4''$ となることも珍しくない。スリット幅をより広いものを用意する必要があり、その日のシーイングに合わせてスリット幅を変えられることが望ましい。

2 つめは簡易分光モード時のイメージエリアからの漏れ光対策である。簡易分光モードで漏れ光を防ぐためには分光時にイメージエリアにマスクをする機構が必要となる。しかし、そもそも簡易分光モードはスリット周りに駆動系を使用しなくて良く、製作が容易であるということで採用されているので、マスクをする機構を作るならば、通常のスリット機構を製作し直すことと大した違いがない。

以上から現在の簡易分光モードでは AGN の観測はできないことが分かり、通常のスリットホイールによるスリット機構を製作する必要があると結論づけた。

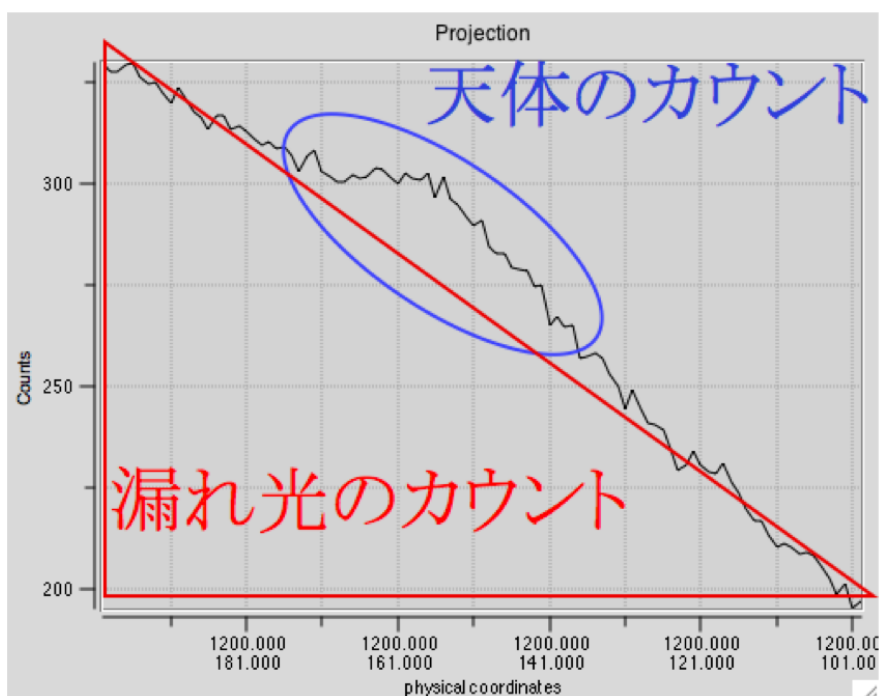


図 13.10 スリット方向に沿った漏れ光。横軸はスリットに沿ったピクセル数であり、1 メモリ 10 ピクセルである。縦軸は漏れ光のカウント数。

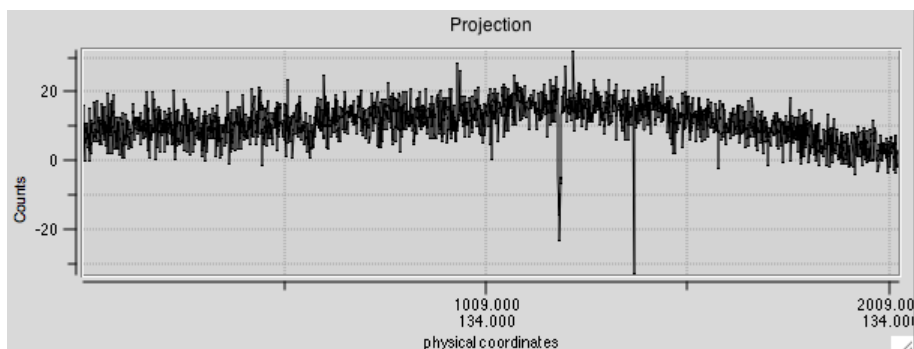


図 13.11 観測した OJ287 のスペクトル。横軸は CCD のピクセル数であり、波長に換算すると約 405-900 nm である。縦軸は天体からのカウント数。

14 まとめ

本研究では可視撮像分光装置 NaCS の開発と性能評価を行った。既存の CCD カメラを使用した、撮像モードの立ち上げには 2011 年 5 月に成功し、2011 年 12 月には KAC を使用した観測モードと簡易分光モードの立ち上げに成功した。また、NaCS の検出器に浜松ホトニクス社製の 2k×1k 背面照射型 CCD を用いるために、読み出しシステム (KAC) の開発、及び性能評価を行った。

試験観測や測定の結果から求めた、NaCS の現在のステータスを表 14.1 に示す。

表 14.1 OJ287

NaCS 全体のステータス	
視野	8'.6 × 3'.8 (部分スリットのイメージエリア)
ピクセルスケール	0.245 arcsec/pixel
限界等級	g' ~21.0、r' ~20.7、i' ~20.1、z' ~19.5 (60 秒積分, S/N=10, シーイング 2")
スリット幅	1".7
スリット長	39"
分光時限界等級	15.9 等 R~360 (1200 秒積分, S/N=10, シーイング 2")
波長分解能	0.253 nm/pixel @656.3 nm
検出器のステータス	
読み出しノイズ	11.2 e ⁻ (マルチサンプル 1 回) 6.4 e ⁻ (マルチサンプル 4 回)
読み出し時間	5.3 sec(マルチサンプル 1 回) 12 sec(マルチサンプル 4 回)
ゲイン	1.5 e ⁻ /ADU
ダーク	8.7×10 ⁻² e ⁻ /ADU
非線形性	0.5% 以下
フルウェル	98000 e ⁻

