

修士論文

SOI 技術を用いた次世代における
広帯域 X 線撮像分光検出器の開発および評価試験

劉 周強
京都大学理学研究科 物理第二教室 宇宙線研究室

2010 年 5 月 11 日

Abstract

X線天文学における次世代検出器は、(1) 高いエネルギー分解能、(2) 高い空間分解能、(3) 高い時間分解能、そして(4) 広いエネルギー帯域観測の4点が要求される。X線 CCD カメラは、(1) の分光性能 ($\sim 130\text{eV}@6\text{keV}$) と (2) の撮像性能 ($\sim 20\mu\text{m}/\text{pixel}$) を実現しており、現在では主流の衛星搭載検出器として普及している (e.g. *ASCA*, *Chandra*, *XMM-Newton*)。CCD の欠点は、(3) と (4) の要求に応えられないことである。CCD は、時間分解能が数 sec 程度であり、明るくまたは激しく時間変動する天体の観測研究に適応できない。また、10 keV 以上の帯域におけるバックグラウンドは、宇宙線が作る NXB (Non-X-ray Background) が支配的になるが、CCD はそのバンドにおける NXB が高いので硬 X 線の観測ができない。

我々は、Silicon-on-insulator (SOI) 技術による、高比抵抗センサーと読み出し部 (CMOS 回路) を一体化させた Active Pixel Sensor (以降、SOIPIX) の開発を進めている。SOIPIX は、同じピクセル型の Si 検出器として、CCD と同様に高い撮像・分光能力を持つ。SOIPIX の特徴はピクセル毎に CMOS 回路を実装していることである。これより、高速の読み出し (時間分解能 $\sim 10\mu\text{sec}$) が可能となる。さらに NXB を抑制する反同時計数を実現する回路を組み込むことができるので、10 keV 以上の硬 X 線の観測が可能になる。すなわち SOIPIX は、冒頭で述べた (1)–(4) を同時に実現でき、次世代における広帯域 X 線撮像分光検出器として有望である。

日本における SOIPIX の開発は 2005 年より始まり、主試作品として INTPIX2 (2008) と INTPIX3 (2009) が開発された。INTPIX2/3 は、 $20\mu\text{m}$ 角のピクセルを 128×128 個を持ち、各ピクセルの読み出しに電荷積分回路を実装している。本研究では、INTPIX2/3 に対して X 線を中心に各種の照射試験を実行し、初めて X 線 event 検出に成功した。さらに性能評価を行った結果、INTPIX2/3 は X 線に対する検出性能が十分ではないことが分かった。性能向上のために、初めてのノイズ抑制機能 (Correlated Double Sampling) と反同時計数機能を実装する SOIPIX として XRPIX1 の設計と開発を進めた。

本修士論文は、INTPIX2/3 試験の結果報告、および XRPIX1 開発の概説を行う。

目次

第 1 章	序論：X 線天文学と X 線検出器	1
1.1	X 線天文学	1
1.1.1	X 線の観測	1
1.1.2	宇宙からの X 線放射	2
1.2	X 線検出の物理的基礎	3
1.2.1	X 線と物質の相互作用	3
1.2.2	電子と物質の相互作用	6
1.3	X 線検出器	7
1.3.1	比例計数管 (Proportional counter)	8
1.3.2	蛍光比例計数管 (Gas scintillation proportional counter)	8
1.3.3	シンチレーター (Scintillation counter)	8
1.3.4	マイクロチャンネルプレート (Micro channel plate)	9
1.3.5	マイクロ・カロリメーター (Micro-calorimeter)	9
1.3.6	半導体検出器 (Solid state detector)	9
1.3.7	ピクセル型半導体検出器 (Pixel detector)	11
1.4	本研究の狙い	12
第 2 章	MOSFET の物理と回路の基礎	13
2.1	MOSFET の構造と表記法	13
2.2	MOSFET の動作原理	14
2.2.1	しきい値電圧 V_{TH}	14
2.2.2	電流電圧 ($I_{DS}-V_{GS}$) 特性	14
2.2.3	バックゲート (Back Gate) 効果	16
2.3	基本的な CMOS アナログ回路	17
2.3.1	ソース接地 (Common Source) 増幅回路	17
2.3.2	ドレイン接地 (Source Follower) 回路	17
2.3.3	差動増幅回路	18
2.4	MOSFET のノイズ	19
2.4.1	熱ノイズ	19
2.4.2	フィリカ ($1/f$)・ノイズ	19
第 3 章	SOIPIX 検出器	21
3.1	SOIPIX 検出器の原理と特徴	21
3.1.1	SOI の構造	21
3.1.2	SOI ウェハの製造技術	22
3.1.3	SOIPIX 検出器の利点	22
3.2	X 線 SOIPIX 検出器の目標と現状	23

3.2.1	CCD との比較	24
3.2.2	開発動機と目標	24
3.2.3	開発の現状と課題	25
第 4 章	INTPIX の仕様、構成、およびデータ取得システム	27
4.1	素子の仕様および原理	27
4.2	全体の構成	27
4.2.1	各ピクセル内の回路	27
4.2.2	各列の出力部 (Column Buffer) の回路	30
4.3	信号とタイミング制御	30
4.3.1	入出力信号	30
4.3.2	信号制御のタイミング・ダイアグラム	31
4.4	データ取得システム	32
4.4.1	ハードウェア：SEABAS ボード + SUB ボード	32
4.4.2	ソフトウェア：ROOT (C++) による GUI	33
第 5 章	INTPIX2 常温試験	35
5.1	目的	35
5.2	基本テスト	35
5.2.1	ダイオード・センサーの I-V 特性	35
5.2.2	ペDESTAL の特性	36
5.2.3	ペDESTAL のバックバイアス電圧 V_{back} の依存性	38
5.2.4	ペDESTAL と積分時間 (Integration Time) 関係	39
5.3	可視光照射試験	41
5.3.1	目的	41
5.3.2	実験のセットアップ	41
5.3.3	マスクを用いた可視光イメージ	41
5.3.4	出力信号の V_{back} 依存性	41
5.4	X 線照射試験	42
5.4.1	動機	42
5.4.2	実験のセットアップ	42
5.4.3	X 線データの取得および解析方法	46
5.4.4	KeveX 8keV X 線照射 with Pb Mask	47
5.5	放射線線源による照射試験	49
5.5.1	目的	49
5.5.2	放射線線源	49
5.5.3	実験のセットアップ	49
5.5.4	X 線照射 with ^{241}Am (13.9keV) & ^{109}Cd (22.7 keV)	50
5.5.5	β 線照射 with ^{90}Sr	51
5.6	考察と議論	52
5.6.1	絶対ゲインの評価	52
5.6.2	Event の空間分布：隣り合うピクセルの同時ヒット	53
5.6.3	暗電流とリーク電流	54
5.6.4	エネルギー分解能とノイズの電子換算	54
5.6.5	検出効率	55
5.7	まとめ	56

第 6 章	INTPIX2 真空冷却試験	57
6.1	目的	57
6.2	実験装置	57
6.2.1	全体構成	57
6.2.2	真空系	58
6.2.3	冷却系	58
6.2.4	X 線発生装置	59
6.3	真空冷却システムの動作テスト	59
6.4	ペDESTAL、ピクセル・ノイズの温度依存性	60
6.4.1	冷却時におけるピクセル・ノイズの 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム	60
6.5	KeveX 8keV X 線照射試験	60
6.5.1	ペDESTAL のレベル・シフト	61
6.5.2	8keV X 線イメージと波高ヒストグラム	61
6.6	まとめと課題	62
第 7 章	INTPIX3 の常温試験	65
7.1	目的	65
7.2	基本テスト	65
7.2.1	ダイオード・センサーの I-V 特性	66
7.2.2	ペDESTAL の特性	66
7.3	X 線照射試験	68
7.3.1	KeveX による照射	68
7.3.2	X 線線源 (^{241}Am , ^{109}Cd) による照射	68
7.4	考察	71
7.4.1	絶対ゲインの評価	71
7.4.2	Event の空間分布：隣り合うピクセルの同時ヒット	71
7.4.3	エネルギー分解能とノイズの電子換算	72
7.4.4	検出効率	73
7.5	まとめと課題	73
第 8 章	XRPIX1 の設計と開発	75
8.1	動機	75
8.2	目標と仕様設計	75
8.3	素子	77
8.3.1	仕様	77
8.3.2	ピクセル回路の全体	77
8.3.3	CDS 動作	78
8.3.4	トリガー動作	79
8.3.5	信号のヒットパターン判定と読み出し	80
8.4	開発の現状と今後の予定	81
第 9 章	まとめと展望	83
	謝辞	84
	参考文献	87

目次

1.1	電磁波の分類。	1
1.2	大気による宇宙からの各種電磁波の吸収	2
1.3	X 線天文衛星の発展歴史。	2
1.4	入射 X 線のエネルギーと物質の種類に対応した支配的となる相互作用。	4
1.5	物質中における X 線の減衰長 [μm]。	6
1.6	Si 中における電子の飛程。	7
1.7	比例計数管の原理。	8
1.8	マイクロカロリメーターの原理。	9
1.9	PN 接合 (ダイオード) と空乏層の形成。	10
1.10	CCD の電荷転送。	11
1.11	<i>Suzaku</i> /XIS。	11
1.12	CMOS ハイブリット型検出器。	12
2.1	MOSFET の基本構造 (NMOS)。括弧内は PMOS の場合。	13
2.2	NMOS と PMOS の表記法。(a) 4 端子表示。(b) 3 端子 (簡易) 表示。	14
2.3	MOSFET のチャンネル (反転層) の形成。	15
2.4	NMOS の $I_{DS}-V_{GS}$ 特性 (左) と強反転領域における $I_{DS}-V_{DS}$ 特性 (右)	16
2.5	ソース接地増幅回路。	17
2.6	ドレイン接地 (SF) 回路。	18
2.7	CMOS を用いて差動増幅回路。	18
2.8	コンデンサーで発生する熱ノイズ。	19
2.9	MOSFET の熱ノイズとフリッカ・ノイズ。	20
3.1	SOI CMOS の構造	21
3.2	SOI ウェーハを製造する Smart-Cut 法	22
3.3	SOIPIX 検出器の基本構造。	23
3.4	宇宙線 NXB のスペクトル	25
3.5	目指している SOIPIX 検出器の最終形態。	25
4.1	INTPIX2 ベアチップの 5mm 角レイアウト。	28
4.2	INTPIX2 ベアチップの構造 (断面図)。	28
4.3	INTPIX2 全体のブロック図。	29
4.4	INTPIX2 の各ピクセルの回路図。	29
4.5	INTPIX2 の各列の出力部 (Column Buffer) の回路図。	30
4.6	INTPIX2 の制御信号のタイミング・ダイアグラム。	32
4.7	SEABAS ボード + SUB ボード + INTPIX2 の写真。	32
4.8	INTPIX2 のデータ取得ソフト。各部分の説明は本文を参照。	34

5.1	INTPIX2 センサー・ダイオード部の I-V 特性	36
5.2	INTPIX2 のペDESTAL の 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム	37
5.3	INTPIX2 のペDESTAL の時間変動 (1 ピクセル)	37
5.4	INTPIX2 のピクセル・ノイズの 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム	38
5.5	INTPIX2 のペDESTAL のバックバイアス依存性	39
5.6	INTPIX2 のピクセル・ノイズのバックバイアス依存性	40
5.7	INTPIX2 のペDESTAL と積分時間 (Integration Time) 関係。	40
5.8	INTPIX2 の可視光照射試験のセットアップ。	41
5.9	INTPIX2 の可視光イメージ with 「CR09」マスク。	42
5.10	可視光照射 ; INTPIX2 信号出力 (ゲイン) の V_{back} 依存性。	43
5.11	INTPIX2 の X 線照射試験のセットアップ	43
5.12	X 線発生装置の構成	44
5.13	CdTe SSD によるスペクトル測定のセットアップ。	45
5.14	CdTe SSD によるスペクトル。	46
5.15	INTPIX2 に付けた Pb マスクと照射セットアップの写真。	47
5.16	8keV X 線のイメージと波高ヒストグラム (その 1)。	48
5.17	INTPIX2 : 8keV X 線波高ヒストグラムの信号 Peak の Fitting 。	49
5.18	INTPIX2 の放射線線源の照射試験のセットアップ。	50
5.19	13.9 keV X 線 (^{241}Am) の波高ヒストグラムと信号 Peak の Fitting 。	50
5.20	22.7 keV X 線 (^{109}Cd) の波高ヒストグラムと信号 Peak の Fitting 。	51
5.21	β 線のイメージと波高ヒストグラム 。	51
5.22	INTPIX2 の Calibration 結果。	52
5.23	Event の二次元分布の種類。	53
5.24	INTPIX2 : 各種空間分布を持つ event の波高ヒストグラムの比較。	54
5.25	INTPIX2 の検出効率の測定結果。	56
6.1	真空冷却試験の全体ブロック図	57
6.2	真空冷却試験のセットアップ写真。	58
6.3	真空冷却システムの動作テストの結果	59
6.4	INTPIX2 のペDESTAL の温度依存性	60
6.5	冷却時における INTPIX2 ピクセル・ノイズの分布	61
6.6	冷却 Kevex 照射時における INTPIX2 のペDESTAL のレベル・シフト	62
6.7	冷却時における INTPIX2 ペDESTAL のレベル・シフトと Kevex X 線強度の関係	63
6.8	冷却時における INTPIX2 の X 線イメージおよび波高ヒストグラム。	63
7.1	INTPIX3 の素子および周辺の写真。	65
7.2	INTPIX3 センサー・ダイオード部の I-V 特性	66
7.3	INTPIX3 の各ピクセル・ブロックにおける BPW 構成。	67
7.4	INTPIX2 のペDESTAL の 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム	67
7.5	INTPIX3 のピクセル・ノイズの 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム	68
7.6	INTPIX3 に付けた Pb マスク。	69
7.7	INTPIX3: 8keV X 線のイメージと波高ヒストグラム。	69
7.8	INTPIX3:8keV X 線波高ヒストグラムの信号 Peak の Fitting 。	70
7.9	INTPIX3 の ^{241}Am の波高ヒストグラムおよび fitting 結果。	70
7.10	INTPIX3 の ^{109}cd の波高ヒストグラムおよび fitting 結果。	71
7.11	INTPIX3 の Calibration 結果。	72

7.12	INTPIX3 : 各種空間分布を持つ event の波高ヒストグラムの比較。	72
8.1	XRPIX1 のフローチャート	76
8.2	XRPIX1 素子の写真	77
8.3	XRPIX1 のレイアウト	78
8.4	XRPIX1 のピクセル回路	78
8.5	XRPIX1 ピクセル回路の CDS 動作	80
8.6	XRPIX1 ピクセル回路のトリガー動作。	81

表目次

1.1	各種計数型検出器のエネルギー分解能 (読み出しノイズを無視した理想の場合)	10
1.2	各種 X 線検出器の性能比較	12
5.1	SEABAS/INTPIX2 の各端子の電圧	35
5.2	CdTe SSD (XR-100T-CdTe) の仕様	45
5.3	実験に使用した線源のデータ	49

第 1 章

序論：X 線天文学と X 線検出器

X 線という目を通して宇宙天体を観測、研究するのが X 線天文学である。X 線天文学の誕生と発展は、X 線検出器と密接に関連している。本章は、X 線の観測および主な X 線検出器について説明し、最後に本研究の目標を述べる。

1.1 X 線天文学

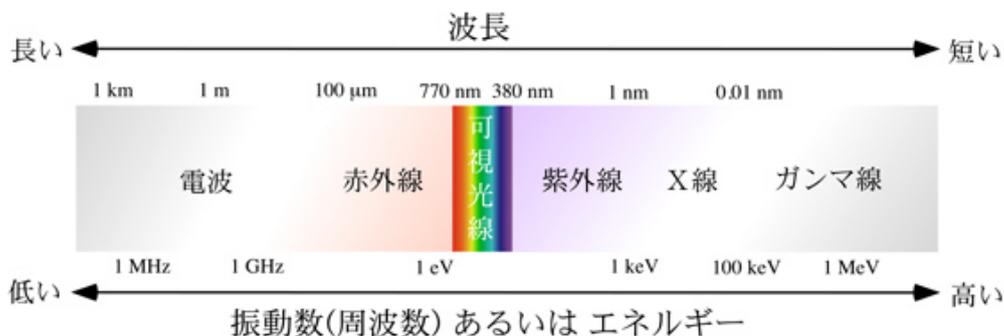


図 1.1 電磁波の分類。

電波、赤外線、可視光、紫外線、X 線およびガンマ線はすべて電磁波であり (図 1.1)、電場と磁場が直行する横波として真空中を光速 c で伝播する。電磁波のエネルギー E 、波長 λ 、周波数 ν は 1 対 1 に対応し、それらの関係を式 1.1 に示す。ただし、 h は planck 定数である。

$$E = \frac{hc}{\lambda} = h\nu \quad (1.1)$$

1.1.1 X 線の観測

X 線は波長が短い ($\lambda = 10^{-11}$ – 10^{-8} m)、エネルギーが高い ($E = 0.1\text{keV}$ – 100keV) 電磁波である。X 線は電波や可視光と比べて波より粒子の性質が強いため、X 線光子 (photon) と呼ばれることが多い。X 線は物質透過力が高いが、地球の大気を通過することができない (図 1.2)。X 線にとって大気は人体の 100 倍も厚いのである。地表には届かない X 線を使って宇宙を観測するには、ロケットや気球などで観測装置を大気圏の外へ運ばないと行けない。1960 年代からロケットと気球により宇宙の X 線観測が始まり、2010 年現在では、*Suzaku*(日)、*Chandra*(米)、*XMM – Newton*(欧) などの人工衛星による X 線天文観測が主流である (図 1.3)。

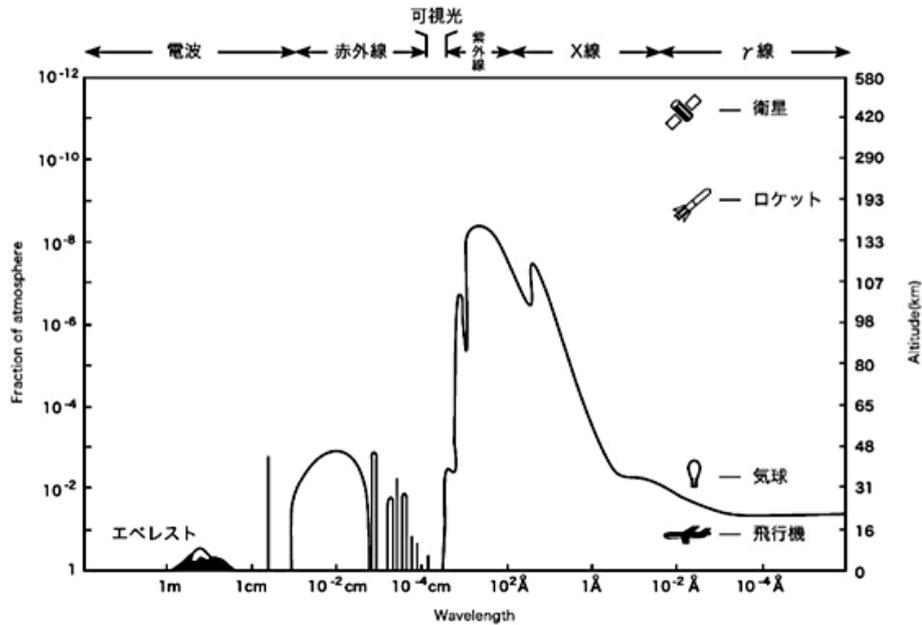


図 1.2 宇宙からの各種電磁波が大気吸収を受けた後に到達できる(地上からの)高度。

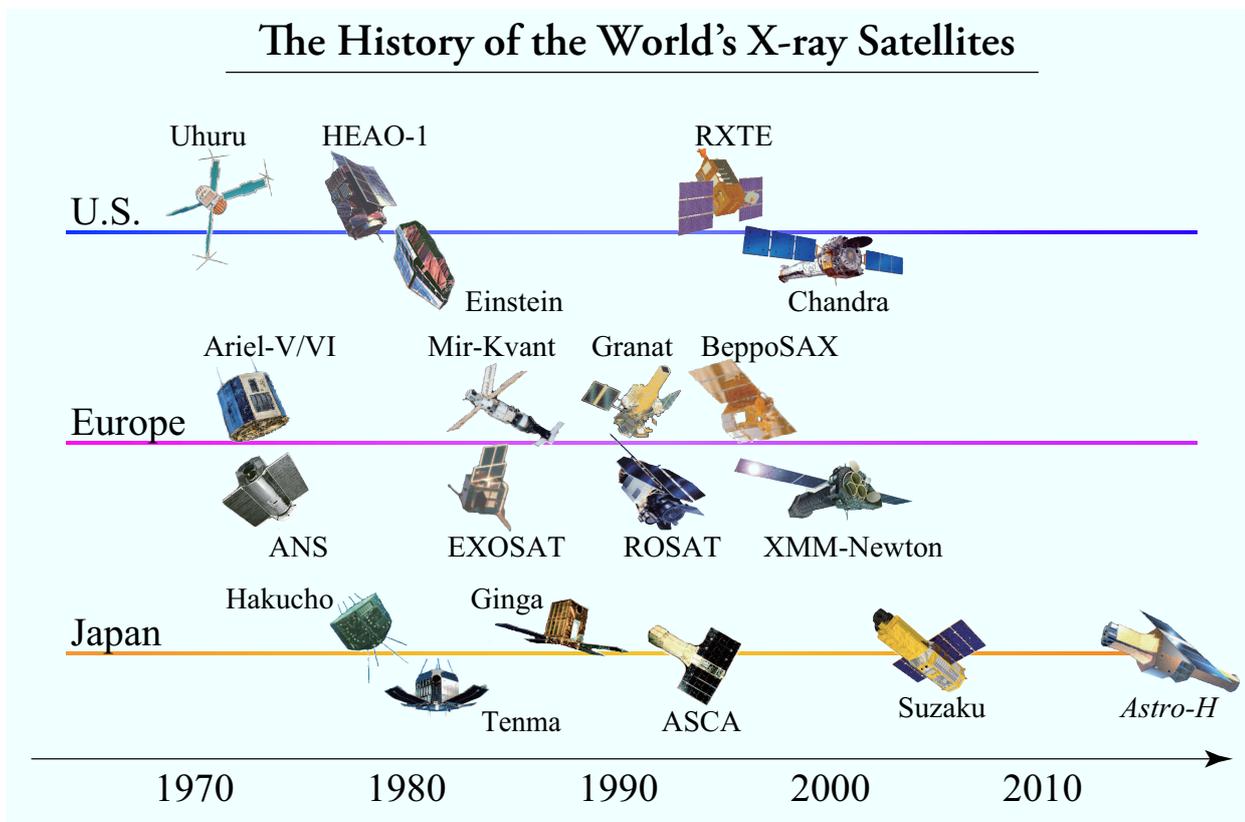


図 1.3 X線天文衛星の発展歴史。出典は [5]。

1.1.2 宇宙からのX線放射

宇宙にはX線を放射する天体が多様に存在している：前主系列星 (Pre-Main sequences Star)、超新星残骸 (Super Nova Remnant)、X線連星 (X-Ray Binary)、ブラックホール (Black Hole)、銀河・

銀河団、など。これら天体から X 線が放射される機構としては、主に (温度に依存する) 熱的放射と (温度が定義できない) 非熱的放射の 2 種がある。

熱的放射

- 光学的に薄い (密度低い) プラズマ中では、熱運動している電子とイオンが Coulomb 衝突し熱制動放射 (Thermal bremsstrahlung) が観測される。超新星残骸などではショック加熱よりプラズマ温度が 10^6K 以上に達すると、X 線が放射される。この場合、熱制動放射由来の連続 X 線成分と加えてプラズマを構成する各元素の特性 X 線も観測され得る。
- 光学的に厚い (密度高い) プラズマの場合、放射と吸収がつり合い熱平衡に達し、Planck 分布した黒体放射 (Black body radiation) として観測される。中性子星、ブラックホールなどが降着円盤を持つとき、円盤温度は 10^6K 以上に達するので、X 線域の黒体放射が観測される。

非熱的放射

典型的なものとして次の 3 つを挙げる。

- 磁場が存在する場合、荷電粒子はそれに巻き付く回転加速度運動をしながら切線方向に電磁波を放射する (Synchrotron radiation)。強い磁場 (e.g. 10^{12}G) をもつパルサーや若い ($\sim 1000\text{year}$) 超新星残骸などでは観測されている。
- 非熱的高エネルギー電子が低エネルギー光子と散乱し、高エネルギー光子を作る (Inverse-Compton radiation)。宇宙線が宇宙背景 3K 放射などの光子を叩くとき、硬 X 線 ($> 10\text{keV}$) からガンマ線 (GeV) 域の光子が生成される。
- 非熱的高エネルギー電子が物質に入射すると、原子核との Coulomb 衝突より加速度を受けて制動放射する (Bremsstrahlung)。

1.2 X線検出の物理的基礎

X 線は物質と相互作用し、2 次的に電子などを生み出す。本節では相互作用の物理的基礎をまとめる。

1.2.1 X線と物質の相互作用

X 線は光電吸収、コンプトン散乱、対生成の 3 つの素過程で物質と相互作用する。入射 X 線のエネルギー、相互作用する物質の原子番号により反応断面積が異なる。図 1.4 が示すように、例えば ^{14}Si の場合、 $0.1\text{ keV} - 100\text{ keV}$ の X 線領域では光電吸収、 1MeV 付近ではコンプトン散乱、 10MeV 以上では対生成が支配的な反応である。

光電吸収 (Photoelectric absorption)

入射光子のエネルギーを原子核に束縛されている電子が完全吸収し、そのあと電子が放出される反応である。入射光子エネルギーを E_γ 、原子核による電子の束縛エネルギーを E_b 、放出される光電子の運動エネルギーを E_e とすると

$$E_e = E_\gamma - E_b \quad (1.2)$$

が成り立つ。 E_b は原子殻の結合エネルギーであり、原子番号 Z と主量子数 n (K 殻: $n=1$, L 殻: $n=2$) に依存する。水素状原子の場合、 E_b は次の式で表せる。

$$E_b = -\frac{m_e e^4 Z^2}{8\epsilon_0^2 h^2} \frac{1}{n^2} = -13.61 Z^2 \frac{1}{n^2} [\text{eV}] \quad (1.3)$$

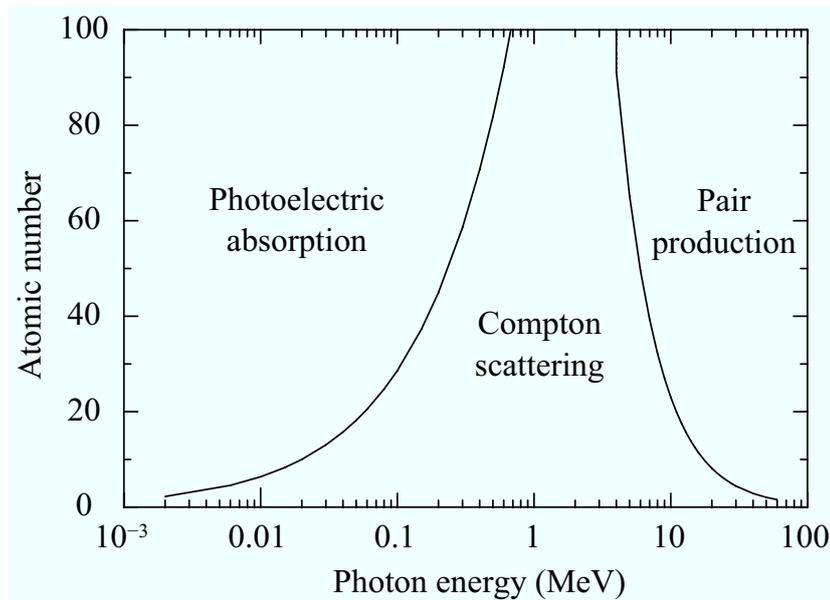


図 1.4 入射 X 線のエネルギーと物質の種類に対応した支配的となる相互作用。左右の実線は、全体の反応断面積の主成分 (50%) を占める相互作用の領域境界を示す。図出典は [5]。

入射光子のエネルギー E_γ が K 殻の結合エネルギーより大きい場合、K 殻の電子による光電吸収が支配的である。K 殻の電子が抜けたあとに空孔 (hole) ができる。この空孔は自由電子の捕捉あるいは原子内の他の殻 (e.g. L 殻) から電子の再配置によって直ちに満たされる。その後、励起殻と基底殻のエネルギー差のエネルギーを持つ特性 X 線^{*1} または Auger 電子^{*2} が放出される。

光電効果の反応断面積は、 $E_\gamma < m_e c^2$ (m_e は電子質量) の領域において、

$$\sigma_{\text{photon}} = 1.02 \times 10^{-33} \left(\frac{Z^5}{(E_\gamma/\text{MeV})^{7/2}} \right) [\text{cm}^2/\text{atom}] \quad (\text{K 殻の場合}) \quad (1.4)$$

と与えられる。光電吸収の特徴は

- 原子番号 Z の 5 乗に比例するので、原子番号の大きい物質と反応しやすい。
- 入射エネルギー E_γ の 7/2 乗に反比例するので、低エネルギーの光子が反応しやすい。

コンプトン散乱 (Compton scattering)

入射光子のエネルギーが結合エネルギーより十分大きい (原子殻に束縛された電子が自由電子に見なせる) 場合、光子は電子と 2 体弾性散乱する。反射光子のエネルギー $E_{\gamma'}$ は

$$E_{\gamma'} = \frac{E_\gamma}{1 + \alpha(1 - \cos \theta)} \quad (1.5)$$

と与えられる。ここで、 $\alpha = E_\gamma/m_e c^2$ 、 θ は光子の散乱角である。そして、反跳された電子のエネルギー E_e は

$$E_e = E_\gamma - E_{\gamma'} = E_\gamma \frac{\alpha(1 - \cos \theta)}{1 + \alpha(1 - \cos \theta)} \quad (1.6)$$

*1 基底殻が K、L、M 殻の場合は K、L、M 系列の特性 X 線が放射される。1 回の光電吸収で特性 X 線の放出される割合である蛍光収率 (Fluorescence Yield) は物質の原子番号 Z に依存し、 Z が大きい方が収率が高い。 ^{14}Si の場合、K 殻の蛍光収率は 5% である。

*2 特性 X 線の代わりに、一定の運動エネルギーを持つ電子が直接放出されるケースである。

と与えられる。反跳電子のエネルギーが最大になるのは、光子が入射の逆方向 ($\theta = \pi$) に散乱されたときで、 $E_e = E_\gamma \frac{2\alpha}{1+2\alpha}$ (Compton edge) となる。

コンプトン散乱の反応断面積は

$$\sigma_{\text{Thomson}} = \frac{8\pi}{3} r_0^2 = 6.65 \times 10^{-25} [\text{cm}^2/\text{electron}] \quad (E_\gamma \ll m_e c^2) \quad (1.7)$$

$$\sigma_{\text{Compton}} = \frac{3m_e c^2}{8E_\gamma} \left(\ln \frac{2E_\gamma}{m_e c^2} + 0.5 \right) \sigma_{\text{Thomson}} \quad (E_\gamma \gg m_e c^2) \quad (1.8)$$

と与えられる。ここで、 r_0 は古典電子半径である。式 (1.7) は、低エネルギー光子を古典論の電磁波と見なして得られた Thomson の式である。式 (1.8) は、高エネルギー光子の相対論効果を考慮した結果 [3] である。

対生成 (Pair production)

入射光子のエネルギーが $2m_e c^2$ (1.022MeV) 以上になると、原子核の Coulomb 場内で光子が完全吸収され、電子と陽電子に変換される反応である。このとき、エネルギーと運動量の保存則から、光子運動量の一部を受け取る相手 (原子核) が必要である。つまり、対生成は真空中で光子が単独に起せるものではなく、物質との相互作用の結果として生まれる現象である。重心系で見た場合、生成された電子と陽電子は、絶対値が同じ、符号 (方向) が逆の運動量を持つ。反応前後のエネルギー関係は

$$E_+ + E_- = E_\gamma - 2m_e c^2 \quad (1.9)$$

である。ここで、 E_+ と E_- は生成された陽電子と電子の運動エネルギーである。

対生成の全反応断面積は、高エネルギー域において

$$\sigma_{\text{pair}} = \frac{Z^2 r_0^2}{137} \left(\frac{28}{9} \ln(187Z^{-1/3}) - 2/27 \right) [\text{cm}^2] \quad (1.10)$$

と計算されている。式 (1.10) からは、高エネルギーの光子に対して、対生成の反応断面積は (E_γ に依存しない) 一定値に近似できることがわかる。

X線の減衰長 (Attenuation length)

反応断面積 σ_{pho} 、 σ_{comp} 、 σ_{pair} 、物質の質量数 A 、密度 ρ 、Avogadro 定数 N_A を用いて、光電吸収、コンプトン散乱、対生成の減衰係数 [長さ⁻¹] は次のように定義される。

$$\tau = \frac{\rho N_A}{A} \sigma_{\text{pho}}, \quad \sigma = \frac{\rho N_A}{A} \sigma_{\text{comp}}, \quad \chi = \frac{\rho N_A}{A} \sigma_{\text{pair}} \quad (1.11)$$

全減衰係数は

$$\mu = \tau + \sigma + \chi \quad (1.12)$$

となる。これを用いて、入射時強度 I_0 の X 線が物質の中を距離 x 走った後の強度 I は

$$I = I_0 \exp(-\mu x) \quad (1.13)$$

と表され、距離の指数関数的に減少することが分かる。減衰長 (Attenuation length) は、入射時強度が e^{-1} 倍になる距離と定義されている。

$$\lambda \equiv \frac{1}{\mu} \quad (1.14)$$

同じ物質の中では密度は一樣なので、物質の厚さはしばしば、物質長 \equiv [長さ] \times [密度] = [g/cm²] という単位を使う。厚い物質ほど X 線は吸収されやすく、減衰長が短い。幾つかの物質内における X 線の減衰長を図 1.5 に示す。

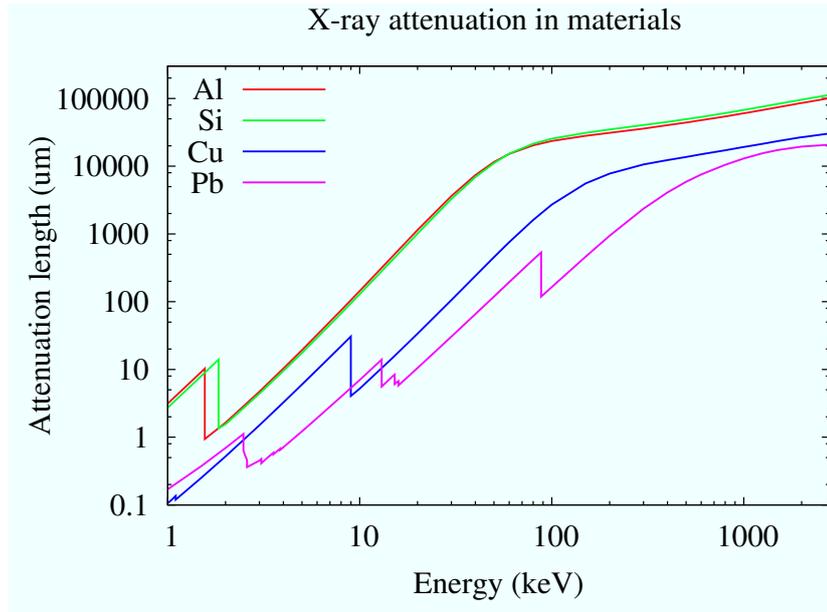


図 1.5 物質中における X 線の減衰長 [μm].

1.2.2 電子と物質の相互作用

電子は主に、電離損失と制動放射の 2 つの素過程で物質と相互作用する。

電離損失 (Ionization loss)

物質内を走る電子は、物質の電子により多数の Coulomb 散乱を受けながら、連続的にエネルギーを失う。電子の単位物質長あたりのエネルギー損失 (阻止能) は、Bethe の式 + 補正項：

$$\left(-\frac{dE}{dx}\right)_{\text{ion}} = \frac{4\pi e^4}{m_e v^2} NB, \quad (1.15)$$

$$B = Z \left[\ln \left(\frac{2m_e c^2 \beta^2}{I(1-\beta^2)} \right) - \beta^2 - C/Z - \delta/2 \right]$$

と表される。ここで、 E は電子の運動エネルギー、 v は電子の速度、 β は v/c 、 e は電子の電荷量、 m_e は電子の質量、 N は物質の数密度、 Z は物質の原子番号、 I は物質の平均励起ポテンシャル、 δ は密度効果の補正項である。電離損失の特徴は、

- 速度 v の 2 乗に反比例するので、エネルギーを失い、速度が遅くなった電子は軌跡の終点付近で最も多くのエネルギーを落とす。
- 物質の原子番号 Z と数密度 N の 1 乗に比例するので、重い物質ほど電子が止まりやすい
- 原子殻上の電子が電離されるとその準位に空孔ができて、遷移によって特性 X 線が放射される。

制動放射 (Bremsstrahlung)

物質内を走る電子は、原子核の Coulomb 力より加速度を受けるので、制動放射でエネルギーを失う。この場合の阻止能は、

$$\left(-\frac{dE}{dx}\right)_{\text{rad}} = \frac{4NZ^2 r_0^2}{137A} E \left[\ln(183Z^{-1/3}) + 1/18 \right] \quad (1.16)$$

と与えられる。制動放射の特徴は、電離損失が物質の原子番号 Z の 1 乗に対して、阻止能が原子番号の 2 乗に比例することである。

電離損失と制動放射の阻止能の比をとると、

$$-\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{rad}} / \left(-\frac{dE}{dx}\right)_{\text{ion}} \simeq \frac{(E/\text{MeV})Z}{800} \quad (1.17)$$

という関係になるので、GeV 領域以上の電子になると制動放射が支配的になることが分かる。逆に、物質中で X 線が作る 2 次電子 (keV 領域) はほぼ 100% 電離損失でエネルギーを失う。

電子の飛程 (Range)

電子が物質に入射したあと、連続的にエネルギーを失い、ある距離を走るとエネルギー (速度) がゼロになる。この距離のことを飛程という。一般に粒子の直進性^{*3}を仮定し、飛程を次の式で表わす。

$$R(E) = \int_0^E \frac{dE}{-dE/dx} \quad (1.18)$$

ここで、数値計算による ^{14}Si 中における電子の飛程を図 1.6 に示す。数 keV から数 10keV 領域において、飛程が $(E/\text{keV})^{1.75}$ に比例することが知られている。

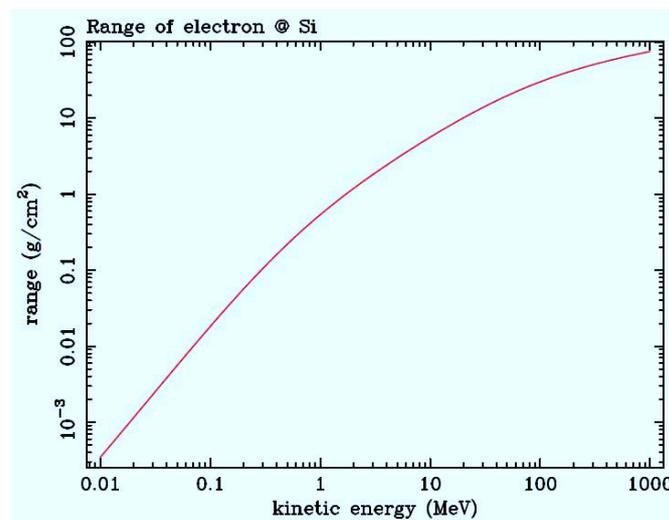


図 1.6 Si 中における 電子の飛程 [g/cm²]. 図出典は [15].

