

ASTRO-H衛星搭載アクティブシールドの信号処理における
デジタルフィルタの最適化および性能評価

広島大学 理学研究科 物理科学専攻

M110285 後藤国広

高エネルギー宇宙・可視赤外線天文学研究グループ

主査: 深澤泰司 副査: 杉立徹

2013年02月08日

概要

宇宙の構造や進化に大きな影響を与えるブラックホール、超新星爆発、活動銀河核といった高エネルギー天体现象では非熱的なメカニズムで X 線・ガンマ線が放射されており、その観測は宇宙の構造や進化の解明に不可欠である。しかし、この帯域では天体からの信号が弱くバックグラウンドが高いことや、望遠鏡による集光が難しいことなどから、他波長に比べて観測が進んでいない。そこで X 線・ガンマ線帯域での詳細な観測に向け、次期 X 線天文衛星 ASTRO-H 計画が 2015 年の打ち上げに向けて進められている。搭載される検出器のうち、硬 X 線撮像検出器 (HXI) と軟ガンマ線検出器 (SGD) では硬 X 線・軟ガンマ線帯域で現在より 10 倍高い感度で観測を行うことを目標にしており、バックグラウンドを除去するための様々なシステムを取り入れている。

HXI, SGD の主要センサー部は BGO アクティブシールドで囲まれている。これはシールドそのものを検出器としたものであり、主検出器とシールド検出器の反同時計数をとることで視野外からの放射線や検出器自身の放射化によるバックグラウンドを除去する役割を果たす。また、ガンマ線バーストなどの突発現象が発生した際は BGO アクティブシールド自身が検出器となりデータを記録する。シールド検出器では BGO 結晶のシンチレーション光をアバランシェ・フォトダイオード (APD) で読み出し、低雑音前置増幅器でその信号を増幅し、APD 信号処理ユニット (APMU) にて後段処理を行う。APMU では、より微弱な信号まで検出するためにフィルタ処理を行い、取得信号に含まれるノイズ成分を低減させる必要があり、回路面積の制限、上空での信号処理パラメータ変更の容易さなどの理由からデジタルフィルタを採用した。このデジタルフィルタは検出器のバックグラウンド除去性能に大きく影響を与えるため、ASTRO-H 衛星の目標達成のためにも非常に重要である。

本研究ではシールド検出器、そして HXI と SGD の両検出器の性能を向上させることを目標に、デジタルフィルタの最適化を行った。ここでのデジタル信号処理は低いサンプリングレート、少ない遅延器数などの非常に限られたリソースの下で行わなければならない、また、音声信号に一般的に使用されるデジタルフィルタとは異なり単発波形に対してフィルタ処理を行わなければならないため、独自にフィルタ開発を行う必要がある。具体的には、奇関数型や偶関数型のデジタルフィルタについて、APMU で受ける信号及びノイズの周波数特性、フィルタ処理後の波形、処理時間などを考慮した最適パラメータの決定方法を確立した。その結果、偶関数型デジタルフィルタを応用して最適化したデジタルフィルタを使用することで時間変化が滑らかな波形を取得できるようになり、スレッシュホールドを低減することに成功し、より低エネルギーの信号まで検出することが可能となった。

目次

第 1 章	序論	7
1.1	背景	7
1.2	ASTRO-H 衛星	8
1.2.1	衛星搭載検出器	8
1.2.2	硬 X 線撮像検出器 (HXI)	8
1.2.3	軟ガンマ線検出器 (SGD)	9
1.3	BGO アクティブシールド	11
1.3.1	BGO シンチレータ	12
1.3.2	Avalanche Photo-Diode(APD)	13
1.3.3	電荷有感型前置増幅器 (CSA)	14
1.4	APD Processing and Management Unit(APMU)	15
1.4.1	APMU アナログ部	16
1.4.2	APMU デジタル部の概要	17
1.5	研究の目的	18
第 2 章	デジタル信号を用いた波形処理	19
2.1	デジタルフィルタ	19
2.1.1	デジタルフィルタの原理	23
2.1.2	デジタルフィルタパラメータの種類	25
第 3 章	デジタルフィルタの最適化	30
3.1	フィルタの仕様検証	32
3.1.1	tap 数の検証	32
3.1.2	フィルタ構造の検証	35
3.2	周波数特性からフィルタ係数の概形を決定	36
3.2.1	アナログシェイパーの周波数特性	36
3.2.2	入力波形の周波数特性	37
3.3	BPF の範囲最適化	38
3.3.1	奇関数型フィルタ	38
3.3.2	奇関数・矩形窓フィルタの通過周波数帯の最適化	39
3.3.3	偶関数型フィルタ	42
3.4	波形整形を重視したフィルタ係数の改良	43
3.4.1	奇関数・矩形窓フィルタの応用	43
3.4.2	偶関数型フィルタの応用	45
3.5	デジタルフィルタの最適化	46

3.5.1	フィルタ係数の概形の決定	46
3.5.2	最終的なパラメータサーチ	47
3.6	検出効率	49
3.7	上空での経年変化によるノイズ成分の変化	51
第 4 章	APMU デジタル部の機能試験	56
4.1	APMU デジタル部の詳細	56
4.1.1	Field Programmable Gate Array(FPGA) と搭載機能	56
4.2	機能試験の概要	58
4.3	ADC データ処理機能試験	59
4.3.1	ADC データ取得タイミング変更	59
4.3.2	OBS/STANDBY モード切替	61
4.3.3	デジタルフィルタ処理	61
4.3.4	パルス信号 (FastBGO) 生成	63
4.3.5	パルス信号 (HitPat) 生成機能	66
4.3.6	パルス信号 (UD) 生成機能	68
4.4	モニターデータ処理機能	68
4.4.1	ヒストグラムデータ生成機能	68
4.5	GRB モード機能試験	71
4.5.1	GRB データ生成機能	71
第 5 章	まとめと今後	72