本研究では装置の性能に大きく影響する結像性能や装置のたわみに関しては、おおむね設計通りの性能が得られていることが確認できた。KAC についてもバグが2つ見つかったものの、それ以外のシステムは天文観測に十分対応できるレベルまで整備されており、今回見つかったバグを修正することで浜松ホトニクス社製の CCD に対応した KAC は他研究機関に対して公開できるようになると思われる。

以下に本研究で明らかとなった NaCS の改善点を示す。

- グリズムホイール
ローテータ角度による分散方向の変化をなくするためにグリズムホイールのガタツキを小さくする対策が必要である。
- ストップ
ストップを設置したことで、減光が生じたためストップを正しい位置設置できているかを確認し、修正する必要がある。
- 読み出しシステム
データ読み込み用のプログラムがタイムアウトになるバグとクロックが出力できなくなるバグが発生したため、原因を解明し訂正する必要がある。
- スリット
スリット幅が狭すぎる、イメージエリアからの漏れ光が大きく、計算上の分光性能が達成できないため、スリットを作り直し、スリット交換機構の製作も行う必要がある。
- 温度コントローラ
現在の設定では CCD の温度が1度程度変化しまい、バイアスレベルが変動してしまう。また、ヒーターの電源電圧が足りず、-110℃までしか CCD を暖められなかったため、-100℃まで CCD を暖められる電源への取り替えと、温度コントロールプログラムの修正が必要である。
- ノイズ対策
望遠鏡に設置してからの読み出しノイズ悪化したが、電源にローパスフィルタを通すだけでも、読み出しノイズが改善され、配線の取り回し等のノイズ環境を改善することで、読み出しノイズの改善が期待できるため、ノイズ対策を詳細に行う必要がある。また、ch1 のノイズを改善するためにデュワー内基板のハンダ付けをやり直す必要がある。
- ゲイン現在の設定ではフルウェルが CCD のフルウェルの約 65% しかないので、ゲインを変更してフルウェルを増加させる。ゲインの値は $2\text{--}2.3\text{ e}^-/\text{ADU}$ を目指す。
- デュワーフランジ CCD の設置位置が設計値より 4 mm ズれていた問題とデュワー窓が大きすぎて窓が曇るという問題の両方を解決するためにデュワーフランジ面を作り直す必要がある。
- ディストーションの測定
本研究ではディストーションの測定を行うことができなかったため、ディストーションを測定する器具を製作し、測定を行う必要がある。

本研究では NaCS の様々な改善点を見つけた。これらの改善点を改善することにより NaCS は天文観測に耐えうるレベルの装置になる。装置の改善は 2012 年夏頃までに行う予定であり、NaCS による研究観測はその頃から行う予定である。

Reference

- [1] Antonucci, R. 1993, ARA&A, 31, 473
- [2] C R KITCHIN : ASTROPHYSICAL TECHNIQUES, University of Hertfordshire Observatory (1998)
- [3] Fanaroff, B. L., & Riley, J. M. 1974, MNRAS, 167, 31
- [4] Heckman, T. M., 1980, BAAS, 12, 809
- [5] Ho, L. C., Filippenko, A. V., & Sargent, W. L. W. 1994, IAU Symp., 159, 275
- [6] Khachikian, E. Y., & Weedman, D. W. 1974, ApJ, 192, 581
- [7] Krolik, J. H., & Begelman, M. C. 1988, ApJ, 329, 702
- [8] Osterbrock, D. E. 1981, ApJ, 249, 462
- [9] Ohsuga, K., & Umemura, M. 1999, ApJ, 521, L13
- [10] Steve B. Howell : Handbook of CCD Astronomy (2006)
- [11] Veilleux, S., & Osterbrock, D. E. 1987, ApJS, 63, 295
- [12] Y., Kamata et al., 2010, SPIE 7742
- [13] 家 正則編：現代の天文学 宇宙の観測 I ー光・赤外天文学, 日本評論社 (2007)
- [14] 池尻祐輝著：修士論文, 広島大学 (2010)
- [15] 加藤拓也著：修士論文, 東京大学 (2011)
- [16] 笹田真人著：修士論文, 広島大学 (2009)
- [17] 柴田一成共編：活動する宇宙, 裳華房 (2008)
- [18] 中尾 光著：卒業論文, 北海道大学 (2010)
- [19] 米本和也著：CCD/CMOS イメージ・センサの基礎と応用, CQ 出版社 (2004)
- [20] 和田圭一共訳：ピーターソン活動銀河核, 丸善株式会社 (2010)
- [21] 渡邊 誠著：博士論文, 名古屋大学 (2003)
- 以下マニュアル等 資料
- [22] 海老塚昇著：グリズムの設計, (1999)
- [23] バックサイド CCD 試作納入仕様書, 浜松ホトニクス (2011)
- [24] DS90UR241/DS90UR124 データシート, National Semiconductor,