1.3 X線検出器

X線検出器の基本動作は、有感 (センサー) 部で入射 X 線との相互作用で生まれた 2 次電子などを捉え、読み出し部で電気信号に変換することである。X線検出器の性能を議論する際、エネルギー分解能、位置分解能、時間分解能、有感帯域が重要である。本節では典型的な X線検出器の動作原理と特徴をまとめる。

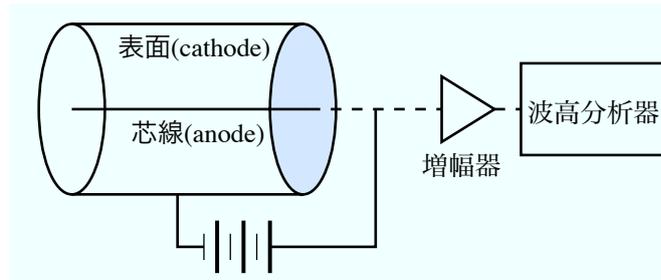


図 1.7 比例計数管の原理。図出典は [6]。

1.3.1 比例計数管 (Proportional counter)

容器中に Ar などの不活性ガスを詰めておき、入射した X 線と光電吸収を起こした際に生じる電子、イオン対の量を計測する。図 1.7 のように芯線に高電圧 V をかけておくと軸対称に電場^{*4}が発生し、電子が中心方向に移動する。中心付近の強烈な電場により十分な運動エネルギーを得た電子は原子を電離し、生じた電子が新たに運動エネルギーを得て別の分子を電離する。このプロセスを雪崩的に繰り返すことで信号を増幅し、芯線から読み出された電荷量から入射 X 線エネルギーを計測する。吸収体にガスを使っているため軽量かつ面積化が容易で、また安定した動作が保証されるため初期の X 線天文衛星から現在に至るまで良く用いられている。しかしガス増幅率の不安定性からエネルギー分解能は悪く ($\sim 1\text{keV}@6\text{keV}$)、またそれ自身では位置分解能をもたない。

1.3.2 蛍光比例計数管 (Gas scintillation proportional counter)

比例計数管のエネルギー分解能を改良するために開発されたものである。比例計数管では、入射 X 線光子が作る 1 次電子の数を増幅させ収集するが、蛍光比例計数管ではゼノンガス (^{54}Xe) の中で平行電場を作る電圧 ($\sim 7000\text{V}$) をかけて電子を加速して蛍光を発生させ、その蛍光を光電子増倍管で捉えて増幅し、信号として取り出す。電子増幅せず、その代わりに蛍光発生による光子の数を十分に大きくできるため、光電子増幅の揺らぎは (比例計数管の場合の) 1 次電子増幅の揺らぎにより小さくなる。エネルギー分解能は $\sim 500\text{eV}@6\text{keV}$ に改善される。さらに、光電子増倍管に網状の多段電極を使用することで、光電子をほぼ直線的に陽極に移動させ、すなわち位置検出機能を持たせることができる。位置検出型蛍光比例計数管として、ASCA/GIS に搭載されている。

1.3.3 シンチレーター (Scintillation counter)

X 線入射により叩き出された電子によりシンチレーター結晶中の原子が励起されるが、これが基底状態に落ち着くまでの緩和現象として発生する蛍光光子を光電子増倍管で増幅し、捉えることにより X 線を検出する。光量が大きく、光電子増倍管に適した波長の光を出すことが望ましい。また光電吸収は Z^5 に比例するため原子番号の大きいものが良い (e.g. BGO: $Z_{\text{eff}} = 74$, NaI: $Z_{\text{eff}} = 50$)。シンチレーション光の減衰時間 (e.g. BGO: $\tau \sim 300\text{ns}$, NaI: $\tau \sim 230\text{ns}$) は非常に早く、他の検出器に較べ時間分解能に優れる。エネルギー分解能は、シンチレーター結晶中で発生する光子数の統計的ばらつきによって決まり、NaI の場合は $40\text{keV}@1\text{MeV}$ 程度である。硬 X 線検出器として Suzaku/HXD に搭載されている。

*3 電子のような軽い粒子は、一回の Coulomb 散乱で大きく進路が曲がるので、飛程が概念が曖昧である。

*4 $E = V/(r \ln(b/a))$ 。 r : 芯線からの距離, a : 芯線の直径, b : 計数管の内径。

1.3.4 マイクロチャンネルプレート (Micro channel plate)

入射 X 線によって発生する光電子を多数個束ねたキャピラリー ($\sim 10\mu\text{m}$) で検出する。エネルギー分解能は低いが、空間分解能、時間分解能共に優れ、*Chandra/HRC* などの高空間分解能ミッションで採用されている。

1.3.5 マイクロ・カロリメーター (Micro-calorimeter)

図 1.8 が示すように、X 線が入射することより吸収体素子 (比熱 C) の温度は $\Delta T = E_\gamma/C \sim$ 数 mK 上昇する。その後、熱浴を通して素子を元の動作温度に戻す。この微小な温度変化を超伝導遷移端センサー (TES) などで探知することより X 線のエネルギーを計測する。

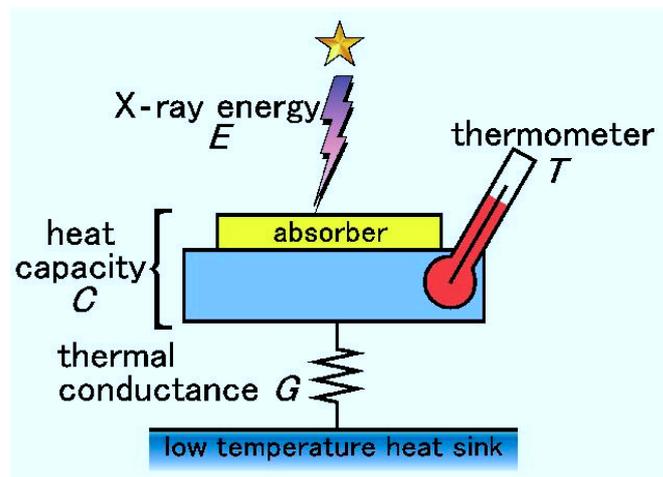


図 1.8 マイクロカロリメーターの原理。図出典は [7]。

エネルギー分解能は、素子の温度揺らぎ (フォノンノイズ) と温度計のジョンソンノイズ、読み出しノイズにより決まる。素子の温度 T とすると、素子の内部エネルギーは CT 、1 個のフォノンのエネルギーは kT であり、全フォノン数は $CT/kT = C/k$ である。バイアス条件と温度計感度に依存係数 ξ (~ 2) を導入すると、マイクロ・カロリメーターのエネルギー分解能の理論式は

$$\Delta E_{\text{FWHM}} = 2.35\xi kT \sqrt{C/k} = 2.35\xi \sqrt{kT^2 C} \quad (1.19)$$

と表される^{*5}。*Suzaku/XRS*^{*6} の場合、極低温で動作させることより $\sim 6\text{eV}@6\text{keV}$ という極めて高エネルギー分解能を実現した。

一方、時間分解能は素子の比熱 C と熱伝導度 G に依存し、*Suzaku/XRS* の場合、 $\tau = C/G \sim 3\text{ms}$ 程度となる。またマイクロ・カロリメーターは、測温素子をアレイ状に並べることで位置分解能を持たせることは可能だが、サイズ (1mm 程度) が大きいいため撮像性能が低い。

1.3.6 半導体検出器 (Solid state detector)

半導体検出器はシリコン (^{14}Si) やゲルマニウム (^{32}Ge) など半導体を使用するものである。半導体結晶に少量の不純物を混合させることで電気伝導性を持たせる。5 価の元素 (e.g. リン ^{15}P) を混ぜると電

*5 2.35 は、Gauss 関数の 1σ を半値幅へ変換する係数 $= 2\sqrt{2 \log 2}$ 。

*6 シリコン温度計を使用しており、軌道に投入された直後では分光性能が確認されたが、冷却システムの故障より本格的な観測には至らなかった。

子が余る N 型半導体となる。一方、3 価の元素 (e.g. ホウ素 ${}^5\text{B}$) を混ぜると正孔が余る P 型半導体ができる。

N 型半導体と P 型半導体を接合させ、両端に電圧をかけるとダイオードができる。電流が流れない方向 (n-p) に逆バイアス電圧 V_b かけると電荷 (キャリア) が存在しない空乏層 (Depletion layer) ができる。空乏層の厚さ W_{dep} は、Poisson 方程式に境界条件を加えて解くと、

$$W_{\text{dep}} = \sqrt{2\epsilon_{\text{Si}}\mu\rho V_b} \quad (1.20)$$

と与えられる。ここで、 ϵ_{Si} は Si の誘電率 ($=11.7\times\epsilon_0=1.03\times 10^{-10}$ F/m)、 μ はキャリアの移動度、 ρ は Si の比抵抗 [$\Omega\cdot\text{cm}$] である。空乏層は半導体検出器の有感部であり、高いバイアス電圧をかければ空乏層は広がり、高エネルギーの X 線に対する検出効率が上がる。

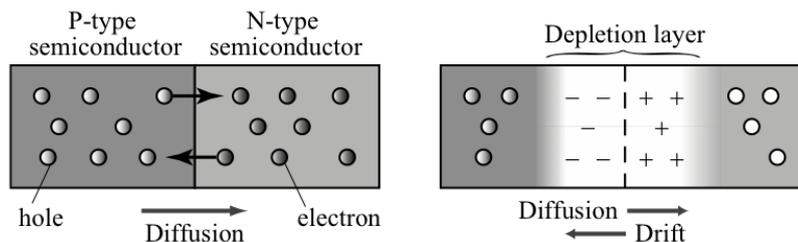


図 1.9 PN 接合 (ダイオード) と空乏層の形成。図出典は [5]。

空乏層に X 線が入射すると光電吸収が起き、価電子帯の電子がエネルギーを獲得しバンドギャップを超え伝導帯に達することで電子正孔対が形成される。入射 X 線エネルギーに比例した個数だけ対^{*7} が生成されるため、X 線エネルギーの測定が可能である。またガス計測器に較べ生成される 1 次電子の個数が多いので、相対的な揺らぎが小さく抑えられエネルギー分解能は格段に良くなる。

電子数を計る検出器のエネルギー分解能は、出力される電子数の統計的な揺らぎと読み出し回路系の電子等価ノイズ $\sigma_{\text{R}}[\text{e-}]$ で決まる。その理論式は、

$$\Delta E_{\text{FWHM}} = 2.36w\sqrt{E_{\gamma}(F+f)/w + \sigma_{\text{R}}^2} \quad (1.21)$$

で表せる。ここで、 w は平均電離エネルギー、 F は Poisson 統計からのずれを表す Fano 因子、 f は増幅効果^{*8} を表す統計因子である。冷却環境や読み出し回路を工夫することより σ_{R} は数 e-抑えられ、Si 検出器のエネルギー分解能は $\sim 120\text{eV}@6\text{keV}$ に達成できる。各種検出器のエネルギー分解能を表 1.1 にまとめた。

表 1.1 各種計数型検出器のエネルギー分解能 (読み出しノイズを無視した理想の場合)

検出器 (物質)	平均電離エネルギー w (eV)	統計因子 ($F+f$)	ΔE_{FWHM} (eV)@6keV
比例計数管 (Xe)	21.5	~ 1	~ 1000
蛍光比例計数管 (Xe)	21.5	$\sim 0.1-0.2$	~ 400
半導体検出器 (Si)	3.65	~ 0.1	~ 120

^{*7} 例えば、Si の平均電離エネルギー w が 3.65eV なので、6keV の X 線から生成される電子数は $6000/3.65 \sim 1640\text{e-}$ と見積もられる。

^{*8} 半導体検出器は比例計数管のように増幅が行われないので $f = 0$ 。

1.3.7 ピクセル型半導体検出器 (Pixel detector)

半導体検出器を2次元的に多数並べさせ、ピクセルを作ることによって位置分解機能を持たせることができる。これをピクセル型検出器と呼ぶ。現在の半導体プロセス技術では $20\mu\text{m}$ 程度のピクセルを形成することは難しくないので、高い位置分解能は実現可能である。ピクセル毎に電荷を取り出すことで、入射X線の位置情報、エネルギー情報、時間情報を再構築できる。ピクセル型の半導体検出器は電荷の取り出し方法の違いから、「電荷転送方式」を採るCCD(PPS: Passive Pixel Sensor)と「直接読み出し方式」を採るCMOS(APS: Active Pixel Sensor)の2種類に分かれる。

CCD (Charge Coupled Device)

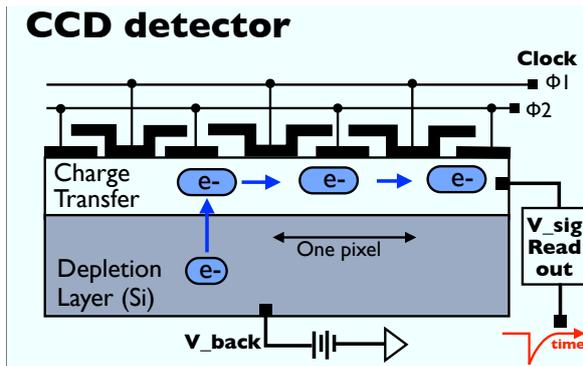


図 1.10 CCD の電荷転送。

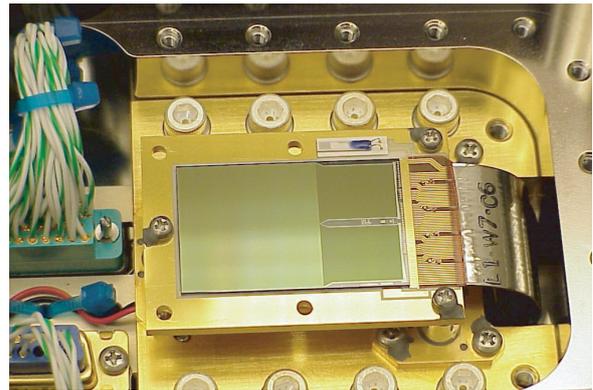


図 1.11 Suzaku/XIS。図出典は [2]。

CCD では、各ピクセルに複数の電極をつけて勾配のある電圧をかける。そして、電圧を周期的に変化させることで縦と横2方向の組み合わせで電荷転送を行う(バケツ・リレー式)。最終的には、1個の読み出し口で電荷を読み出し(図 1.10)、後段の回路で電圧信号に変換する。X線 CCD (e.g. *Suzaku/XIS*) では、撮像領域と転送領域を別々に設けたフレーム・トランスファー (Frame Transfer) 方式が採用されており、通常モードにおける1フレーム(128×128 ピクセル)の読み出す時間^{*9}は8sである。ピクセル数が多ければ多いほど1フレームを読み出すのに時間がかかり、そのフレーム間に入射する光子は区別できないので時間分解能は悪くなる。

高い位置分解能と比較的に高いエネルギー分解能を同時に持つ CCD は、*ASCA* を初めに *Chandra*、*XMM-Newton*、*Suzaku*、そして2013年度に打ち上げる *Astro-H* に採用されている現在最も一般的な X線衛星搭載検出器である。

CMOS(Complementary MOS)

各ピクセルに電荷を電圧信号へ変換、増幅する CMOS 回路(詳しい説明は第2章)を形成し、その場(ピクセル)で信号を読み出すことができる検出器である。CCDのように電荷を順番に転送する過程は存在しないので、原理的に読み出し回路の時間定数で決まる高い時間分解能を実現できる。

現在最も一般的なのは、CMOS ハイブリット検出器と呼ばれているものである。図 1.12 が示すように、高比抵抗の Si ウェハを用いたセンサー部と、低比抵抗の Si ウェハに形成される CMOS 読み出し回路部から構成される。センサー部と回路部を別々に作り、Bump-bonding と呼ばれる技術で機械的に繋ぎ合わせるという製造方式になっている。CMOS ハイブリット検出器はピクセル毎に接合部を持つため、

*9 特殊モードで、一部 (burst-mode) または縦方向 (p-sum mode) の位置情報を捨てることより時間分解能を 8ms-0.1sec 程度に上げることも可能である。

- ピクセルサイズの小型化に限界がある。
- 寄生容量とリーク電流は大きい。
- 接合部分が厚いため放射線耐性は悪い。
- 製造の不具合による Dead channel が存在する。

などを問題点を持つ。Si を用いた CMOS ハイブリッド検出器は、X 線検出器としてまだ CCD に性能が及ばない ([8])。CMOS 回路部に SOI(Silicon-On-Insulator) 技術を用いてリーク電流と寄生容量を抑制すれば、良い X 線検出性能を得ることが可能である ([9])。

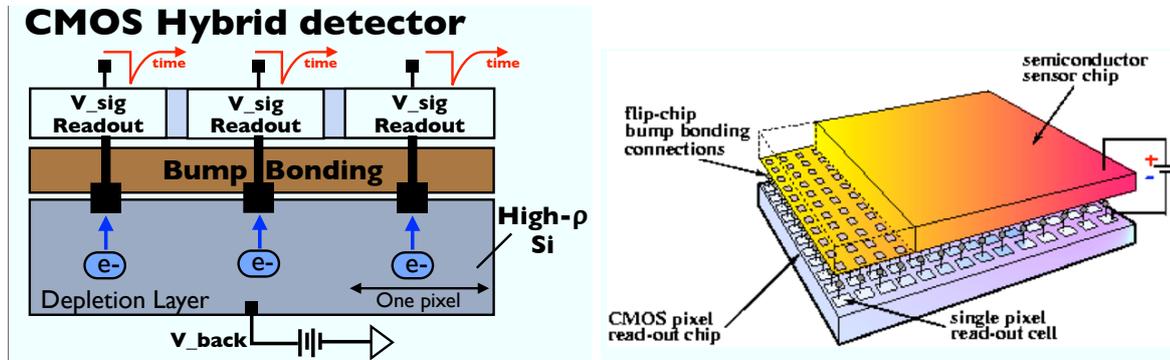


図 1.12 CMOS ハイブリッド型検出器の概念図。右図の出典は [13]。

1.4 本研究の狙い

X 線 APS として、我々は SOI 技術を用いたセンサー (Si) ・読み出し (CMOS) 一体型ピクセル検出器 (以降、SOIPIX) の開発を現在進めている ([12])。SOIPIX は、CMOS ハイブリッド検出器の問題点を改善し、完成すれば CCD に近いエネルギー分解能と同レベルの位置分解能を持ちながら、さらに高い時間分解能とより広い観測帯域を実現できる。SOIPIX は、将来に CCD を取って代わる次世代 X 線検出器として有望である。本修士論文のテーマは SOIPIX 開発と試験である。全体の構成として、第 3 章に SOIPIX の説明、第 5-7 章に性能試験、第 8 章に新素子の設計を行う。

表 1.2 各種 X 線検出器の性能比較

検出器	帯域 (keV)	エネルギー分解能 (ΔE_{FWHM} %@6keV)	位置分解能 (μm)	時間分解能 (typical value)
比例計数管	0.1-40	18%	—	$\sim 10 \mu\text{s}$
蛍光比例計数管	0.1-40	8%	~ 1000	$\sim 10 \mu\text{s}$
半導体検出器	0.2-100	2%	—	$\sim 10 \mu\text{s}$
マイクロチャンネルプレート	0.1-10	—	20-100	$\sim 10 \mu\text{s}$
マイクロカロリメーター	0.5-10	0.2%	—	$\sim 10 \text{ms}$
CCD	0.5-10	2%	10-30	$\sim 1 \text{s}$
CMOS-Hybrid	0.5-30	4%	> 50	$\sim 10 \mu\text{s}$
SOIPIX	0.5-30	$\sim 2\%$	10-30	$\sim 10 \mu\text{s}$

第 2 章

MOSFET の物理と回路の基礎

SOIPIX の導入に MOSFET の背景知識が必要なので、本章では MOSFET の基礎を復習する。

2.1 MOSFET の構造と表記法

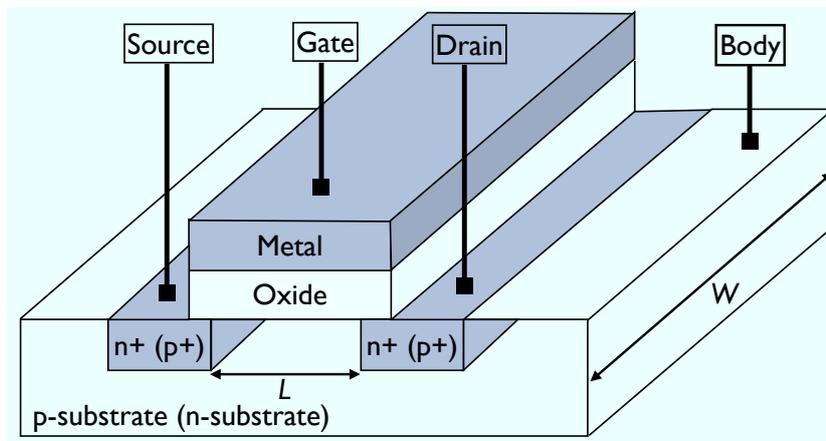


図 2.1 MOSFET の基本構造 (NMOS)。括弧内は PMOS の場合。

MOSFET とは、メタル (Metal)、酸化物 (Oxide)、半導体 (Semiconductor) から構成される電界効果トランジスタ (Field-Effect Transistor) のことである。半導体の材質として、シリコン (Si) を使用するのが一般的である。

MOSFET には、N 型と P 型という逆の構成と特性をもつ 2 種類 MOSFET が存在する (以降、NMOS と PMOS と呼ぶ)。図 2.1 が示すように、例えば NMOS の場合、P 基板 (Body) 内に高濃度の N 型不純物でソース (Source) とドレイン (Drain) 領域を作り、基盤の上に薄い酸化層 (SiO_2) を形成し、さらにその上にメタルとして高濃度のポリシリコンでできたゲート (Gate) を載せる。ソースとドレインは構造上において対称である。MOSFET の寸法を決めるのは、ゲート・ソース間の長さ L (チャンネル長^{*1}) とそれに直交する奥行き幅 W (チャンネル幅) である。

回路素子として MOSFET は、図 2.2a が示すように、ゲート (G)、ソース (S)、ドレイン (D)、基板 (B) の 4 つの端子が存在する。B 端子は通常 GND (NMOS) と V_{DD} ^{*2} (PMOS) などの定電圧に接続されるため、省略されるて書かれることが多い (図 2.2b)。MOSFET の最も簡単な使い方はデジタル回路内におけるスイッチ機能である。ゲート電圧がかかっていない (LOW) 時は S/D 間に電流が流れない

*1 典型値は $L \approx 0.15\mu\text{m}$ 。

*2 V_{DD} : CMOS 回路の正電源電圧。D は drain が語源である。

(OFF 状態)、ゲートに電圧をかける (HI) と S/D 間にキャリアが通るチャンネルができて電流は流れる (ON 状態) ようになる。電流の向きは「キャリアはソースからドレインへ流れる」という定義から、PMOS(キャリア=正孔) は S-D 方向、NMOS(キャリア=電子) は逆で D-S 方向である。

MOSFET の最大の特徴は、ゲートにかかる電圧を使って S/D 間の電流を制御できること (i.e. $I_{DS}-V_{GS}$ 特性) である。そのアナログ特性を次の節で説明する。

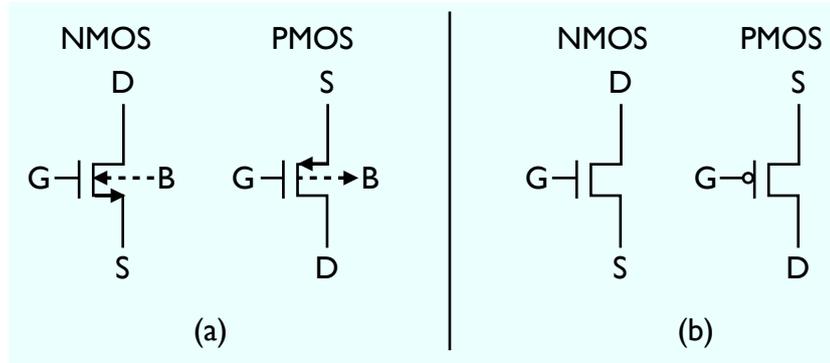


図 2.2 NMOS と PMOS の表記法。(a) 4 端子表示。(b) 3 端子 (簡易) 表示。

2.2 MOSFET の動作原理

2.2.1 しきい値電圧 V_{TH}

NMOS の場合を考える (PMOS の場合は逆符号)。G にかかる電圧 $V_{GS} = 0V$ のとき、S/D 間はキャリアは正孔しかない。 $V_{GS} > 0V$ のとき、正孔がシリコン表面より下へに押し出されて、正孔 (キャリア) が存在しない空乏層が形成される。この条件では、NMOS のキャリア (=電子) は存在しないので S/D 間に電流は流れない。 V_{GS} を大きくすると、空乏層の幅が広がり、酸化層とシリコンの境界面の電圧が上昇していく。 V_{GS} があるしきい値電圧 V_{GS} を超えると、S から境界面に電子が誘起され、D への N チャンネル (電界効果による反転層) が形成されて電流が流れ始まる (図 2.3)。さらに V_{GS} を大きくすると、チャンネルの電荷密度が上昇し、S/D 間の電流値 I_{DS} が増加する。 V_{TH} は、N チャンネルに反転した電子が P 基盤の正孔と同程度になる時の V_{GS} 電圧と定義すれば、次の式で与えられる。

$$V_{TH} = \Phi_{MS} + 2\Phi_F + \frac{Q_{dep}}{C_{OX}} \quad (2.1)$$

$$(\Phi_F = (kT/q) \ln(N_{sub}/n_i), \quad Q_{dep} = \sqrt{4q\epsilon_{Si}N_{sub}\Phi_F})$$

ここで、 Φ_{MS} はポリシリコンゲートとシリコン基盤の仕事関数の差である。 q は電子素量、 N_{sub} は基盤の不純物濃度。 Q_{dep} は空乏層界面の電荷量、 C_{OX} は酸化層の単位面積あたりのゲート容量である。酸化層厚 t_{OX} を用いて、 $C_{OX} = \epsilon_0\epsilon_{OX}/t_{OX}$ と書ける。 ϵ_0 は真空の誘電率 ($=8.85 \times 10^{-12} \text{ F m}^{-1}$) である。 SiO_2 比誘電率 $\epsilon_{OX} = 3.9$ 、 t_{OX} の典型値として 270 \AA を代入すると、 $C_{OX} = 1.28 \times 10^{-7} \text{ [F/cm}^2\text{]}$ となる。

2.2.2 電流電圧 ($I_{DS}-V_{GS}$) 特性

NMOS を例に電流電圧特性を説明する。PMOS は、電流と電圧の向きが NMOS と逆である。

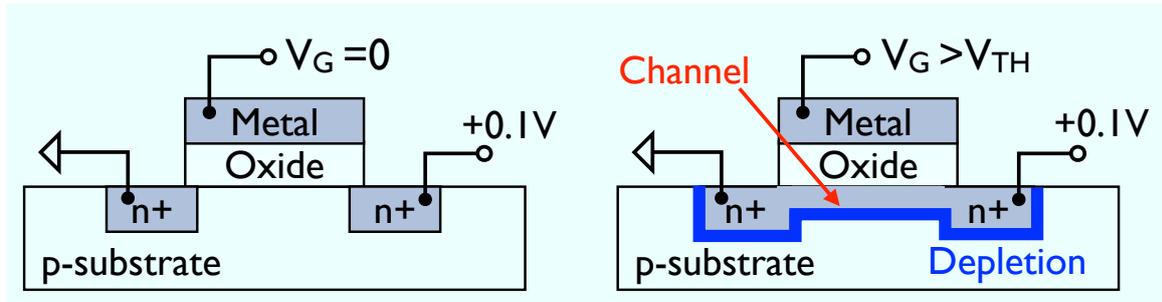


図 2.3 MOSFET のチャンネル (反転層) の形成。

弱反転領域 ($V_{GS} < V_{TH}$):

$V_{GS} < V_{TH}$ では V_{GS} に対して I_{DS} はほとんど流れないが、ソース領域の電子は熱運動によりゲート/シリコン基板間の電気ポテンシャルを超えて流れ出すことはある。このときの電流は Boltzmann 分布に近似でき、

$$I_{DS} \approx I_{DS0|V_{GS}=V_{TH}} \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{TH}}{kT/q}\right) \quad (2.2)$$

と与えられる。ここで、 q は電気素量である。この電流は Sub-threshold leakage とも呼ぶ。

強反転領域 ($V_{GS} > V_{TH}$):

V_{GS} が V_{TH} を超えると、S/D 間に電流 I_{DS} が流れ始める。ドレイン電圧 V_{DS} との大小関係によって、さらに非飽和 (線形) 領域と飽和領域の 2 つに分かれる。

非飽和 (線形) 領域*³ ($V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$) では、

$$I_{DS} = \frac{W}{L} \mu C_{OX} \left\{ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right\} \quad (2.3)$$

と与えられる。ここで、 W/L は MOSFET のチャンネル幅とチャンネル長の比、 μ はキャリアの移動度である。典型的な値は、 $\mu_n = 450\text{--}650$ [$\text{cm}^2/\text{V}/\text{s}$]、 $\mu_p = 150\text{--}200$ [$\text{cm}^2/\text{V}/\text{s}$] であり、電子の移動速度は正孔の約 3 倍である。1 例として、 $W/L=20$ 、 $\mu_n = 600$ [$\text{cm}^2/\text{V}/\text{s}$]、 $t_{OX} = 270\text{\AA}$ のとき、 $(W/L) \mu_n C_{OX} = 150 \times 10^{-6}$ [A/V^2] となる。

非飽和領域では V_{DS} が相対的に小さく第 2 項が無視できるので、 I_{DS} は V_{DS} の 1 乗にほぼ比例して増加していく。このときのドレイン・コンダクタンス g_d およびスイッチ・オン抵抗 R_{on} は

$$g_d \equiv \partial I_{DS} / \partial V_{DS} = \frac{W}{L} \mu C_{OX} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (2.4)$$

$$R_{on} = 1/g_d = \left\{ \frac{W}{L} \mu C_{OX} (V_{GS} - V_{TH}) \right\}^{-1} \quad (2.5)$$

と与えられる。

デジタル回路でスイッチとして使用する場合は、MOSFET を非飽和領域で動作させる。 V_{GS} を十分大きい値に保つことで小さい R_{on} にすることが望ましい。

飽和領域 ($V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$) では

$$I_{DS} = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu C_{OX} (V_{GS} - V_{TH})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2.6)$$

*³ 3 極管領域とも呼ぶ。

と与えられる。ここで、 λ はチャンネル長変調係数 (< 1)^{*4}である。

V_{DS} が $V_{GS} - V_{TH}$ に達した後は、 I_{DS} は V_{DS} への依存が小さい飽和領域に入り、ゲート電圧 V_{GS} のみで決まるほぼ一定値となる。アナログ回路では通常、MOSFETを飽和領域動作させる。このときのトランス・コンダクタンス g_m とドレイン・コンダクタンス g_d は、

$$g_m \equiv \partial I_{DS} / \partial V_{GS} = \frac{W}{L} \mu C_{OX} (V_{GS} - V_{TH})(1 + \lambda V_{DS}) \simeq \frac{W}{L} \mu C_{OX} (V_{GS} - V_{TH}) \quad (2.7)$$

$$g_d \equiv \partial I_{DS} / \partial V_{DS} = \frac{1}{2} \frac{W}{L} \mu C_{OX} (V_{GS} - V_{TH})^2 \lambda \simeq \lambda I_{DS} \quad (2.8)$$

と与えられる。

g_d の逆数 ($\lambda I_{DS})^{-1}$ はMOSFETの固有出力抵抗 r_o に対応する。ゲートにドレインを接続するとMOSFETは常に飽和領域で動作し、D/S間が実質上一定値をもつ抵抗にみなせることができる(ダイオード接続)。

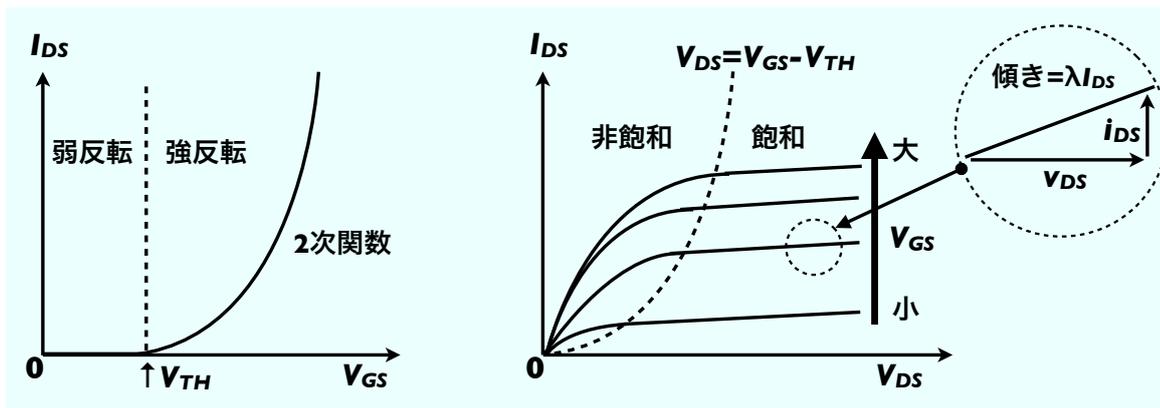


図2.4 NMOSの I_{DS} - V_{GS} 特性(左)と強反転領域における I_{DS} - V_{DS} 特性(右)

2.2.3 バックゲート (Back Gate) 効果

多くの場合、MOSFETのソース(S)と基板(B)は接続されているので同電位になる。しかし、S/B間に電圧が加わると、MOSFETのしきい値電圧 V_{TH} は変化する。例えばNMOSの場合、Sに対してBへ負の電圧を掛ける($V_{SB} > 0$)と、G/B間の電圧が上がり、空乏層界面の電荷 Q_{dep} が増加し、 V_{TH} が上昇する(式2.1)。これをバックゲート (Back Gate) 効果と呼ぶ。

$$V_{TH} = V_{TH0} + \gamma(\sqrt{|2\Phi_F + V_{SB}|} - \sqrt{2\Phi_F}) \quad (2.9)$$

と与えられる。ここで、Body effect coefficient γ は $\sqrt{2q\epsilon_0\epsilon_{Si}N_{sub}/C_{OX}}$ [$V^{1/2}$]という式で表せる。

CMOS回路を正常に動作させるには、バックゲート (Back Gate) 効果を抑える必要がある。SOIPIXでは、空乏層を広げる高バックバイアスと安定の読み出し回路を両立させるためにBPW(3.2.3節)を導入している。

*4 λ は V_{DS} が増大するときのチャンネル長 L 変化の相対値を表す係数であり、 $\lambda V_{DS} = \Delta L/L$ が成り立つ。チャンネル長 L が十分に長いときに変調は無視できる。

2.3 基本的な CMOS アナログ回路

NMOS と PMOS それぞれの特性を生かし、相補的に組み合わせた回路は CMOS(Complementary MOSFET) 回路である。以下では v_{in} と v_{out} を入出力信号の AC 変化量として、基本的な CMOS 回路の説明を行う。

2.3.1 ソース接地 (Common Source) 増幅回路

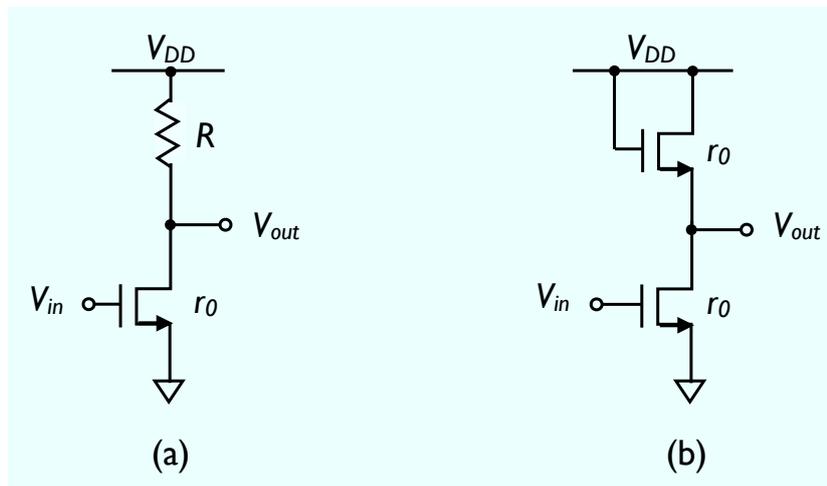


図 2.5 ソース接地増幅回路。(a) 普通の抵抗 R を用いた場合。(b) NMOS を抵抗にした場合。

ソース接地増幅回路は、図 2.5a が示すように、MOSFET の S 端子を固定電源 (GND) に接続した状態で、G 端子に信号 v_{in} 入力し、D 端子から信号 v_{out} を取り出す構成になっている。MOSFET は飽和領域で動作させているので、流れる電流は $I_{DS} = g_m v_{in}$ と決まる。 v_{out} から見た実効的な出力抵抗 R_{eff} は R と r_o を並列したものである。このときの電圧利得 A_v は

$$A_v \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}} = -g_m v_{in} R_{eff} / v_{in} = -g_m R_{eff} = -g_m \frac{R r_o}{R + r_o} \quad (2.10)$$

となる。

マイナス符号は v_{out} が逆位相で出力されることを意味する。 R が十分に大きいとき、 $A_v \simeq -g_m r_o$ となる。これを固有利得 (intrinsic gain) と呼ぶ。現在の MOSFET の典型的な固有利得は数十倍程度である。また、CMOS 回路では現実的なサイズで高精度の抵抗を実装することが難しいので、MOSFET の G 端子を固定電圧に接続 (e.g. ダイオード接続) し、抵抗として使用することが多い (図 2.5b)。

2.3.2 ドレイン接地 (Source Follower) 回路

図 2.6a が示すように、ドレイン接地回路は D 端子を固定電源 (V_{DD}) に接続した状態で、G 端子に v_{in} を入力、S 端子から v_{out} を取り出す構成になっている。出力はソースからの信号を追従しているため、SF(Source Follower) 回路とも呼ばれる。SF 回路の電圧利得 A_v は、

$$v_{out} = g_m (v_{in} - v_{out}) R_{eff},$$

$$A_v \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m R_{eff}}{1 + g_m R_{eff}} \quad (2.11)$$

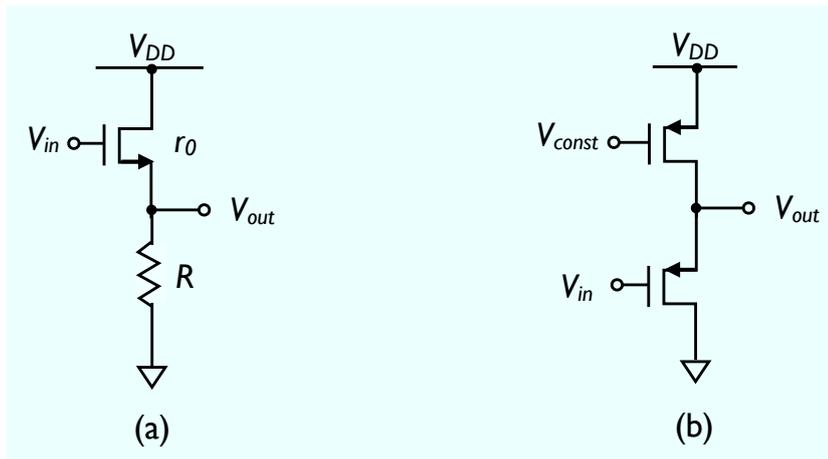


図 2.6 ドレイン接地 (SF) 回路。(a) 普通の抵抗 R を用いた場合。(b) PMOS を抵抗にした場合。

となる。ここで、 $R_{eff} = R \parallel^{*5} r_o = Rr_o/(R+r_o)$ である。

$g_m R_{eff}$ が十分に大きいとき、SF 回路の電圧利得は 1 倍となる。SF 回路では、 V_{in} と V_{out} 間の電圧が一定値に保持されながら動作するので、入力信号は DC レベルがシフトされて出力される。

2.3.3 差動増幅回路

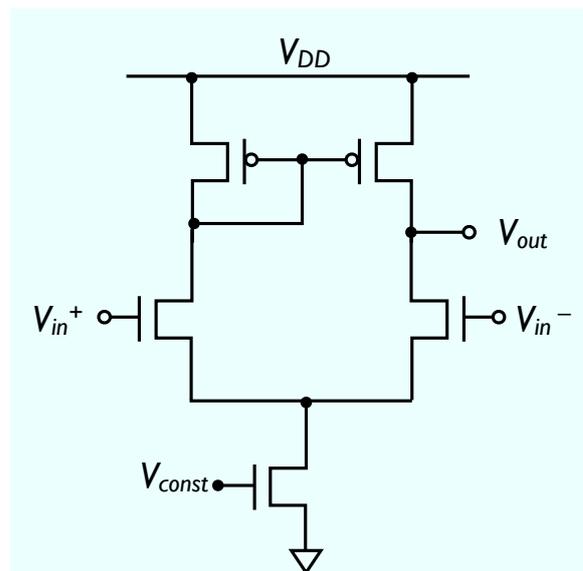


図 2.7 CMOS を用いて差動増幅回路。

図 2.7 に差動増幅回路を示す。差動増幅回路は、 v_{in}^+ と v_{in}^- という二つ入力端を持ち、それらの差を取って増幅を行う。電源などによる同相ノイズは差動回路を用いることでキャンセルできる。この回路電圧利得は、

$$A_v \equiv \frac{v_{out}}{v_{in}^+ - v_{in}^-} = \frac{g_m}{2g_d} \quad (2.12)$$

*5 並列抵抗の演算記号。

である。ただし、回路に使われている 2 つの NMOS と 2 つ PMOS のスペック (e.g. W/L 値) は同じものである。 g_m と g_d はそれぞれ、トランス・コンダクタンスとドレイン・コンダクタンスである (式 2.7、式 2.7)。