目 次

1.1	ASTRO-H 完成予想図 [1]	7
1.2	HXI/SGD の要求感度 [2]	8
1.3	HXI/SGD の詳細な要求感度	8
1.4	ASTRO-H の検出器搭載位置	9
1.5	各検出器の観測エネルギー帯域 [1]	9
1.6	HXI の構造	9
1.7	SGD の構造	10
1.8	最も単純なコンプトンカメラの概念図	10
1.9	BGO アクティブシールドの原理	12
1.10	シンチレータの種類毎の光出力の温度依存性 (PMT での測定値) [6]	13
1.11	BGO アクティブシールドの読み出しシステム	14
1.12	APMU 及び周辺の読み出しシステム	15
1.13	APMU の回路模式図	15
1.14	ADC128S102 Serial Timing Diagram[10]	17
1.15	実際の ADC コントロール/読み出し信号	17
1.16	デジタルアイソレータ搭載基板試作品	17
2.1	内部増幅がない場合の半導体検出器の等価雑音回路	22
2.2	内部増幅がある場合の半導体検出器 (APD) の等価雑音回路	23
2.3	基本的なデジタルフィルタのブロック図	24
2.4	デジタルフィルタ (積分) 前後の波形比較	24
2.5	デジタルフィルタ (積分) の周波数特性	24
2.6	デジタルフィルタ (微分) 前後の波形比較	25
2.7	デジタルフィルタ (微分) の周波数特性	25
2.8	FIR フィルタの標準形 [7]	26
2.9	IIR フィルタの標準形 [7]	26
2.10	再帰形の FIR フィルタ [7]	26
2.11	代表的な窓関数	28
2.12	カイザー窓で設計されるフィルタ (LPF) の振幅特性 [7]	29
3.1	データから作成したヒストグラムの例	30
3.2	波形データ取得環境	31
3.3	APMU で取得した複数の波形データ	33
3.4	16 taps デジタルフィルタの係数	34
3.5	100 taps デジタルフィルタの係数	34

3.6	tap 数の違いによる波形比較	34
3.7	tap 数の違いによるヒストグラム比較	34
3.8	16,100 taps の各デジタルフィルタの周波数特性比較	35
3.9	17 段構造のデジタルフィルタ	35
3.10	9 段+8 段構造のデジタルフィルタ	35
3.11	フィルタ構造の違いによる波形比較	36
3.12	フィルタ構造の違いによるヒストグラム比較	36
3.13	アナログシェイパーのパワースペクトル	37
3.14	APMU で取得した BGO+APD 波形	38
3.15	波形の周波数特性 (時間範囲 30-60)	38
3.16	波形の周波数特性 (時間範囲 0-30)	38
3.17	波形の周波数特性 (時間範囲 31-40)	38
3.18	偶関数、奇関数の違いによるフィルタ係数比較	39
3.19	偶関数、奇関数の違いによるフィルタ後波形比較	39
3.20	偶関数、奇関数の違いによるフィルタ周波数特性比較	39
3.21	周波数帯域によるスレッショルド比較	40
3.22	最適化した奇関数・矩形窓フィルタのフィルタ係数	41
3.23	最適化した奇関数・矩形窓フィルタの周波数特性	41
3.24	最適化した奇関数・矩形窓フィルタでの波形比較	41
3.25	最適化した奇関数・矩形窓フィルタでのヒストグラム比較	41
3.26	カイザー窓フィルタのフィルタ係数	43
3.27	カイザー窓フィルタの周波数特性	43
3.28	カイザー窓フィルタでの波形比較	43
3.29	カイザー窓フィルタでのヒストグラム比較	43
3.30	最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタのフィルタ係数	44
3.31	最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタの周波数特性	44
3.32	最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタでの波形比較	44
3.33	最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタでのヒストグラム比較	44
3.34	カイザー窓応用フィルタのフィルタ係数	45
3.35	カイザー窓窓応用フィルタの周波数特性	45
3.36	カイザー窓窓応用フィルタでの波形比較	46
3.37	カイザー窓窓応用フィルタでのヒストグラム比較	46
3.38	特に低いスレッショルドを達成したフィルタ係数	48
3.39	特に低いスレッショルドを達成したフィルタを通した波形	48
3.40	最適化したデジタルフィルタを使用したヒストグラム	49
3.41	最適化したデジタルフィルタの周波数特性	49
3.42	^{137}Cs を当てたときのスペクトル	50
3.43	^{137}Cs を当てたときのスペクトル (低エネルギー側)	50
3.44	^{241}Am を当てたときのスペクトル	50
3.45	恒温槽内の写真	51
3.46	APMU で取得した BGO+APD(通常) の波形	52
3.47	APMU で取得した BGO+APD(放射線損傷) の波形	52

3.48	通常の APD で取得した波形の周波数特性 (時間範囲 31-60)	52
3.49	放射線損傷 APD で取得した波形の周波数特性 (時間範囲 31-60)	52
3.50	通常の APD で取得した波形のノイズ部分の周波数特性 (時間範囲 0-30)	53
3.51	放射線損傷 APD で取得した波形のノイズ部分の周波数特性 (時間範囲 0-30)	53
3.52	通常の APD を使用して特に低いスレッショルドを達成したフィルタ係数	54
3.53	放射線損傷を受けた APD を使用して特に低いスレッショルドを達成したフィルタ係数	54
3.54	通常の APD を使用して特に低いスレッショルドを達成したフィルタを通した波形	55
3.55	放射線損傷を受けた APD を使用して特に低いスレッショルドを達成したフィルタを通した 波形	55
4.1	実験環境の写真	59
4.2	アイソレータ前後のデジタル信号	60
4.3	アナログ基板のオフセットレベル	60
4.4	ADCReadDelay = 4 で取得したヒストグラム	60
4.5	ADCReadDelay = 8 で取得したヒストグラム	60
4.6	OBS モードで ADC 読み出しを行っている状態	61
4.7	OBS モードから STANDBY モードに切り替えた状態	61
4.8	デジタルフィルタ処理試験に使用した奇関数型フィルタ係数	63
4.9	APMU への入力波形	63
4.10	FPGA 内で作成したヒストグラム	63
4.11	コンプトンカメラ (SGD 主検出器) での信号処理と APMU が出力する禁止信号のタイミング	64
4.12	FastBGO のトリガー方法 (タイミングチャート)	64
4.13	波形を入力したときの FastBGO 出力	65
4.14	シミュレータを使用したときの FastBGO 出力タイミング	65
4.15	FastBGO/HitPat 出力タイミング	67
4.16	ダブルパルスを入力した場合の HitPat 出力	67
4.17	ダブルパルス入力元波形とフィルタ後波形	67
4.18	大信号を入力した時の UD 出力	68
4.19	PH 値保存タイミングチャート	69
4.20	実験環境 (恒温槽内) の写真	69
4.21	実験環境 (恒温槽外) の写真	69
4.22	読み出しシステムのブロック図	70
4.23	APMU を使用して 8 ch 同時取得した ^{137}Cs のヒストグラム	70