<http://www.national.com/JPN/ds/DS/DS90UR124.pdf>
- [25] FPGA データシート, XILINX,

http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds529.pdf
- [26] MAX6458 データシート, MAXIM,

<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX6457-MAX6460.pdf>

謝辞

本研究にあたり、NaCS 開発の機会を与えて下さった指導教官の徂徠和夫助教に深く感謝いたします。また、査読を担当して下さい、藤本正行特認教授、羽部朝男教授に感謝いたします。共に NaCS の開発を行った、神戸大学の山田真広氏及び伊藤洋一准教授に感謝いたします。名寄での試験観測の全日程に同行していただいた渡邊誠特認助教には装置開発について暖かく指導していただきました。同研究室の南谷哲宏特認助教を始め研究室の皆様には、ゼミや普段の研究室生活で大変お世話になりました。KAC の開発にあたり、熱心に指導していただきました東京大学の酒向重行助教に感謝いたします。また、NICON の加藤拓也氏、東京大学の橋場康人氏とは共に実験をしていただきました。宮田隆志准教授を始め東京大学天文学教育センターの皆様にはトータルで4ヶ月半となる滞在の間大変親切にいただき、楽しく充実した生活を送ることができました。国立天文台の鎌田有紀子氏、宮崎聡氏には読み出しシステム開発において大変お世話になりました。最後に修士課程の2年間を支えて下さいました、家族と友人に感謝いたします。

付録 A シリアルライザとデシリアルライザ

DS90UR241 のシリアルライザと DS90UR124 のデシリアルライザのチップセットは 24bit のパラレルデータをスループット (単位時間あたりの処理能力) 120 Mbps ~ 1.03 Gbps のクロック情報を埋め込んだ単一シリアル LVDS データで転送するチップセットである。

DS90UR241/124 の I/O (入力/出力) には LVDS (低電圧差動信号) を採用しており、低消費電力で低ノイズな転送方式により、最長 10 m の STP (シールドツイストペア) ケーブル上で 5 MHz ~ 43 MHz のクロック速度でデータを転送できるように設計されている。

デシリアルライザは外付けのリファレンスクロックを使用せずにデータパターンに関係なくシリアルライザと同期するため、特別なパターンや同期コードが必要ない。デシリアルライザは埋め込まれたクロック信号を抽出し、入力データ列からデータ品質を確認することによってクロックおよびデータを回復した後、データをデシリアルライズし、受信クロック情報から PLL (入力信号や基準周波数と出力信号の周波数を一致させる電子回路) のロック状態を決定してロックが発生したときに LOCK 出力を有効にする。

A.1 初期化とロックメカニズム

DS90UR241/124 でデータの送受信を行う前に、これらのデバイスを初期化しなくてはならない。初期化とはシリアルライザとデシリアルライザの PLL 同士を同期させることで、まずシリアルライザを入力クロックソースにロックし (段階 1)、次にデシリアルライザをシリアルライザに同期させる (段階 2)。

段階 1: シリアルライザとデシリアルライザの各チップに電源電圧 V_{DD} が供給されると、チップに内蔵された電源オン制御回路によって各出力は TRI-STATE (他のデバイスによって駆動される状態) となり、内部回路はディセーブル (無効に) される。 V_{DD} の電圧値が V_{DDOK} (~ 2.2V) に達すると、シリアルライザの PLL はクロック入力に対してロックを開始する。シリアルライザ側は PLL が送信クロック TCLK にロックするまでの間、出力は TRI-STATE のままで、TCLK にロックするとデータパターンの出力準備が完了する。デシリアルライザは PLL がシリアルデータ列に埋め込まれたクロック情報にロックしている間は、出力を TRI-STATE 状態に保ち、またデシリアルライザの LOCK ピンは、 $R_{IN\pm}$ (レシーバ LVDS 非反転/反転入力) ピンで受信したランダムなデータまたは、SYNC (同期) パターンに PLL がロックするまでの間は LOW を出力する。

段階 2: デシリアルライザの PLL は、シリアルライザからの特別なパターンを使用せずにデータ列に対するロックができるため、初期化の段階ではシリアルライザからデシリアルライザに対してランダムデータパターン (非繰り返しパターン) を自動的に出力する。埋め込みクロックと CDR 回路 (クロックデータリカバリ回路) は入力ビット列にロックして、クロック bit とデータ bit を分離し、分離されたクロックの立ち上がりのエッジを検出することで、デシリアルライザはシリアルライザからのランダムデータパターンへのロックを完了する。埋め込みクロックに対してデシリアルライザの CDR がロックに成功した時点で、デシリアルライザの LOCK ピンは High になり、出力ピンに出力される RCLK データ (パラレルインターフェ이스のクロックデータ) が有効になり、LOCK 信号は出力ピンに有効データが現れるタイミングに同期する。以上が初期化の過程である。