2.4 MOSFET のノイズ

MOSFET で発生するノイズは、熱ノイズとフリッカ・ノイズの 2 種に分類できる。熱ノイズとフリッカ・ノイズの関係を図 2.9 に示す。

2.4.1 熱ノイズ

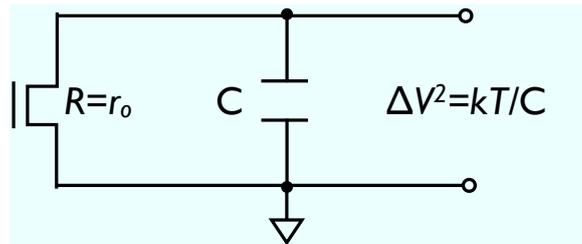


図 2.8 コンデンサーで発生する熱ノイズ。

熱ノイズは、ジョンソン・ノイズまたはナイキスト・ノイズとも呼ばれている。MOSFET のチャンネル領域を抵抗 R と見なした時、熱電子のランダム運動によって電流は平均値より少なかったり多くなりするので、熱ノイズとなる。単位周波数帯域あたりの熱ノイズの量は $V_R^2 = 4kTR$ [V^2/Hz] と表せて、周波数 f に依存しない (white noise)。図 2.8 のような MOSFET にコンデンサ C が繋いでいる場合、 C に溜まる熱ノイズは全周波数帯域で積分すると、

$$\Delta V_{\text{thermal}}^2 = kT/C \text{ [V}^2\text{]} \quad (2.13)$$

と表せる (文献 [10])。この熱ノイズは、MOSFET と周りの抵抗値に依存せず、温度と電荷容量で決まるので、 kT/C ノイズとも呼ばれる。

2.4.2 フィリカ ($1/f$)・ノイズ

電子が流れる MOSFET の SiO_2/Si 界面付近では、シリコン結晶と酸化物結晶の格子定数 (原子間距離) の違いによって未結合ボンドが生まれる。未結合ボンドは、チャンネル内を走る電子を捕捉したり放出したりする。この効果によって、ドレイン電流がランダムに減少または増加する。ここで発生するノイズはフリッカ・ノイズと呼ばれる。NMOS のフリッカ・ノイズは PMOS より約 3 倍大きいことが知られている ([11])。単位周波数帯域あたりのフリッカ・ノイズの量は、

$$\Delta V_f^2 = \frac{K}{C_{OX}WL} \cdot \frac{1}{f} \text{ [V}^2\text{/Hz]} \quad (2.14)$$

と表せる (文献 [10])。ここで、 K は製造プロセスに依存する定数^{*6} である。フリッカ・ノイズは周波数 f に反比例するので、 $1/f$ ノイズとも呼ばれる (pink noise)。

*6 K は $\sim 10^{-25} \text{ V}^2\text{F}$ のオーダーである。

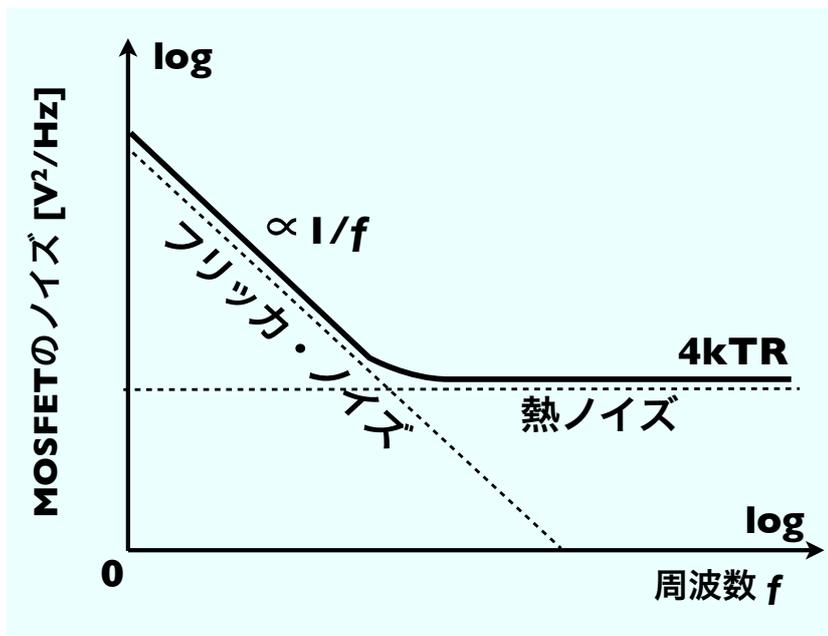


図 2.9 MOSFET の熱ノイズとフリッカ・ノイズ。

第 3 章

SOIPIX 検出器

SOIPIX 検出器とは、SOI(Silicon-On-Insulator) 技術を用いてプロセスされた、高比抵抗 Si センサーと CMOS 読み出し回路を一体化させたピクセル検出器である。本章では、SOIPIX の原理と特徴を説明し、X 線検出器としての目標を述べる。

3.1 SOIPIX 検出器の原理と特徴

3.1.1 SOI の構造

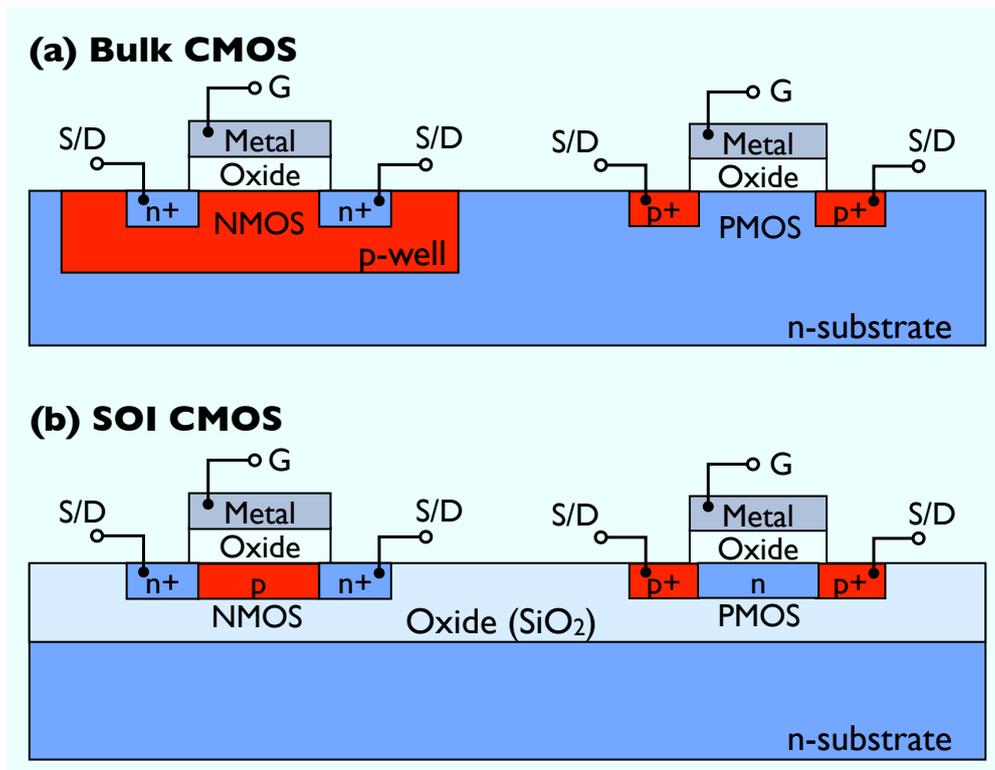


図 3.1 (a) 通常の Bulk CMOS トランジスタ。 (b) SOI CMOS トランジスタ。

図 3.1 に一般的な Bulk CMOS と SOI CMOS の断面構造を示す。通常の Bulk CMOS の場合、PMOS と NMOS を同時に使用するために、Si 基板に p-well/n-well を埋め込んでその上で NMOS/PMOS を作る。一方、SOI CMOS は Si 基板の上に絶縁層 (SiO₂) を形成して、さらにその上で PMOS と NMOS などの電気回路層を作る。これを実現したのは SOI 技術 (次節) である。SOI

CMOS は Bulk CMOS より寄生容量とリーク電流が少ないので、高速性と低消費電力が特徴である。産業界*1 ではすでに広く利用されている。

3.1.2 SOI ウェハの製造技術

SOI CMOS のウェハを製造する技術と方法には大きく分けて、張り合せ法、SIMOX 法、そして Smart-Cut 法と呼ばれる 3 種類が存在する。日本の SOI グループ ([16]) が SOIPIX 検出器に用いる (本研究で使用される) SOI ウェハは Smart-Cut 法により製造されたものである。Smart-Cut 法は、フランスの SOITEC 社の登録商標である UNIBOND SOI ウェハに用いられている製造方法であり、日本では信越半導体 (株) が SOITEC 社からライセンスを受けて製造を行っている。

図 3.2 に Smart-Cut 法製造過程を示す。Si ウェハを 2 枚用意する。1 枚の表面に酸化膜 (SiO_2 絶縁層) を形成し、その表面に水素イオンを打ち込む。これをもう 1 枚の Si ウェハと熱処理により接合させる。接合したウェハの内、水素イオンを注入されたウェハは水素脆化現象が起きるため、注入された面が剥がれやすくなる。これを剥がし、洗浄、研磨し、500nm 程度の厚さにして 1 枚の SOI ウェハが完成する。

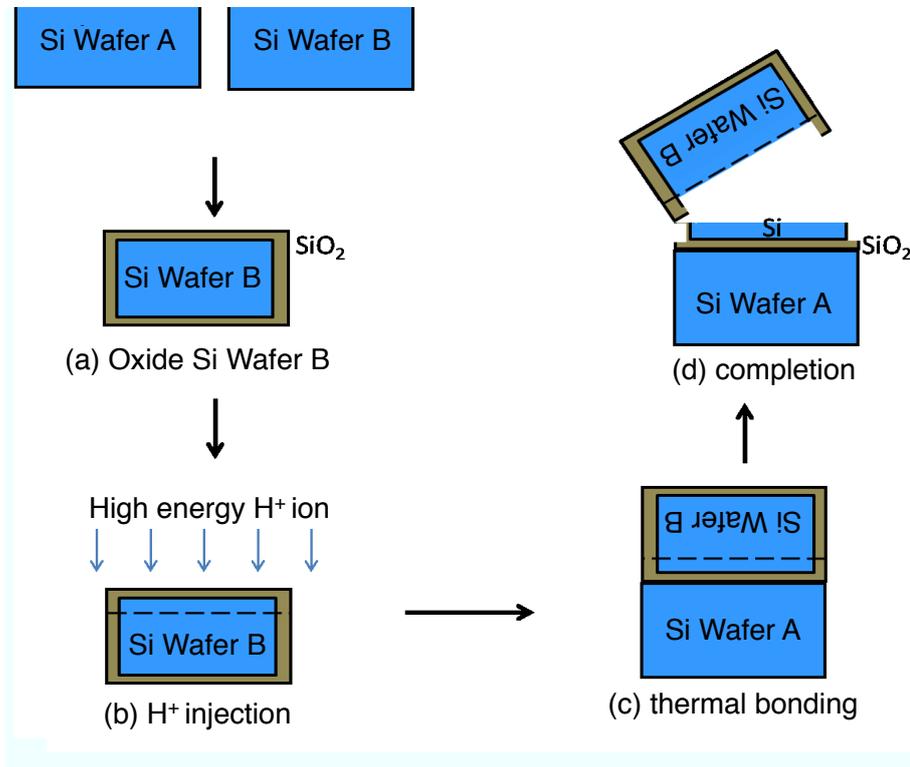


図 3.2 SOI ウェハを製造する Smart-Cut 法。図出典は [13]。

3.1.3 SOIPIX 検出器の利点

SOIPIX 検出器の基本構成を図 3.3 に示す。SOI 技術によって、違い特性をもつ 2 つの Si 層から構成される。上層には低比抵抗 Si ($\sim 18 \Omega \cdot \text{cm}$) を用いて、ピクセル毎にアンプ、トリガーなど CMOS 読み出し回路を形成する。下層には高比抵抗 Si ($\sim 1 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$) を用いて、放射線センサー用のダイオードを形成する。上層と下層は薄い絶縁層 (SiO_2 : $\sim 200 \text{ nm}$) で接合されている。これらより、1 枚の SOI

*1 例として、IBM、Intel、AMD の CPU、そして PS3、Wii、XBox、G-Shock (OKI 製 IC) などの電気製品がある。

ウェハーにセンサーと読み出し回路を実装した一体型ピクセル検出器が実現している。

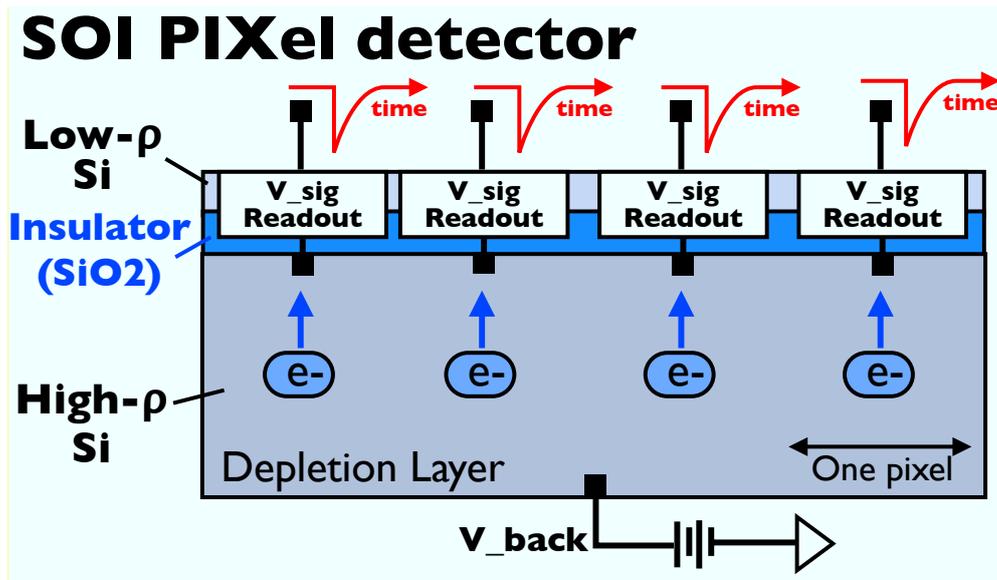


図 3.3 SOIPIX 検出器の基本構造。

SOIPIX 検出器は従来の CMOS ハイブリッド検出器 (図 1.12) と比べて、以下の利点を持つ。

- 高速性
回路系において、配線と基板の間および MOSFET の間は絶縁層によって隔離されているので、寄生容量は大幅に低減される。これより高速な読み出しが可能となる。
- 低消費電力
絶縁膜によってセンサー部と回路部が絶縁されている為にリーク電流が減少する。これにより、消費電力を抑えることが出来る。電力の限られている人工衛星あるいは大規模の高エネルギー実験において、電源系と冷却系の負担が減るとい点がかなり有利である。
- 高集積性
隣り合う MOEFET 間に絶縁層があるため互いに干渉しない。これより MOSFET の距離を近づけることができるので、CDS*² などの複雑な回路を実装しても小さいピクセル・サイズに保てる。
- 薄型化
回路部とセンサー部は絶縁層で繋がっているため、従来の CMOS ハイブリッド検出器のような Bump-bonding 部を必要としない。これより余分な物質が省けて、薄い検出器ができる。薄型化の利点として、センサー部以外における吸収や多重散乱の抑制、寄生容量の低減などが挙げられる。

3.2 X線 SOIPIX 検出器の目標と現状

本節では CCD と比較しながら、X線 SOIPIX の開発動機および目標について述べる。

*² Correlated double Sampling 法により回路のリセット・ノイズ(熱ノイズ)を除去する機能。第 8 章で述べる XRPIX1 には CDS 機能が搭載される。

3.2.1 CCD との比較

SOIPIX は、CCD と同じピクセル型 Si 検出器でありながら、データの読み出し方式が異なる。CCD は、各ピクセル内の電荷を横と縦方向に転送してから 1 つの口から読み出していき、全ピクセル数の回数分を繰り返して、フレーム単位で情報を取得する (図 1.10)。SOIPIX は、各ピクセルに読み出し回路が備わっているため、特定のピクセルを指定して情報を取得する。SOIPIX は能動的に情報を読み出すという意味で、APS (Active Pixel Sensor) と呼ばれる。これに対して、CCD は PPS (Passive Pixel Sensor) である。

CCD に 1 個の X 線光子が入射した場合、その情報を知るには 1 フレーム分のピクセルを読み出した後になるので、時間分解能は (1 回の読み出し時間) × (全ピクセル数) になる。SOIPIX の場合、ピクセルにトリガー機能をつければ、X 線光子が入射した特定のピクセルの情報のみを自動的に^{*3} 読み出していくので、時間分解能は 1 回の読み出し時間で決まる。時間分解能の面において、SOIPIX は CCD より優れて、その性能差はピクセル数が多ければ多いほど顕著になる。

長年の開発経験をいかした CCD は、回路系の読み出しノイズ σ_R を数 e-程度に抑え、fano 因子で決まる Si 検出器のエネルギー分解能の限界 ($\sim 2\% @ 6 \text{ keV}$) に近いものを実現している (文献 [2])。SOIPIX は、ピクセル毎に読み出し回路を持つので、ピクセル毎のノイズ、ピクセル間のゲインのばらつきが存在しうる。CDS 機能、低雑音アンプ、ゲイン補正などを導入することで CCD と同じく、Si の Fano 因子決まるエネルギー分解能 ($\sim 2\% @ 6 \text{ keV}$) を目指す。

3.2.2 開発動機と目標

CCD は現在の X 線天文の標準的な検出器 (1.3.7 節) であるが、2 つ大きな欠点を持つ。

一つは、時間分解能が低い (数秒/フレーム) ことである。Crab などの明るい天体を観測する際に、1 フレームの間に同じピクセルに光子が二つ以上入る現象 (パイルアップ) が起きる。パイルアップの割合が大きくなると、正確なスペクトルが得られなくなる。また、1 秒以下の時間スケールで変動するパルサーや連星系はたくさん存在しているが、CCD ではこれらの時間変動を正確に観測することが難しい。

もう一つは、宇宙線バックグラウンドの影響である。宇宙空間では、特定の天体に起源するものではない、高エネルギー (GeV 以上) の陽子、電子、ガンマ線が飛び回っている。これらの宇宙線は、人工衛星のボディと相互作用し 2 次粒子を発生させ、CCD のバックグラウンド・ノイズ (NXB: Non-X-ray Background) をつくる。NXB は 10 keV 以上の帯域において支配的な成分となる (図 3.4)。CCD は、次で述べる反同時計数法が使えないため、NXB を有効に抑制できず、天体の硬 X 線観測が難しい。

CCD の問題点を解決する可能性を持つ検出器は SOIPIX である。SOIPIX は時間分解能が通常の SSD 並に高い ($\sim 10 \mu\text{s}$) ので、パイルアップの影響と時間変動の激しい天体の観測は問題ではない。さらに SOIPIX は、高速読み出しとピクセル毎にトリガー出力を持たせることより、NXB を激減させる反同時計数法 (anti coincidence) を利用できる。反同時計数法のシステムは、図 3.5 が示すように、SOIPIX 本体とシールドカウンターから構成される。視野の外から入射してくる宇宙線は、SOIPIX 本体とシールドカウンターを貫通しほぼ同時にヒットするので、オンボードの処理系 (FPGA) を用いて両者の反同時計数を取れば NXB event を棄却できる。SOIPIX は、反同時計数法を利用することで NXB のレベルを十分に低減させ、10 keV 以上の硬 X 線帯域を観測可能にする。

以上をまとめると、SOIPIX は、CCD 並のエネルギー分解能と位置分解能を有しながら、より高い時間分解能 ($\sim 10 \mu\text{s}$) とより広帯域 (0.5–30 keV) の観測を実現できる。SOIPIX の目標は、CCD に取って代わる、次世代の広帯域 X 線撮像分光検出器である。

*3 正確にいうと、X 線光子があるピクセルに入射するとトリガー情報 (位置と時間) が出力され、それを受けたオンボードの処理系 (FPGA) が位置アドレスを指定してそのピクセルの電荷量を読み出す。

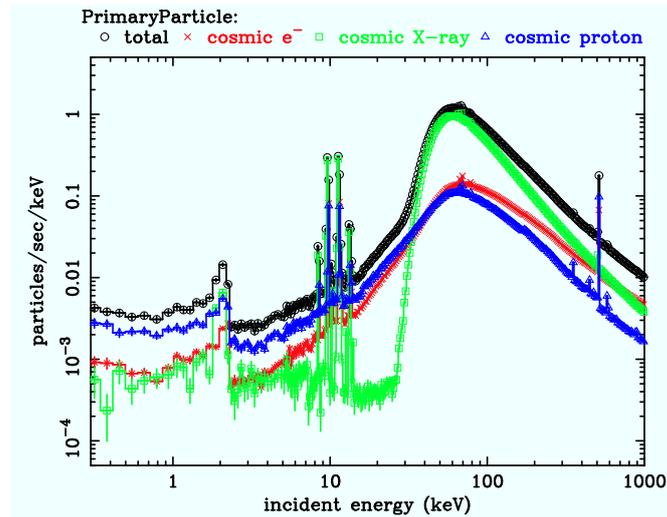


図 3.4 Geant 4 シミュレーションによる宇宙線 NXB のスペクトル (参考資料 [14] より)。横軸は衛星に入射した宇宙線 (電子、陽子、Cosmic X-ray) が CCD で落としたエネルギーで、縦軸は強度である。10keV 以上になると NXB が激増することがわかる。天体からの X 線の典型的な強度は、例えば銀河系中心の場合、10keV 以上において ~ 0.01 photons /sec /keV 程度である。

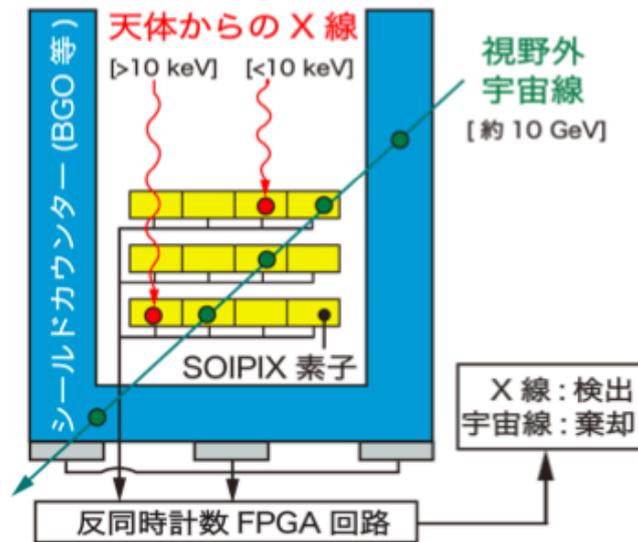


図 3.5 目指している SOIPIX 検出器の最終形態。SOIPIX 本体とシールドカウンターからなる反同時計数システムを用いて宇宙線バックグラウンドを抑制する。

3.2.3 開発の現状と課題

日本における SOIPIX の開発は、KEK によって 2005 年から始まり、2006 年に最初の試作品 INTPIX1 が完成した。2009 年現在の TEG として、INTPIX2、INTPIX3 などがあり、可視光撮像と β 線の検出は成功している ([16])。現在の重要課題として、以下の 2 つを挙げる。

バックゲート効果と Buried P+ Well

SOIPIX の課題のひとつは、センサー部と回路部が近いため、バックゲート効果 (2.2.3 節) による MOSFET の特性変化が顕著に現れることである。センサー部の空乏層を広げるために高いバックバイアス電圧を掛ける必要があるが、バックゲート効果より MOSFET の特性 (しきい値電圧) が変化し、読み出し回路が正常に動作しなくなる (ゲインが下がる)。そのため、センサー部に高いバックバイアス電圧を掛けることができない^{*4}。

バックゲート効果対策として、回路層とセンサー層の間に p+ 電極を設け、固定電位に保つことで MOSFET の特性変化を抑制する方法が検討されている ([16])。埋め込む p+ 電極を BPW (Buried P+ Well) と呼ぶ。2009 年に製造された INTPIX3、XRPIX1(第 8 章) には BPW が導入されている。

X 線 event の検出と性能評価

SOIPIX は、X 線に対して反応することは確認されている ([13]) が、X 線の event 検出、X 線スペクトルの取得、ノイズ (エネルギー分解能) の評価などはまだ行われていない。これらを目標に第 5-7 章で X 線試験を行う。また、X 線 event 検出用の APS として、トリガー機能と CDS 機能などを実装する SOIPIX はまだ開発されていない。これを第 8 章の XRPIX1 で行う。

^{*4} SOIPIX の TEG (Test Element Group) の INTPIX1 (2007) の場合、15V 以上のバックバイアスを掛けると信号が消える現象が見られた。

第4章

INTPIX の仕様、構成、およびデータ取得システム

INTPIX は SOIPIX の Test Element Group (TEG) として、2007–2009 年に KEK が設計、OKI セミコンダクタの SOI CMOS デザインルール $0.2\mu\text{m}$ プロセスにより製造された電荷積分型検出器である。本研究の X 線試験では、INTPIX2 (2008) と INTPIX3^{*1} (2009) を使用した。本章で INTPIX の構成とデータ取得 (DAQ) システムについて説明する。

4.1 素子の仕様および原理

INTPIX2/3 は、 $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ のピクセルを 128×128 個を実装している (図 4.1)。ベアチップのサイズは $5 \times 5 \text{mm}^2$ であり、厚さは $260(+10 - 20)\mu\text{m}$ に研磨された後、底面に 200nm の Al スパッタリングが行われている (図 4.2)。外部 (FPGA 通信など) への接続用に、ベアチップはさらに 177pin のセラミックパッケージに実装されている。また、読み出し回路で使われる電源は $1.8\text{V}(3.3\text{V})@\text{Core(I/O)}$ である。

図 4.2 が示すように、INTPIX2/3 は表面照射型 (FI: Front Illuminated) 検出器であり、下層のセンサー部では高抵抗 (比抵抗 $\rho \sim 700 [\Omega\cdot\text{cm}]$) の N 型 Si を使用している。底面の Al 電極を利用してセンサー部にバックバイアス V_{back} を印加すれば空乏層が広がる。センサー部の電荷容量 C_{sen} の設計値は約 10fF である (実測値ではないので、第 5 章の X 線試験で評価する)。

4.2 全体の構成

INTPIX の全体のブロック構成を図 4.3 に示す。素子部、アドレスデコーダ、増幅回路などから構成されている。縦方向 (RA[0-127]) と横方向 (CA[0-127]) のアドレスを指定することで特定のピクセルにアクセスでき、電圧信号が AOUT 端子から出力される。これを 128×128 回繰り返せば全ピクセル (=One Frame) のデータを取得できる。その詳細を以下で説明する。

4.2.1 各ピクセル内の回路

ピクセル内の回路を図 4.4 に示す。RST=Low にした状態ではセンサー部のダイオードから集めた電荷は C_{sen} に蓄積される。STORE=Hi の状態で、 C_{sen} に蓄積された電荷による V_{sense} の電圧変化は、NMOS の SF 段を通して C_{store} に蓄積される電荷に反映される (対応電圧は V_{store})。STORE=Low とすることにより C_{store} への電荷の蓄積が止まる。 C_{store} に溜めた電荷 (電圧) のリセッ

*1 INTPIX2 と INTPIX3 は、BPW の有無という違いの以外では基本構成は同じである。

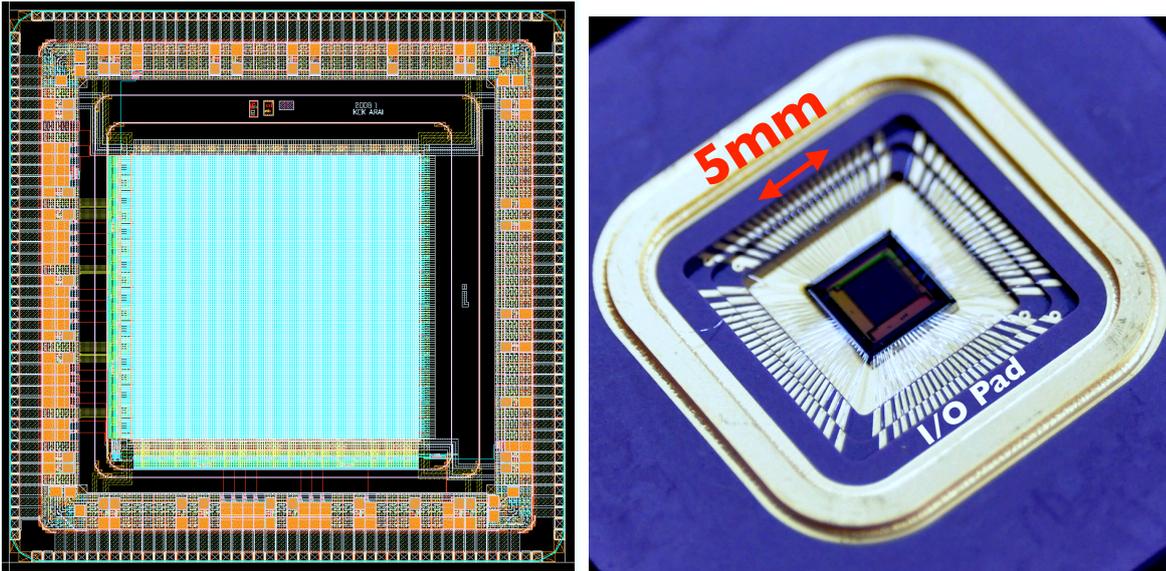


図 4.1 左：INTPIX2 ベアチップの 5mm 角レイアウト (上面図)。出典は [16]。右：実際の写真。チップの周囲に I/O Pad が存在し、各種信号の入出力に使用される。

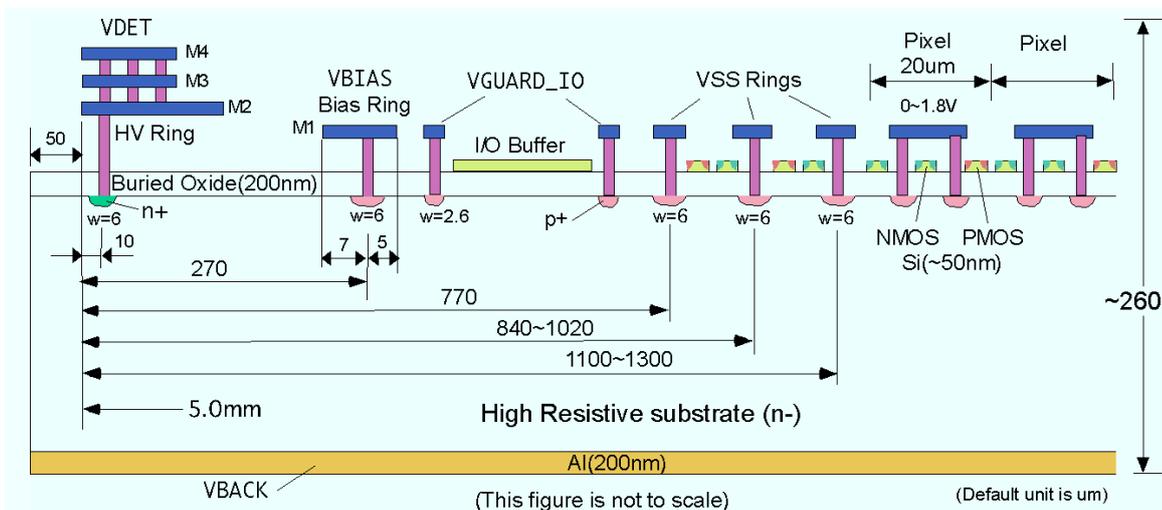


図 4.2 INTPIX2 ベアチップの構造 (断面図)。上層に読み出し CMOS 回路、中層に絶縁層 SiO_2 、下層にセンサー用の高比抵抗 N 型 Si + 逆バイアス用の Al 電極という構成である。長さの単位は μm である。

トは、STORE=Hi、RST=Hi とすることによって行う ($V_{\text{sense}} = \text{RSTV}$)。各ピクセルの積分時間^{*2}の設定は、RST と STORE のタイミング制御より行われる。

C_{store} に蓄積された電荷は、Row Address Enable(RAEN)=Hi かつ Row Address(RA) で指定された行の read_x (PMOS スイッチ) が On になる時に、COL_OUT を通して各列の備わっている Column Buffer へ送られる。この操作は 1 行 (ROW) にある 128 個のピクセルに対して同時に行われる。Column Buffer へ送られた信号は最終的に AOUT に出力される (次節で説明)。

*2 全ピクセルに対して STORE の信号制御を同時に行うので、1 frame の積分時間は共通である。

4.2.2 各列の出力部 (Column Buffer) の回路

Column Buffer の回路を図 4.5 に示す。この回路はすべての列 (全部で 128 列) は備わっている。各列の COL_OUT に送られた信号は、差動増幅段 + 負帰還より電圧利得 1 倍で net4 へ転送される。net4 の信号 (電圧レベル) は、Column Address Enable (CAEN) = Hi かつ Column Address (CA) で指定された行の SEL_x (CMOS スイッチ) が On になる時に AOUT へ出力される。

以上をまとめると、RA の指定するとその行の信号は Column Buffer へ送られ、さらに CA を指定するとその列の信号が AOBUF を通して、AOUT へ出力される。これより特定のピクセルから信号を取り出せる。

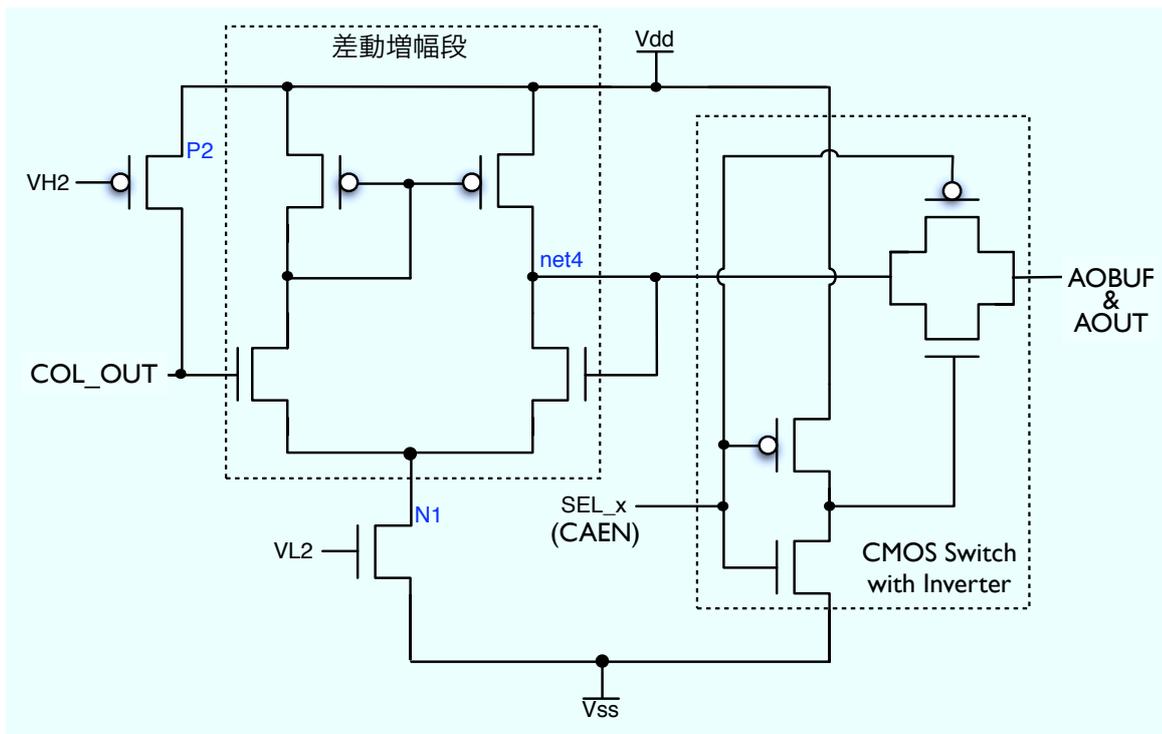


図 4.5 INTPIX2 の各列の出力部 (Column Buffer) の回路図。VH2 と VL2 は参照電圧。この回路は COL_OUT から信号を AOUT へ出力する (詳しい説明は本文を参照)。

4.3 信号とタイミング制御

4.3.1 入出力信号

これまで登場したものを含めて、INTPIX2/3 で使われる主要な入出力信号を以下にまとめる。

デジタル信号

- RA[6:0], CA[6:0]
Row Address (行アドレス) と Column Address (列アドレス) 信号。7bit で 0-127 までの行と列を指定する。
- RAEN, CAEN
RA と CA の enable 信号。
- RST

ピクセルの V_{sense} ノードの電圧を RSTV の電位に設定する。この端子より入力された RST 信号が全ピクセルに分配される。

- STOREI
ピクセルの STORE 信号入力端子。この端子より入力された STORE 信号が全ピクセルに分配される。
- LEN_x, REN_x
Column Buffer 等で使われる参照電圧の制御信号である。データ読み出しを行っていないときは参照電圧を 0V とし消費電流を抑えるという機能を実装出来る。本研究では使用していない。

アナログ信号

- IINLD
load 電圧制御用参照電流。この端子に流れ込む電流値を調整することにより、ピクセル回路内の load 電圧を調整する。通常は 150k Ω の抵抗に 2.3 μ A の電流を流す。
- VLD
load 電圧のモニター端子。通常 \sim 0.7V。
- IIN2
VH2 および VL2(=rbuf) 電圧制御用参照電流。この端子に流れ込む電流値を調整することにより、Column Buffer と AOUT Buffer に与えられる参照電圧を調整する。通常は 10k Ω の抵抗に 11 μ A の電流を流す。
- VL2
rbuf 電圧のモニター端子。通常 \sim 0.8V。
- RSTV
 V_{sense} ノードのリセット電圧。RST 信号 On により V_{sense} は RSTV の電位にリセットされる。RSTV は通常 0.5V 程度の電圧で使用する。
- VBACK & VDET
VBACK は、背面の Al 電極を通して N 基板 (センサー部) にバックバイアス電圧を掛ける端子である。正の電圧 (\sim 10 V) を掛ける。VDET は、N 基板に埋め込まれている HV リング (図 4.2) を通してバックバイアス電圧を掛ける端子である。本研究は VDET を使用せず (open にする)、VBACK のみを使用する。
- AOUT
アナログ出力信号。各ピクセルの電圧はこの端子より出力される。出力範囲は 0.5–1.7V である。

4.3.2 信号制御のタイミング・ダイアグラム

本研究で使用する INTPIX2/3 の信号制御の一連の流れを図 4.6 に示す。INTPIX2/3 のピクセルは自分でトリガーを持たないので、外部 (FPGA) からのトリガー入力を利用して読み出しを行う。外部トリガーが来ていないとき、RST によって周期的なりセットを掛ける。リセット信号のパルス幅は RST Length である。外部トリガーが来ると、次のリセットをキャンセルして STORE=Low にする (C_{store} への電荷蓄積が止まる)。このようにリセットの 1 周期は積分・露光時間 (Integration Time) に対応する。STORE=Low にした後、RA と CA を順番に指定して AOUT から各ピクセルの信号を読み出す。あるアドレスを指定してから次のアドレスを指定するまでの時間間隔は 1 ピクセルの読み出し時間 (Scan Time) に対応する。これらの信号制御は SEABAS ポートの USER-FPGA により行われる (次節)。

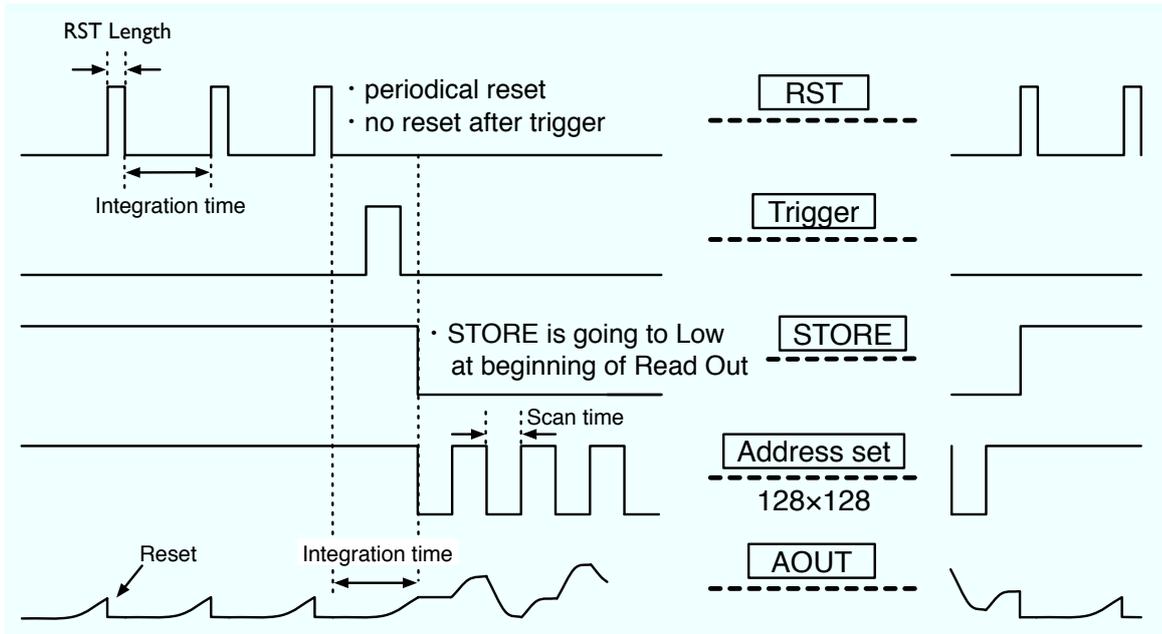


図 4.6 INTPIX2 の制御信号のタイミング・ダイアグラム [13]。

4.4 データ取得システム

INTPIX3 のデータ取得 (DAQ) システムは、「SEABAS + SUB ボード」のハードウェアと「ROOT による GUI」ソフトウェアから構成される。INTPIX2 の DAQ システムの全体写真を図 4.7 に示す。