表 目 次

1.1	HXI の性能 [3]	9
1.2	SGD(コンプトンモード) の性能 [3]	10
1.3	使用する APD の特性	13
3.1	APMU で使用するデジタルフィルタの仕様	32
3.2	tap 数の違いによるフィルタ性能比較	34
3.3	構造の違いによるフィルタ性能比較	36
3.4	最適化した奇関数・矩形窓フィルタの性能 (表内のデータは $8 \times 8 \times 4 \text{ cm}^3$ の BGO、PFM APD、DIP 基板、 $1.1 \mu\text{s}$ 積分回路を使用したもの)	41
3.5	窓関数による性能比較	42
3.6	奇関数・矩形窓応用フィルタの性能	45
3.7	カイザー窓応用フィルタの性能	46
3.8	最終的なパラメータサーチの範囲	47
3.9	パラメータサーチの結果、スレッシュホールドの低かったフィルタ	48
3.10	APMU での使用に最適化されたデジタルフィルタパラメータ	48
3.11	通常の APD 信号のパラメータサーチ結果	53
3.12	放射線損傷を受けた APD 信号のパラメータサーチ結果	54
4.1	FPGA の機能概要	57
4.2	ヒストグラムカウンタの圧縮方法	60
4.3	APMU で使用するデジタルフィルタの仕様	62
4.4	カウントレートの上昇による GRB 判定機能	71

第1章 序論

1.1 背景

宇宙空間には無数の天体があり、そこには電波で輝くものからガンマ線で輝くものまで、あらゆる天体が存在する。その中でもブラックホールや超新星爆発、ガンマ線バーストなどの高エネルギー天体现象はX線やガンマ線で輝いており、現在までの観測でこれらは相対論的エネルギーにまで加速された粒子による制動放射、シンクロトロン放射、逆コンプトン散乱など、非熱的な放射によるものであることが分かってきている。これらの高エネルギー天体现象の放射機構や粒子の加速機構を知ることは極限状態の物理を知る上で非常に重要であり、X線やガンマ線領域において高エネルギー天体现象の観測を詳細に行うことは非常に重要である。

X線やガンマ線といった高エネルギー光子は電磁相互作用を起こさないため曲げられにくく、また透過力が強いので星間物質などによる吸収を受けにくい。そのため遠くまで見通すことができ、高エネルギー天体现象の直接観測のための強力なツールとなる。しかし、X線やガンマ線は大気によって吸収されてしまうため、宇宙空間での観測が必要である。これまで、人工衛星や気球などの飛翔体観測によって高エネルギー天文学は発展を続けているが、10 keV から MeV の帯域ではX線、ガンマ線と物質の相互作用はコンプトン散乱が支配的となるため検出が困難で、感度は10 keV 以下と比較して1/100程度と低い。そのため、この帯域での現象は未だ解明されていないことが多く、他波長と合わせてスペクトルを議論するための情報が不足している。この状況を打破すると期待されているのが日本の次期X線天文衛星ASTRO-H(図1.1)である。

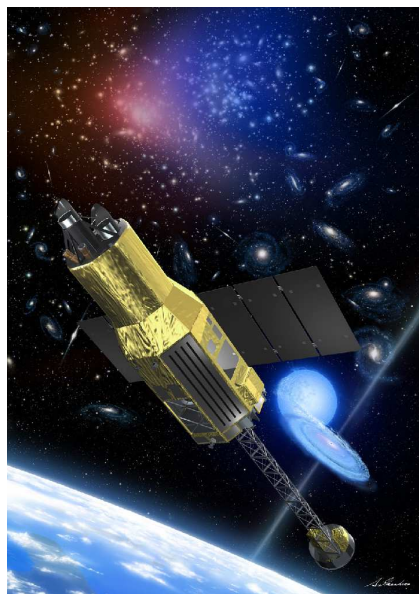


図 1.1: ASTRO-H 完成予想図 [1]

ASTRO-H 衛星は X 線ガンマ線領域においてより広域かつ高感度での観測をするために 2015 年の打ち上げを目指して進められている。ASTRO-H 計画には宇宙航空研究開発機構・宇宙科学研究本部 (JAXA/ISAS) を中心に、国内外の多数の大学や研究機関が参加している。ASTRO-H 衛星には 4 種類の検出器が搭載され、X 線からガンマ線におよぶ非常に広い波長域において、過去最高感度での観測を行う。その 4 種類の検出器のうち、硬 X 線撮像検出器 (Hard X-ray Imager:HXI)、軟ガンマ線検出器 (Soft Gamma-ray Detector:SGD) では図 1.2 及び図 1.3 に示すようにこれまで検出が困難であった 10 keV から MeV の帯域で 1 桁以上の感度の向上を見込むことができる。これには主検出器のシリコンストリップセンサー (DSSD)、コンプトンカメラに加えて、徹底的なバックグラウンド除去を行うシステムによって実現可能となる。そのシステムの一つが BGO($\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$) シンチレータを用いたシールド検出器 (BGO アクティブシールド) である。本論文ではこの BGO アクティブシールドに使用するデジタル信号処理 (デジタルフィルタ) の最適化および性能評価を主題とする。

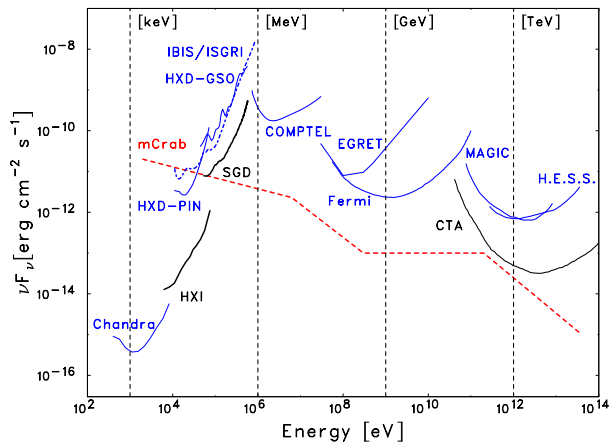


図 1.2: HXI/SGD の要求感度 [2]

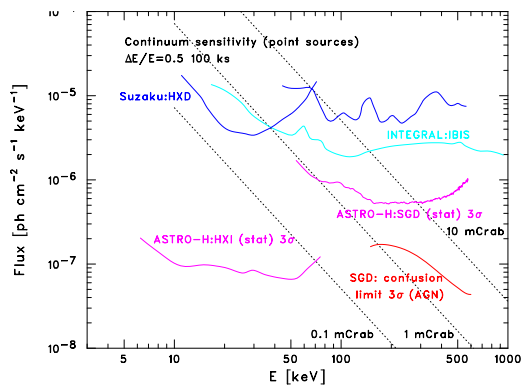


図 1.3: HXI/SGD の詳細な要求感度

1.2 ASTRO-H 衛星

1.2.1 衛星搭載検出器

ASTRO-H 衛星にはそれぞれ観測エネルギー帯域や役割の異なる 4 種類の検出器が搭載される。それぞれ軟 X 線分光検出器 (Soft X-ray Spectrometer; SXS)、軟 X 線撮像検出器 (Soft X-ray Imager; SXI)、硬 X 線撮像検出器 (Hard X-ray Imager; HXI)、軟ガンマ線検出器 (Soft Gamma-ray Detector; SGD) であり、これまでにない軟 X 線領域での分光観測と、硬 X 線-軟ガンマ線にわたる広帯域高感度観測を実現する。それぞれの搭載位置を図 1.4 に、観測エネルギー帯域を図 1.5 に示す。この節ではアクティブシールドを使用する HXI/SGD について詳しく述べる。