A.2 データ転送

チップの初期化後はデータの送受信が可能になる。送信される 24bit のデータは 24 本の入力ピンを使用してシリアルライザに入力され、そのデータはシリアルライザの TCLK により取り込まれる。この時、1 つの LVDS シリアルデータ列には CLK0、CLK1、DCA、DCB の 4 つのオーバーヘッドビットが付加されており、CLK0 は常に Low に、CLK1 は常に High にすることで、CLK0 bit と CLK1 bit はシリアルデータ列の両端に付加されてシリアルデータ列の埋め込みクロック情報となる。また、DCA bit は埋め込みデータ列のデータ品質を確認するために使用され、DCB bit は信号ラインの DC バイアスを最小にするための、DC バランス制御 bit として使用され

る。シリアライズされたデータと埋め込みクロックおよび制御 bit(24+4 bit) は TCLK 周波数の 28 倍でシリアライザから出力され、これによりシリアル信号とパラレル信号での遅延が起きることがなくなる。デシリアライザはシリアライザからの入力をロックすると LOCK ピンが High になり、有効なデータと復元したクロックを同時に出力することでデータの送信が完了する。本システムでは 16 bit のデータ通信を行っている。

付録 B クロックソースファイル

試験観測時に使用したクロックを一部示す。このクロックはバイアスフレーム取得時のものでマルチサンプル 1 回、1×1 ビンニングでの読み出しモードである。

```

1  #-----#
2  #          CLOCK SOURCE FILE for NaCS      Ver 2.0      #
3  #          Slow readout with wipe (BIAS), NSMPL=1      #
4  #-----#
5
6
7
8
9  #===== Clock mode =====#
10
11
12  #===== Parameters =====#
13
14  #--- the Number of Loops ---#
15  $NLP1      1152      # (1024 + 128)/nbin_p/partial
16  $NLP2      536      # (512 + 8 + 16)/nbin_s
17  $NLP3      0      # Integration time in sec
18  $NLP4      1000      #
19  $NLP5      10      #
20  $NLP6      600      #
21  $NLP7      1500      #
22  $NLP8      10      # shutter open time in msec
23  $NLP9      10      # shutter close time in msec
24  $NLP10     600      #
25  $NLP11     200      #
26  $NLP12     0      # ((1024 + 128)/nbin_p - NLP1)/8
27  $NLP13     550      #
28
29
30  #===== Definition =====#
31
32  #--- REG ---#
33  $REG_LP1    1      #
34  $REG_LP2    2      #
35  $REG_LP3    3      #
36  $REG_LP4    4      #
37  $REG_LP5    5      #
38  $REG_LP6    6      #
39  $REG_LP7    7      #
40  $REG_LP8    8      #
41  $REG_LP9    9      #
42  $REG_LP10   10     #
43  $REG_LP11   11     #
44  $REG_LP12   12     #
45  $REG_LP13   13     #
46
47
48
49
50
51  #===== Command Data =====#
52
53  #----- readout operations -----#
54
55  #-- Readout operation --#
56      nop      #
57      load $REG_LP7 $NLP7      # loop7 [START]
58  @HEAD_LP7    outp &WIPE_P      # WIPE_P
59      load $REG_LP6 $NLP6      # loop6 [START]
60  @HEAD_LP6    outp &WIPE_S2      # WIPE_S
61      cjmp $REG_LP6 @HEAD_LP6      # loop6 [END]

```

```

62      cjmp $REG_LP7 @HEAD_LP7      # loop7 [END]
63      load $REG_LP11 $NLP11        # loop11 [START]
64 @HEAD_LP11  outp &WIPE_P          # WIPE_P
65      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
66      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
67      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
68      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
69      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
70      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
71      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
72      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
73      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
74      load $REG_LP10 $NLP10        # loop10 [START]
75 @HEAD_LP10  outp &WIPE_S          # WIPE_S
76      cjmp $REG_LP10 @HEAD_LP10    # loop10 [END]
77      cjmp $REG_LP11 @HEAD_LP11    # loop11 [END]
78      load $REG_LP12 $NLP12        # loop12 [START]
79 @HEAD_LP12  outp &WIPE_P          # WIPE_P
80      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
81      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
82      outp &WIPE_P                  # WIPE_P
83      load $REG_LP13 $NLP13        # loop13 [START]
84 @HEAD_LP13  outp &WIPE_S2         # WIPE_S
85      cjmp $REG_LP13 @HEAD_LP13    # loop13 [END]
86      cjmp $REG_LP12 @HEAD_LP12    # loop12 [END]
87      load $REG_LP1 $NLP1          # loop1 [START]
88 @HEAD_LP1   outp &P_SHIFT         # P_SHIFT
89      load $REG_LP2 $NLP2          # loop2 [START]
90 @HEAD_LP2   outp &S_SHIFT         # S_SHIFT
91      cjmp $REG_LP2 @HEAD_LP2      # loop2 [END]
92      outp &S_SHIFT_END           # S_SHIFT_END
93      cjmp $REG_LP1 @HEAD_LP1      # loop1 [END]
94      halt                        # halt
95
96
97
98
99
100 #===== Bit Data =====#
101
102 START_BIT_DATA
103
104 # 100nsec clock ticks
105 #
106 # C C C C C C C C C C C C C C C C
107 # L L L L L L L L L L L L L L L L
108 # K K K K K K K K K K K K K K K K
109 # 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0
110 # 5 4 3 2 1 0 9 8 7 6 5 4 3 2 1 0
111 # -----
112 # C I R N N N N S O O O O O O O O
113 # N P G C C C C W V T V V R S H H
114 # V   I   I 3 G 1 2 G G 1 3
115 #   shutter   I
116 #           L--Integration or charge
117
118
119 # Parallel Shift
120 &P_SHIFT  bit 288 0111000101110101 #parallel shift start
121          bit 384 0111000100100101
122          bit 288 0111000110100101