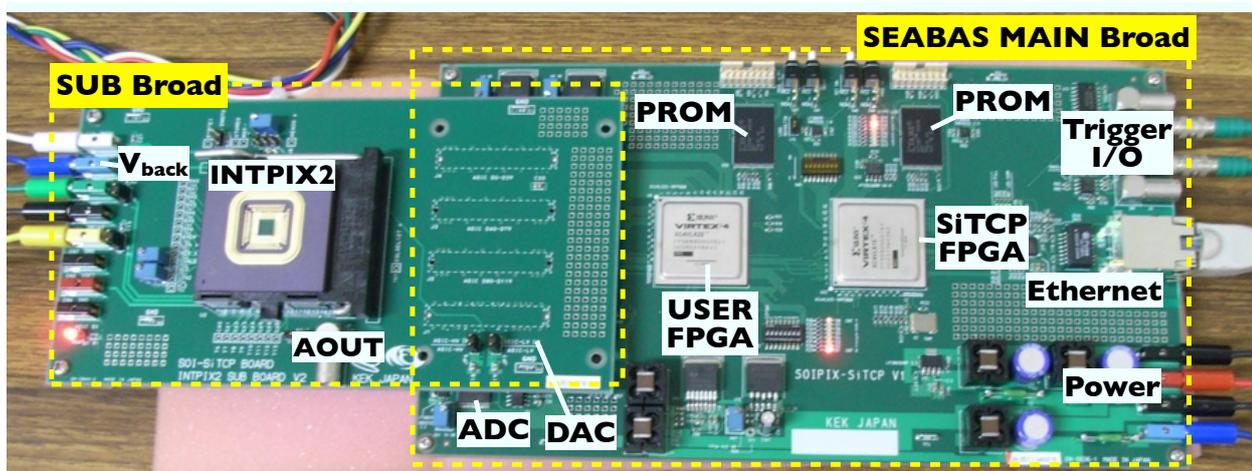


図 4.7 SEABAS ボード + SUB ボード + INTPIX2 の写真。

4.4.1 ハードウェア：SEABAS ボード + SUB ボード

SEABAS (Soipix EvAluation BoArd with SiTCP) とは、SOIPIX のテスト用に KEK が 2008 年に開発した汎用読み出し基板のことである。SiTCP*³ と呼ばれるネットワークプロセッサを搭載して

*³ SiTCP とは FPGA で TCP/IP の処理を実現したネットワークプロセッサのことである。

おり、Ethernet を用いた DAQ が可能である。SEABAS には FPGA、ADC、DAC 等を実装している。これらより、SOIPIX とのアナログ/デジタル信号の入出力が可能となる。

SEABAS には二つの FPGA が実装されている。一つは SiTCP-FPGA、もう一つは User-FPGA と呼ばれている。SiTCP FPGA は SiTCP 専用で、ユーザーが手を加える必要が無い。SiTCP が Ethernet を通してデータを PC へ送受信する。User-FPGA は、SOIPIX の制御を行うためにユーザーが自由にカスタマイズすることが出来る。4.3.2 節で述べた INTPIX2 の信号タイミング・ダイアグラムは、この User-FPGA を用いて ADC、DAC、NIM I/O などを時間制御することで実現している (文献 [13])。

SEABAS の仕様を以下にまとめた。

- SiTCP
100BASE-T 規格の SiTCP。
- USER-FPGA
Xilinx Vertex4(XC4VLX25-10FF668)。
- ADC
ANALOG DEVICES 製 AD9235。最大 65MHz で動作する 12bit A/D Converter。1ADU=0.24mV でトータル約 1V のレンジがある。オフセットは SEABAS 上の可変抵抗により調整できる。
- DAC
National Semiconductor 製 DAC124S085。4 系統の 12bit の D/A Converter。最大出力電圧は 3.3V。
- NIM (Trigger) I/O
トリガーの入出力。
- Power
± 5V を入力する。プラス側は約 1A、マイナス側は約 0.2A を流せる外部電源を使用。この電源は SUB ボードを通して SOIPIX 素子に 1.8V と 3.3V の電源を供給する。

一方の SUB ボードは、INTPIX2/3 の仕様に合わせて作られたもので、素子と SEABAS 間の信号通信の橋渡しの役割を果たす。SUB ボードを作り替えることで様々な SOIPIX のテストに対応出来る。また、逆バイアス電圧 V_{back} は、SUB ボードの V_BACK 端子を通して素子の Si センサー部に印加される。

4.4.2 ソフトウェア : ROOT (C++) による GUI

INTPIX2 の DAQ ソフトウェアとして、小野俊氏 (元東工大) と広瀬穰氏 (阪大) が ROOT^{*4} ライブラリを用いて開発したものが有る (文献 [13])。このソフトはパラメータ (e.g. Integration Time, Scan Time, RSTV, Frame 数) を設定して、INTPIX2 からのデータ (RA, CA, Pulse Height) を *.root 形式で保存できる。また、受信している生データの変化をリアルタイムで見ても可能である。ソフトの GUI インターフェースを図 4.8 に示す。各部分の説明は以下の通りである。

- 1 1 次元、または 2 次元ヒストグラムの表示部。
- 2 内部トリガーのレート (DAQ frequency) 及びヒストグラムの更新頻度の設定部。
- 3 DAQ のログ表示部。
- 4 表示されるヒストグラムの選択部。
- 5 取得するデータ種類の選択部。
- 6 DAQ 各種パラメーターの設定部。

*4 C++ 言語で書かれた解析ツール。http://root.cern.ch/root/

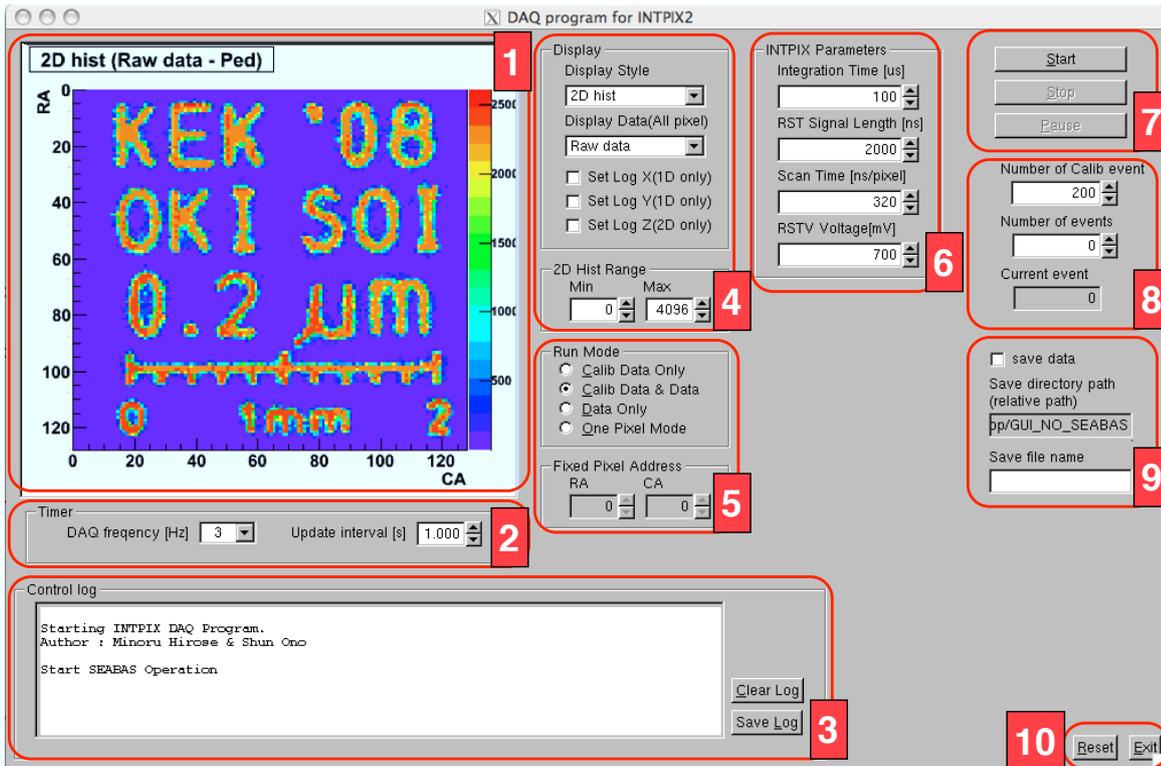


図 4.8 INTPIX2 のデータ取得ソフト [13]。各部分の説明は本文を参照。

- 7 DAQ の開始、停止、1 次停止ボタン。
- 8 取得するフレーム数の設定部。
- 9 保存ファイル名の設定部。
- 10 DAQ のリセット、終了ボタン。

本研究の INTPIX 試験ではこのソフトを利用して生データを取得する。その後、ROOT を用いてデータを詳しい解析を行う。

第5章

INTPIX2 常温試験

5.1 目的

第3章の最後で述べたように、SOIPIXのX線 event 検出^{*1}、およびX線を用いたデバイス評価(e.g. 絶対ゲイン、ノイズ)は不十分である。これらを目的に、本章ではINTPIX2を用いて各種のテストと照射試験を行う。

5.2 基本テスト

SEABASより $\pm 5V$ の電源^{*2}を供給させ、バックバイアスを印加しない状態で、テストを用いてサブボードの各端子の電圧を測定した(表5.1)。バイアス電源系が正常に動作していることを確認した。

表 5.1 SEABAS/INTPIX2 の各端子の電圧。

I_+/I_-	ASIC-HV/LV	IINLD	VLD	IIN2	VL2
+0.76/-0.1 A	3.29/1.78 V	1.63 V	0.79 V	1.65 V	0.81 V

5.2.1 ダイオード・センサーのI-V特性

INTPIX2の基本テストとして、Siセンサーのダイオード部のI-V特性を測定する。ボードの各GND端子を統合して接地した状態で、VBACK端子に正電圧 V_{back} を入力することによりバックバイアスを印加する。 V_{back} の入力値を変化させながらダイオード部を流れる電流値を読み取る。測定ではKEITHLEY社製のsource meter 2410型^{*3}を使用した。測定結果を図5.1に示す。INTPIX2は基本的に良好なダイオード特性を示している。 $V_{back} = 0$ から少しずつ逆方向の電圧が上がるにつれて、リーク電流が増加していく。 $V_{back} = 20V$ からは、リーク電流の増加が緩やかになる飽和電流領域に入り、 $V_{back} = 120V$ まで続く。この間では、リーク電流が比較的安定した状態で空乏層が広がり、ダイオード・センサーは機能する。しかし、 $V_{back} = 123V$ になると、リーク電流が急激に増加し、ダイオードはセンサーとして機能しなくなる。これはブレーク・ダウン電圧である。

INTPIX2は原理的にセンサーが $V_{back} \sim 120V$ まで動作するが、高い V_{back} では回路部のMOSFETがバックゲート効果を受けて正常に動作しなくなるので(3.2.3節)、実際ではより低い V_{back} で動作させる必要がある。

*1 積分値ではなく、特定のエネルギーを持つX線光子を検出(カウント)すること。

*2 KENWOOD PWR36-1。

*3 KEIYHKEY source meter 2410型: 20Wの電源容量を持ち、 $\pm 1\mu V$ から $\pm 1100V$ 、 $\pm 10pA$ から $\pm 1A$ の範囲におけるソース、シンク、および測定を1台で行うことがてできる。

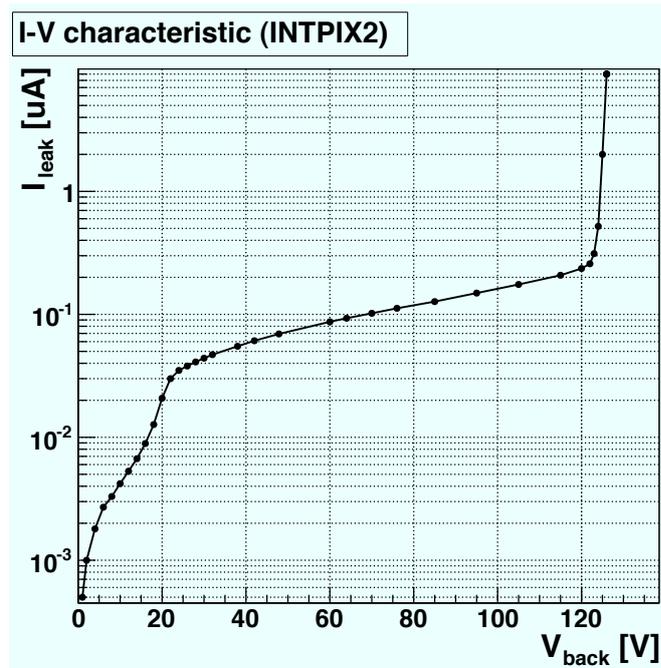


図 5.1 INTPIX2 センサー・ダイオード部の I-V 特性。

5.2.2 ペDESTALの特性

外部からセンサーへの入射が存在しなくても、INTPIX2 のアナログ信号出力 (AOUT) はゼロではなく、ある offset レベルが乗る。以降、これをペDESTAL (pedestal) と呼ぶ。周囲からの光を遮断した状態^{*4} で DAQ を動作させ、ペDESTAL の測定を行う。測定時は $V_{back} = 5V$ 、Integration Time = 1 ms/frame にする。DAQ は、Scan Time = 320 ns/pixel、RSTV = 660 mV、RST Length = 240 ns、DAQ Frequency = 95 Hz というパラメータ設定^{*5} にする (図 4.6、4.3.2 節を参照)。また、SEABAS の電源は KENWOOD 製 PWR36-1 を使用して ($\pm 5 V$) を与える。DAQ のパラメータ (Integration Time 以外) と電源の設定は、以降の全試験において同じようにする。

現時点ではまだ INTPIX2 の絶対ゲイン [$\mu V/e^-$] が不明なので、以降において信号とノイズの波高値 (PH: Pulse Height) の単位として、AOUT の出力電圧をデジタル値に変換した Analog Digital Unit (ADU)^{*6} を使用する。絶対ゲインの測定は X 線照射試験で行う。

波高値の 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム

500 フレーム分のペDESTAL (以降、Ped と呼ぶ) データ取得し、次のようにピクセル毎に信号の PH 値の時間平均を求めた。

$$\langle PH \rangle [x][y] = \frac{\sum_{frm=1}^{frm=N} PH[x][y][frm]}{N} \quad [ADU] \quad (5.1)$$

ここで、 x [0-127] と y [0-127] はピクセルの Column Address (CA) と Row Address (RA)、frm はフレームの番号 (時間順)、 N は総フレーム数である。

*4 真空槽内で行う。その詳しい説明の 5.4 節で行う。全体写真は図 5.11 を参照。

*5 このときの 1 フレームの露光時間 + 読み出し時間は、 $1 \text{ ms} + 128 \times 128 \times 320 \text{ ns} = 6.24 \text{ ms}$ であるので、DAQ のトリガーを 95Hz (周期 10ms) に設定した。

*6 4.4.1 節: $1 \text{ ADU} = 0.24 \text{ mV}$ 。

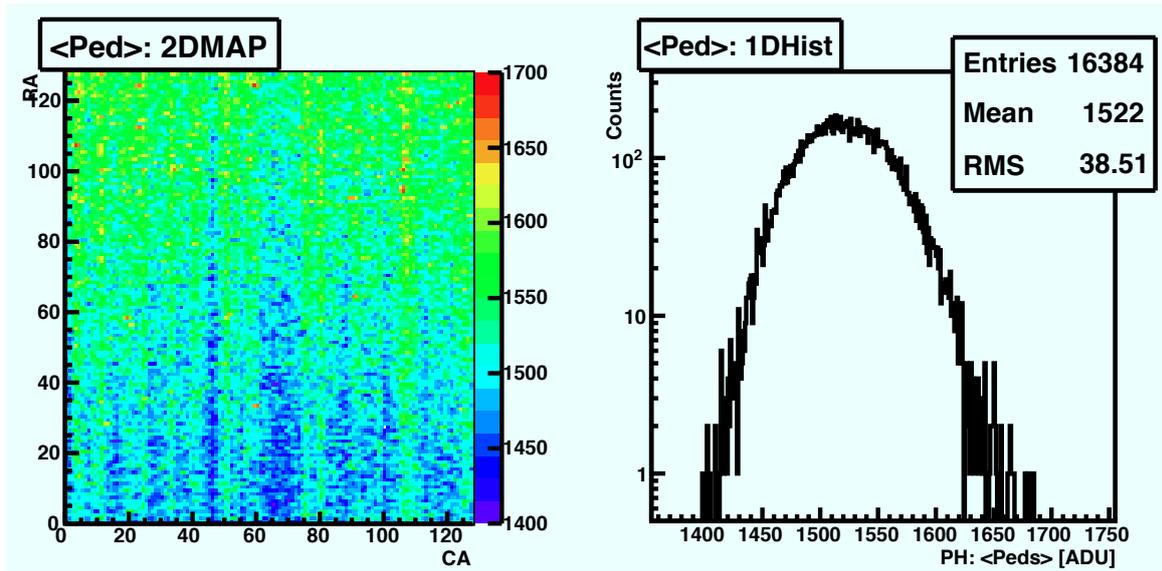


図 5.2 左 : INTPIX2 のペDESTAL の波高値 [ADU] の 2 次元分布。右 : 全ピクセル (128×128 個) の波高値の 1 次元ヒストグラム。

ペDESTAL 時間平均 (PH) の 2 次元分布と 1 次元ヒストグラムを図 5.2 に示す。ペDESTAL の PH 値は 1400–1700 ADU の範囲内にあり、その空間分布は均一ではなく、ピクセル間にばらつきが存在している。また、縦方向には筋の模様 (幅が数十 ADU 程度) が見られて、各列が持つ Column Buffer の特性の違いによるものと考えられる。ピクセル間における PH 平均値は 1522 ADU であり、その相対的なばらつき幅は RMS=38 ADU である。

ピクセルの時間変動 (ピクセル・ノイズ)

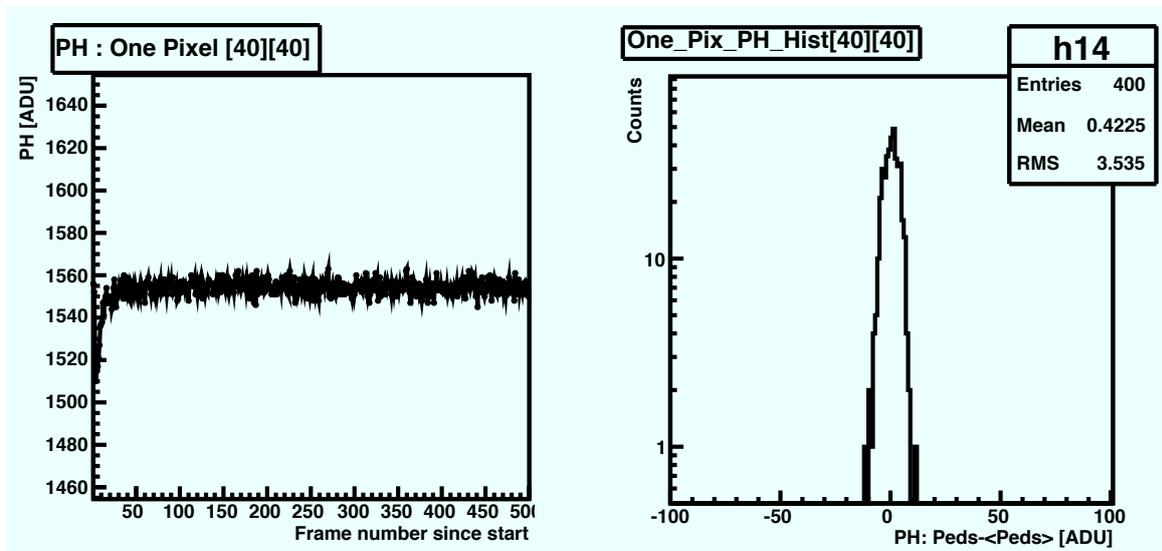


図 5.3 左 : INTPIX2 のペDESTAL の時間変動 ([40][40] 番のピクセル)。右 : 同ピクセルの平均を差し引いた波高値のヒストグラム。

前節で時間平均としてペDESTAL を求めたが、ここでその時間変動を調べる。あるピクセル ([40][40] 番) に注目して、データ取得開始してから出力される PH 値をフレーム順にプロットした (図 5.3 左)。

PH 値は、開始してから約 50 フレーム目までに ~1550 ADU に増加し (立ち上げ)、それ以降ではある幅で微小変動することが分かる。これはすべてのピクセルに見られる傾向である。

変動幅を調べるために最初の 100 フレームをカットして、その以降のフレームで求めた平均値を差し引いた値、

$$ph[x][y][frm] = PH[x][y][frm] - \langle PH \rangle [x][y] \text{ [ADU]} \quad (5.2)$$

を使って RMS を求めた (PH の中心値をゼロにシフトさせた)。[40][40] 番ピクセルの時間変動幅は、RMS=3.5 ADU である (図 5.3 右)。このゆらぎは、回路部で発生する熱ノイズと暗電流、センサー部のリーク電流など含まれる (以降、ピクセル・ノイズ)。

ピクセル・ノイズの 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム

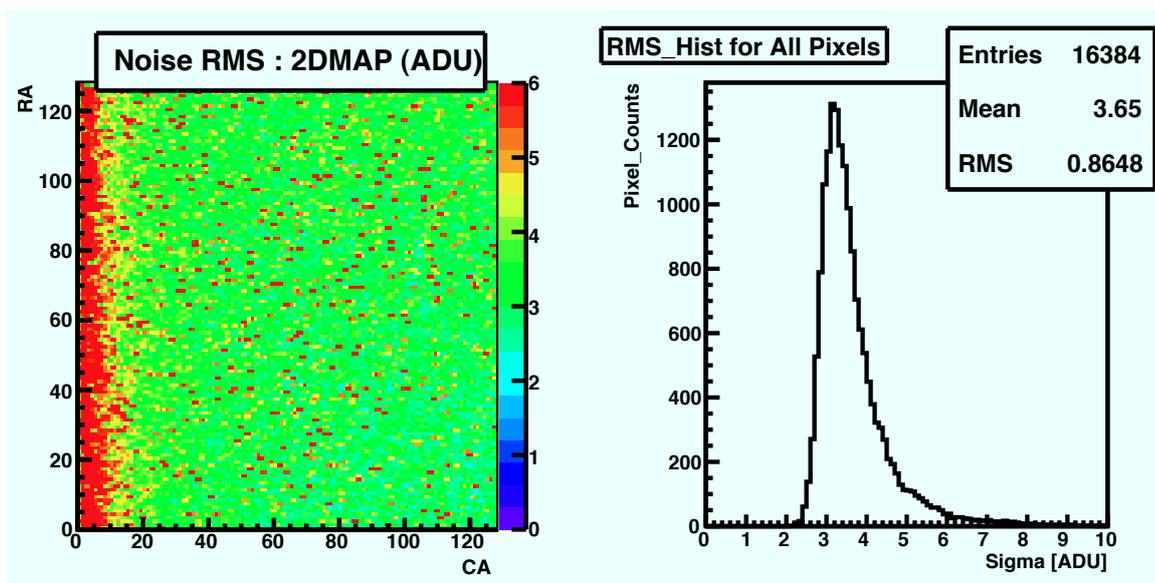


図 5.4 左：INTPIX2 のピクセル・ノイズの 2 次元分布。右：ピクセル・ノイズ値のヒストグラム。

式 5.2 と図 5.3 右と同じ手法を用いて、各ピクセルのノイズ幅 RMS [ADU] を求めた。ピクセル・ノイズの 2 次元分布を図 5.4 に示す。ノイズの分布は基本的に一様であるが、CA=0-10 あたりの列内にあるピクセルのノイズ (RMS>5 ADU) が大きいことが見られる。この現象は本実験で使用される INTPIX2 素子の固有なのか、全 INTPIX2 素子共通なのかは不明であり、別の機会で調べる必要がある。また、同じ測定を数回行い、ピクセル・ノイズの 2 次元分布を調べた結果、位置分布に明らかな時間変化は見られなかった。

全ピクセル・ノイズ値の 1 次元ヒストグラムを図 5.4 右に示す。ノイズ値の平均は 3.65 ADU であり、その分布幅は RMS=0.86 ADU である。ノイズが大きいピクセルはエネルギー分解能を悪くするので、開始するときに適切な処理が必要である。

5.2.3 ペDESTAL のバックバイアス電圧 V_{back} の依存性

V_{back} 値だけを変えてペDESTAL の平均値とそのゆらぎを調べる。各 V_{back} 値に対して、150 フレーム分のペDESTAL・データを取得し、最初の 50 フレーム (立ち上がりの部分) をカットしてから、全ピクセルのペDESTAL 平均 $\langle Ped \rangle$ とピクセル間の相対的なばらつき幅 $\langle Ped \rangle$ RMS を求めた (式 5.1 と図 5.2 右と同じ手法)。結果を図 5.5 に示す。

図 5.5 から、 V_{back} を上げると、 $\langle Ped \rangle$ と $\langle Ped \rangle$ RMS が増加していくことがわかる。 $\langle Ped \rangle$ の上

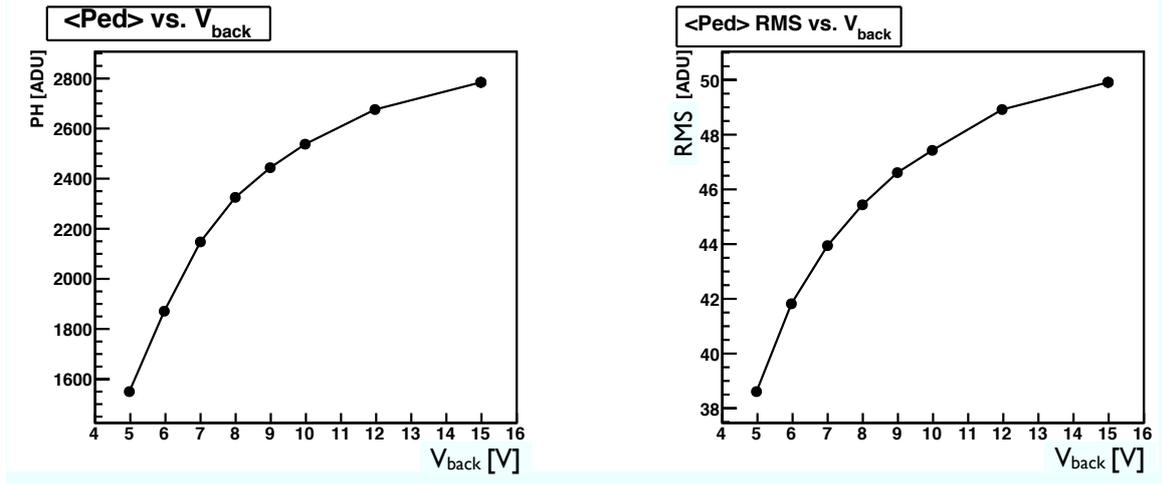


図 5.5 左 : INTPIX2 のペDESTAL平均値 と V_{back} の関係。右 : ピクセル間のペDESTAL平均値のばらつきと V_{back} の関係。Integration Time は 1 ms/frame である。

昇の一因として、 V_{back} の増加によるリーク電流の増大が挙げられる (図 5.1)。<Ped> RMS は <Ped> に類似した形で増加している。これは、<Ped> の増加よりピクセル間の相対的なばらつきの幅が大きくなったからと考えられる。ここで次の 2 点を注意する必要がある。

1 つ目はゲイン。<Ped> の増加は、 V_{back} を上げることよりゲインが上がることを意味するとは限らない。今の測定対象はペDESTALであり、外部入射に対する応答信号ではないから。INTPIX2 の絶対ゲイン $Gain_{out}$ は、センサー・ゲイン A_{sen} と回路ゲイン A_{amp} の積である。

$$\begin{aligned}
 Gain_{out} &= A_{sen} \times A_{amp} \quad [\mu\text{V}/e-], \\
 A_{sen} &= (C_{sen})^{-1} = (\epsilon_{Si} \times S_{pixel}/W_{dep})^{-1} \propto (V_{back})^{1/2} \quad [\mu\text{V}/e-], \\
 A_{amp} &= f(V_{back}) \quad [0 \leq A_{amp} \leq 1]
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

ここで、2 段目の式変換に式 1.20 を使用した。 S_{pixel} はピクセルの面積である。センサー・ゲインは理想の場合、 V_{back} を上げることで上昇するが対して上昇する (式 5.3)。一方の回路ゲインは、 V_{back} を上げるとバックゲート効果が顕著になるので低下する (文献 [13] で報告されている)。絶対ゲインは X 線を用いて測定する必要がある。

2 つ目はノイズ。<Ped> RMS の増加は、 V_{back} を上げることよりピクセル・ノイズが増えることを意味しない。式 5.2 と図 5.4 右の手法で、各 V_{back} に対するピクセル・ノイズの平均値の求めた。結果を図 5.6 に示す。5–15V の範囲において、 V_{back} の上昇に対して、ピクセル・ノイズは約 3.5 ADU 付近で安定しており、明な増加が見られていない。 V_{back} の増加よりセンサー部のリーク電流は増えるが、読み出すノイズへの寄与が少ないことを示唆する。

5.2.4 ペDESTALと積分時間 (Integration Time) 関係

積分時間 (Integration Time [ms/frame]) を変化させ、ペDESTAL平均値とピクセル・ノイズを調べる。各 Integration Time における測定は、200 フレームのデータを取得する。解析方法は前節と同じである。

図 5.7 左に示すように、Integration Time を長くすると、ペDESTAL平均が 1 次関数的に上昇することが分かる。Integration Time=0 の時のペDESTAL平均値 (切片) は、読み出し回路の駆動電圧と抵抗などで決まる。傾きはセンサー部のリーク電流、または回路部の暗電流 (Dark Current) に対応すると

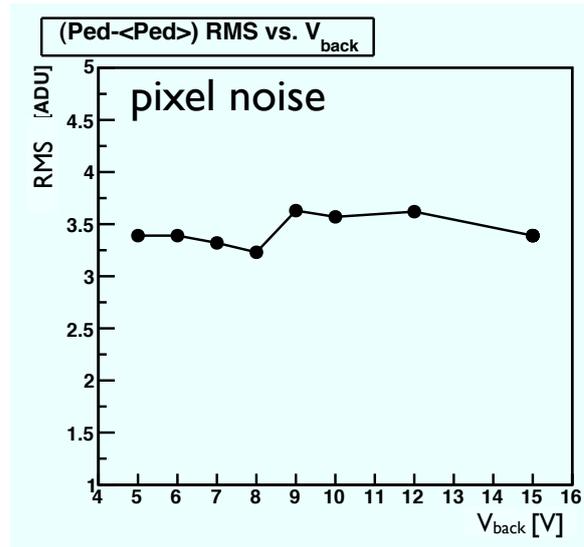


図 5.6 INTPIX2 のピクセル・ノイズのバックバイアス依存性。Integration Time は 1 ms/frame である。

考えられ、その値は $22 \text{ ADU/pixel/ms}^{*7}$ である。また、ピクセル・ノイズも Integration Time を長くすることで増加する傾向にあることが分かる (図 5.7 右)。これは、リーク電流と暗電流の電子数のゆらぎによる影響と考えられる。

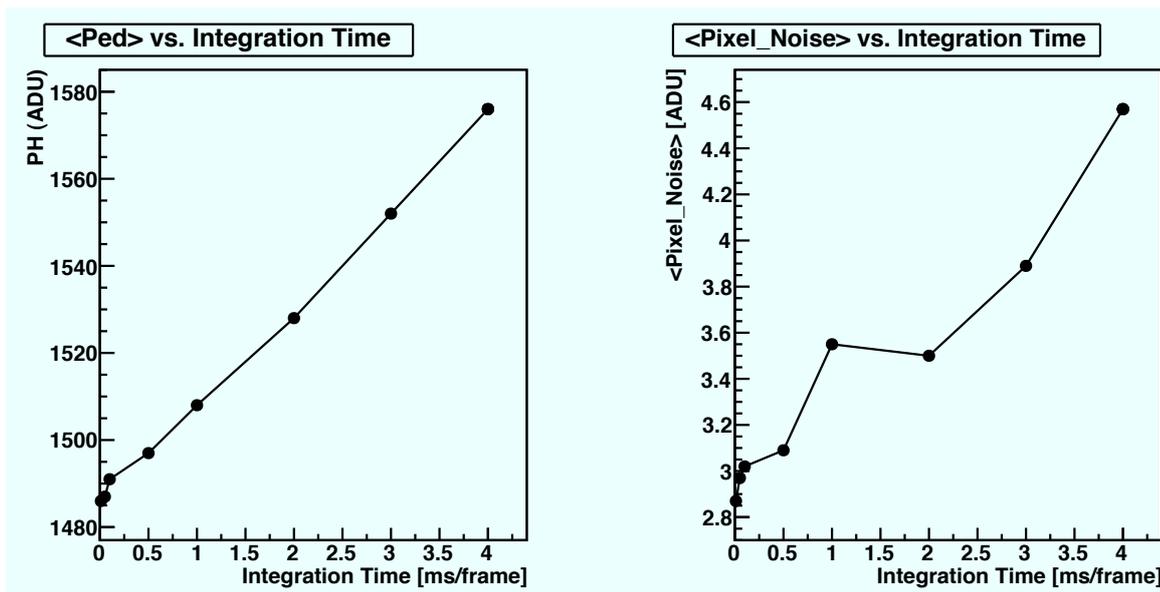


図 5.7 INTPIX2 のペDESTALと積分時間 (Integration Time) 関係。左：ペDESTAL平均値と積分時間の関係。右：ピクセル・ノイズと積分時間の関係。測定時の V_{back} は 5V である。

*7 1 次関数による fitting 結果の中心値は、傾き= $22.2 \text{ ADU/pixel/ms}$ 、切片= 1486 ADU である。

5.3 可視光照射試験

5.3.1 目的

可視光を照射し、INTPIX2 の動作確認、及び信号出力の V_{back} 依存性 (絶対ゲインの変化) を調べる。

5.3.2 実験のセットアップ

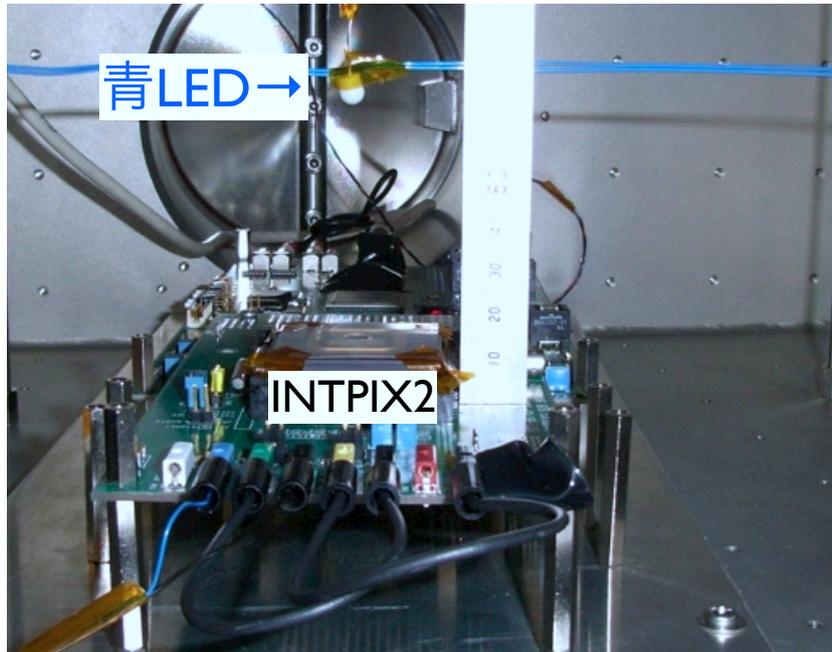


図 5.8 INTPIX2 の可視光照射試験のセットアップ。

可視光照射試験のセットアップ写真を図 5.8 に示す。外部からの光を遮蔽するために、試験を真空槽内で行う。信号、電源などの配線は D-SUB 37pin を通して外部へ接続する。可視光源は、青色 LED (波長=470 nm) を使用する。

5.3.3 マスクを用いた可視光イメージ。

真鍮製の「CR09」のマスクを INTPIX2 に取り付けて状態で可視光 (LED) 照射を行う。式 5.2 から正味の信号を計算し、イメージを作成した (図 5.9)。INTPIX2 の正常動作、および可視光に対するイメージング能力が確認できた。

5.3.4 出力信号の V_{back} 依存性

バックバイアス V_{back} を変化させ、LED を INTPIX2 の全面に一樣*8 に当てながら出力信号を調べる。Integration Time=0.5ms にして、各 V_{back} に対して、300 フレームのデータを取得する。解析では正味の信号として、ペDESTAL平均 (式 5.1) を差し引いたものを使う (式 5.2)。

図 5.10 左が示すように、光入射に対してピクセルの出力信号が上昇していることが分かる。その上昇した分は、1 光子のエネルギーに対応するものではなく、光の入射 photon 数に比例する。光入射に

*8 LED にゴム・キャップを付けて、1 次光をぼかしている。

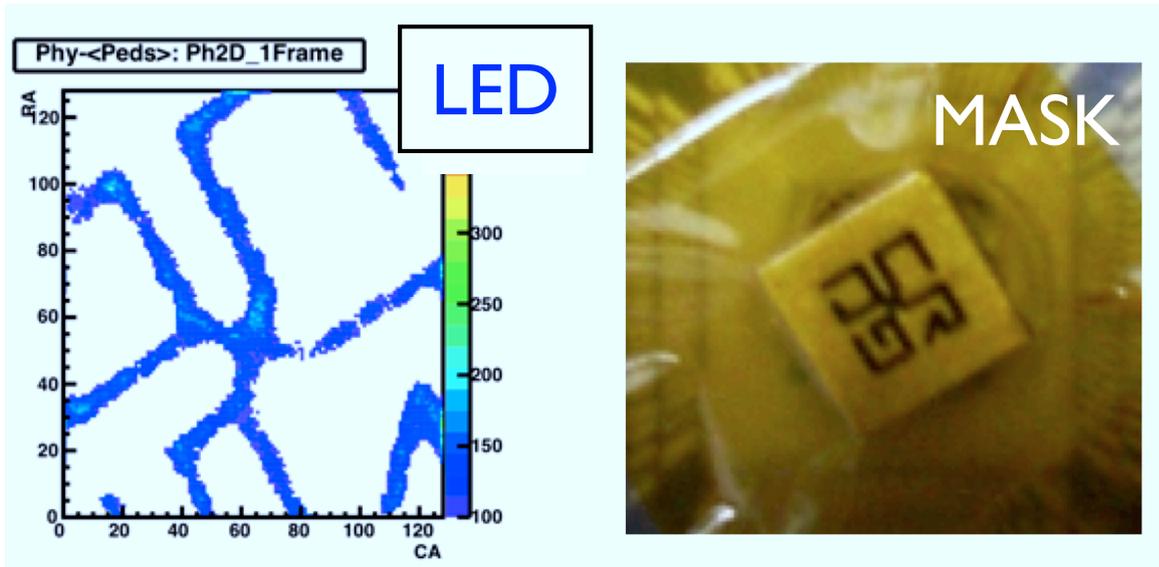


図 5.9 INTPIX2 の可視光イメージ with 「CR09」マスク。露光時間は 1frame=0.5ms である。

よる出力の上昇 (LED 信号) は、全ピクセルで確認されている。全ピクセルの LED 信号の平均を取り、出力の V_{back} の依存性を調べた。結果は図 5.10 右が示すように、 V_{back} に上昇に対して LED 信号レベルが下がることが分かる。今の LED からの入射 photon 数は一定^{*9} なので、LED 信号出力の降下は、INTPIX2 の絶対ゲインの低下を意味する。理論上 V_{back} の増加より A_{sen} が増大するにも関わらず、INTPIX2 の場合、バックゲート効果により A_{amp} の低下の方が支配的だったと考えられる (式 5.3)。また、リセット電圧 RSTV (4.3.1 節) を調整することにより各 V_{back} におけるゲイン低下を若干改善することも可能だが、本研究は RSTV による最適化を行わない。

5.4 X 線照射試験

5.4.1 動機

INTPIX2 はこれまで、多数の event の積分値として X 線に対する反応が確認されている (文献 [13]) が、event 毎の検出 (photo counting) 能力とその性能は不明である。そのゆえ、X 線を用いたデバイス評価は不十分である。以下を目標に、INTPIX2 の X 線照射試験を行う。