1.2.2 硬 X 線撮像検出器 (HXI)

硬 X 線撮像検出器 (Hard X-ray Imager:HXI) は 5-80 keV の帯域で精度良くイメージングを行う検出器であり、HXI は 12 m の焦点距離をもつ硬 X 線望遠鏡 (Hard X-ray Telescope:HXT) の焦点面に置かれている。HXI は個々に光子を検出し、そのエネルギーと到来方向を決定する。主検出部は 0.5 mm 厚の両面

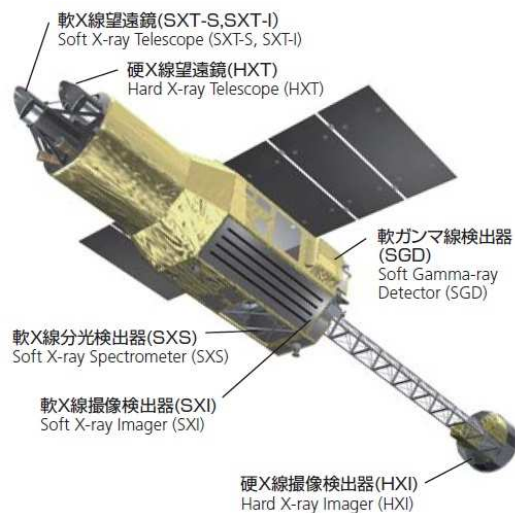


図 1.4: ASTRO-H の検出器搭載位置

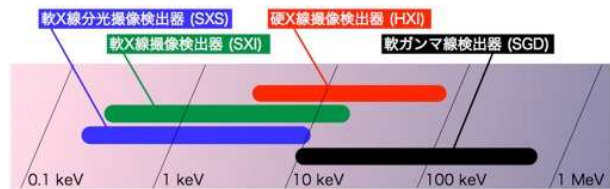


図 1.5: 各検出器の観測エネルギー帯域 [1]

シリコンストリップセンサー (DSSD)4 層と 0.75 mm 厚のテルル化カドミウム半導体 (CdTe)1 層で構成されている。DSSD は 250 μm ピッチの直行する電極ストリップが表裏に設けられており、これにより 5-40 keV の光子の到来方向とエネルギーを決定できる。また、20-80 keV の光子は、CdTe により光電吸収を起こしエネルギーが測定される。さらに BGO シンチレータによるアクティブシールド (後述) を用いることで周囲からのバックグラウンドを除去でき、従来よりも約 2 桁感度を向上させることが可能となる。図 1.6 に HXI の構造を、表 1.1 に HXI の性能を示す。

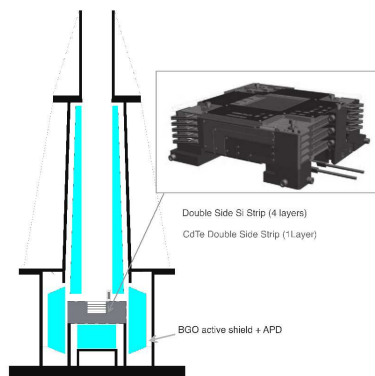


図 1.6: HXI の構造

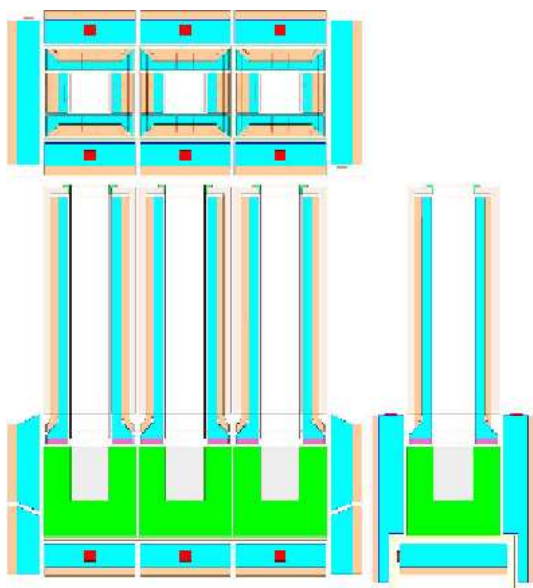
エネルギー領域	5-80 keV
エネルギー分解能	< 2 keV @ 60 keV
有効面積	300 cm^2 @ 30 keV
視野	9 \times 9 arcmin ²

表 1.1: HXI の性能 [3]

1.2.3 軟ガンマ線検出器 (SGD)

軟ガンマ線検出器 (Soft Gamma-ray Detector:SGD) は、40-600 keV の帯域をカバーし、望遠鏡による集光系を用いない検出器である。図 1.7 に示すように SGD1 台はコンプトンカメラ 3 台を 1 列に並べた構造で、図 1.4 のように衛星構体の両側に 1 台ずつ、計 2 台配置される。SGD は BGO の井戸型アクティブシールドと、リン青銅を用いたファインコリメータにより 150 keV 以下において視野を 33 \times 33 分角以内に

絞ってバックグラウンドを排除し、天体からの光子を個々に直接検出する。さらに次に述べるコンプトン再構成によりバックグラウンドを除去することによって感度を従来よりも1桁以上向上させることができる。表 1.2 に SGD の性能を示す。



エネルギー領域	40-600 keV
エネルギー分解能	< 4 keV @ 40 keV
有効面積	20 cm ² @ 100 keV
視野	33×33 arcmin ² (< 150 keV) 600×600 arcmin ² (> 150 keV)

表 1.2: SGD(コンプトンモード) の性能 [3]