```

```

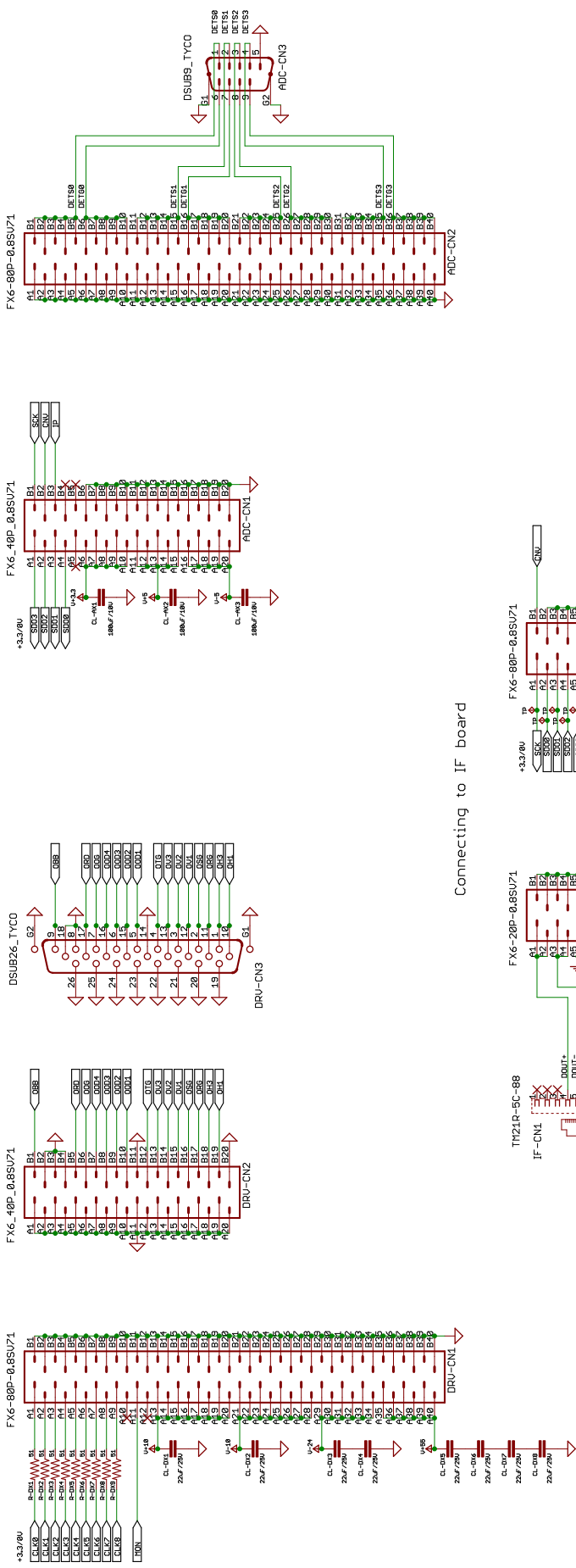
123         bit 384 0111000110000101
124         bit 244 0111000111010101
125         bit 384 0111000101010101
126         bit 96 0111000101110101 #parallel shift end,
127         bit 288 0111000101110010 #TG-P1H overlap,
128         endb
129
130     # Serial Shift
131     &S_SHIFT    bit 1 0111000101111010 #RG low
132         bit 2 0111000101110010 #RG low
133         bit 6 0111000101111010 #RG high
134         bit 5 0011000101111010 #IP low
135         bit 22 0111000101111010 #IP high
136         bit 1 1111000101111010 #ADC trigger
137         bit 8 0111000101111010 #wait
138         bit 28 0111000101111101 #shirial shift 2
139         bit 1 1111000101111101 #ADC trigger
140         bit 8 0111000101111101 #wait
141         endb
142
143     # Serial Shift End
144     &S_SHIFT_END    bit 60 0111000101110111
145         endb
146
147     # Befor Integration
148     &BEFOR_INT    bit 10000 0110000001110101 #shutter open
149         endb
150
151     # During Integration
152     &INT    bit 10000 0110000001110101
153         endb
154
155     # After Integration
156     &AFTER_INT    bit 10000 0111000101110101 #shutter close
157         endb
158
159     # Parallel Shift for Wipe
160     &WIPE_P    bit 288 0111000101110101 #parallel shift start
161         bit 384 0111000100100101
162         bit 288 0111000110100101
163         bit 384 0111000110000101
164         bit 288 0111000111010101
165         bit 384 0111000101010101
166         bit 96 0111000101110101 #parallel shift end,
167         bit 288 0111000101110010 #TG-P1H overlap,
168         endb
169
170
171     # Serial Shift for Wipe
172     &WIPE_S    bit 5 0111000101110010 #RG low
173         bit 5 0111000101111010 #RG high
174         bit 10 0111000101111101 #shirial shift 2
175         endb
176
177     # Serial Shift for Wipe2
178     &WIPE_S2    bit 15 0111000101110010 #RG low
179         bit 15 0111000101111010 #RG high
180         bit 30 0111000101111101 #shirial shift 2
181         endb