- 波高ヒストグラム (スペクトル) を取得し、X 線 event を検出する。
- X 線の信号レベル [ADU] から絶対ゲイン [$\mu\text{V}/e^-$] を求める (本章の最後)。
- 絶対ゲインから読み出すノイズ [e^-] を評価する (本章の最後)。

5.4.2 実験のセットアップ

全体構成

実験の全体構成の写真を図 5.11 に示す。常温試験で使用する主な部品は以下の通りである。

- X 線発生装置 (Kevex 5039s + Cu target)。8 keV (Cu) の単色 X 線を生成する。詳しい説明は次節で行う。

*9 LED 回路は直流の定電圧=5V で駆動させている。

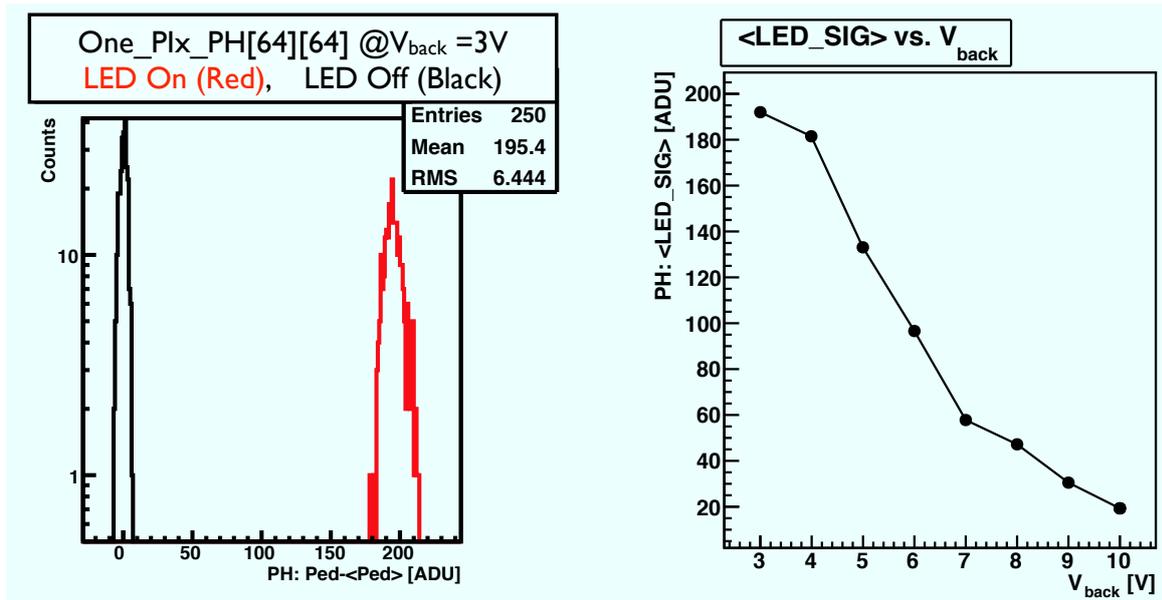


図 5.10 可視光照射：INTPIX2 信号出力（ゲイン）の V_{back} 依存性。左：1 ピクセル [64][64] における LED が On(赤) と Off(黒) 時の出力信号 (Integration Time=0.5 ms/frame)。右：全ピクセルの LED 信号の平均と V_{back} の関係。

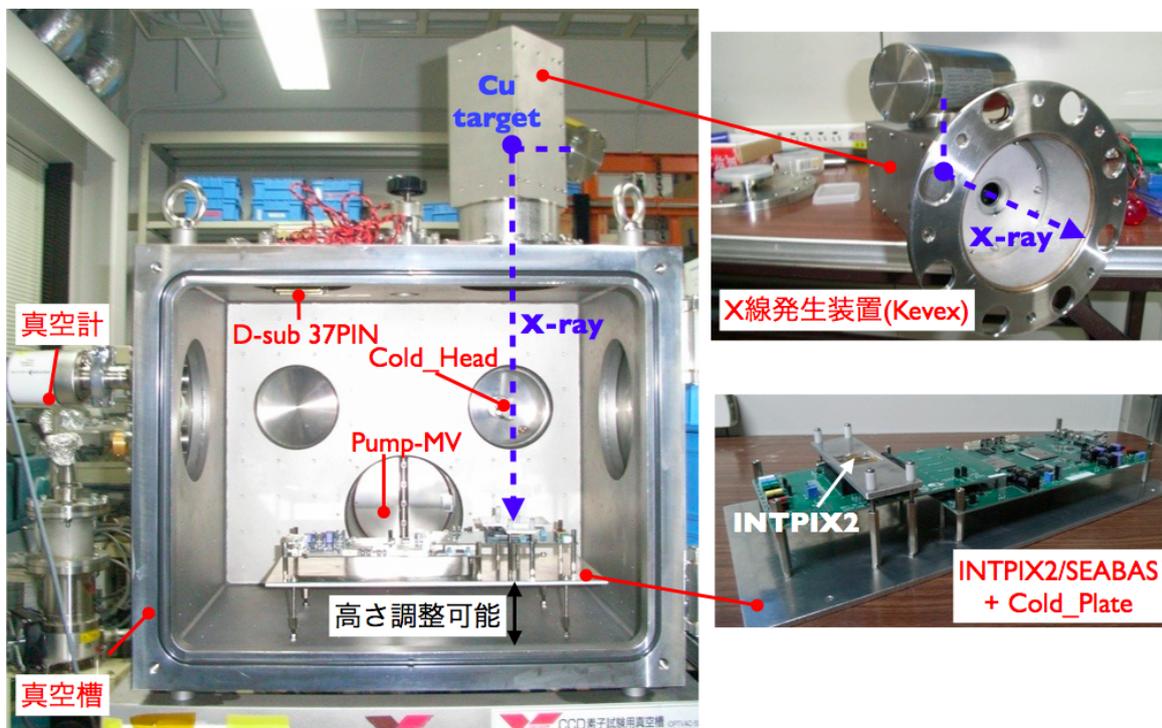


図 5.11 INTPIX2 の X 線照射試験のセットアップ

- 真空槽 (OPTVAC-520) OSAKA VACUUM 製。42 cm×42 cm×42 cm。槽内の壁には 5 cm の等間隔でネジ穴が開けており、部品を特定の位置に取り付けことができる。また、ドアを閉めることで外部からの光は遮断される。真空保持の機能は第 6 章の冷却試験で利用する。
- INTPIX2 サブボードと SEABAS ボードの固定軸 (自作)。高さを調整することにより X 線発生装置との距離を制御できる。

上記の部品以外に、真空計、Cold Head、Cold Plate などが図 5.11 に写っているいるが、これらの説明は第 6 章 (真空冷却試験) で行う。

X 線発生装置 Kevex とその X 線強度測定

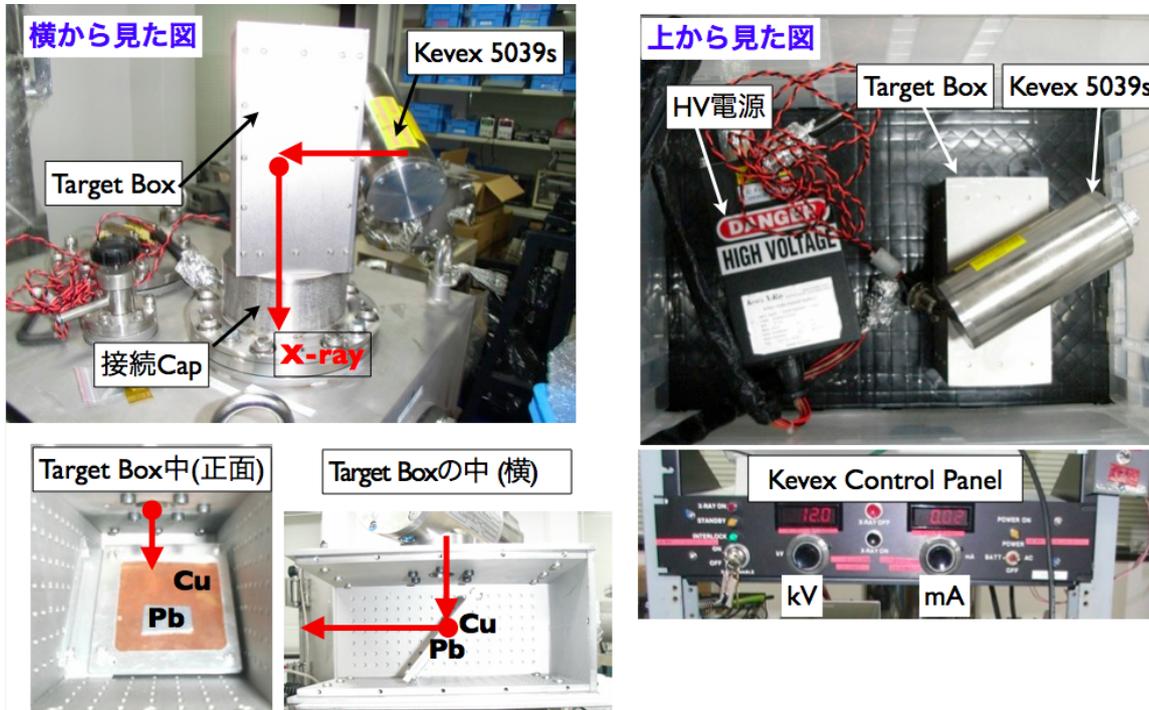


図 5.12 X 線発生装置の構成

本試験使用する X 線発生装置は、1 次 X 線発生装置 (Kevex 5039s)、Target box(自作)、接続キャップ (自作) から構成される (以降、Kevex と呼ぶ)。これらの写真を図 5.12 に示す。以下で各部分の説明を行う。

- 1 次 X 線発生装置 Kevex 5039s。
次のように X 線が生成される。陽極 (タングステン W) をターゲットとし、陰極にフィラメントが取り付けられている。陽極と陰極の間に管電圧 (0–50 kV) を印加した状態で、フィラメントに管電流 (0–1 mA) を流す (図 5.12 右下)。電子は陰極から飛び出し、加速を受けたあとに陽極のターゲットに衝突し、W の蛍光特性 X 線 (L 系列 : 8.4 keV、9.6 keV) と連続 X 線 (電子の制動放射) からなる 1 次 X 線を生成する (1.2.2 節)。1 次 X 線は連続成分が多いため、性能評価に適していない。1 次 X 線の出口は、直径 2cm の Be 窓を通して Target box へ接続されている (図 5.12 左上)。
- Target box
ステンレス製の箱に、Cu(0.2 mm 厚)、Pb(1mm 厚) を 2 次ターゲットとして取り付けられている (図 5.12 左下)。1 次 X 線の入射より、蛍光特性 X 線を主成分とする 2 次 X 線が生成される。出口の直径は 2cm である。
- 接続キャップ
5 mm 厚のステンレス製。target box と真空槽の接続、および遮蔽の機能を果たす。真空槽への入り口は直径 3cm の Be 窓である。

Kevex のスペクトルと強度を確認するために、CdTe SSD(仕様は表 5.2 を参照) を用いて測定を行う。

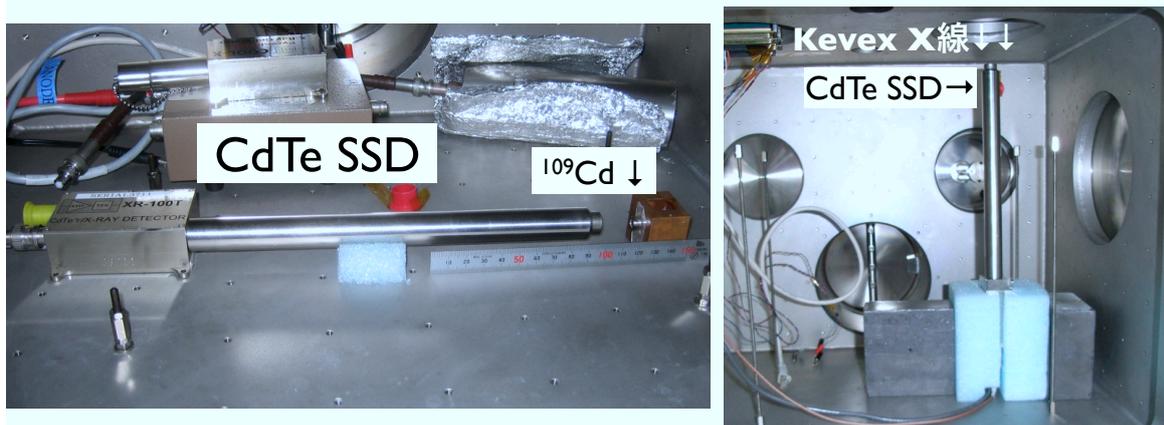


図 5.13 CdTe SSD によるスペクトル測定の設定アップ。左： ^{109}Cd の測定。右：KeveX X 線の測定。

キャリブレーション用に、 ^{55}Fe 、 $^{109}\text{Cd}^{*10}$ のスペクトルも取得する。これらの測定の設定アップを図 5.13 に示す。KeveX X 線の測定時では、CdTe SSD の感部 (head) から真空槽の Be 窓まで距離は約 9cm、Target Box 内の Cu 板の中心までの距離は約 22cm である。

CdTe SSD の測定結果を図 5.14 左に示す。 ^{55}Fe の 5.9 keV、 ^{109}Cd の 22.2 keV、24.9 keV の輝線を用いてキャリブレーションを行った。その結果、KeveX のスペクトルの 8–9keV に見られる 2 つの peak はそれぞれ、Cu の 8.0keV($K\alpha$) と 8.9keV($K\beta$) と同定した *11 。Pb の L 系列輝線 (e.g. $L\alpha=10.5$ keV) は見られなかった。1 次 X 線の主成分のエネルギーが Pb の吸収端 (15.8 keV) より低すぎたことが原因と考えられる。8keV バンド (7–10 keV *12) と 0–30 keV バンドの flux 比が 87% であることから、KeveX X 線の主成分は Cu の 8.0 keV($K\alpha$) と 8.9 keV($K\beta$) であることが分かる。両者の強度比は 1 : 0.24 であり (fitting 結果)、エネルギーの中心値の加重平均は 8.2 keV、標準偏差 (1σ) は 0.36keV である。以降では便宜上、これを Cu 8 keV X 線と呼ぶことにする。

8keV X 線強度は、管電流 I [mA] に比例し、管電圧 V [kV] に依存する。これを調べるために、管電流を 0.1 mA に固定し、管電圧を変化させて測定を行った。結果を図 5.14 右に示す。8keV X 線の強度は管電圧と線形関係であることが分かる。CdTe の 8keV X 線に対する検出効率はほぼ 100% *13 であり、KeveX の 8 keV X 線強度 (7–10 keV) は測定結果から、

$$\text{KeveX Flux@8keV} = (1967 \times V [\text{kV}] - 20710) \times I [0.1\text{mA}] \quad [\text{photons/sec in } 9 \text{ mm}^2] \quad (5.4)$$

という近似式で表される。ただし、この強度の式は、CdTe の head と Cu ターゲットの距離に依存する。INTPIX2 への照射試験を行う際は Target との相対距離が同じになるように調整し、式 5.4 を利用して入射強度を見積もる。ただし、セットアップにおける系統誤差が $\pm 1\text{cm}$ 程度存在するので、強度式に 10% *14 程度の誤差は存在する。

表 5.2 CdTe SSD (XR-100T-CdTe) の仕様。

センサー・タイプ	サイズ	空乏層厚	エネルギー分解能	暗電流レベル
CdTe Diode	$3 \times 3 \text{ mm}^2$	$1000 \mu\text{m}$	FWHM=0.4 keV@8.0 keV	10^{-3} Counts/sec

*10 線源のデータは表 5.3 を参照。

*11 Gaussian による fitting 結果は、中心値 (半値幅) が 8.00 (0.44) keV と 8.86 (0.50) keV である。

*12 8 keV と 8.9 keV の $\pm 5\sigma$ の範囲に対応する。

*13 Quantum Efficiency= $1 - \exp(-1000/65) > 0.999999$ 。Si における 8keV の減衰長は $65 \mu\text{m}$ である。

*14 強度は Target から距離 ($=22 \pm 1 \text{ cm}$) の二乗に反比例するので、系統誤差は 10% である。

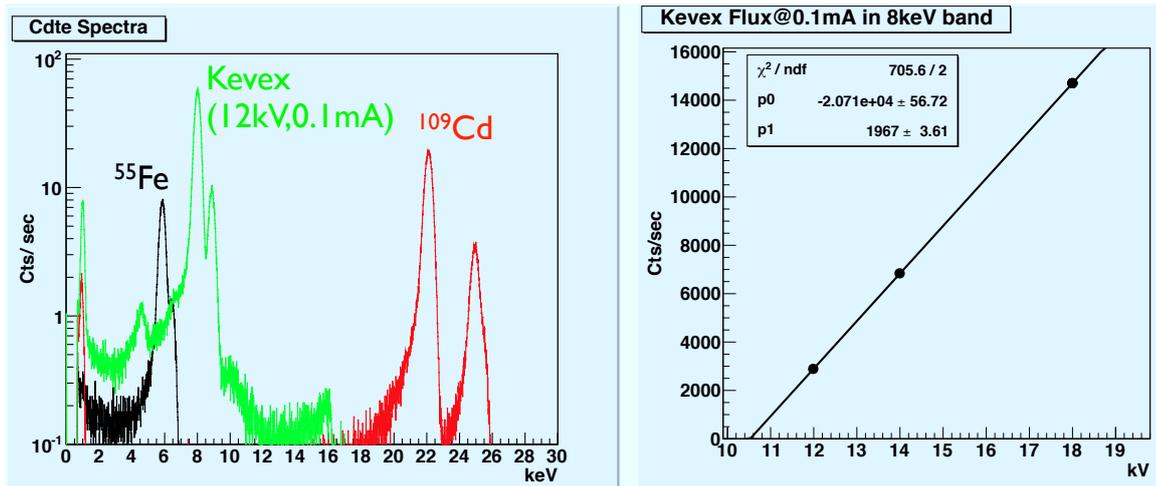


図 5.14 CdTe SSD によるスペクトル。左：KeveX@12kV (緑)、 ^{55}Fe (黒)、 ^{109}Cd (緑) のスペクトル。右：KeveX 8keV X 線強度の管電圧依存性。

5.4.3 X 線データの取得および解析方法

本研究におけるデータの取得および解析方法を説明する。

取得方法

検証と比較を行うために全測定において、

- 「X 線を照射していない時」のペDESTAL (Ped) ・データ
- 「X 線を照射しているの時」フィジカル・データ (以降、Phy^{*15} と呼ぶ)

の 2 セットを連続的に取得する。2 セットの測定では、 V_{back} 、Integration Time、DAQ 設定、そしてフレーム数 (露光時間) が同様である。

解析手法

取得した Phy の生データを次のように解析・処理する。

1. Offset レベルの計算

最初の 100 フレームを捨て、残りのフレームを使ってピクセル毎に Phy 平均 ($\langle \text{Phy} \rangle$) を求める。平均の計算は式 5.1 を使用する。もちろん、あるピクセルに対して、全フレームのうち X 線光子が入ってくるフレームが存在する。今回の試験では、KeveX (線源) の強度、および露光時間から見積もったレートが 1 photon/pixel/run 以下になるように調整するので、 $\langle \text{Phy} \rangle$ を Dark frame^{*16} とすることは問題ない。

2. Bad frame の処理

最初の 100 フレームを捨て、残りのフレームを使ってフレーム毎に全ピクセルの信号平均値 (フレーム平均値) を求める。全フレームのフレーム平均値より 7 ADU 離れたフレーム平均値を持つフレームを bad frame として以降で解析に使用しない。この処理は、外部ノイズなどの影響より全体平均値が高くなっているフレームを除去する。Bad frame の典型的な割合は約 0.1% 程度

*15 Physical event.

*16 X 線入射がない時の出力の Offset レベル。5.2.2 節のペDESTAL 平均と本質的に同じである。

である。

3. 正味の信号の計算

各フレームにおいて、各ピクセルの生信号から Dark frame(<Phy>) を差し引く。その差分を正味の信号として以降の解析で使用する (以降、単に信号と呼ぶ)。計算は式 5.2 を使用する。

4. Bad (noisy) pixel の処理

全ピクセルに対して、ピクセル・ノイズ値を求め、そのヒストグラム (サンプル数=フレーム数) を作り、中心値と RMS を計算する。ノイズの中心値より 2σ 大きいピクセルを noisy な bad pixel として以降で解析に使用しない。この処理は、エネルギー分解能を悪くするピクセルを除去する。計算は図 5.4 右と同じである。X 線が低レートなので、X 線入射による影響は無視できる。

5. Bad (hot) pixel の処理

各ピクセルに対して、ピクセル・ノイズ値の 8 倍 (8σ) より大きい信号を hit とし、全フレーム間 (露光時間中) における hit 数を調べる。低レート (<1 photon/pixel/run) が理由で、hit 数が 2 より大きいピクセルを hot な bad pixel として以降で解析に使用しない。この処理は、何らかの理由で高い出力で鳴り続けるピクセルを除去する。

4. と 5. の処理で bad pixel に判定されるピクセルは全体の約 5% である。Bad pixel は基本的に同じ位置分布をしているが、外部ノイズと温度などの影響で測定毎に、割合、位置、絶対値が微変動する可能性がある。信頼性を上げるために以降の解析では、毎回の測定データに対して bad pixel の処理、および有効面積の補正を行う。

Ped データは、上述の Phy データと同様な処理を行う。これらの処理後、理想的な場合、Ped データの波高ヒストグラムはゼロを中心とした Peak であり (以降、ゼロ Peak と呼ぶ)、Phy データの波高ヒストグラムはゼロ Peak 加えて X 線の信号 Peak が右 (プラス方向) に現れる。X 線の信号 Peak の中心値が入射光子のエネルギー、幅がエネルギー分解能、面積が検出した光子数に対応する。

5.4.4 KeveX 8keV X線照射 with Pb Mask

INTPIX2 の X 線 event 検出の能力を確認するために、Pb マスクを使用して受光面積の半分を隠して状態で X 線照射を行う (図 5.15 左)。KeveX 管電圧=24kV、管電流=0.4 mA、INTPIX2 の Integration Time =1ms/frame にして、Ped と Phy のデータを 400 フレーム取得した。

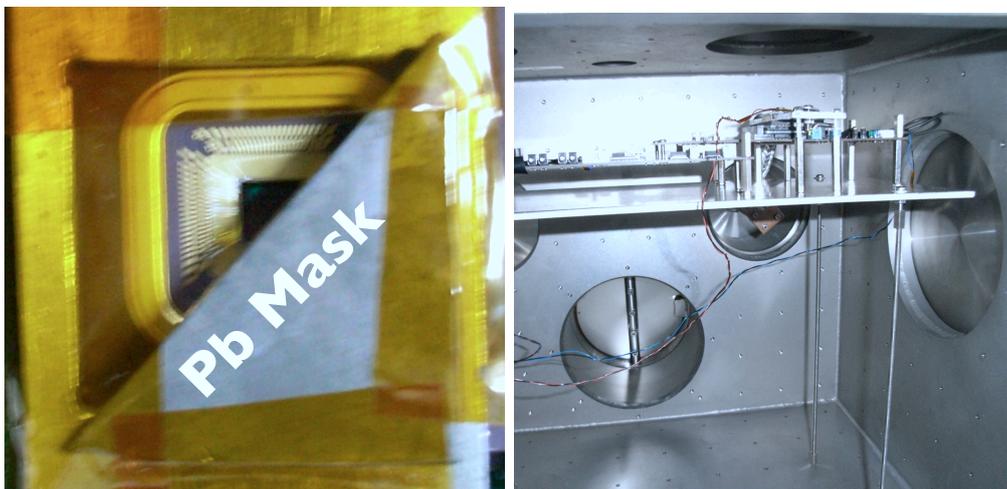


図 5.15 INTPIX2 に付けた Pb マスク (左) と照射セットアップの写真 (右)。

Phy データから、 $PH > 20ADU$ (約 5σ 対応) の信号範囲を指定して、ピクセルあたりのカウント数を

表すイメージを作った。そのイメージには Pb マスクの影が見られ、INTPIX2 が 8keV X 線を検出していることが分かる (図 5.16 左)。さらに、X 線が当たってる領域 (図 5.16 左にある青四角 : 40 pixel×40 pixel) を指定して、Ped と Phy のデータから波高ヒストグラムを作った (図 5.16 右)。Ped の波高ヒストグラムがゼロ Peak になっていることに対して、Phy の波高ヒストグラムのゼロ Peak の右に信号ピーク (@ ~25 ADU) が現れている。入射 X 線強度 ($=4.4 \times 10^{-3}$ photons /pixel/frame) からパイルアップの影響がなく、信号 Peak が 8keV X 線光子に対応することが分かる。以上より、INTPIX2 を用いて初めて X 線の event 検出に成功した。しかし、ゼロ Peak と信号 Peak は完全に分離されていない。INTPIX2 は、読み出しノイズが大きい (エネルギー分解能が悪い)、ゲインが十分に大きくないことが予想される。

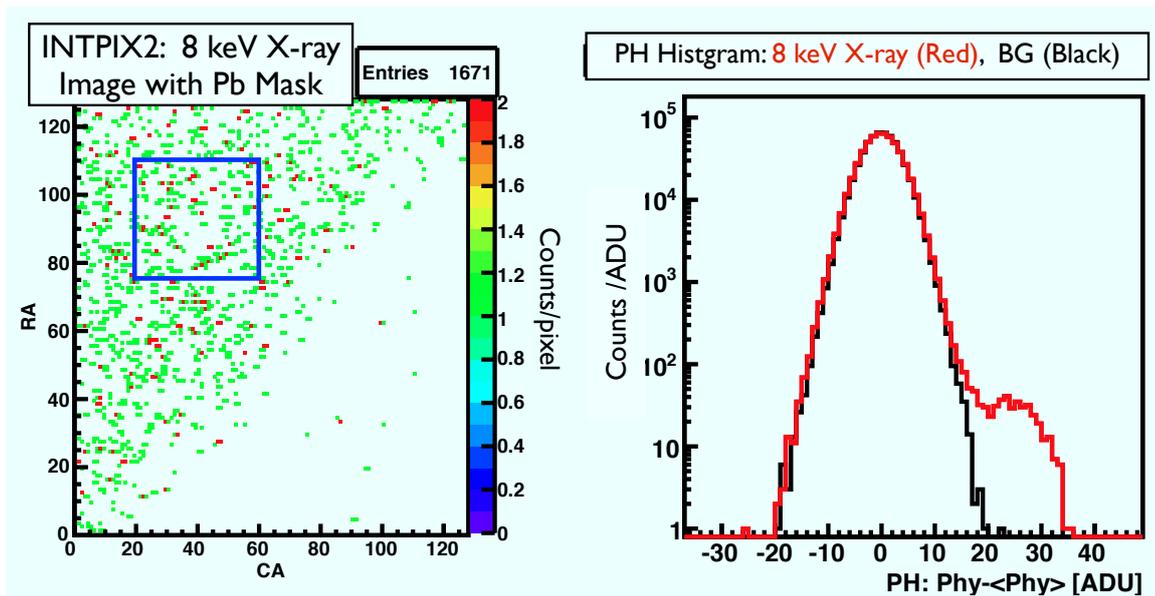


図 5.16 8keV X 線の照射結果 (露光時間=1ms×400 frames =0.4 sec)。左 : 右下半分を遮蔽する Pb マスクをつけたときのイメージ。色の違いは、波高値が 20–50 ADU 範囲内にくるピクセルあたりの信号のカウント数を表す。右 : 照射領域の 1 部 (左図青四角) から作った波高ヒストグラム。赤が X 線照射時、黒が X 線照射していない時の結果を示す。

X 線検出が成功していることを検証するために、Kevex の強度をそのままにして同じ 400 フレームのデータを取得した。ただし、Integration Time を半分 0.5ms/frame にした。その結果、1 回目と同じく X 線の event を検出した (図 5.17 右)。1 回目と 2 回目の測定で得た波高ヒストグラム (領域面積 =50 pixel×50 pixel) の 8keV 信号 Peak を gaussian で fit し、結果を図 5.17 に示す。2 回の測定における信号 Peak の面積が 2 : 1 になっており、検出 X 線光子数が露光時間に比例するという X 線検出を検証した結果が得られた。Kevex から入射 X 線光子数は分かっているため、検出 X 線光子数との比から検出効率を議論することができる。これを本章で最後で行う。

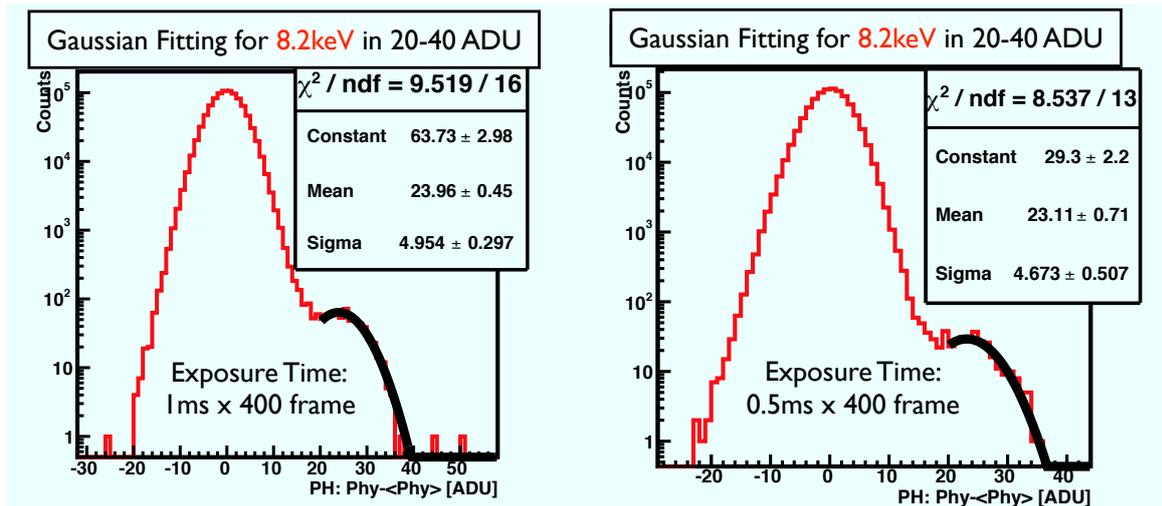


図 5.17 INTPIX2 : 8keV X 線 (Kevex 管電圧=24 kV、管電流=0.4mA の場合) 波高ヒストグラムと信号 Peak の Fitting。左 : 1 回目の測定 (露光時間=1ms×400frames)。右 : 2 回目の測定 (露光時間=0.5 ms×400 frames)。

5.5 放射線線源による照射試験

5.5.1 目的

いろいろなエネルギーの X 線、 β 線の照射を行い、波高ヒストグラムを取得する。波高ヒストグラムから、X 線と β 線が作る信号値を調べる。

5.5.2 放射線線源

本研究で使用する線源のデータを表 5.3 にまとめた。

表 5.3 実験に使用した線源のデータ。

線源	エネルギー [keV] と放出割合	半減期 [year]	購入時期	購入時強度	線源番号
^{55}Fe	γ : 5.9 (11.2%), 6.5 (1.5%)	2.73	2003/07/02	3.7 Mbq	LT 197
^{109}Cd	γ : 22.2 (84.3%), 24.9(17.8%)	1.27	2005/08/23	3.7 MBq	NH 904
^{241}Am	γ : 13.9 (42%), 26.3 (2.4%) 59.5 (35.9%)	432.2	2005/08/23	3.7 MBq	NP 366
^{133}Ba	γ : 31.0 (96.2%), 35.0 (22.4%) β : 80 keV (86%), 133.5 keV (14%)	10.52	2003/01/20	1.14 MBq	No.139
^{90}Sr	β : 54600 (100%)	28.74	2005/10/19	3.7 MBq	NT 185

5.5.3 実験のセットアップ

放射線線源による照射試験のセットアップ写真を図 5.18 に示す。外部からの光を遮蔽するために、試験を真空槽内で行う。

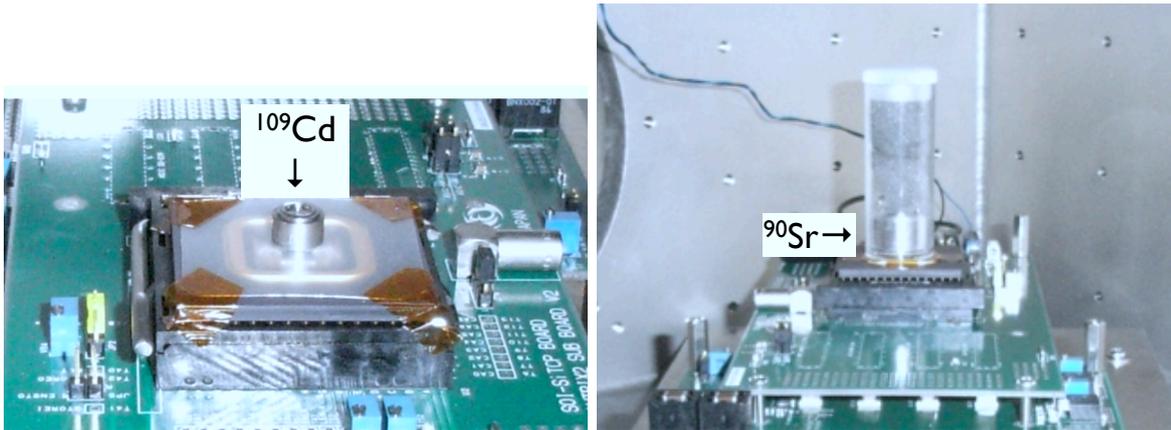


図 5.18 INTPIX2 の放射線線源の照射試験のセットアップ。左： ^{109}Cd の場合。右： ^{90}Sr の場合

5.5.4 X 線照射 with ^{241}Am (13.9keV) & ^{109}Cd (22.7 keV)

^{241}Am を照射した。4900 フレーム (露光時間=4900×0.5ms=2.45 sec) データを取得、解析した。図 5.19 左が示すように、X 線 event を検出していることが分かる。信号 Peak はゼロ Peak の右で見られ、中心値は ^{241}Am の 13.9 keV に対応すると考えられる。Gaussian で fit した結果を図 5.19 右に示す。

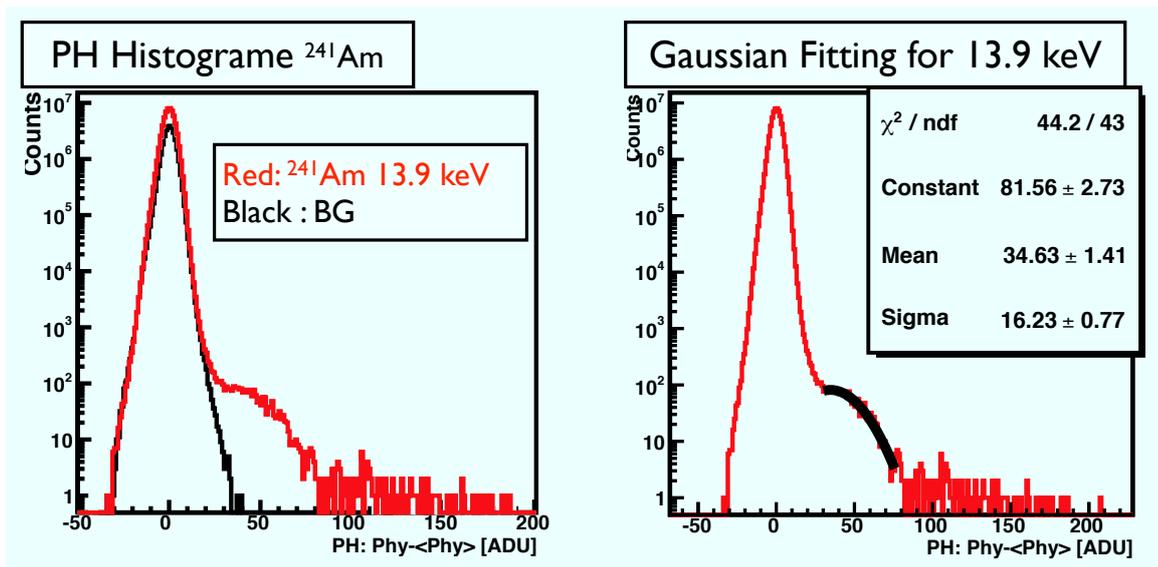


図 5.19 左：13.9keV X 線 (^{241}Am) を照射する時 (赤) と照射なしの時の波高ヒストグラム (黒)。露光時間は、0.5ms×4900 frame=2.45 sec である。右：波高ヒストグラムの信号 Peak Fitting。

^{109}Cd を照射した。4900 フレーム (露光時間=4900×0.5ms=2.45 sec) データを取得、解析した。図 5.20 左が示すように、X 線 event を検出していることが分かる。信号 Peak はゼロ Peak の右で見られ、中心値は ^{109}Cd の 22.7 keV^{*17} に対応すると考えられる。Gaussian で fit した結果を図 5.20 右に示す。

*17 22.2 keV(Ag-K α) と 24.9 keV(Ag-K β) の加重平均である。標準偏差は 1.03 keV である。

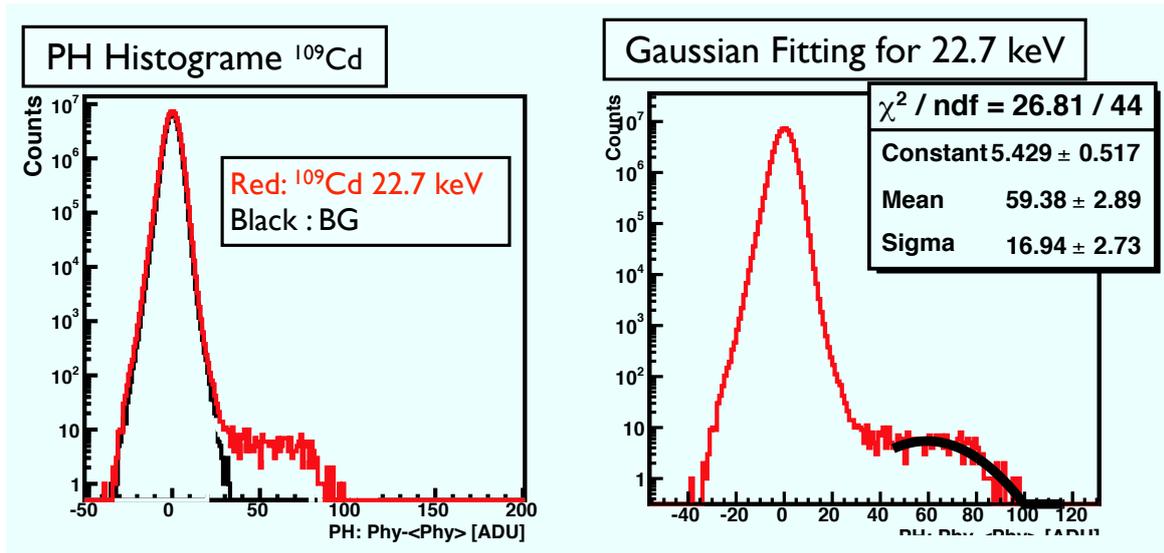


図 5.20 左：22.7keV X 線 (^{109}Cd) を照射する時 (赤) と照射なしの時の波高ヒストグラム (黒)。露光時間は、 $0.5\text{ms} \times 4900 \text{ frame} = 2.45 \text{ sec}$ である。右：波高ヒストグラムの信号 Peak Fitting。

5.5.5 β 線照射 with ^{90}Sr

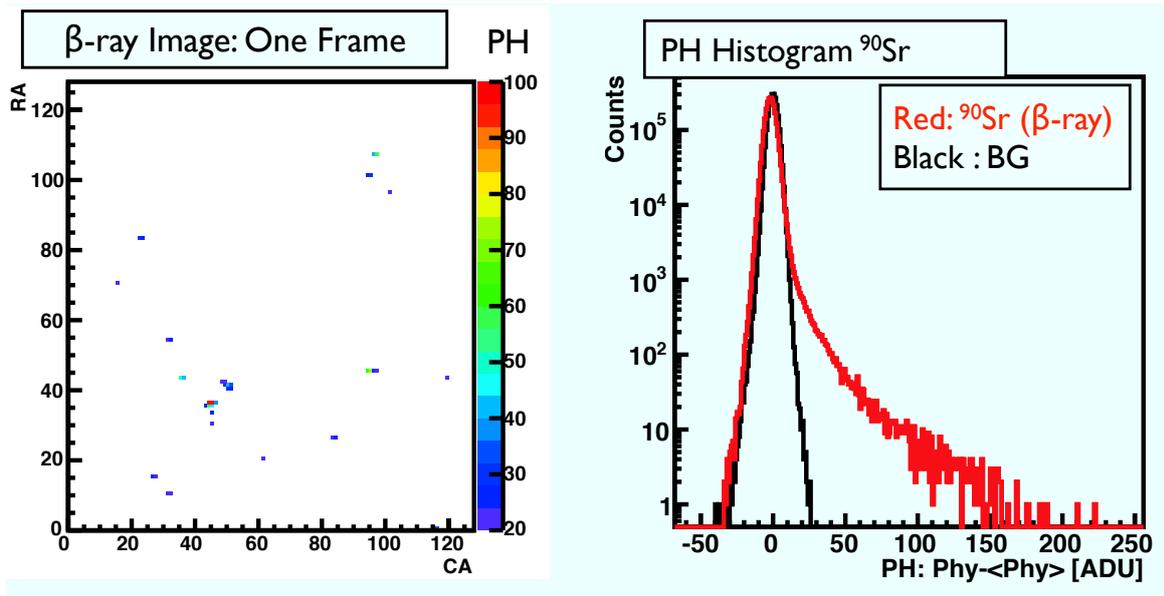


図 5.21 5.46 MeV β 線 (^{90}Sr) の照射結果。左：1 frame (露光時間=1 ms) のイメージ。色の違いは、信号の波高の大きさを表す。右：波高ヒストグラム (露光時間=1ms \times 150 frame=0.15 sec)。