図 1.7: SGD の構造

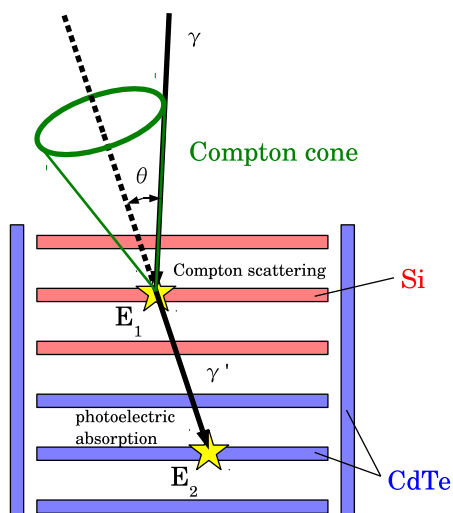


図 1.8: 最も単純なコンプトンカメラの概念図

主検出部には逆コンプトン散乱を利用したコンプトンカメラを使用している。図 1.8 にコンプトンカメラの概念図を示す。コンプトンカメラは、散乱体と吸収体によって構成され、コンプトン運動学を用いて光子のエネルギーと到来方向を決定する。まず入射光子が散乱体によってコンプトン散乱され、反跳電子は散乱体中で止まりエネルギー E_1 を失う。散乱前の電子の運動量をゼロとすると、運動量保存則とエネルギー

保存則より

$$E_1 = \frac{E_\gamma}{1 + \frac{E_\gamma}{m_e c^2} (1 - \cos \theta)} \quad (1.1)$$

となる。ここで E_γ は入射光子のエネルギー θ は光子の入射方向に体する散乱角である。一方で、散乱光子は吸収体で光電吸収されエネルギー E_2 を失う。式 1.1 より、

$$\cos \theta = 1 - m_e c^2 \left(\frac{1}{E_2} - \frac{1}{E_1 + E_2} \right) \quad (1.2)$$

となる。これより $E_\gamma = E_1 + E_2$ として入射光子のエネルギーを求めることができる。散乱体におけるコンプトン散乱と吸収体における光電吸収の反応位置、及び式 (1.2) より散乱角 θ を用いて光子の到来方向を円環内に制限できる。より高エネルギーのイベントは、光電吸収確率が下がるため多重コンプトン散乱によって位置とエネルギーを決定できる。複数のイベントに対する円状の領域の重なり部分を取ることで天体のイメージを取得することが可能となる。さらに、偏光している光子はコンプトン散乱により偏光方向と直角に散乱されるため、光子の偏光を測定することもできる。SGD での上記の観測方法をコンプトンモードと呼ぶ。表 1.2 に SGD のコンプトンモードでの性能を示す。SGD には光電吸収モードもあるが、これは有効面積が大きく、エネルギー帯域も広がるが、コンプトンモードよりもバックグラウンドが大きくなるので比較的明るい天体の観測に使われる。

1.3 BGO アクティブシールド

ASTRO-H では HXI と SGD においてバックグラウンド軽減のために BGO のアクティブシールドが用いられる。BGO は無機シンチレータで、有効原子番号や比重が他の無機シンチレータより大きく、阻止能が高いことが特徴である。以下に、アクティブシールドの原理を述べる。

BGO アクティブシールドでは図 1.9 に示すように各 BGO ブロックで反応したイベントと主検出部で反応したイベントの反同時計数を取ることでセンサー部のみでは落としきれないバックグラウンドとなる X 線、ガンマ線、荷電粒子などの除去を行う。具体的な HXI, SGD の BGO アクティブシールドの構造はそれぞれ図 1.6 と図 1.7 に示している。HXI, SGD ともにアクティブシールドはトップ部、サイド部、ボトム部から構成される。HXI ではトップ部 4 個、サイド部 4 個とボトム部 1 個の BGO ブロックで主検出部を取り囲む構造となっているため、アクティブシールドは HXI1 台につき合計 9 個の BGO ブロックで構成される。また、SGD でも同様に BGO ブロックが主検出部を囲む構造をしているが、コンプトンカメラ 3 台を 1 列に並べた構造をしているため数量が異なり、アクティブシールドは SGD1 台あたり 25 個の BGO ブロックで構成される。さらに、SGD では、BGO アクティブシールドの大きな有効面積と広い視野を利用して、シールドのデータを積極的に用いた全天観測を行う機能も備えている。

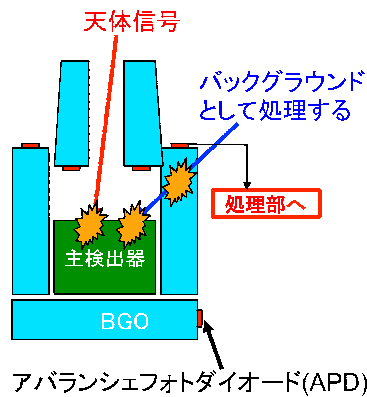


図 1.9: BGO アクティブシールドの原理

1.3.1 BGO シンチレータ

放射線測定法の1つとして、シンチレータという物質内で放射線が相互作用を起こして発生したシンチレーション光を検出して電気信号に変換するというものがある。シンチレーション過程は各放射線の検出とスペクトル測定を行うための最も有効な方法として現在でも広く利用されている。HXI,SGD のアクティブシールドに使われるシンチレータとして要求される特徴は(1) 阻止能が高いこと、(2) 放射エネルギーが高効率で蛍光に変換されること、(3) 蛍光に対して透明度が高い（反応しにくい）こと、(4) 蛍光の減衰時間が短いこと、(5) 蛍光の波長分布が光検出器の感度に適していること、(6) 大きな結晶が製造可能であることなどが挙げられる。

これらの要求を考慮して HXI,SGD では無機結晶シンチレータである BGO($\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$) が使われる。BGO は大きな比重 (7.3 g/cm^3) とビスマスの大きな原子番号 (83) をもち、市販されている他のシンチレータよりも単位体積あたりのガンマ線光電効果が大きいことが特徴である。このことはサイズが厳しく制限される宇宙用検出器には大きな利点である。また、図 1.10 に示すように低温ほど光量が増加するので低温での動作が要求される半導体検出器との相性がよく、BGO より光量が多いが低温で下がってしまう CsI や NaI に比べて有用である。さらに、BGO はすざく衛星、INTEGRAL 衛星、Fermi 衛星などで使用された実績がある。

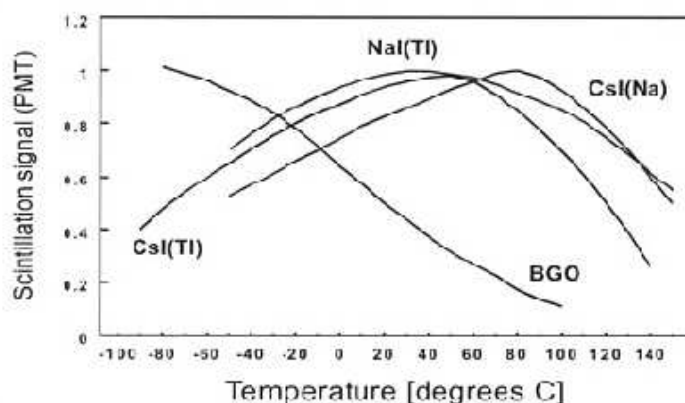


図 1.10: シンチレータの種類毎の光出力の温度依存性 (PMT での測定値) [6]