```

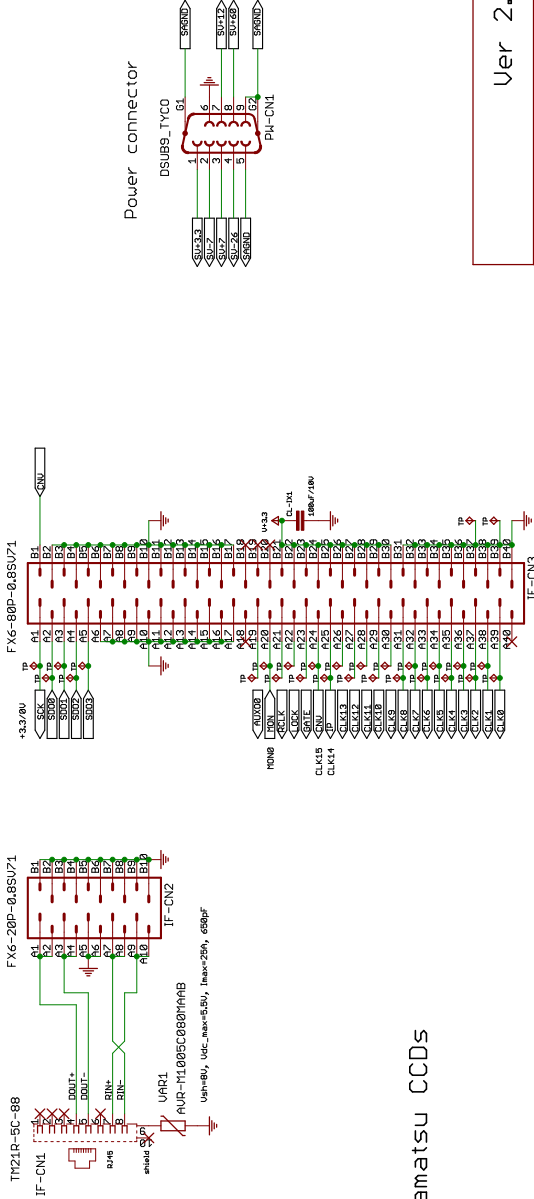
付録 C 回路図

本研究で使⽤したの MOTHER ボード、IF ボード、DRV ボード、ADC ボード、LVDS ボードの回路図を⽰す。

Connecting to DRU board



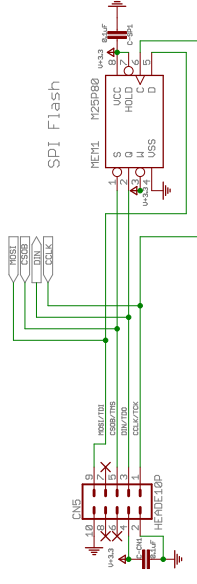
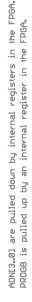
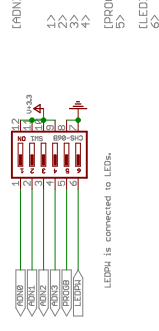
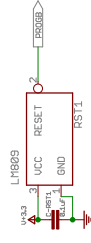
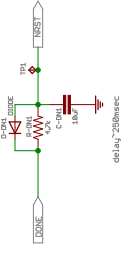
Connecting to IF board