β 線に対する反応を調べるために ^{90}Sr を照射した。 ^{90}Sr からは 0.546 MeV の β 線を放射する (100%)。150 フレーム (露光時間=1ms \times 150 frame=0.15 sec) のデータを取得し、解析結果を図 5.21 示す。1 フレームのイメージからは、数ピクセルを跨るクラスターまたはトラックの構造が見られる。これらは電子の電離相互作用によるものと考えられる。波高ヒストグラムには、X 線の時と違って連続的形になっている。電離相互作用によって、電子が連続的にエネルギーを落としていることが示唆さ

れる。

5.6 考察と議論

5.6.1 絶対ゲインの評価

5.4 節と 5.5 節の波高ヒストグラムから求めた 8.2 keV、13.9 keV、22.7 keV の信号値 (gaussian 中心値)[ADU] を用いて、INTPIX2 の Calibration を行った。図 5.22 が示すように、INTPIX2 の信号出力値 [ADU] が入射 X 線のエネルギー [keV] に比例していることが分かる。この結果は、X 線 event を検出したことを強く示唆する。INTPIX2 の絶対ゲインは、図 5.22 にある直線の傾き p_0 が対応しており、

$$\begin{aligned} Gain_{out} &= 2.62(\pm 0.07) \text{ [ADU/KeV]} = 2.62 \times 0.24\text{mV}/(1000\text{eV}/3.65\text{eV}) = 2.3 \text{ } [\mu\text{V}/\text{e}^-], \\ 1 \text{ ADU} &= 1/Gain_{out} = 382 \text{ [eV]} = 104 \text{ [e}^-] \end{aligned} \quad (5.5)$$

と求めた^{*18}。空乏層厚、ジオメトリなどから INTPIX2 のピクセル電極容量を 10fF と見積もった [13] 場合、回路ゲイン $A_{amp}=1$ (式 5.3) と仮定すると、絶対ゲインの予想値は 16 [$\mu\text{V}/\text{e}^-$] である。今回の X 線で測定した絶対ゲインは 2.3 [$\mu\text{V}/\text{e}^-$] であり、設計値の約 1/7 である。実際、バックゲート効果を受けて回路ゲインは 1 より小さくなる。文献 [13] の測定結果から、回路ゲインは $A_{amp} = 0.68@V_{back} = 5\text{V}$ である。これを用いて、式 5.3 からセンサー・ゲイン A_{sen} を求めて、見積もったセンサー部の電荷容量は 47 fF (1 ピクセル) である。予想より空乏層が広がっていない、寄生容量が大きいことが示唆されている。

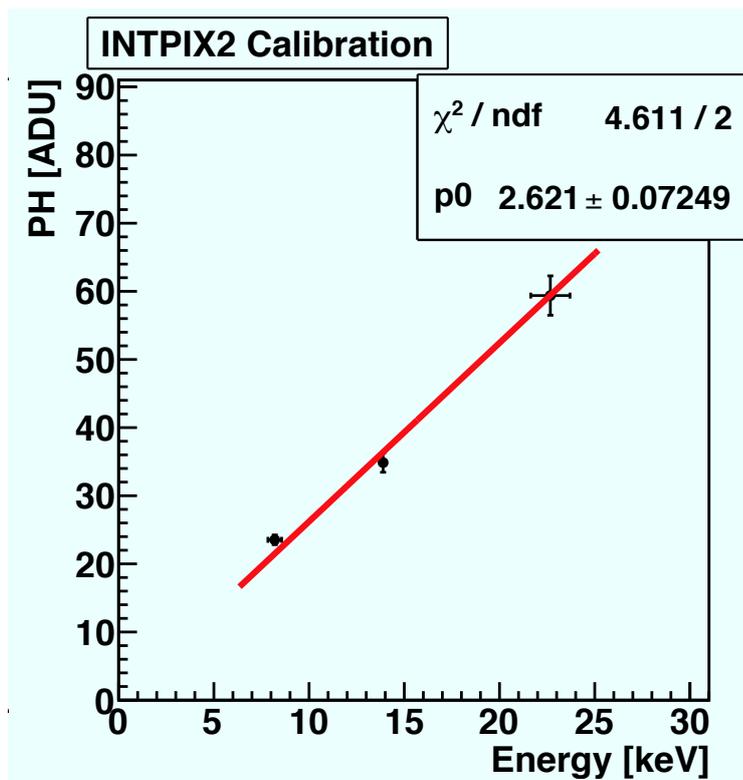


図 5.22 INTPIX2 の Calibration 結果。Fitting 関数は、 $\text{PH [ADU]} = p_0 \times \text{energy [keV]}$ 。

*18 Fitting 結果の誤差は、Confidence Level=95% のものである。

5.6.2 Event の空間分布：隣り合うピクセルの同時ヒット

INTPIX2 の Event の空間分布を調べために、 3×3 のピクセル領域に対して Pattern A、B、C (図 5.23) の 3 種ヒット・パターンを定義する。ある信号しきい値 (event threshold) に対して、

- Pattern A (single pixel event) :
中心ピクセルの信号値が event threshold を超えることかつ、その周りの 8 ピクセルの信号値が event threshold 以下である。
- Pattern B (double pixel event in Column) :
中心ピクセルの信号値が event threshold を超えることかつ、左または右のピクセル信号値が event threshold 以上であることかつ、上と下のピクセル信号値が event threshold 以下である。
- Pattern C (double pixel event in Row) :
中心ピクセルの信号値が event threshold を超えることかつ、上または下のピクセル信号値が event threshold 以上であることかつ、左と右のピクセル信号値が event threshold 以下である。

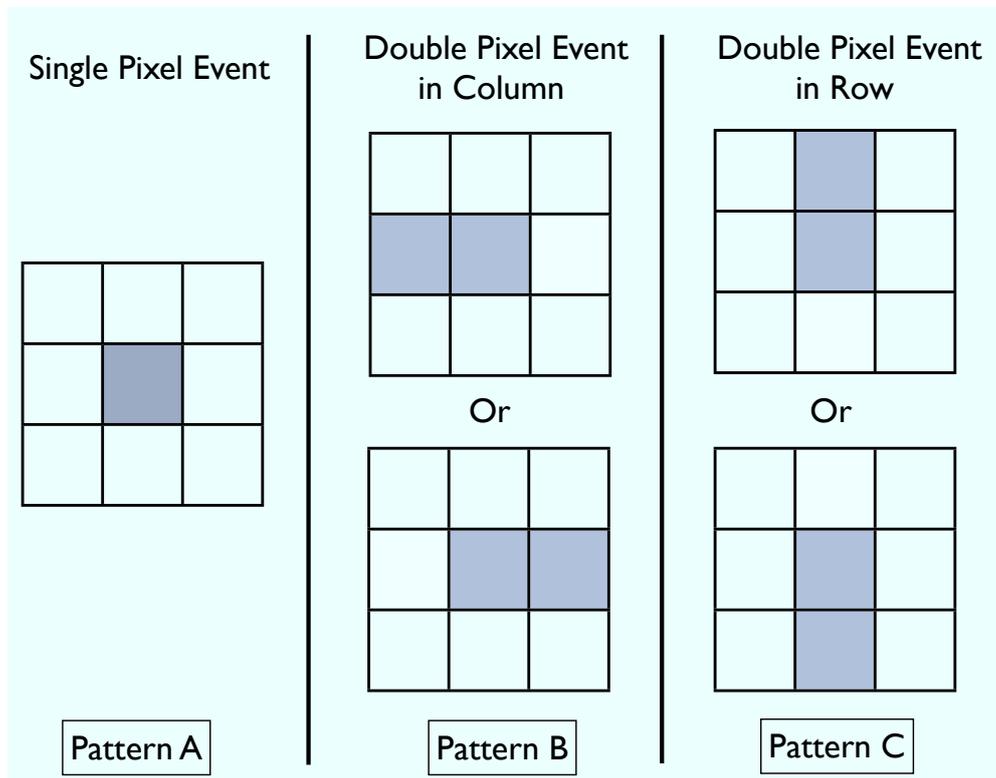


図 5.23 Event の二次元分布の種類。

5.4 節で取得した 8 keV と 14 keV の X 線データから、event threshold を 20 ADU^{*19} として、波高ヒストグラムをヒット・パターン毎に作成した。結果を図 5.24 に示す。信号値が 20 ADU を超えた全 event の中、8 keV の X 線データの場合、Pattern B が 80.7%、Pattern A が 18.9 % を占め、Pattern C がほとんど存在しないことがわかった。14 keV の X 線データも同じ傾向で、Pattern B が 83%、Pattern A が 11.2 % を占める。Pattern A は Peak を作っていない、Pattern B は Peak を作っていることが分かった。

*19 Phy と Ped 波高ヒストグラムの分かれ目は約 20 ADU である (図 5.16 右と図 5.19 左)

今の X 線入射レートが 0.01 photons/pixel/frame 以下なので、隣り合う event を作る確率は低い。また、前節の結果から X 線の photon counting は成功している。これらより、INTPIX2 の信号値が 20ADU 以上の event を次のように解釈する。Pattern B は、1 個の X 線光子により作られた信号を、左右隣り合う 2 つピクセルが同じ値で出力 (読み出) した event である。これはダブル・カウント^{*20} である。原因の究明はできなかったが、ピクセルとピクセルの間の構造、DAQ 読み出し順番などに起因する可能性が挙げられる。Pattern A の event は、電子雲が完全集取されなかった X 線信号 (tail)、またはゼロ Peak から漏れ込んで来たノイズと考えられる。

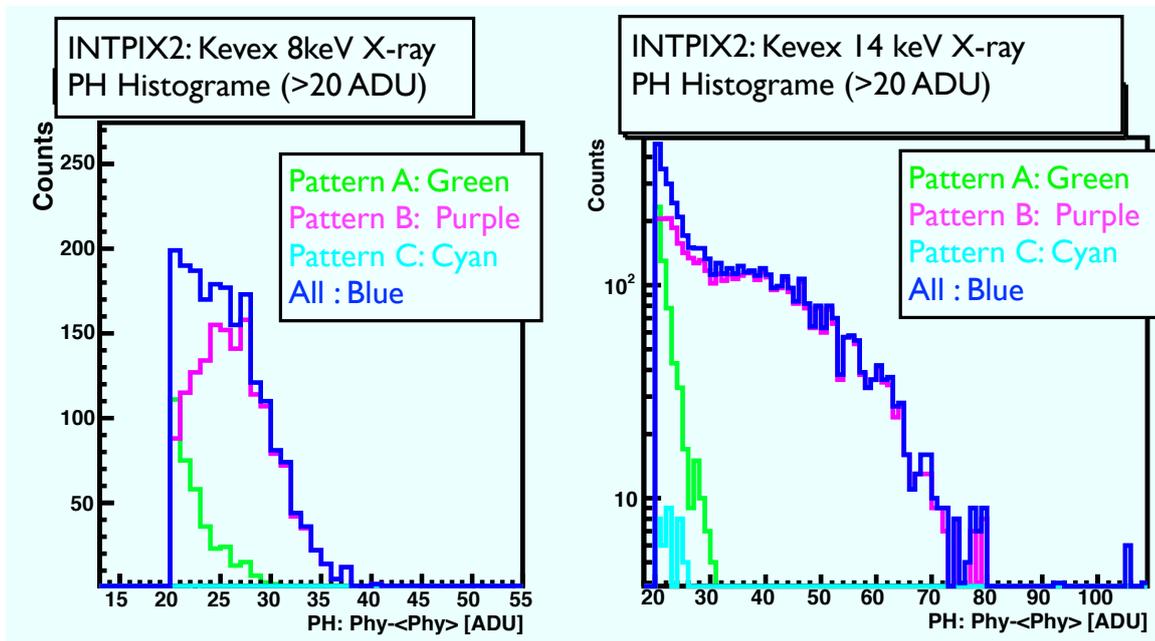


図 5.24 INTPIX2 : 各種空間分布 (図 5.23) を持つ event の波高ヒストグラムの比較。左 : 8keV X 線の場合。右 : 14 keV X 線の場合。

5.6.3 暗電流とリーク電流

図 5.7 左が示すように、ピクセルあたりのリーク電流 (leak) または暗電流 (dark) 平均値は、22 ADU/pixel/ms である。絶対ゲインから電子数に換算すると、

$$I_{ld} = 2820 \text{ [e}^- \text{/pixel/ms]} \quad (5.6)$$

I_{ld} にはリーク電流と暗電流の両方が含まれている。リーク電流は、 V_{back} の印加によってダイオードに流れる電流値である。暗電流は、熱電子の励起によってダイオードまたは読み出し回路に流れる電流であり、温度に依存する。今回の測定内容からは、両者を区別できなかった。

5.6.4 エネルギー分解能とノイズの電子換算

INTPIX2 では、8keV X 線がゼロ Peak かと完全分離されていない (図 5.16 右) ため、エネルギー分解能が悪いことがわかっている。図 5.17 右の結果を使って数値を見積もると、エネルギー分解能は、 $\text{FWHM} = 2.35\sigma = 2.35 \times 4.7 \text{ ADU} = 11 \text{ ADU} = 4.2 \text{ keV} @ 8.2 \text{ keV}$ である。Si 検出器本来の性能^{*21} に

*20 トリプル・ピクセル・カウントは、Pattern B と Pattern C に含まれる可能性があるが、調べた結果、INTPIX2 の信号値 20ADU 以上の event にトリプル・ヒットは含まれていなかった。

*21 式 1.21 から、 $\sigma_r = 0$ を仮定すると、 $\text{FWHM} \sim 130 \text{ eV} @ 8 \text{ keV}$ 。

はまだまだ到達していない。X線が当たっていない時の読み出しノイズ(全ピクセル・ノイズの平均値)は3.65 ADU(RMS)であり、電子換算すると382 e-である。これは常温におけるINTPIX2のエネルギー分解能の限界である。

エネルギー分解能に寄与する成分はとして、以下のものが挙げられる。

kT/C ノイズ

絶対ゲインの結果から、センサー部のkT/Cノイズの理論値を見積もると、

$$(kT/C)^{1/2} = \left\{ \frac{8.62 \times 10^{-5} \text{eV K}^{-1} \times 300\text{K}}{47 \text{ fF}} \right\}^{1/2} = 292 \text{ } [\mu\text{V}], \quad (5.7)$$

$$e - \text{rms} = \frac{292 \text{ } [\mu\text{V}]}{2.3 \text{ } [\mu\text{V}/e-]} = 127 \text{ } [e-]$$

統計 (fano) ノイズ

Si内で8.2keVのX線が作る一次電子のゆらぎは、fano因子=0.1(表1.1)から、

$$e - \text{rms} = (F \times E_{\gamma}/w_{si})^{1/2} = (0.1 \times 8200/3.65)^{1/2} = 15 \text{ } [e-] \quad (5.8)$$

リーク電流と暗電流の電子ゆらぎ

Integraion Time=1msと設定していたので、リーク電流または暗電流による電子数の揺らぎは式5.6より、

$$e - \text{rms} = (I_{ld} \times 1\text{ms})^{1/2} = (2820)^{1/2} = 53 \text{ } [e-] \quad (5.9)$$

と見積もられる。

ピクセル感の絶対ゲインのばらつき

今回求めた絶対ゲインは、全ピクセルの平均値である。INTPIX2は、ピクセル毎に読み出し回路(図4.4)を持つので、ピクセル間にゲインのばらつきが存在することが十分にあり得る。これもエネルギー分解能を悪くする一因と考えられる。今後は、ピクセル毎に十分な統計を取り、その絶対ゲインを求めて、全ピクセルに対してゲイン補正を行う必要がある。

その他

ADCのチャンネル幅は1 ADU = 104 e-であり、この不定性は信号PeakのFWHMに寄与する。また、SEABASボードの読み出しノイズ(e.g. kT/C)などもエネルギー分解能に影響する。

5.6.5 検出効率

INTPIX2の検出効率は、入射X線光子数に対する検出X線光子の数から評価できるが、ダブル・カウントの影響(5.6.2節)で議論の不定性が大きくなる。これを踏まえた上で、少し進んで考察を行う。Kevexで発生する8keV X線の強度とINTPIX2の露光時間の組み合わせを変えた測定を(図5.17の測定を含めて)5セット行った。各測定結果に対して、図5.17の手法を用いてgaussianの面積を求め、それを検出した8keV X線光子の数 N_{detected} とする。 N_{detected} と入射光子数 N_{injected} の関係を図5.25にプロットした。両者はきれいな比例関係にある(傾き=0.178)ことが分かる。全検出eventがダブル・カウントと仮定すると、INTPIX2の検出効率は、 $0.178/2=0.089@8\text{keV}$ と見積もられる。ただし、結果の絶対値の不定性が大きいことを注意されたい。

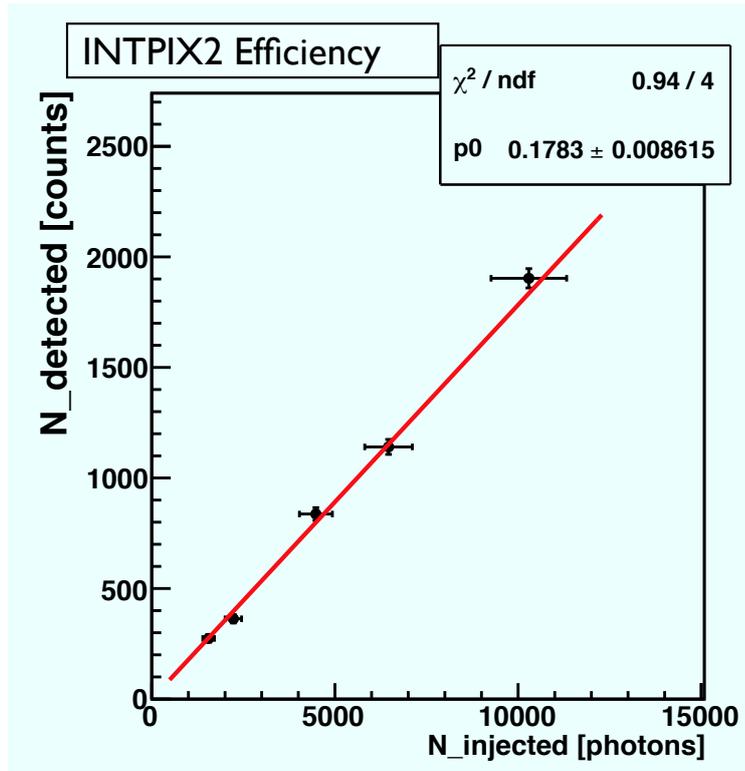


図 5.25 INTPIX2 の検出効率の測定結果。

5.7 まとめ

INTPIX2 の常温試験では、

- 可視光を用いてバックゲート効果による絶対ゲインの低下を確認した。
- 8 keV, 14 keV, 22 keV X 線の event 検出に成功した。
- X 線の Calibration から INTPIX2 の絶対ゲインを求め、ノイズの電子換算を行った。エネルギー分解能が約 50% @ 8keV であり、読み出しノイズの抑制が必須であることが分かった。
- 信号値が 20 ADU 以上の event の分布を調べた結果、2 ピクセルによる同一 X 線のダブル・カウントの現象を見つけた。原因究明はできなかった。

第6章

INTPIX2 真空冷却試験

6.1 目的

INTPIX2 は真空冷却試験^{*1} がまだ行われたことがない。本章では、ペDESTALとノイズの温度依存性を調べ、真空冷却状態における X 線照射試験を行う。

6.2 実験装置

6.2.1 全体構成

真空冷却システム全体のブロック図を図 6.1 に示す。

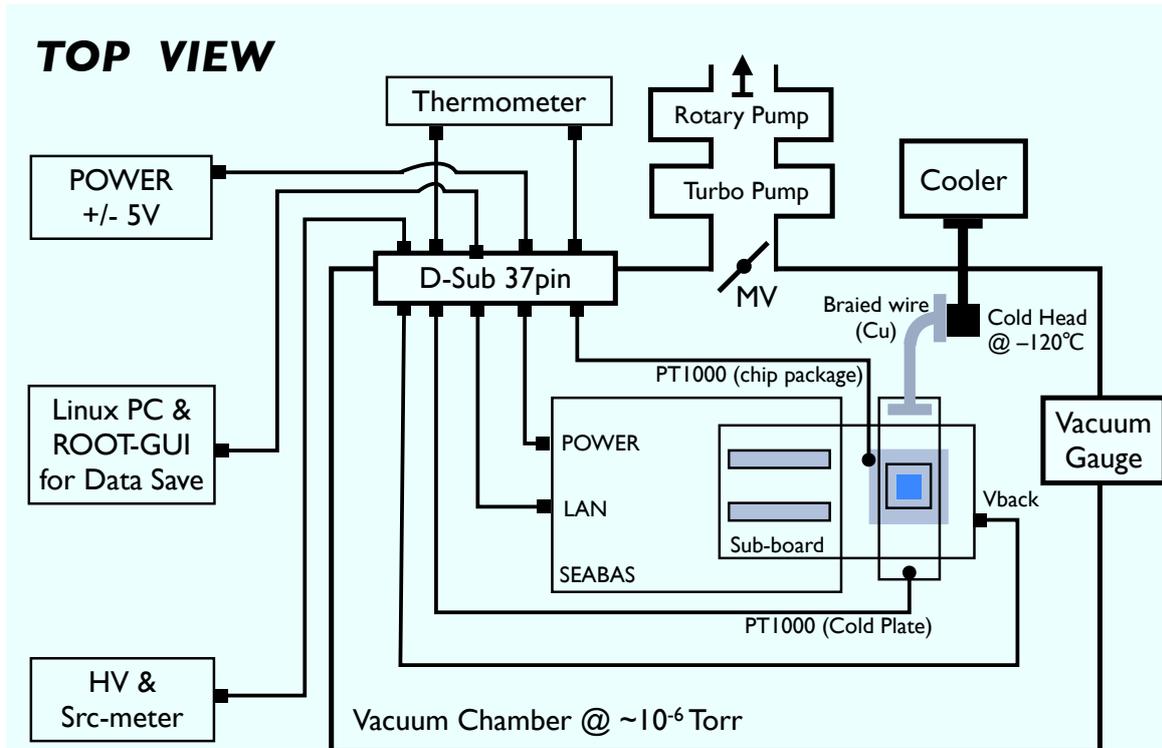


図 6.1 真空冷却試験の全体ブロック図。

^{*1} 素子表面に空気中の水蒸気が結露することを避けるために、低温における飽和水蒸気圧 (e.g. $\sim 10^{-3}$ Torr @ -60°C) 以下に真空度を上げる必要がある。

真空冷却試験のセットアップ写真を図 6.2 に示す。

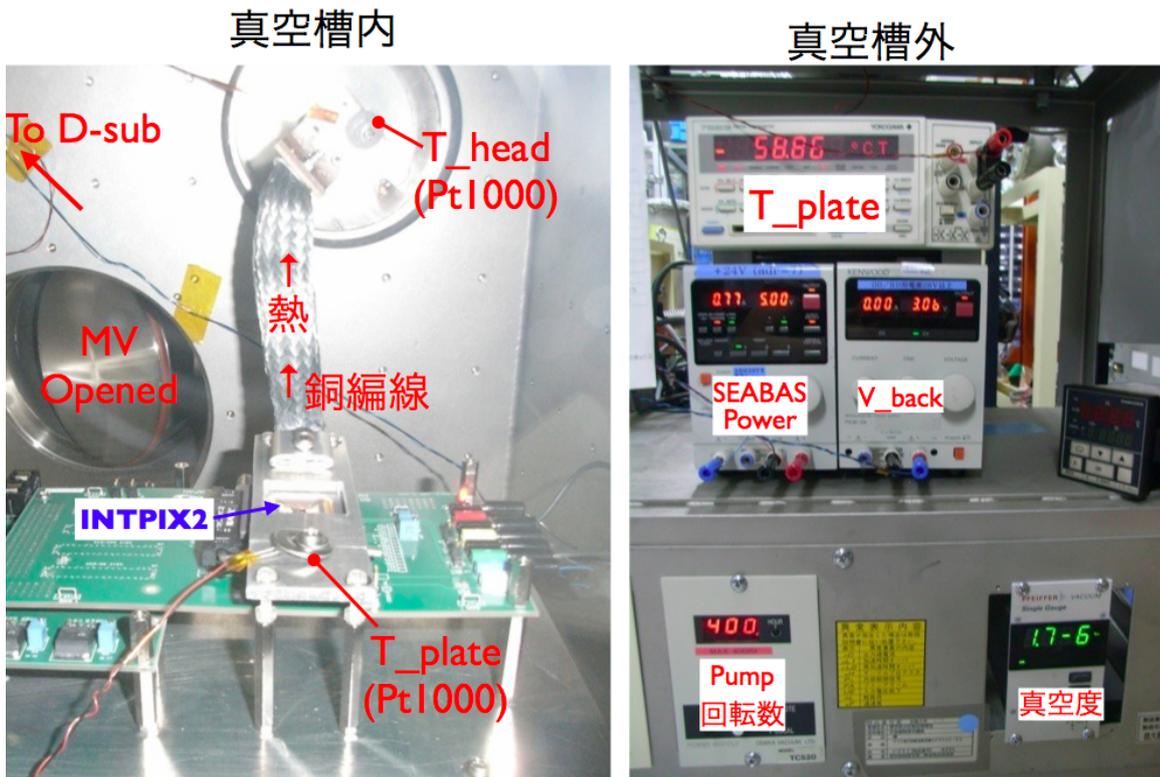


図 6.2 真空冷却試験のセットアップ写真。

6.2.2 真空系

真空系は、真空槽、ロータリー・ポンプ、ターボ・ポンプ、真空計から構成される。

- 真空槽 (OPTVAC-520)
OSAKA VACUUM 製。空気の出入口は直径約 20cm のパイプを通してポンプへ接続されている。そのドア開閉はメイン・バルブ (MV) で制御できる。また、真空開放はリーク・バルブで行う。サイズなどは第 5 章を参照。
- ロータリー・ポンプ (EPRP 150)
OSAKA VACUUM 製。到達真空度は $\sim 10^{-1}$ Torr である。
- ターボ・ポンプ (TC520)
OSAKA VACUUM 製。最大回転数 400 HZ。到達真空度は $\sim 10^{-7}$ Torr である。
- 真空計 (PKR 251)
PFEIFFER 製。測定レンジは $750 - 3.75 \times 10^{-9}$ Torr である。

6.2.3 冷却系

冷却系は、クーラー、冷却治具、温度計から構成される。

- クーラー (クライオミニ)
IWATANI GAS 製のパルス管冷凍機。コンプレッサー (CA201)、モーター・ユニット (M102)、コールド・ヘッド Cold Head (P301) から構成される。He ガスを循環させながら、Cold Head を

冷却する。冷凍能力は $2\text{W} @ -196^\circ\text{C}$ である。全体の消費電力は 0.7kW である。

- 冷却治具 (自作)

Cold Plate として、 $120\text{mm} \times 35\text{mm} \times 4\text{mm}$ の Al 板の中央部に、 $25\text{mm} \times 25\text{mm}$ の四角穴 (照射用) が開けてある。Cold Plate は、ナイロン・ネジで INTPIX2 素子のパッケージ部に適度に圧着されている (冷却用)。Cold Plate の端は、太い Cu 製の編組線を通して Cold Head へ接続されている (熱伝送用)。詳しい配置は、ブロック図 6.1 と写真 (図 6.2) を参照。

- 温度計 (Pt1000 + YOKOGAWA 7563)

センサー端子に Pt1000 (白金抵抗) 使用し、2 線式より抵抗値 (温度) の測定を YOKOGAWA 7563 で行う。

INTPIX2 周辺の電源系は、第 5 章の常温試験と同じものを使用する。

6.2.4 X 線発生装置

X 線発生装置は、第 5 章の常温試験と同じ Kevex を使用する。

6.3 真空冷却システムの動作テスト

真空冷却システムを立ち上げ、その動作テストを行う。真空度、Cold Head の温度、Cold Plate の温度の時間経過を観測する。

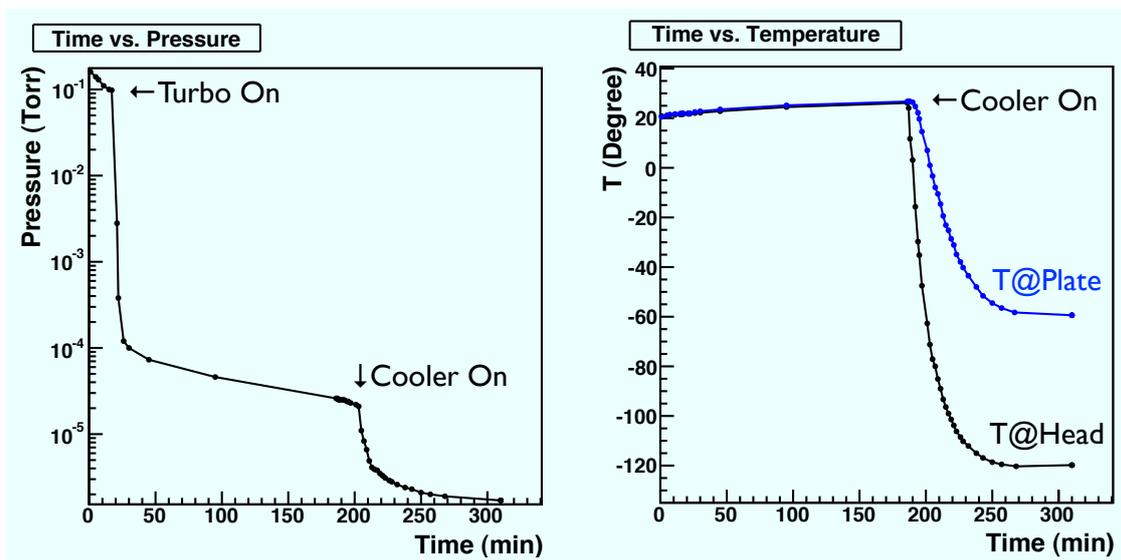


図 6.3 真空冷却システムの動作テストの結果。左：真空引き (真空度) の時間経過。右：冷却温度の時間経過。青は Cold Plate 部の温度、黒は Cold Head 部の温度を示す。

動作テストの結果を図 6.3 に示す。真空度は、開始から約 40min で 10^{-5}Torr 台に到達し、そのあと徐々に $2 \times 10^{-5}\text{Torr}$ に近くづく。クーラーを On (@ 210min) にしたあと、真空度はさらに下がり^{*2}、最終的に $1.7 \times 10^{-6}\text{Torr}$ に到達した (@ 300min)。一方、Cold Head と Cold Plate の温度はともにクーラー On (@ 210min) から降下し始め、約 50min 後にそれぞれ -120°C と -60°C に安定し、系が熱平衡に達した。ただし、Cold Plate の温度は、INTPIX2 素子の温度に必ずしも対応しないことを注意しなければならない。素子の実際の温度は、より近い場所 (e.g. パッケージ) で測定する必要がある。

^{*2} 空気の冷却より、真空槽内の圧力 [Torr] が下がるためである。

ある。以上より、真空冷却システムが正常に動作することを確認した。

6.4 ペDESTAL、ピクセル・ノイズの温度依存性

ペDESTALの温度依存性の調べた。測定では、できるだけ素子の近くで測定を行うために、Pt1000 を INTPIX2 のパッケージに取り付けた。温度変化の影響をできるだけ小さくするために、各温度点においてペDESTALの計算用に 50 フレーム (露光時間=25 ms) 分のデータを使用する。測定時では $V_{back} = 5V$ 、Integration Time = 0.5 ms にする。DAQ は、Scan Time = 320 ns/pixel、RSTV = 660 mV、RST Length = 240 ns、DAQ Frequency = 95 Hz というパラメータ設定にする (以下同様)。

図 6.4 左に示すように、ペDESTALの平均値は、 $20^{\circ}C$ の時の約 1500ADU が、温度が下げるのに連れて降下し、最終的に 1330ADU @ $-30^{\circ}C$ に到達したことが分かる。ピクセル・ノイズの平均値も、 $20^{\circ}C$ の時の約 3.5 ADU が、温度が下げるのに連れて降下し、最終的に約 2 ADU @ $-30^{\circ}C$ に到達したことが分かる (図 6.4 右)。これらから、絶対ゲインが変化していなければ、冷却効果より暗電流が抑制されたことになる。今の段階では、まだ断言できない。

この試験では、素子 package を $-30^{\circ}C$ に冷却することができた。

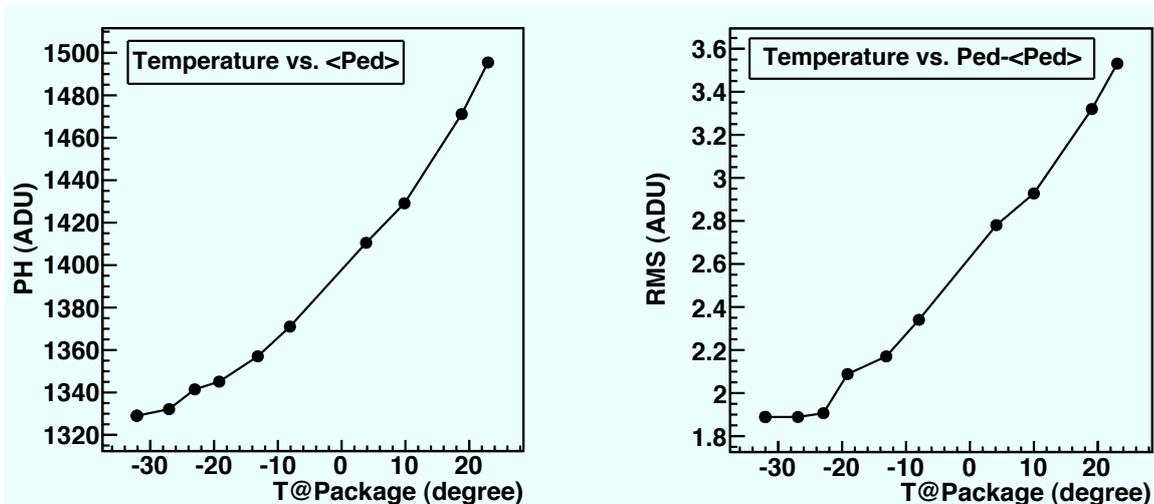


図 6.4 左：ペDESTAL平均値の温度依存性。右：ピクセル・ノイズの温度依存性。

6.4.1 冷却時におけるピクセル・ノイズの 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム

温度が安定した状態 ($T_{package} = -30^{\circ}C$) で、より長時間のペDESTAL・データを取得し、400 フレーム (露光時間=0.2 sec) を用いて、冷却時におけるピクセル・ノイズの分布とを調べる。

結果を図 6.5 に示す。ピクセル・ノイズの 2 次元分布は比較的きれいな一様分布であることがわかる。常温時のピクセル・ノイズ (図 5.4 左) 2 次元分布に現れていた縦の縞模様 (@ CA=0-10) が無くなっていることが分かる。冷却により、読み出しノイズが大きかったピクセルの割合が減っていることを確認した。

6.5 Kevex 8keV X 線照射試験

真空冷却状態で INTPIX2 に Kevex 照射を行う。

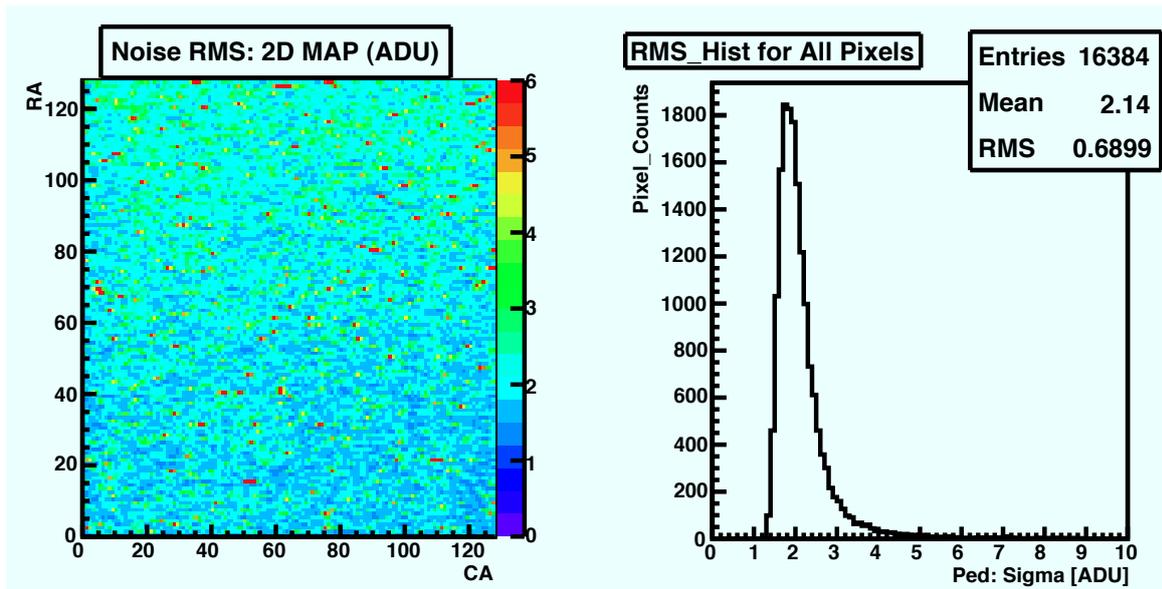


図 6.5 冷却時@-30°C のピクセル・ノイズ [ADU]。左：2次元分布。右：ヒストグラム。

6.5.1 ペDESTALのレベル・シフト

KeveX 照射試験では、ペDESTALのレベルがシフトする現象が観測された。図 6.6 が示すように、KeveX を On にすると、X 線が照射している領域と照射していない領域が同時にレベル・シフトすることが分かる。シフトの幅は共通に約 30ADU である。また、KeveX の管電圧と管電流を下げると、図 6.7 が示すように、レベル・シフトの幅が約 20ADU に下がることが分かる。以上より、レベル・シフトが X 線の入射によるもの (信号) ではなく、KeveX の装置に由来する DC 成分である可能性が一番高い。しかし、レベル・シフトの現象は、常温における KeveX 照射時では観測されなかった (第 5 章)。真空計または冷却系が原因である可能性もある。その他、冷却することによって素子が外部ノイズに対してより敏感になっているかもしれない。環境をリセットし再実験を行っても、レベル・シフトは観測される。原因はまだ確定していない。

6.5.2 8keV X 線イメージと波高ヒストグラム

Pb マスク (図 5.15 左) を付けた冷却状態で、KeveX (管電圧=28kV, 管電流=0.8mA) の X 線データを 0.5 ms/frame × 2000 フレーム取得し、第 5 章と同じ解析方法で処理する。PH- <PH> を正味の信号とするので、レベル・シフトの効果は除去される。

X 線イメージと波高ヒストグラムを図 6.8 に示す。波高値が 20ADU 以上の信号から作ったイメージにマスクの影が写っている。X 線が照射していないときと比べて、照射している時の波高ヒストグラムは、15ADU-35ADU の範囲で明らかな excess が見られる。また、X 線の入射強度が低い (~0.01 photons/pixel/frame) ので、パイルアップの影響はない。これらから、X 線 event を検出していることが分かる。

常温測定するとき (図 5.16) と違って、X 線照射時の波高ヒストグラムの excess 部分は、信号 Peak としてゼロ Peak から分離されていない (図 6.8 右)。冷却 X 線照射時のゼロ Peak が、X 線照射していない時のゼロ Peak より若干幅が太くなっていることから、読み出しノイズが増えていることが分かる。これは、外部から additional にノイズ成分が乗っていることを示唆する。前節のレベル・シフトと関連する可能性はある。冷却時の 8keV X 線照射による excess の範囲 (図 6.8 右) が常温時 (図 5.16) と同じ