1.3.2 Avalanche Photo-Diode(APD)

アクティブシールドのシンチレーション光の読み出しにはアバランシェフォトダイオード (APD) が採用される。APD はフォトダイオードの一種で、なだれ (アバランシェ) 増幅によって電子の増幅を行っている。p 型半導体と n 型半導体を接合させた半導体検出器に逆バイアスをかけると空乏層内部で発生した電子-正孔対がそれぞれ N+, P- ヘドドリフトされる。キャリアの速度は電界の強さに依存するが、電界が強いと結晶格子によって散乱し、全体としてある一定速度になる。それ以上に電圧を印加するとキャリアが非常に大きなエネルギーをもち、結晶格子と衝突して新たに電子-正孔対を生成する。新たに生成したキャリアがさらに電子-正孔対を生成し、連鎖的に電子が増幅される。これがなだれ増幅の原理である。増幅率は、測定温度や印加電圧にも依存するが、数十倍から数百倍になり、増幅のないフォトダイオードよりも低いスレッシュホールドや高いエネルギー分解能が得られる。また、BGO が出すシンチレーション光の波長は 480 nm であり、この波長では APD の感度が 80 % と良く (光電子増倍管 (PMT) では 20 % 程度)、BGO と組み合わせることで効率のよい信号読み出しを行うことができる。

シンチレーション光の読み出しに従来よく使われていた PMT ではなく APD が採用された理由には他に次の 2 つがある。1 つは図 1.7 からわかるように BGO ブロックは複雑に組み合わされた構造であり、また HXI2 台と SGD2 台で合計 68 個と数が多いため、全ての BGO ブロックに取り付けることを考えると PMT よりもサイズが 10×10 mm 程度と比較的小さい APD の方が限られた空間を有効に使えるという理由である。もう 1 つは PMT を動作させるには約 1000 V 程度の高電圧が必要であるため多くの電力を供給しなければならない、衛星上で使用することを考えると 400 V 程度の電圧で稼働する APD の方が消費電力の面で適しているという理由である。

大きさ	10 × 10mm ²
暗電流	0.4 nA (gain 50 -15 deg)
容量	400 pF (同軸ケーブル 1 m 含む)

表 1.3: 使用する APD の特性

表 1.3 にアクティブシールドで使用する APD の主な特性を示す。この APD は大面積であり、静電容量が非常に大きいため、APD と CSA で発生する雑音は容量性雑音が支配的である。したがって雑音特性に優れる CSA の開発が不可欠である。

1.3.3 電荷有感型前置増幅器 (CSA)

HXI/SGD のアクティブシールドは図 1.7 のようにトップ、サイド、ボトム の 3 部より構成されるが、信号読み出しではサイド部とボトム部を合わせ、全体としてトップ部とボトム部の 2 つに分けて処理を行う。

HXI ではトップ部 4 ch とボトム部 5 ch の信号をそれぞれ 1 台の CSA ボックス (8 ch 入力まで対応。SGD も同様) で処理し、1 台の APD 信号処理ボード (APMU; 16 ch 入力まで対応。SGD も同様) で処理する。SGD では BGO ブロックは読み出しの際には左右に分け、さらにトップ部 8 ch とボトム部 7 ch をそれぞれ 1 個の CSA で処理することが検討されている。APMU の読み出しシステムの全体像を図 1.11 に示す。MIO は各 APMU と LVDS で通信を行い、MDE は SpaceWire により MIO と通信を行い、衛星本体とデータの受け渡しをしている。

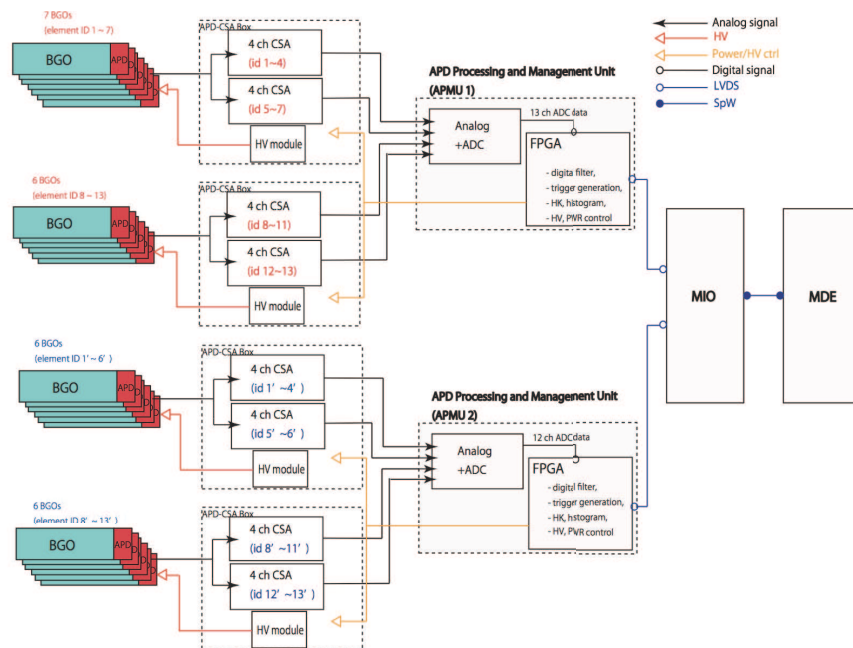


図 1.11: BGO アクティブシールドの読み出しシステム

CSA は 2 枚の基板で構成され、APD ボードの高圧電源 HV から APD へ電圧を供給するとともに、1 枚で 4 ch 分の APD からの入力信号を処理する。入力信号である電荷は電荷有感型前置増幅器 (Charge Sensitive Amplifier: CSA) で増幅されて電圧波形へと変換され、その後で軽度の波形整形を行い APMU へ出力される。従来の CSA の回路様式では APD の容量が約 400 pF と大きく、容量に比例するノイズの勾配が大きくなってしまふ。そこで、HXI/SGD 開発チームが容量勾配を低減させるべく、また、ノイズ性能をできるだけ悪化させずに荷電粒子由来の大信号に対する耐性を高めるべく、CSA の開発を行い、評価した。その結果、デッドタイムを少なくしつつ最良の性能を得られた帰還容量 10 pF、10 μ s 微分回路を採用した。