KAC Mother board for Hamamatsu CCDs

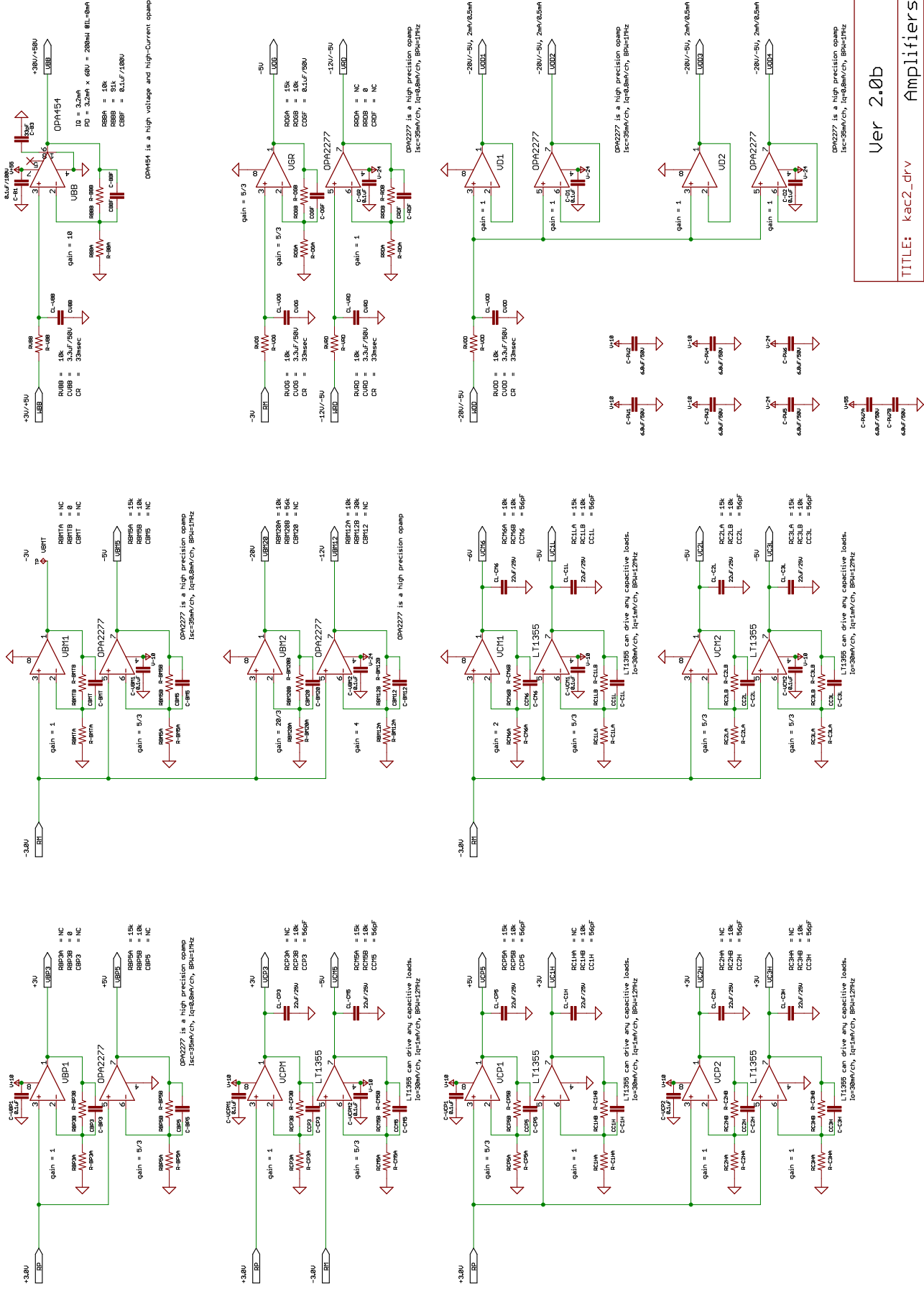
Shigeyuki Sako, IoA, Univ. of Tokyo

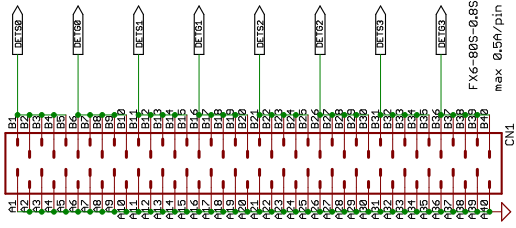
Ver 2.1	
TITLE: kac_mother Interfaces	REV:
Document Number:	
Date: 11/06/24 10:01	Sheet: 1/2



XC3S200A : VCCINT(+1.2V) <70mA, VCC0+VCC AUX(+3.3V) <18mA
FX0-31 50MHz: VDD(+3.3V) <25mA

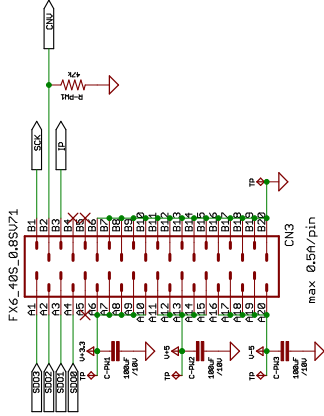
Ver 2.0	
TITLE: kac2.if Data interface	
Document Number:	REV:
Date: 11/01/10 11:55	Sheet: 2/2