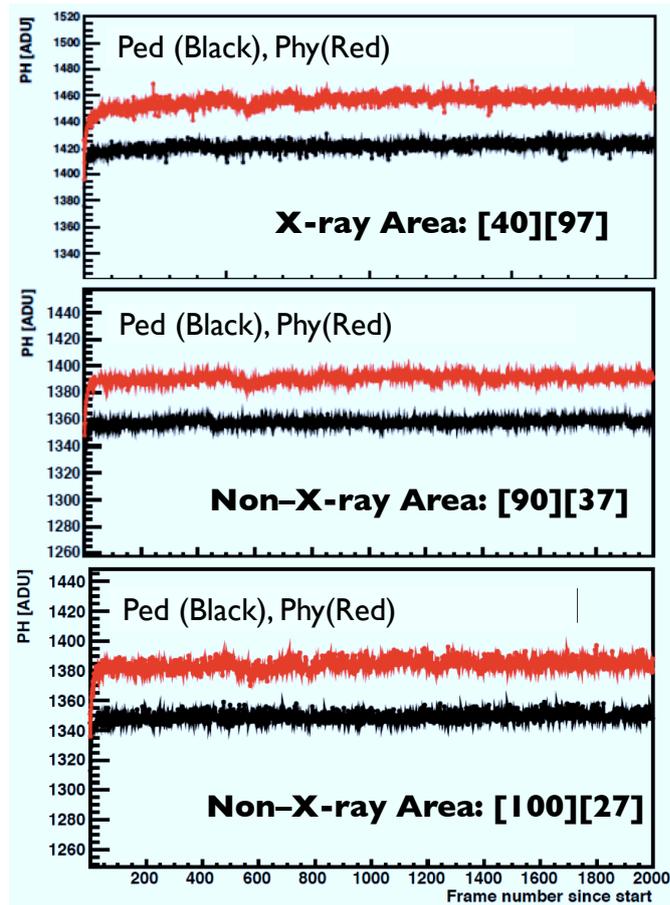


図 6.6 冷却 (@ -30°) Kevex 照射 (管電圧=28kV, 管電流=0.8 mA) 時における INTPIX2 のペDESTALのレベル・シフト。上: X 線が当たっているピクセル ([40][97]) が照射時 (赤) と照射していない時 (黒) のペDESTAL波高の時間推移。中と下: Pb マスクより X 線が当たらないピクセル ([90][37] と [100][27]) が照射時 (赤) と照射していない時 (黒) のペDESTAL波高の時間推移。

く 15ADU–35ADU の範囲にある。冷却状態における INTPIX2 のゲインは常温時とほぼ同じと予想されるが、ゲインが低下している可能性は否定できない。以上より、真空試験では、Peak 中心値からゲインを求める手法を適応することが難しい。

6.6 まとめと課題

INTPIX2 の真空冷却試験では、

- 素子を冷却すること (パッケージ@ -30°C) により、ペDESTAL、読み出しノイズの大きいピクセルが、相対的に減少することを確認した (図 6.4、図 6.5)。
- 冷却状態において、X 線の event 検出に成功した。
- 冷却状態における X 線照射試験から、常温時と比べて大きなゲイン変化は見られなかった。ゲインが少し低下している可能性も否定できない。
- 8keV X 線の信号 Peak をゼロ Peak から完全分離できなかった。今後、外部ノイズ抑制などの実験環境の改善が必要である。

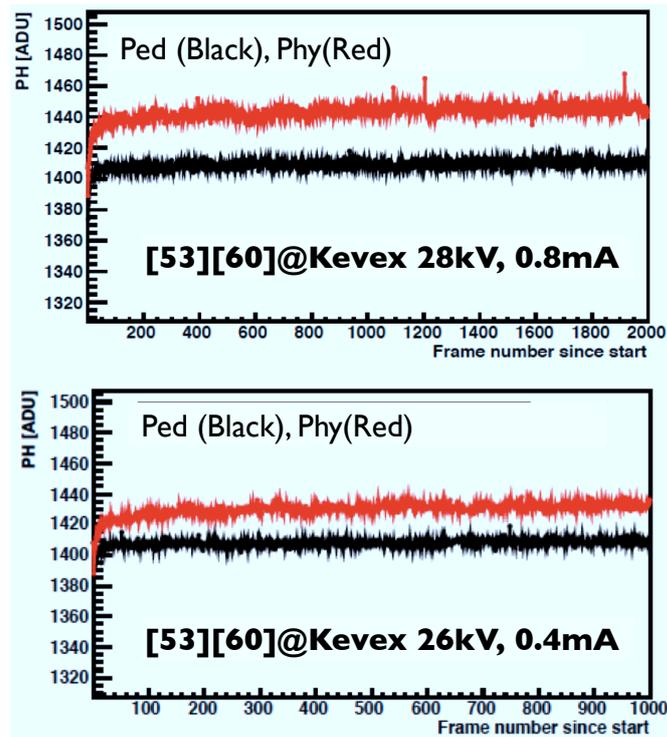


図 6.7 冷却時における INTPIX2 ペDESTALのレベル・シフトと KeveX X 線強度の関係。上：KeveX の管電圧=28kV, 管電流= 0.8mA の時。下：KeveX の管電圧=26kV, 管電流=0.4 mA の時。

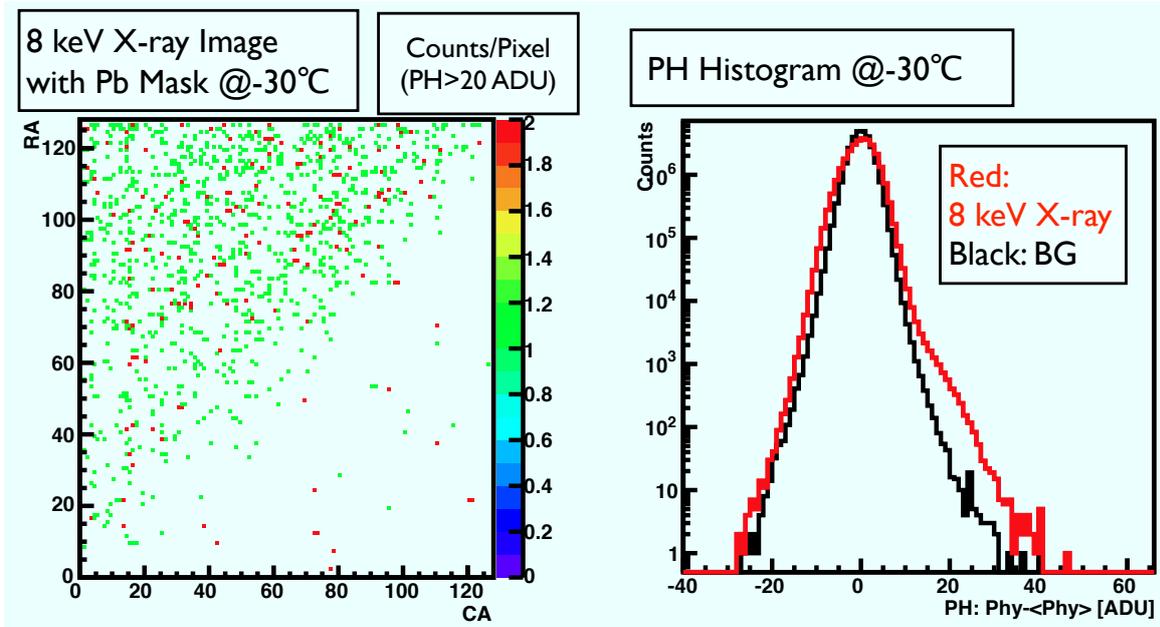


図 6.8 冷却時 (@-30°C) における INTPIX2 の Pb マスク付き X 線イメージおよび波高ヒストグラム (露光時間=1 sec)。左：Pb マスク (図 5.15) を用いた 8keV X 線のイメージ。カラー・バーは、ピクセルあたりの 20ADU 以上の信号カウント数を表す。右：KeveX 照射時 (赤)、KeveX 照射していない時 (黒) の波高ヒストグラム。

第7章

INTPIX3 の常温試験

7.1 目的

INTPIX2 はバックゲート効果の影響より、高バックバイアスを掛けると回路ゲインが下がる (第5章)。INTPIX3 は、バックゲート効果を抑制するために BPW^{*1} を導入されている。本章では、INTPIX3 の基本テスト、高バックバイアスにおける X 線照射試験を行う。INTPIX3 の X 線 event 検出および性能評価を目的とする。

7.2 基本テスト

INTPIX3 の素子および周辺の写真を図 7.1 に示す。INTPIX2(図 4.7) と違って、SUB ボードが逆方向に装着されており、全体がよりコンパクトになっている。

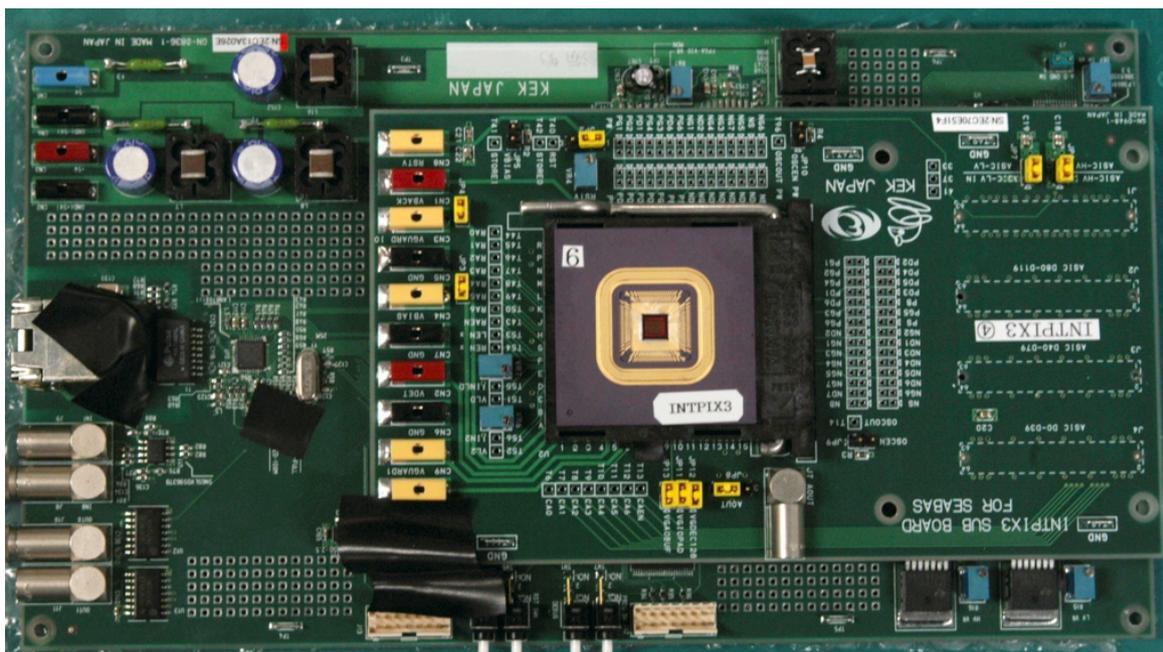


図 7.1 INTPIX3 の素子および周辺の写真。

*1 Buried P+ Well : 3.2.3 節を参照。

7.2.1 ダイオード・センサーのI-V特性

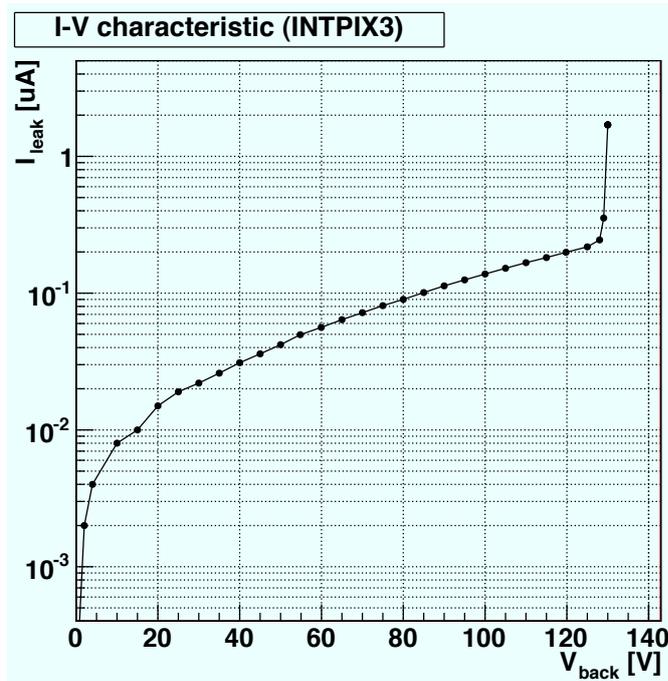


図 7.2 INTPIX3 センサー・ダイオード部の I-V 特性。

INTPIX2 の時と同じ方法で、INTPIX3 の I-V 特性を測定する。基本的に良好なダイオード特性を示し、そのブレイク・ダウン電圧は 128V である (図 7.2)。

7.2.2 ペDESTALの特性

現段階においてまだ最適な BPW 構成が決定されていないため、INTPIX3 はテスト用に 128×128 ピクセルを 8 ブロックに分割し、各ブロックのピクセルは違う BPW の構成に鳴っている (図 7.3)。各ブロックが異なるペDESTAL特性を持つことが予想される。INTPIX2 と同じ方法で INTPIX3 ペDESTALを測定する。測定時の DAQ を、Integration Time = 0.5 ms、Scan Time = 320 ns/pixel、RSTV = 660 mV、RST Length = 240 ns、DAQ Frequency = 95 Hz というパラメータ設定にする (第 5 章と同じ)。バックバイアス電圧は、 $V_{back} = 100V$ を印加する。これらの設定は以降同様である。

波高値の 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム

500 フレームのペDESTALを取得し、図 7.4 にペDESTAL時間平均の 2 次元分布と 1 次元ヒストグラムを示す。BPW ブロックの配置に対応したペDESTAL PH 平均の位置分布が見られた。全ピクセル PH 平均値のヒストグラムを見ると、 ~ 1450 ADU と ~ 1850 ADU にピークが 2 つ現れ、それぞれが 3-4 番ブロックと 5-8 番ブロックのピクセルに対応していることが分かる。

ピクセル・ノイズの 2 次元分布と 1 次元ヒストグラム

INTPIX2 と同じ手法 (式 5.2, 図 5.3 右) を用いて、各ピクセル自身でペDESTAL平均を差し引き、ピクセル・ノイズを調べる。結果を図 7.5 に示す。1、3、4 番ブロックのピクセル・ノイズ (RMS ~ 8 ADU) がほかのブロック (RMS ~ 5 ADU) と比べて高いことが分かる。また、CA=0-20 あたりの列のピクセル・ノイズが高いことも見られる。この傾向は INTPIX2 でも見られたので原因として、素

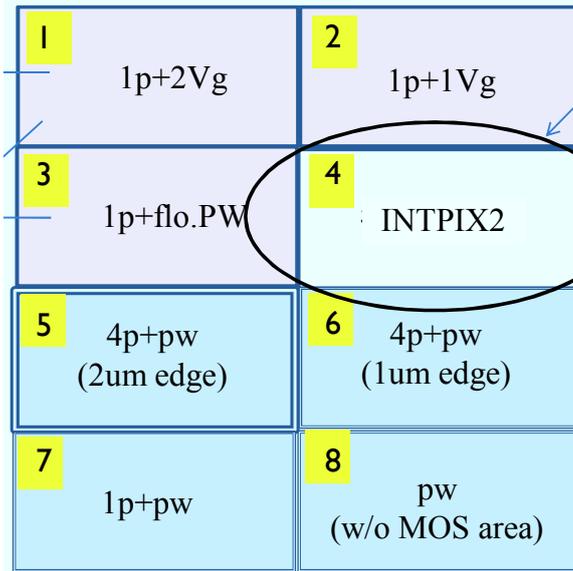


図 7.3 INTPIX3 の各ピクセル・ブロックにおける BPW 構成。

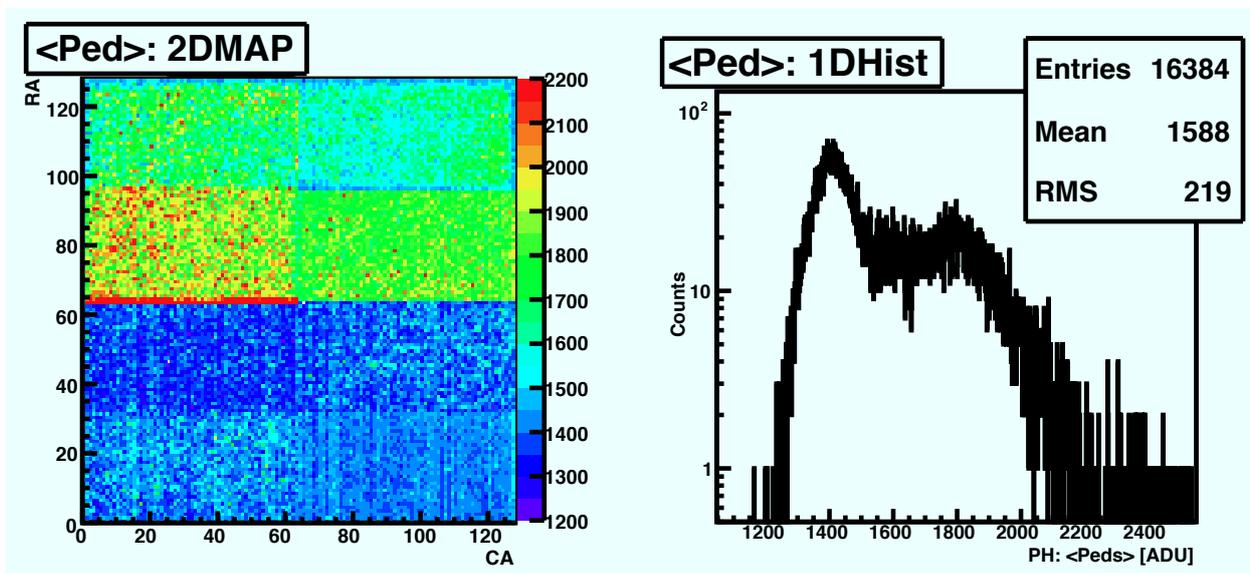


図 7.4 左：INTPIX2 のペDESTAL の波高値 [ADU] の 2 次元分布。右：全ピクセル (128×128 個) の波高値の 1 次元ヒストグラム。

子構造上の特性、パッケージへの wire bonding、DAQ の読み出し順番などが考えられる。第 6 章で確認されている (図 6.5) ように、列方向にあるピクセル・ノイズが相対的に大きい構造は、冷却することより改善される。INTPIX3 のピクセル・ノイズ (図 7.5 : RMS=4–10 ADU) は全体として、INTPIX2 (RMS~3.5ADU) より高いように見えるが、現段階では絶対ゲインが分からないのでまだ断言できない。

ペDESTAL の測定から、INTPIX3 が BPW 構成の違いによって特性が異なることを確認した。BPW 構成 (e.g. P+ 電極数、サイズ、位置) がどのようにペDESTAL の影響するのか、その物理を調べることは重要であるが、本研究のテーマではないので、これ以上深入りしないことにする。以降では、INTPIX2 の時と同じく (5.4.3 節) 各測定データに対して、ピクセル毎にペDESTAL とノイズの求めてから信号解析を行う。

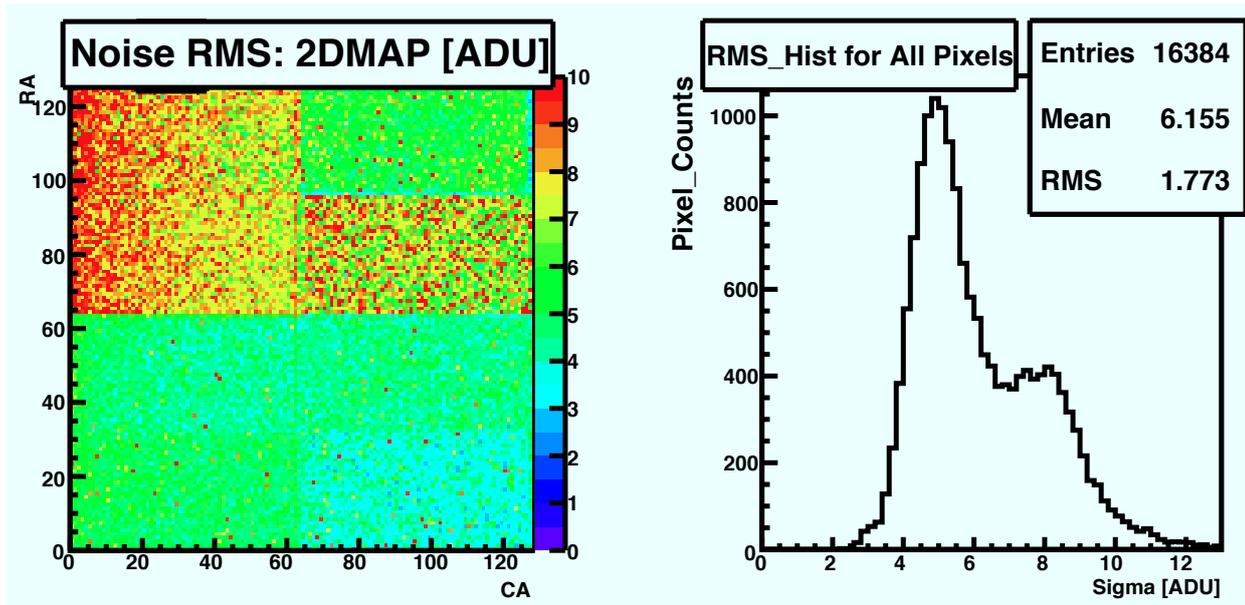


図 7.5 左：INTPIX3 のピクセル・ノイズの 2 次元分布。右：ピクセル・ノイズ値のヒストグラム。

7.3 X 線照射試験

7.3.1 KeVex による照射

INTPIX3 の X 線 event 検出の能力を確認するために、Pb マスクを使用して受光面積の一部を隠して状態で X 線照射を行う (図 7.6)。KeVex 管電圧=28kV、管電流=0.8 mA、INTPIX3 の Integration Time =0.5ms/frame にして、Ped と Phy^{*2} のデータを 1000 フレームずつ取得した。実験のセッティングは INTPIX2 の時と同じである。

Phy データから、40 ADU 以上という信号範囲を指定して、ピクセルあたりのカウント数を表すイメージを作った (解析方法は 5.4.3 節を参照)。そのイメージには Pb マスク影が見られ、INTPIX3 が 8keV X 線を検出していることが分かる (図 7.7 左)。さらに、X 線が当たってる領域 (図 7.7 右にある青四角^{*3} : 64 pixel×64 pixel) を指定して、Ped と Phy のデータから波高ヒストグラムを作った (図 7.7 右)。Ped の波高ヒストグラムがゼロ Peak になっていることに対して、Phy の波高ヒストグラムのゼロ Peak の右に信号ピーク (@ ~30 ADU) が現れている。入射 X 線強度 ($\sim 1 \times 10^{-2}$ photons/pixel/frame) からパイルアップの影響がなく、信号 Peak が 8keV X 線光子に対応することが分かる。以上より、INTPIX3 を用いて初めて X 線の event 検出に成功した。しかし、INTPIX2 同様に INTPIX3 も、ゼロ Peak と 8keV 信号 Peak を完全に分離できていない。

信号の中心値を求めるために、8keV X 線の信号 Peak を fit した。結果を図 7.8 に示す。

7.3.2 X 線線源 (²⁴¹Am, ¹⁰⁹Cd) による照射

INTPIX2 と同じように、X 線線源 (表 5.3) を使って INTPIX3 の反応を調べる。INTPIX3 は、前節の解析にあわせて左下の 1/4 の領域 (CA=1-64, RA=1-64) のみを使用した。

*2 Phy と Ped の定義は 5.4.3 節を参照。

*3 この領域は、違う BPW 構成を持つ 5 番ブロックと 7 番ブロックに対応する (図 7.3)。両者のピクセル・ノイズは同程度なので (図 7.5 左)、その特性による波高ヒストグラムへの影響は少ない。

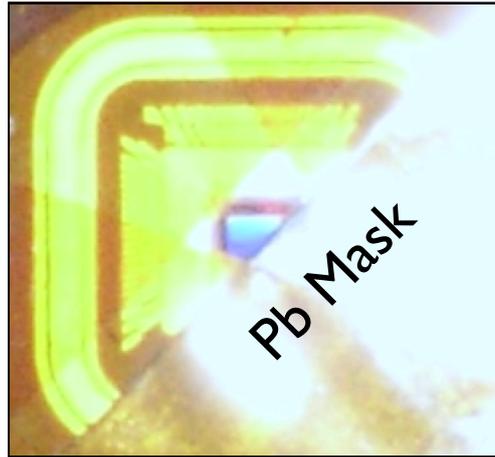


図 7.6 INTPIX3 に付けた Pb マスク。

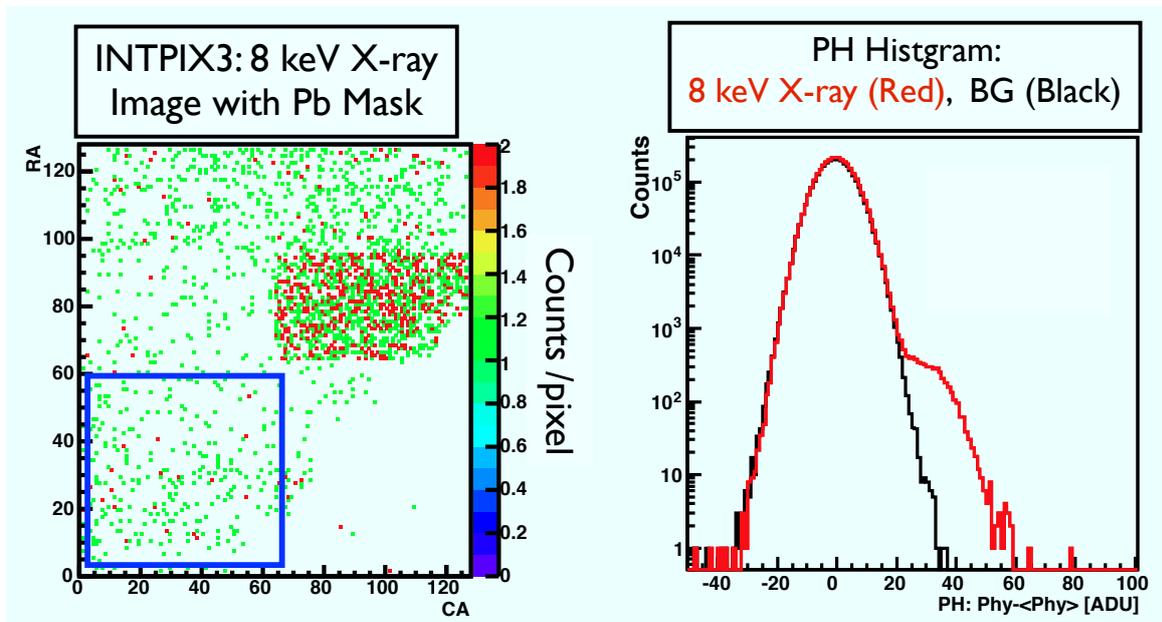


図 7.7 INTPIX3 : 8keV X 線の照射結果 (露光時間=0.5ms×900=0.45 sec)。左 : 右下の一部を遮蔽する Pb マスクをつけたときのイメージ。色の違いは、波高値が 40ADU 以上の範囲内にくる信号のカウント数を表す。右 : 照射領域の 1 部 (左図青四角) から作った波高ヒストグラム。赤が X 線照射時、黒が X 線照射していない時の結果を示す。

^{241}Am の照射

^{241}Am を照射した。4900 フレーム (露光時間=4900×0.5ms=2.45 sec) データから波高ヒストグラムを作った。図 7.9 左が示すように、照射していないときと比べて照射している時の波高ヒストグラムの 50ADU–100ADU の範囲に、明らかな excess が存在している。また、X 線の入射強度が低い (<0.01 photons/pixel/frame) ので、パイルアップの影響はない。これらから、X 線 event を検出していることが分かる。波高ヒストグラムの excess 部分の中心は ^{241}Am の 13.9 keV に対応すると考えられる。40–90 ADU の範囲を Gaussian で fit し、その結果を図 7.9 右に示す。

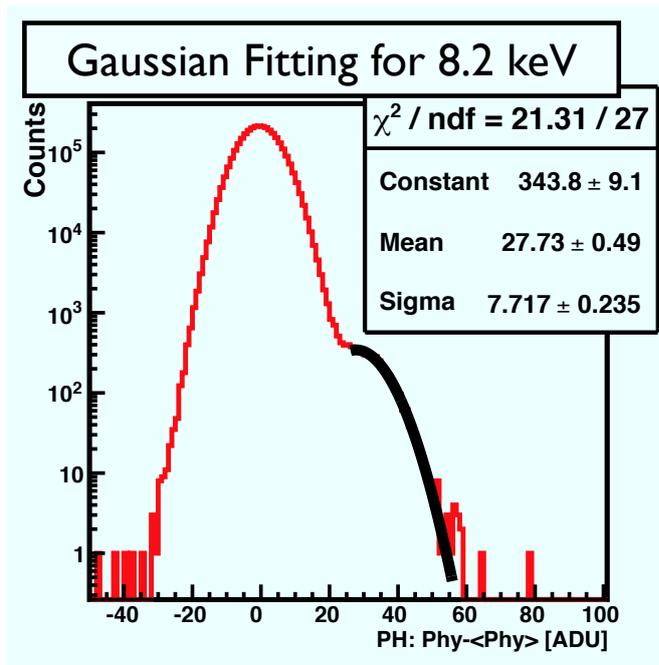


図 7.8 INTPIX3:8keV X 線波高ヒストグラムと信号 Peak の gaussian-fitting 結果 (黒実線)。

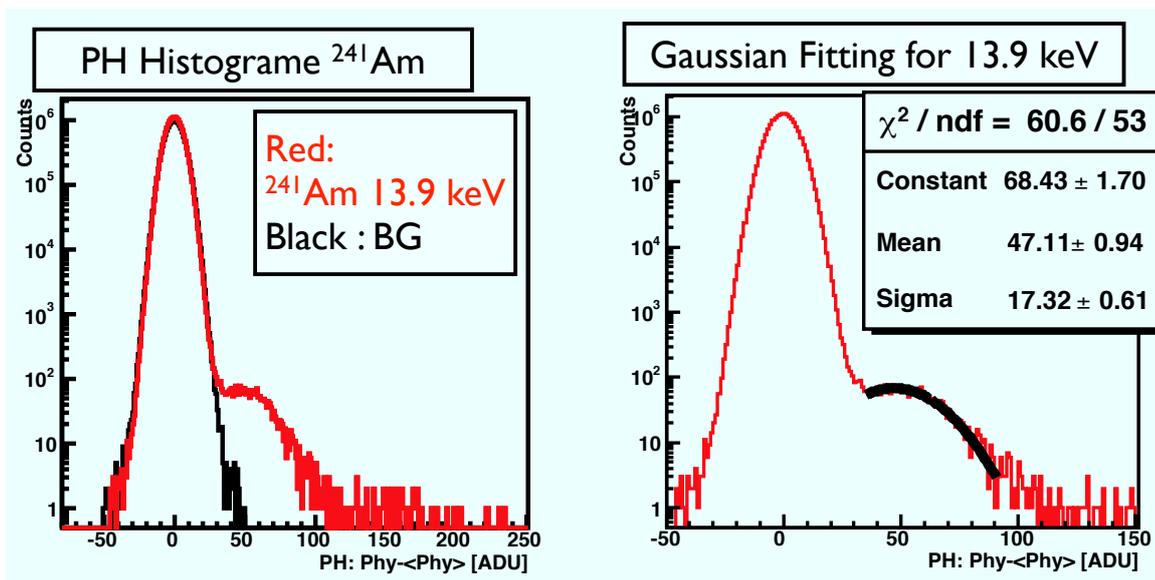


図 7.9 INTPIX3 の ^{241}Am の波高ヒストグラムおよび gaussian-fitting 結果。左： ^{241}Am の照射時 (赤)、照射していない時 (黒) の波高ヒストグラム (露光時間=0.5 ms \times 4900=2.45 sec)。右：照射時の波高ヒストグラムの gaussian-fitting 結果 (黒実線)。

^{109}Cd の照射

^{109}Cd を照射した。4900 フレーム (露光時間=4900 \times 0.5ms=2.45 sec) データのから作った波高ヒストグラムを図 7.10 左が示す。X 線 event を検出していることが分かる。信号 Peak はゼロ Peak から分離されており、中心値が ^{109}Cd の 22.7 keV に対応すると考えられる。60–100 ADU の範囲を Gaussian で fit し、その結果を図 7.10 右に示す。

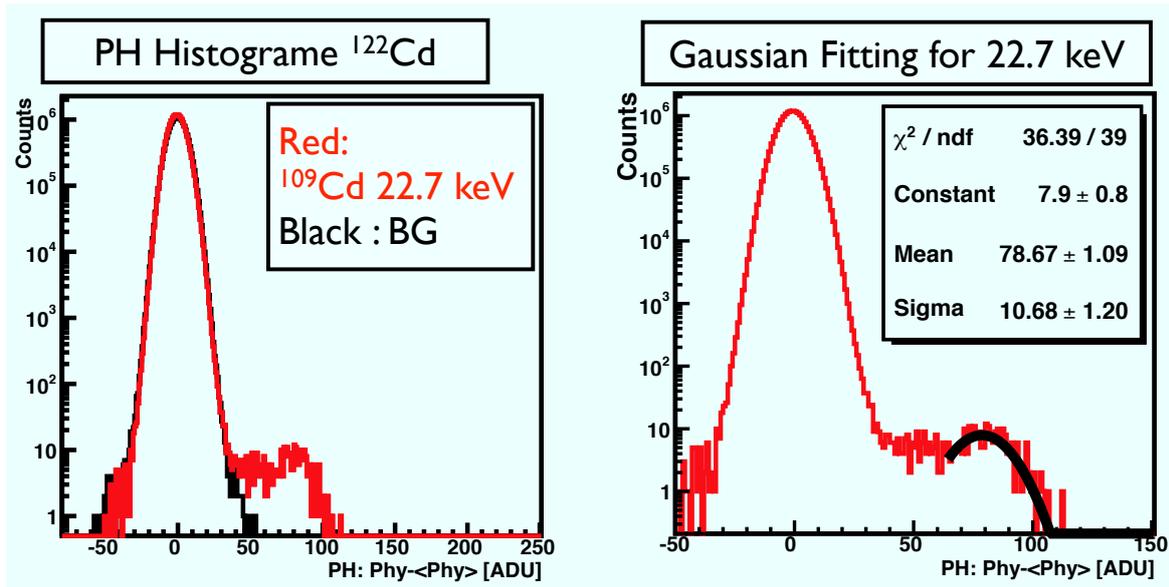


図 7.10 INTPIX3 の ^{241}Am の波高ヒストグラムおよび gaussian-fitting 結果。左： ^{109}Cd の照射時 (赤)、照射していない時 (黒) の波高ヒストグラム (露光時間=0.5 ms×4900=2.45 sec)。右：照射時の波高ヒストグラムの gaussian-fitting 結果 (黒実線)。

7.4 考察

7.4.1 絶対ゲインの評価

X 線照射データの解析結果から、8.2 keV、13.9 keV、22.7 keV の信号中心値を用いて Calibration を行った。結果を図 7.11 に示す。良好な比例関係にあることから、INTPIX3 が X 線 event を検出したことが強く示唆されている。INTPIX3 の絶対ゲインは、

$$\begin{aligned} Gain_{out} &= 3.40(\pm 0.06) \text{ [ADU/KeV]} = 2.98 \text{ [\mu V/e-]}, \\ 1 \text{ ADU} &= 1/Gain_{out} = 294 \text{ [eV]} = 80 \text{ [e-]} \end{aligned} \quad (7.1)$$

である^{*4}。INTPIX2 ($Gain_{out}=2.3 \mu\text{V/e-}$) より絶対ゲインが少し大きくなったことが分かる。これは、高バックバイアス (=100V) により空乏層が広がり、センサー・ゲイン A_{sen} が大きくなったことを示唆する (式 5.3)。また、BPW により、バックゲート効果による回路ゲインの低下が抑制されていることも考えられる。

7.4.2 Event の空間分布：隣り合うピクセルの同時ヒット

INTPIX3 の Event の空間分布を調べるために、INTPIX2 の時と同じ方法 (5.6.2 節) で 8 keV のデータと 14 keV のデータを解析した。Pattern 別に作成した信号波高ヒストグラム (20ADU 以上) を図 7.12 に示す。Pattern A(single pixel event) が 99% 以上の割合を占め、それに対して Pattern B と Pattern C(double pixel event) が同じ程度 (方向依存性はない) であることが分かる。今の X 線入射レートが約 0.01 photons/pixel/frame なので、single pixel event が支配的である結果は自然である。INTPIX3 の X 線信号は、信頼性が高いと考えられる。

*4 Fitting 結果の誤差は、Confidence Level=95% のものである。

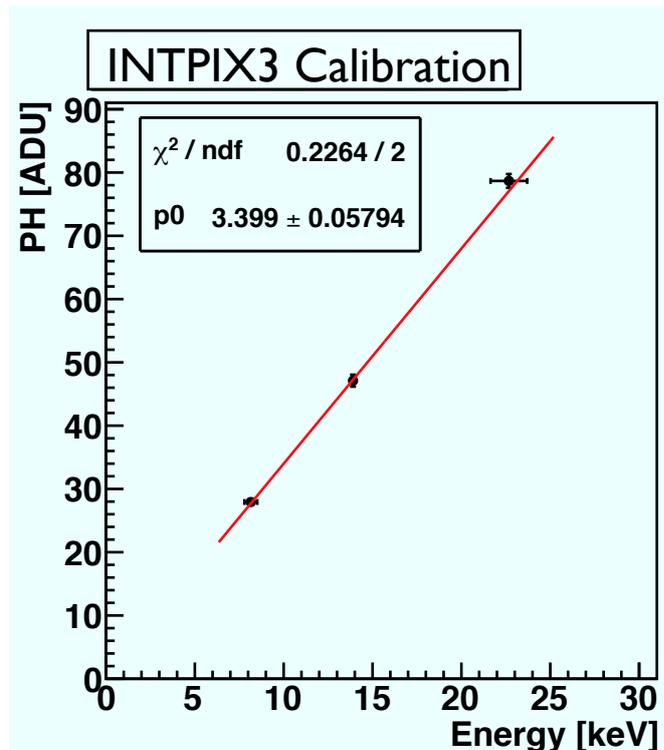


図 7.11 INTPIX3 の Calibration 結果。Fitting 関数は、 $\text{PH [ADU]} = p_0 \times \text{energy [keV]}$ 。

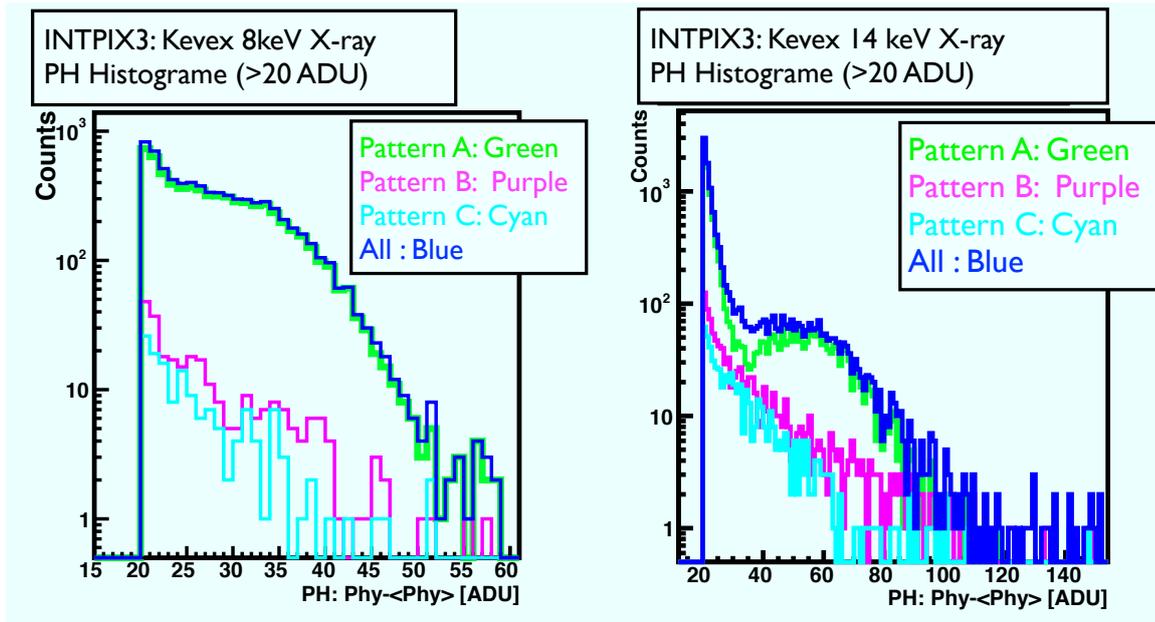


図 7.12 INTPIX3 : 各種空間分布 (図 5.23) を持つ event の波高ヒストグラムの比較。左 : 8keV X 線の場合。右 : 14 keV X 線の場合。

7.4.3 エネルギー分解能とノイズの電子換算

INTPIX3 のエネルギー分解能は、図 7.8 の fitting 結果から、 $\text{FWHM} = 2.35\sigma = 2.35 \times 7.7 \text{ ADU} = 18.1 \text{ ADU} = 5.3 \text{ keV} @ 8.2 \text{ keV}$ である。INTPIX2 と同じく、Si 検出器の本来の性能がまだまだ引き