1.4 APD Processing and Management Unit(APMU)

CSA で増幅、簡易整形された電気信号は APD Processing and Management Unit(APMU) へ入力する。APMU はアナログ部とデジタル部に分かれており、アナログ部では比較的単純な回路で入力電気信号をさらに増幅、整形してアナログ-デジタル変換 (AD 変換) を行う。デジタル部では FPGA を使用してデジタル信号処理や CSA に供給する高電圧の制御、HK データのモニターなども行う。APMU の写真を図 1.12 に、回路模式図を図 1.13 に示す。

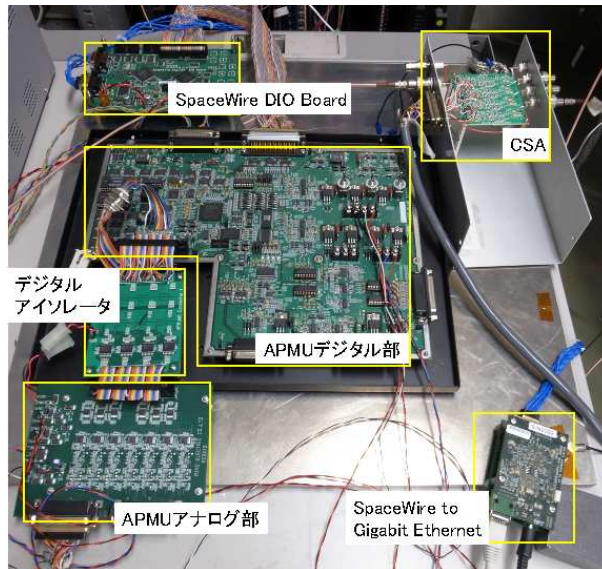


図 1.12: APMU 及び周辺の読み出しシステム

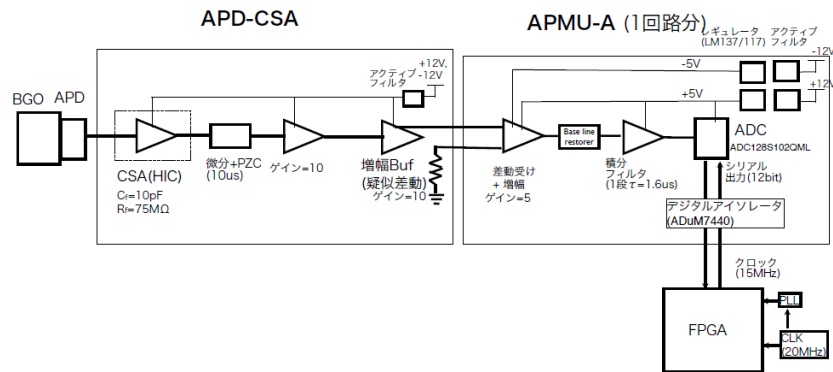


図 1.13: APMU の回路模式図

1.4.1 APMU アナログ部

波形整形部

APMU アナログ部では積分回路により増幅・整形を行っている。ここでは、ADC のサンプリング周期や APMU デジタル部でのデジタルフィルタを考慮して、必要最低限の処理を行う。この APMU アナログ部の回路についてもパラメータの最適化を行い、大信号入力時にベースラインに早く復帰できるようにベースラインリストアラ (BLR) 回路を、そして後段のデジタルフィルタを考慮して、積分時定数 $1.6 \mu\text{s}$ の積分アンプを採用することに決定した。

ADC 部

CSA からの信号は増幅・整形された後、デジタルデータとして処理、保存するためにアナログ-デジタル変換 (AD 変換) する。HXI/SGD では AD 変換を実行するアナログ-デジタル変換器 (ADC) を合計 68 個使用する。ここで用いる ADC は衛星軌道上で動作させるため (1)BGO+APD からの信号の立ち上がり時間 $3 \mu\text{s}$ に比べて速いサンプリングレートであること、(2) 小型であること、(3) 消費電力が小さいこと、(4) 放射線耐性があること等が要求される。BGO アクティブシールドの信号処理システムではこれらの要求を満たす ADC である National Semiconductor 社の ADC128S102QML を採用した。ADC128S102QML は逐次比較型 ADC であり、 100krad の放射線耐性をもつ [9]。本論文で使用した APMU 試験基板ではこの ADC128S102QML とほぼ同じ性能 [10] であるが放射線耐性がない、同じく National Semiconductor 社の ADC128S102 を用いている。ADC128S102 の消費電力は単体試験により 5 mW である [11] ことが分かっており、QML 版も同程度であると予想される。

この ADC128S102 のタイミングダイアグラムを図 1.14 に、実際に ADC のコントロールをしてデジタル信号読み出しをしたときのオシロスコープ表示を図 1.15 にそれぞれ示す。この ADC のコントロール及びデータ取得のためのデジタル信号インターフェースは図 1.14 の 4 種類であり、Chip Select、Serial Clock、DIN が ADC への入力信号で DOUT が出力信号である。この ADC では Chip Select (CS) に Low を入力すると Serial Clock (SCLK) に同期して 16 クロックで 1 サンプルの AD 変換を行う。まず始めの 4 クロックで DIN へ信号を入力し、全 8 ch のうちどのチャンネルのアナログ入力信号を AD 変換するかを決定する。そして、その後の 12 クロックで AD 変換後のデジタルデータを 12 bit (4096 ch) で出力する。APMU での ADC 動作クロックは 15 MHz であるため、サンプリングレートは $15/16 \text{ MHz}$ ($\sim 1.07 \mu\text{s}/\text{sample}$) と、取得信号の変動速度と比較して低くなっているが、これはすでに述べた通り、宇宙用認定電子部品を低消費電力で動作させるための制約である。APMU デジタル部ではこれらの制約の下で最大限の性能を発揮することが求められる。

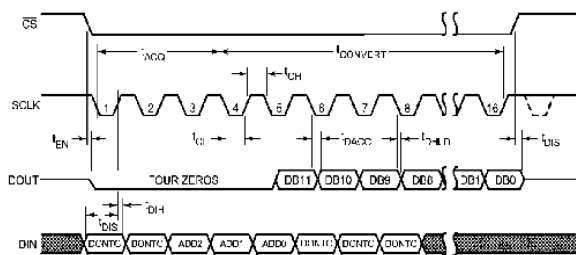


図 1.14: ADC128S102 Serial Timing Diagram[10]