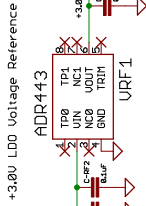


Detector signals

Digital signals / Power



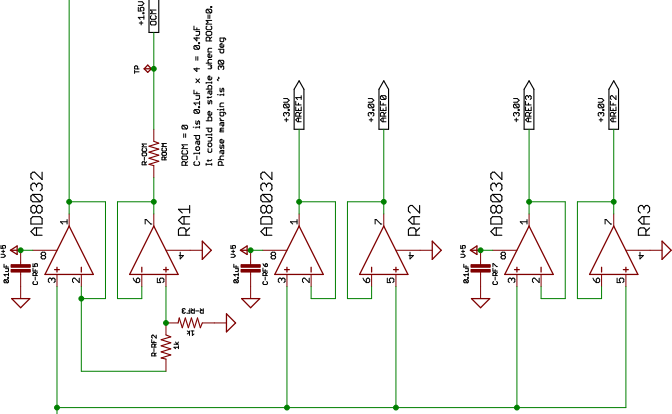
Reference voltage generator



URF1
URF2
URF3

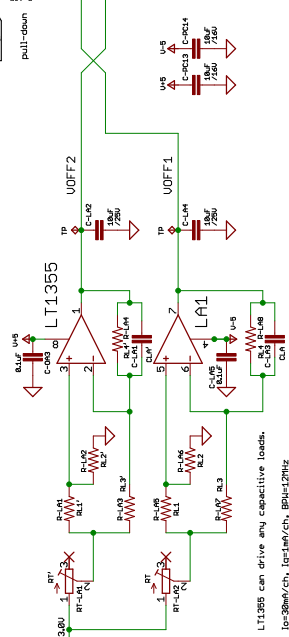
Buffers for reference voltages

80MHz Rail-to-Rail I/O Amplifiers

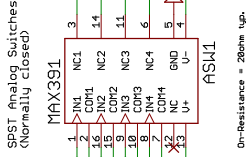


Clamp voltage generators

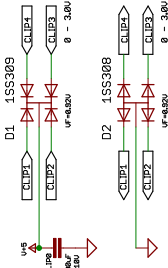
12MHz High speed Amplifiers



Clamp switches



Protection clips for ADCs



Ver 2.2

Interface

Document Number:

REU:

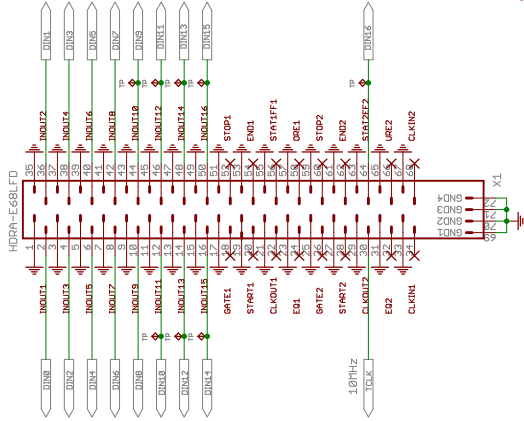
Date: 11/06/22 20:08

Sheet: 1/2

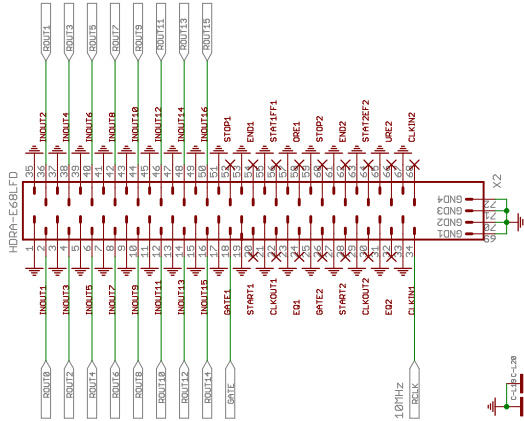
KAC 4ch 16bit ADC board

Shigezuki Sako, Iof, Univ. of Tokyo

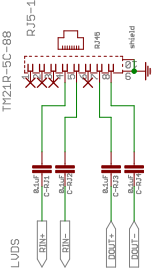
Parallel I/O interface (from I/O board)



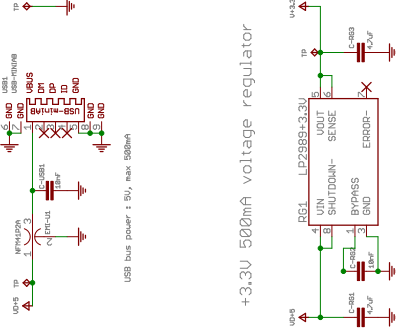
Parallel I/O interface (to I/O board)



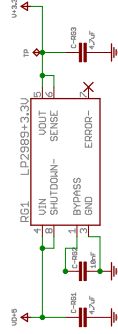
LVDS interface



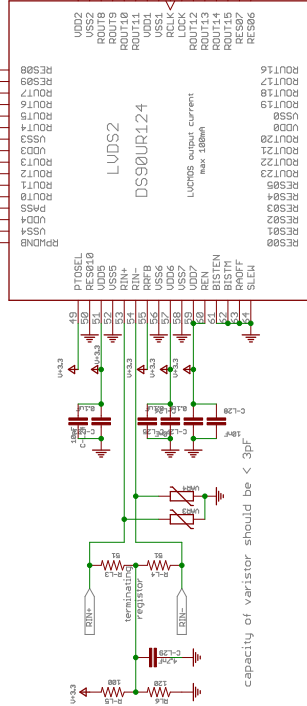
USB interface (power supply)



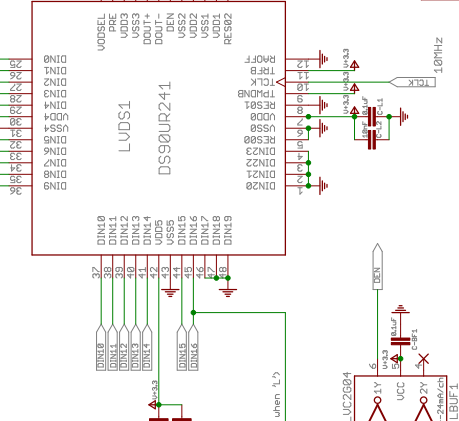
+3.3V 500mA voltage regulator



LVDS Deserializer



LVDS Serializer



DC- Balanced 24-Bit LVDS Serializer board

Shigeuyuki Sako, IofA, Univ. of Tokyo

Uer 2.1

TITLE: kac2_lvds LVDS Ser/Deser
Document Number: REV:

Date: 11/06/15 15:59

Sheet: 1/1