出されていない。解析した領域の読み出しノイズ (全ピクセル・ノイズの平均値) は 5 ADU であり (図 7.5)、電子換算すると 400 e-となる。INTPIX2 (RMS=382 e-) より読み出しノイズが少し大きい結果である。INTPIX3 の読み出しノイズの内訳は、本質的に INTPIX2 と同じものである (5.6.4 節を参照)。

7.4.4 検出効率

図 7.8 結果 (8keV X 線信号の gaussian 面積) と式 5.4(Kevex 強度) から、検出 X 線光子数/入射 X 線光子^{*5} = 7263/47730=0.15@8keV である。INTPIX2 のダブル・カウントの評価が正しければ、INTPIX3 の方が INTPIX2(0.09@8keV) より検出効率が高い。この結果は、INTPIX3 が高バックバイアスにより空乏層が増大していることを示唆する。検出効率の値から空乏層厚を見積もることは可能だが、入射 X 線光子数の絶対値の系統誤差が高いことと、電荷集取効率が不確定であることを考慮して、今回は空乏層厚の議論を行わない。

7.5 まとめと課題

INTPIX3 の常温試験では、

- First light として、8 keV, 14 keV, 22 keV X 線の event 検出に成功した。
- 一部のブロック (図 7.3 : 5 番と 7 番) に対して X 線の Calibration を行い、絶対ゲインを求めた。ノイズの電子換算を行った。エネルギー分解能は INTPIX2 と同レベルであり、読み出しノイズの抑制が必須であることが分かった。
- X 線 event の中、信頼性の高い Single Pixel event が支配的であることが分かった。
- BPW 構成の違いにより、ペDESTAL・レベル、ピクセル・ノイズ値が異なることが分かった。今後、INTPIX3 のブロック毎に (図 7.3)X 線評価試験を行うことは必須である。

*5 Bad pixel と bad frame の補正は行われている。

第 8 章

XRPIX1 の設計と開発

本章では、CDS 機能、トリガー出力機能、列・行方向の射影ヒット・パターン出力機能を搭載する SOIPIX 検出器 XRPIX1 の設計と開発を概説する。

8.1 動機

3.2 節で述べてように X 線用 SOIPIX 検出器は、Si 検出器の限界エネルギー分解能の実現および、反同時計数システムを実装する最終形態 (図 3.5) を目指している。しかし、第 5–7 章の結果から分かるように、現在 SOIPIX 試作品である INTPIX2/3 の大きな課題は、読み出しノイズが多いためエネルギー分解能が低く、良いスペクトルが得られないことである。ノイズの主成分は、リセットするときにダイオード部の容量 C_{sen} で発生する kT/C ノイズ (2.4.1 節、5.6.4 節) と暗電流 (5.6.3 節) である。暗電流は素子を冷却することで低減する。 kT/C ノイズは冷却だけでは不十分*1 であり、アナログ回路によるノイズの抑制が必須である。また、INTPIX2/3 は、順番にアドレスを与えることで全ピクセルの信号を読み出す回路しか実装していないので、実質 CCD に近い読み出し方式 (1.3.7 節) になっている。この方式では X 線が入射していないピクセルも読み出すので、無駄な dead time が発生して効率が悪い。さらに INTPIX2/3 は、APS の特長を活かしていない。図 3.5 が示している反同時計数法を実現するには、ピクセルにトリガーをつけて X 線の入射位置とタイミングを感知し、その付近のピクセルだけをすばやく読み出せる機能が必要である。

8.2 目標と仕様設計

前節で述べた課題の解決を視野に入れて、X 線検出向けの SOIPIX 検出器の開発を始めた。試作品の第 1 号は XRPIX1 (X-ray soiPixel 1st) である。XRPIX1 の開発は京都大 (設計全般) が中心に、A-R-Tec*2 (素子設計)、KEK (素子、サブボード設計)、OKI セミコンダクタ (プロセス) の共同で行われた。XRPIX1 の主な特徴と機能は以下の通りである。

- CDS (Correlated Double Sampling) 機能：ピクセル毎に CDS 回路を実装し、リセットする時に発生する kT/C ノイズを抑制する。
- トリガー機能：設定した信号しきい値電圧を超えた信号を検出し、そのピクセルの位置とタイミングを出力する。
- ヒットパターンの出力機能：トリガーにひかかったピクセル信号周囲のヒットパターンを出力する。

XRPIX1 の目標は以上の機能を用いて、良いエネルギー分解能を持つ、オンボードにおける X 線 event 処理ができる APS を実現することである。

*1 例えば、常温から -100°C に冷却したとしても、 kT/C ノイズは $\sim \sqrt{200/300} = 0.82$ 倍程度にしか小さくならない。

*2 <http://www.a-r-tec.jp/>

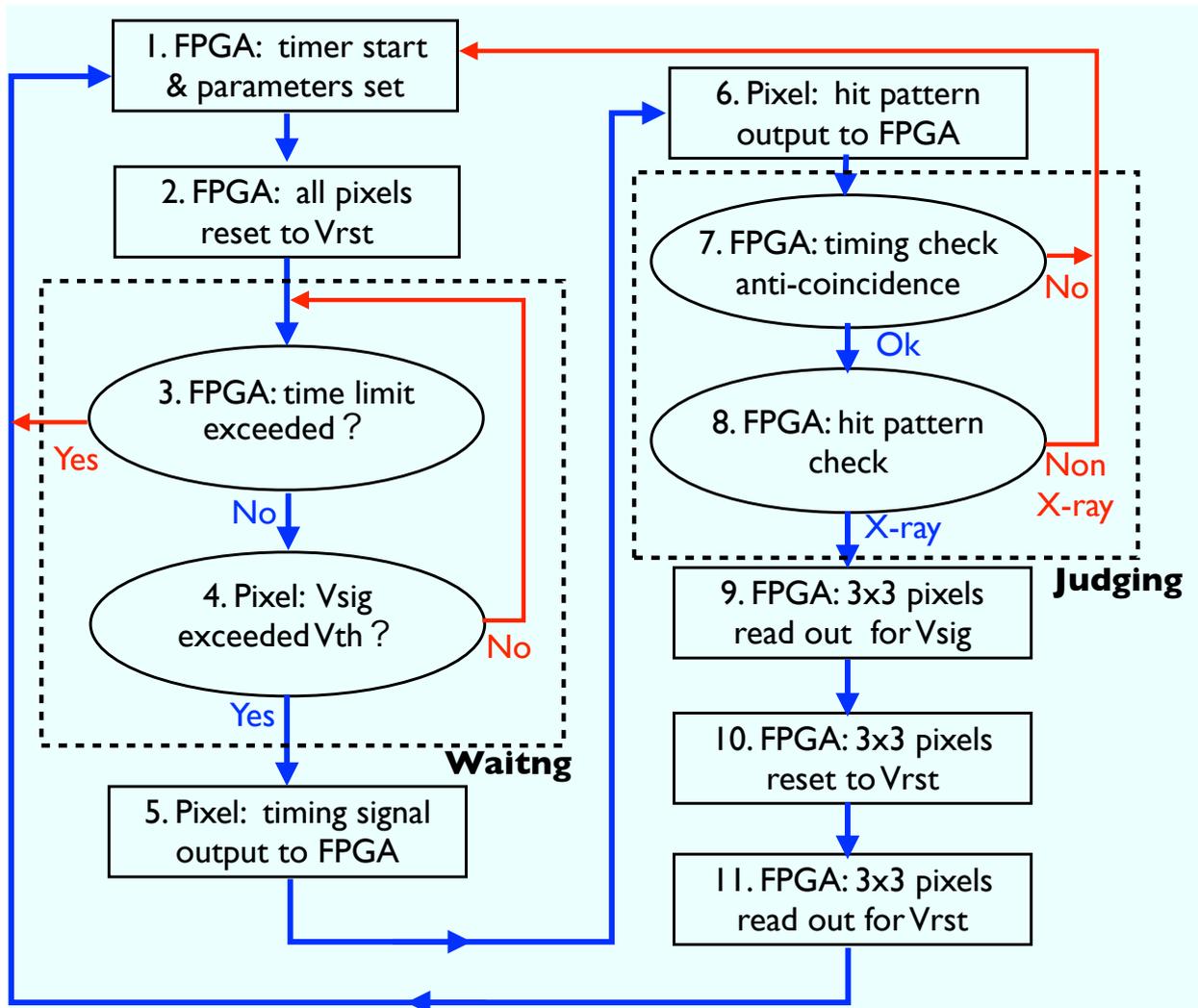


図 8.1 XRPIX1 のフローチャート。青実線は X 線信号の取得ルートを示す。赤実線は非 X 線信号の棄却ルートを示す。

図 8.1 に設計した XRPIX1 フロー・チャートを示す。XRPIX1 は、オンボードの FPGA を用いて全体の信号の流れを制御する。各 step の説明は以下の通りである。

- Step 1. FPGA が DAQ の各種の初期設定 (e.g. 待受タイム limit、信号しきい値電圧) を行い、内部タイマーを開始する。
- Step 2. FPGA が全ピクセルのセンサー・ノードの電位を初期値 V_{rst} に設定する。X 線待機状態に入る。
- Step 3. タイマーが設定された limit 値を超えると Step 1. に戻る。これは、長い待機期間中に信号電圧が暗電流などで飽和になることを避ける。
- Step 4. 待機期間中に、出力が設定された信号しきい電圧を超えるピクセルは step 5. に進む。超えないピクセルは待機し続ける。
- Step 5. Step 4. のピクセルのタイミングと位置情報は FPGA に出力される。
- Step 6. Step 4. のピクセルの行方向と列方向に射影したヒット・パターンが FPGA に出力される。
- Step 7. FPGA が step 5. の SOIPIX の出力タイミングと外部シールド・カウンター (図 3.5 参照) の出力タイミングを比較し、一致した場合は step 1. に戻す。これより、視野外から非 X 線 event (宇宙線起源) を棄却する (反同時計数法)。視野外から非 X 線 event のレートを $1\text{kHz}(1\text{ms})$ と想定

して、step 5.–7. の処理時間を $10\mu\text{s}$ 以下にする。

Step 8. Step 7. を通過した event に対して、step 6. で出力されたヒット・パターンを判定する。複数のピクセルを跨る event である場合は、視野内から非 X 線 event(宇宙線起源) として棄却する。視野内から非 X 線 event のレートを $20\text{ Hz}(50\text{ms})$ と想定して step 6.–8. の処理時間を 30ms 以下にする。

Step 9. Step 8. を通過したものを X 線と判定し、中心を含む 3×3 ピクセルの信号電圧を読み出す。

Step 10. Step 8. を通過したものを X 線と判定し、中心を含む 3×3 ピクセルのセンサー・ノード電圧を初期値 V_{rst} にリセットする。

Step 11. Step 8. を通過したものを X 線と判定し、中心を含む 3×3 ピクセルのリセット電圧を読み出す。Step 1. に戻る。信号電圧とリセット電圧の差を正味の X 線信号電圧とする。ノイズ抑制のために、読み出しに CDS 機能を使用する (詳しくは 8.3.3 節で説明する)。

以上は、XRPIX1 の仕様とシステムの設計を決めるフロー・チャートである。

8.3 素子

8.3.1 仕様

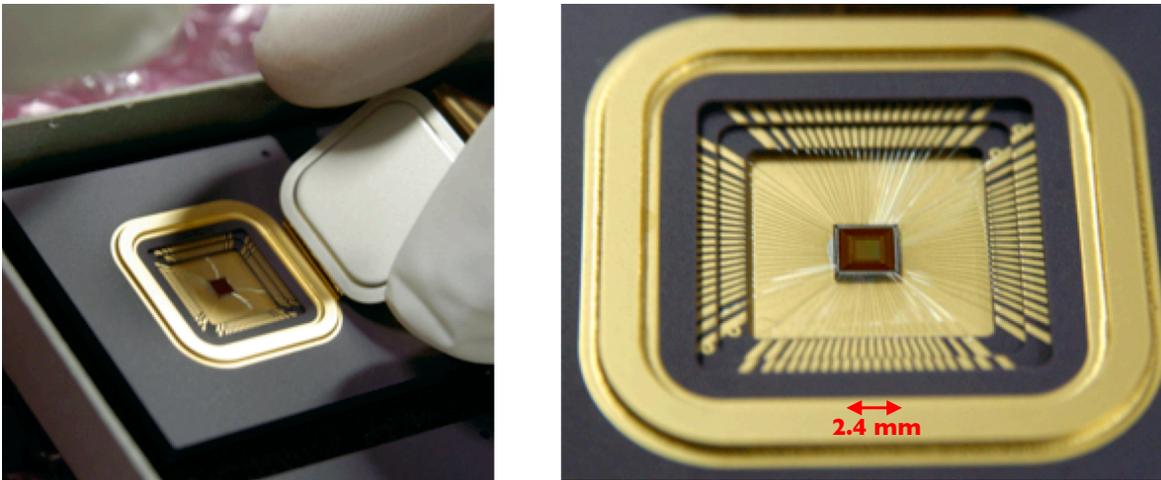


図 8.2 XRPIX1 素子の写真。

XRPIX1 素子は、2009 年秋に OKI セミコンダクタの SOI CMOS デザインルール $0.2\ \mu\text{m}$ プロセスで製造された (写真 : 図 8.2)。XRPIX1 は $30.6\ \mu\text{m} \times 30.6\ \mu\text{m}$ のピクセルを 32×32 (=1024) 個実装しており、ペアチップのサイズは $2.4 \times 2.4\ \text{mm}^2$ である。XRPIX1 のレイアウトを図 8.3 に示す。Si センサー部の構成は INTPIX2/3 とほぼ同じであり、厚さが $\sim 200\ \mu\text{m}$ で、底面に 200nm の Al スパッタリングが行われている。センサー層と回路層の間に BPW を導入することより、 $V_{back} \sim 100\text{V}$ までバックバイアスを印加できる。電源系は $1.8\text{@Core}/3.3\text{V@IO}$ を使用し、消費電流は約 $2\ \mu\text{A}/\text{pixel}$ である。絶対ゲインとノイズの設計値は、 $13.7\ [\mu\text{V}/e^-]$ と $13\ [e^-/\text{readout}]$ である。

8.3.2 ピクセル回路の全体

ピクセルの全体回路を図 8.4 に示す。この回路は、ノイズを抑制する CDS とトリガー出力の 2 部分から構成される。これらを分けて説明する。

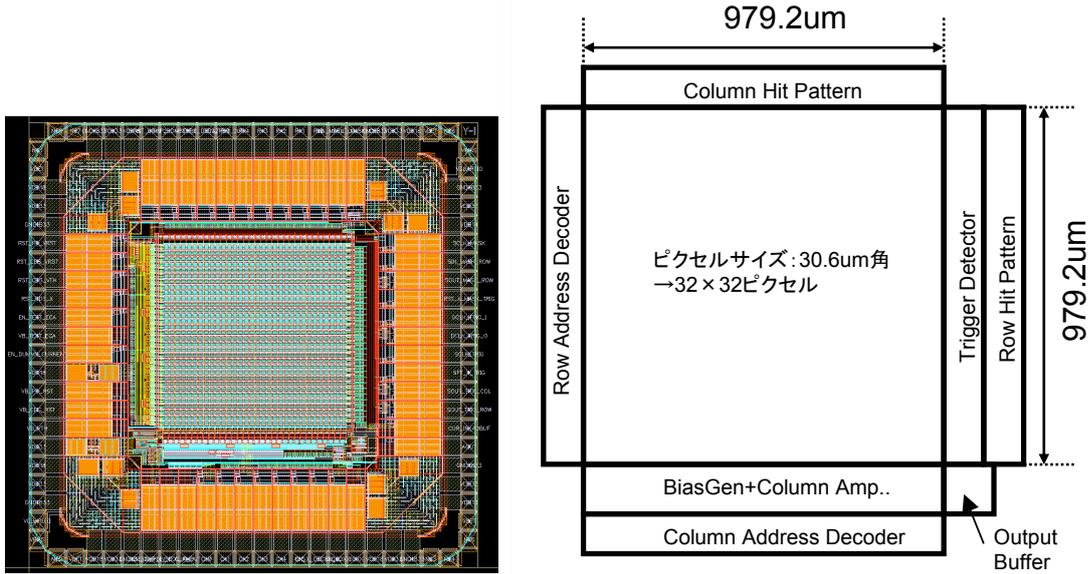


図 8.3 XRPIX1 素子のレイアウト (1mm 角)。

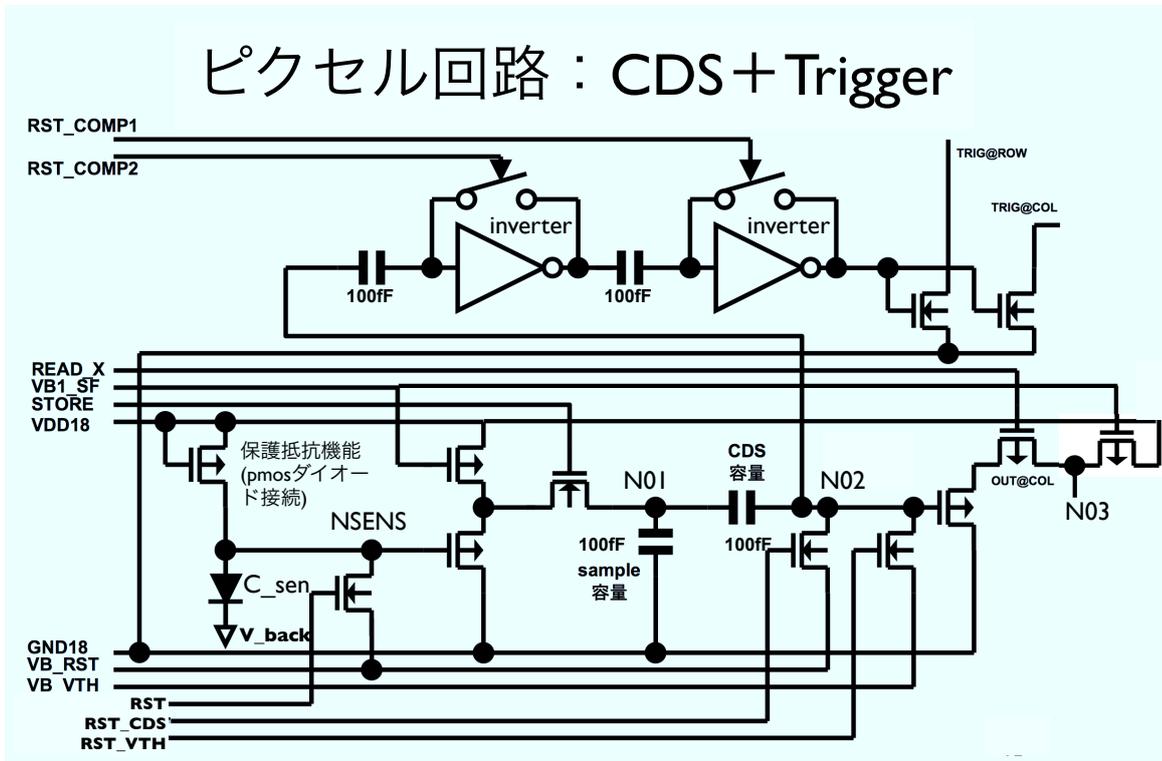


図 8.4 XRPIX1 のピクセル回路。CDS 部分 (図 8.5) とトリガー出力部分 (図 8.6) から構成される。

8.3.3 CDS 動作

ピクセル回路の CDS 動作部分の回路は、CDS 容量、sample 容量、2 段の SF 回路から構成される。CDS 動作の流れを図 8.5 に示す。次の 4 ステップで、露光した後の電圧 (信号電圧) を読み出す。制御に登場するアナログ信号は VB_RST、デジタル信号は RST、RST_CDS、STORE である。

- (1-1) STORE を On にする。RST を On にし、NSENS の電圧をリセットの参照電圧 VB_RST に設定する。RST_CDS を On にし、N02 の電圧を VB_RST に設定する。N01 の電圧は、VB_RST に 1 段目 SF 回路*3 (SF1) による Offset 電圧 VSFT1 を加えたものである。CDS 容量に保存される電圧値は VSFT1 となる。
- (1-2) RST を Off にし、NSENS にセンサー容量 C_sen による kT/C ノイズ VN1S が発生する。このとき、CDS 容量に保存される電圧値は VSFT1+VN1S となる。
- (1-3) RST_CDS を Off にする。N02 に CDS 容量による kT/C ノイズ VN2S が発生する。このとき、CDS 容量に保存される電圧値は VSFT1+VN1S-VN2S である。露光が開始する。
- (1-4) STORE を Off にする。露光が停止する。N02 の電圧は VB_RST+VN2S に入射信号電圧 V_SIG が加えられる。VN1S と VSFT1 は CDS 容量の電圧でキャンセルされている。N02 の電圧は 2 段目の SF 回路 (SF2) で VSFT2 だけシフトされ、N03 で読み出される。出力される信号電圧は V_SIG + V_RST+VN2S+VSFT2 である。

次に露光時間*4 =0 にし、上の 4 ステップで電圧をもう一回読み出す。これをリセット電圧と呼ぶ。リセット電圧の出力は V_RST+VN2R+VSFT2 である。リセット電圧には、V_SIG が含まれないが、(1-3) で CDS 容量の kT/C ノイズ VN2R が残る。最終的に取得する正味の信号電圧は、信号電圧とリセット電圧の差で VSFT2 がキャンセルされ、

$$(\text{正味の信号電圧}) = (\text{信号電圧}) - (\text{リセット電圧}) = V_SIG + (VN2S - VN2R) \quad (8.1)$$

となる。真の入射信号 V_SIG に、2 回読み出して CDS 容量で発生する kT/C ノイズ (VN2S-VN2R) が加わっている。CDS 動作のポイントは、センサー容量 (約 10fF) のゲインを保持しながら、kT/C ノイズを CDS 容量 (100fF) の kT/C ノイズに変換し、 $1/\sqrt{10}$ (=1/3 以下) のノイズ値*5 に抑制したことである。CDS 容量を大きくすることで kT/C ノイズをさらに抑制できるが、ピクセル・サイズが大きくなる、また読み出しが遅くなるなどの欠点が存在する。今回の CDS 容量は 100fF であるが、次のモデル・デザインで最適化を行う必要がある。

ピクセルの信号電圧の読み出しは、オンボード FPGA が管理する。オンボード FPGA は、トリガー判定 (次節) とヒット・パターン判定 (次々節) を pass したピクセルのみを読み出す。

8.3.4 トリガー動作

ピクセルのトリガー動作部分の回路は、2 段の inverter 回路と 2 つの容量 (C01、C02) から構成される (インバータチョッパ型コンバータ)。トリガー動作の流れを図 8.6 に示す。次の 4 ステップで、信号しきい値電圧の設定、入力判定を行う。制御に登場するアナログ信号は VB_VTH、デジタル信号は、RST_VTH(図 8.4)、RST_COMP1、RST_COMP2 である。

- (1-1) RST_COMP1、RST_COMP2 を On にする。RST_VTH を On にし、IN にしきい値の参照電圧 VB_VTH を入力する。C01 に VB_VTH と 1 段目 inverter の Offset 電圧 VTH1 の差が保存される。C02 に VTH1 と 2 段目 inverter の Offset 電圧 VTH2 の差が保存される。
- (1-2) RST_COMP1 を Off にする。C01 で kT/C ノイズ VN1 が発生し、C01 に保存され、1 段目の inverter で A1 倍反転増幅されて C02 に保存される。
- (1-3) RST_COMP2 を Off にする、C02 で kT/C ノイズ VN2 が発生し、C02 に保存される。ここで VB_VTH の設定が完了し、露光が開始する。RST_VTH を Off にし、信号待ち状態に入る。
- (1-4) 露光中で IN に V_SIG が入力される。信号は、C01 を通して $(V_SIG-VB_VTH)+VTH1+VN1$

*3 2.3.2 節を参照。

*4 露光時間は、(1-3) と (1-4) の時間差に対応し、オンボード FPGA で制御できる。

*5 常温の場合、CDS 容量で発生する kT/C ノイズの電圧値は、 $(k \times 300K/100fF)^{1/2} = 200\mu V$ である。絶対ゲインで電子換算すると約 14 e-となる。2 回読み出すので、最終的に $\sqrt{2}$ 倍の 20 e-になる。

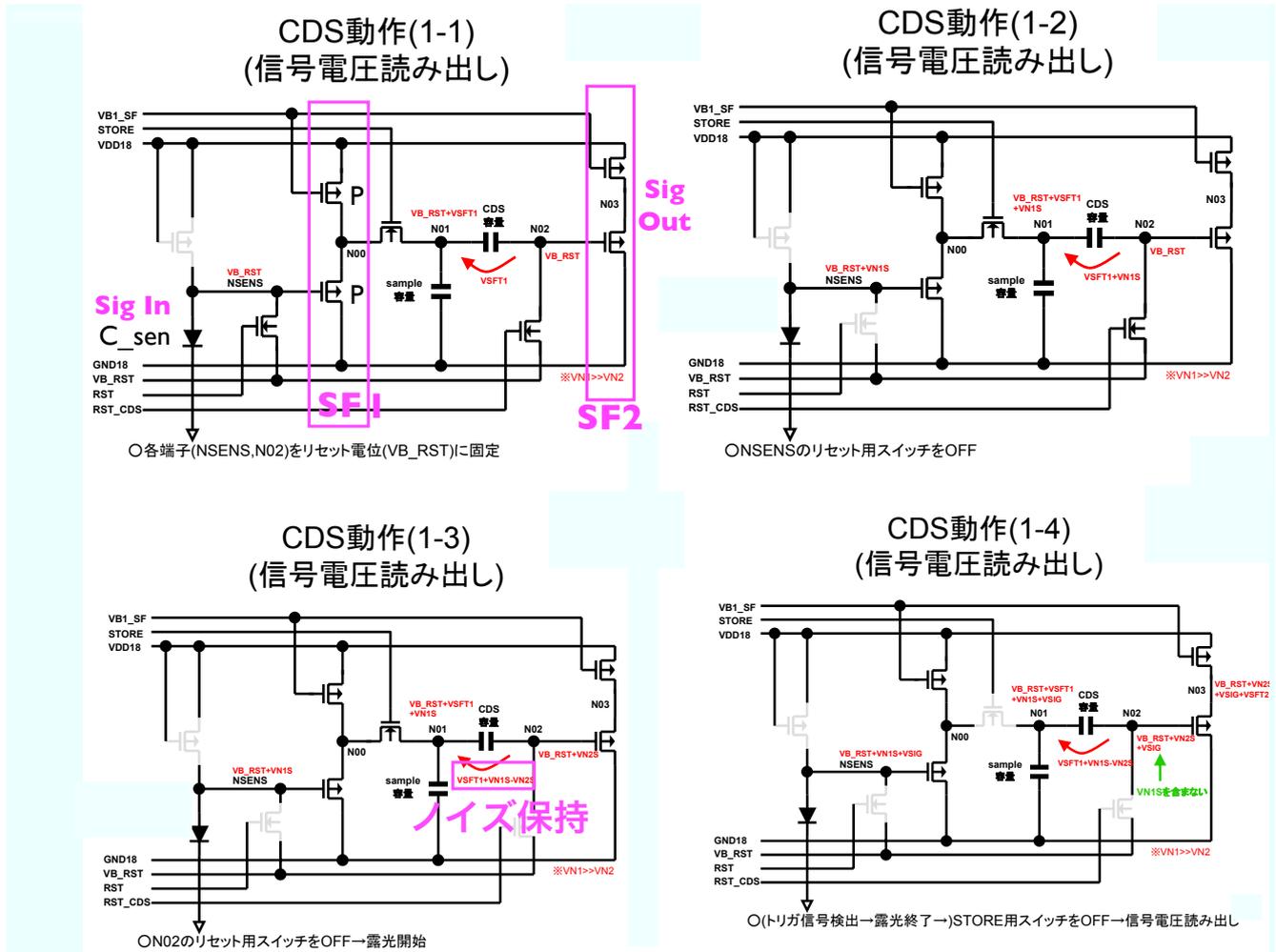


図 8.5 XRPIX1 ピクセル回路の CDS 動作。図 8.4 の中、CDS 関連の部分のみが示されている。

になり、1 段目の inverter で A_1 倍反転増幅されて C_{02} に伝わる。次に信号は、 C_{02} で $V_{TH1}+VN_1$ がキャンセルされて、2 段目の inverter で A_2 倍反転増幅されて OUT に出力される。

露光中に、トリガー回路で最終的に出力される判定信号は、

$$\begin{aligned}
 (\text{トリガー判定信号}) &= A_1 \times A_2 \times (V_{\text{SIG}} - V_{B_VTH}) + A_2 \times VN_2 + V_{TH2} \quad (8.2) \\
 &\approx A_1 \times A_2 \times (V_{\text{SIG}} - V_{B_VTH}) \quad (\because A_1, A_2 \gg 1)
 \end{aligned}$$

である。トリガー動作のポイントは、あらかじめ信号しきい値電圧 V_{B_VTH} が設定されており、露光中に入射信号 V_{SIG} が入力されると、両者の電圧差 ($V_{\text{SIG}}-V_{B_VTH}$) に比例した信号が出力されることである。 V_{SIG} が V_{B_VTH} より小さい時、出力はマイナス (LOW) である。 V_{SIG} が V_{B_VTH} を超えると、出力は反転してプラス (HIGH) になる。

オンボード FPGA は、トリガー出力が HIGH になったピクセルに対して、ヒット・パターン判定 (次節) を行い、読み出すかどうかを判断する。

8.3.5 信号のヒットパターン判定と読み出し

XRPIX1 は各列と各行に、トリガーのヒット・パターンの出力回路を実装している (図 8.3 右を参照)。露光中にあるピクセルのトリガー出力が HIGH になった場合、そのピクセルを中心に、列方向と

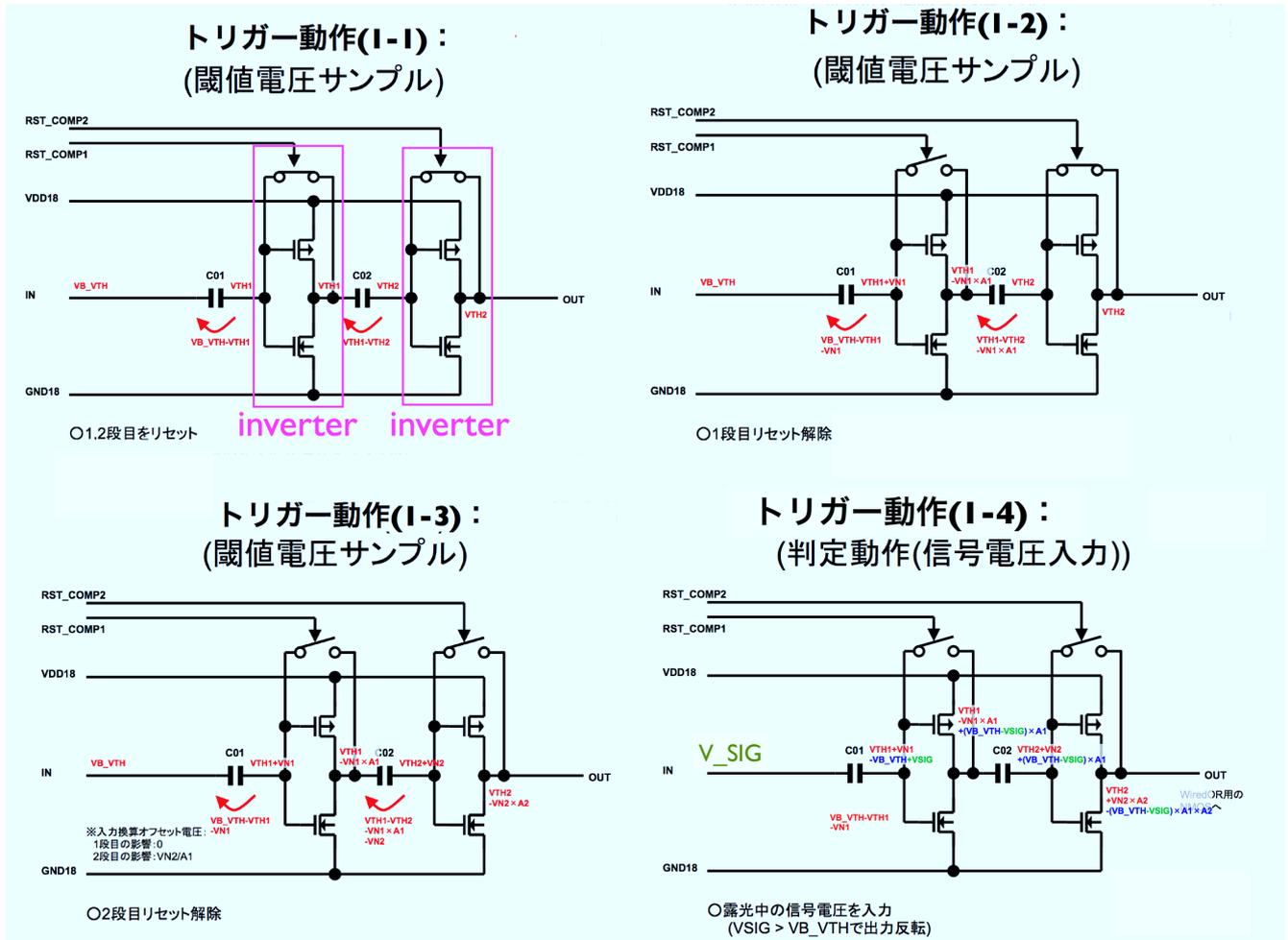


図 8.6 XRPIX1 ピクセル回路のトリガー動作。図 8.4 の中、トリガー関連の部分のみが示されている。

行方向へ射影したデジタル・ヒット・パターンが出力される。オンボード FPGA は、ヒット・パターン判定を行う。ヒット・パターン判定のクリア条件は、図 5.23 が示している single pixel event のみとする。読み出しが決定されると、FPGA は中心と周りの 3×3 ピクセルの信号電圧を 8.3.3 節の方法で読み出し、時間と位置情報も加えて外部データへ書き込む。

8.4 開発の現状と今後の予定

2010 年 2 月における XRPIX の開発現状は以下の通りである。

- 素子の 1 回目のプロセス品 (図 8.2) に問題が発覚された。修正品の再プロセスは完了した。
- メインボードとして、INTPIX2/3 と同じく SEABAS ボードを使用する。
- 素子の PAD/PIN に対応して SUB ボードの設計は完了している。

ハードウェアの準備は基本的に完了した。今後の予定は以下の通りである。

- 1 連の制御動作と判定 (図 8.1) を実現する FPGA のコードを用意する。
- データ保存ソフト (図 4.8) を XRPIX1 用に改良する。

XRPIX1 の性能試験の開始は 2010 年の春を予定している。

第9章

まとめと展望

本研究では、CCD に取って代わる X 線天文の次世代における、広帯域 X 線撮像分光検出器 SOIPIX の実現を目的に、試作品である INTPIX2 と INTPIX3 の X 線評価試験、及び新しい素子 XRPIX1 開発の概説を行った。

成果

- INTPIX2 と INTPIX3 を用いて、初めて SOIPIX による X 線の event 検出に成功した。
- X 線の Calibration を行い、INTPIX2 と INTPIX3 の絶対ゲインを求めた。
- INTPIX2 と INTPIX3 の読み出しノイズ、暗電流の評価を行った。
- 真空冷却試験において、INTPIX2 の読み出しノイズが低減することを確認した。
- 新素子の XRPIX1 は、ハードウェアの開発がほぼ完了した。

課題と展望

- INTPIX2/3 は、読み出しノイズが大きいためエネルギー分解能が悪く、FWHM \sim 50%@8keV である。エネルギー分解能を改善するには、kT/C ノイズと暗電流の抑制が必須である。
- INTPIX2/3 の絶対ゲインは設計値より低い。BPW などの改良によるバックゲート効果の抑制が必須である。
- 開発中の XRPIX1 は、CDS 機能を実装するより、kT/C ノイズを大きく低減できる。さらに冷却試験を用いることで、エネルギー分解能を大きく改善することが期待できる。
- XRPIX1 は、トリガー出力、ヒット・パターン出力などの APS 機能を実装することより、高い応用性を持つ。X 線 SOIPIX が目指す最終形態に必要な反同時計数法の試験に利用できる。

謝辞

本修士論文は多くの方々からのご指導・助言を頂いたことで何とか完成させることができました。ここで全員に深い感謝の意を表したいと思います。

鶴剛准教授には、新検出器の開発という刺激的なテーマを与えて下さいました。実験、解析、議論、論文の校正にいたる様々な面において本当にお世話になりました。小山勝二名誉教授には、X線天文学、データ解析、結果の考察の方法、英文法、研究者としてのあり方など、様々なご指導をいただきました。松本浩典助教には学部の中から、物理、実験、計算機の使い方や解析方法などについて分からないことを何度も教えていただきました。

γ 線グループ Staffの方々にも大変お世話になりました。株木重人特別研究員はデータの解析方法と美しい日本語について inspiration を与えて下さいました。身内賢太郎助教は研究室の様々な福利厚生を提供して下さいたとともに、僕の突拍子も無い質問と発言についていつも笑顔で議論して下さいました。窪秀利助教は僕が弛んでいる時に微笑ながら良いプレッシャーを下さいました。谷森達教授にはコロキウム発表などでご意見をいただき、検出器開発に対するモチベーションが上がりました。

宇宙線研究室の素晴らしい先輩、後輩、人達と一緒に研究生活を送られたことはとても幸運だと思っています。浮き沈みが激しいが頼りになる内山さん、ケーキを差し入れする心優しい小澤さん、飲み会を華麗な話術で盛り上げる上野さん、繊細で親切な水上さん、映画・ドラマの話で共感した Parker.J.さん、ラーメンをおごって下さった信川さん、計算機管理を教えて下さった黒澤さん、研究と真剣に向き合う澤田さん、親友のように接してくれた岩城さん(マブ)、爽やかな中島くん、お菓子をよく食べる大西くん、自信あふれる澤野くん、しばしば驚かされる可愛らしい中村くん、筋トレに励む谷上くん、いつも全力投球の東くん、皆さんありがとうございます。

同期の福岡くんと高橋くんは、修士2年間において一言では語り切れないほど多くの試練と体験を共にした大きい存在でした。今後社会人になるお二人にご武運をお祈りします。

KEKの新井康夫教授をはじめに、池本由希子さん、三好敏善さん、一宮亮さん、京都教育大の高嶋隆一准教授と武田彩希さん、SOIPIXグループの方々には大変助けて頂きました。本当にありがとうございます。

最後に、これまで支えてくれた両親と家族に感謝したいと思います。

2010年2月 劉周強

参考文献

- [1] 小山勝二 著, 「X 線で探る宇宙」, 培風館, 1992
- [2] Koyama, K., et al. 2007, PASJ, 59, S23
- [3] W.Heiterl 著, 「輻射の量子論」, 吉岡書店
- [4] 井上一, 小山勝二, 高橋忠幸, 水本好彦 編, 「宇宙の観測 III 高エネルギー天文学」, 日本評論社, 2008
- [5] 澤田真理、修士論文、「次期 X 線天文衛星 Astro-H 搭載 CCD カメラ SXI の軌道上バックグラウンドの評価およびカメラボディの設計」, 京都大学 (2009)
- [6] 高木慎一郎、修士論文、「次期 X 線天文衛星搭載予定透過型 CCD 検出器の性能評価と冷却システムの研究」, 京都大学 (2002)
- [7] 山口弘悦、修士論文、「Astro-E2 衛星搭載 XIS 裏面照射型 (BI) チップの性能評価及び応答関数の作成」, 京都大学 (2005)
- [8] S.D. Bongiorno et al., Measurements of Si Hybrid CMOS X-Ray Detector Characteristics, SPIE, 7435, 2009
- [9] G. Prigozhin et al., Characterization of Three-Dimensional-Integrated Active Pixel Sensor for X-Ray Detection, IEEE, 2009
- [10] Behzad Razavi 著/黒田忠広 訳, 「アナログ CMOS 集積回路の設計 (基礎編)」, 丸善, 2003
- [11] 谷口研二 著, 「CMOS アナログ回路入門」, CQ 出版, 2005
- [12] I. Y. Arai et al., Monolithic pixel detector in a 0.15 μ m SOI technology, IEEE Nucl. Sci.Symp. Conf 3, pp. 1440–1444, 2006
- [13] 広瀬穰、修士論文、「SOI 技術を用いた一体型 Pixel 検出器用読み出しシステムの開発、及び積分型 Pixel 検出器の性能評価」, 大阪大学 (2009)
- [14] 狐塚正樹、修士論文、「X 線 CCD 検出器の宇宙環境におけるバックグラウンドの起源の解明」, 東京大学 (2004)
- [15] 穴田貴康、修士論文、「すざく」搭載 CCD カメラ XIS のバックグラウンドの研究」, 東京大学 (2005)
- [16] SOIPIX グループ : <http://rd.kek.jp/project/soi/>