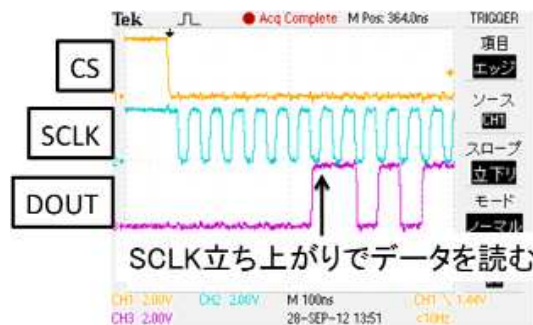


図 1.15: 実際の ADC コントロール/読み出し信号

デジタルアイソレータ部

ここまでで述べたように APMU はアナログ部とデジタル部に分かれている。アナログ部には微弱なノイズの影響も受けてしまうという特徴があり、一方で、デジタル部には過渡的な電圧変化によるノイズが出やすいが“0”か“1”の信号しか存在しないためノイズの影響を受けにくいという特徴がある。つまり、アナログ部とデジタル部はノイズの出やすさとノイズの影響の受けやすさが異なる。APMU の開発においては、アナログ部とデジタル部を別基板として設計、試験を行っている。一方で、衛星に搭載するフライトモデルはアナログ部、デジタル部が一体となった基板を製作する。アナログ部とデジタル部を分けて試験した結果を反映させるため、グラウンド分離を行うデジタルアイソレータ (ADuM7440) を採用した。図 1.16 にデジタルアイソレータ部の基板の写真を示す。

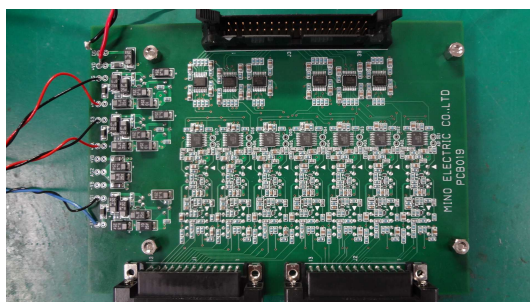


図 1.16: デジタルアイソレータ搭載基板試作品

1.4.2 APMU デジタル部の概要

APMU デジタル部には大規模 LSI の一種である FPGA が搭載されており、ここで CSA への電源供給、ADC のコントロール、信号処理、電流値、電圧値、温度などのモニター、衛星本体につながる MIO との通信などが行われる。この FPGA は VHDL というハードウェア記述言語で動作ロジックを書き込むことでユーザーが自由なデジタル回路処理を設定できる。FPGA は低電力での動作が可能であるため、人工衛星での使用に適している。

APMU デジタル部におけるシールド検出器の信号処理では、まず AD 変換後のデジタル信号を取得し、得られた波形データに 2 種類のデジタルフィルタをかけ、2 種類のフィルタ後の波形に対して別々のトリ

ガー判定を行う。この2種類のデジタルフィルタを Filter1 と Filter2 と定義する。Filter1 を通した波形でトリガーがかかった場合はそのイベントを視野外からの宇宙線、放射線や荷電粒子などによるものと判断し、HXI/SGD の主検出器に禁止信号を送る。この禁止信号により主検出器での AD 変換を中止させ、バックグラウンドイベントの混入や不感時間を減らすことができる。Filter2 を通した波形でトリガーがかかった場合はその波形の波高値を算出し、イベントの時刻やヒストグラムなどのデータを保存する。波高値はシールド検出器に入射した放射線などが持っていたエネルギーに比例するため、十分なサンプルがあればヒストグラムデータからそのエネルギーを算出することができる。特にガンマ線バースト (GRB) などの突発現象の発生時にはアクティブシールド自身がメインの検出器となり、このデータがサイエンスに役立てられる。

Filter1 では可能な限り早い応答が要求されるため、tap 数 8(作用させるデジタル値の数が 9)、設定できる係数の範囲は 1, 0, -1 と単純な構造のフィルタが使用される。一方、Filter2 では tap 数 16(作用させるデジタル値の数が 17) で、設定できる係数の範囲は-255~+255 と決定された [8]。本論文では主に Filter2 について研究を行った。

1.5 研究の目的

これまで述べたように、ASTRO-H 衛星の HXI/SGD の BGO アクティブシールドではシールド検出器に BGO と APD を使用し、その電荷信号を CSA で電圧波形に変換し、さらに信号処理ユニットである APMU のアナログ部で増幅、整形を行う。そして 15/16 MHz のサンプリングレートで AD 変換を行い、FPGA でデジタルフィルタ処理を行い、トリガー判定によって主検出器への禁止信号出力やバックグラウンドのモニタのためのヒストグラム生成などを行う。

HXI/SGD が高い感度で観測を行うにはこの禁止信号がより低いスレッショルドまで感度を持つとよい。つまり、デジタルフィルタの性能はどれだけバックグラウンドを低減できるかに直接関係するため、BGO アクティブシールドにおけるデジタルフィルタの最適化は ASTRO-H プロジェクトにおいて重要である。

衛星で使用するデジタルフィルタの最適化においては、限られた処理時間や低いサンプリングレート、FPGA 容量の制約など、厳しい制約が存在する。また、これまでの衛星観測では BGO+APD 信号に対してデジタルフィルタを実装したことはない。さらに、この信号処理で用いるデジタルフィルタは音声処理などの連続的な波形に使用される一般的なデジタルフィルタと異なり、天体などから逐次やってくる単発波形を処理するためのものであるため、HXI/SGD のためのデジタルフィルタを新たに開発しなくてはならない。そこで、本研究では HXI/SGD の実機に近い環境を構築した上で、取得した BGO+APD 波形の周波数特性や APD の経年変化によるノイズ成分の変化に合わせたデジタルフィルタの最適化を行い、その効果を検証した。また、アクティブシールドのデジタル信号処理は APMU に搭載された FPGA 上で行われるが、フライトモデルに向けて開発が進められている FPGA ロジックの動作検証も行った。

第2章 デジタル信号を用いた波形処理

2.1 デジタルフィルタ

ここでは、APMU デジタル部に入力された信号からノイズ成分を除去し、低スレッショルド、高分解能で信号読み出しを行うためのデジタル信号処理について述べる。デジタルフィルタとはアナログ回路で抵抗やコンデンサーなどを組み合わせて行う信号処理を、デジタル値の算術演算、論理演算、条件判断などの操作によって実現するものである。信号処理にデジタルフィルタを使用すると、取得する信号に帯域制限をかけたり、特定の周波数成分のみを取り出したりすることができる。デジタルフィルタは通信、音声処理、画像処理、医療用システムなど幅広い分野において使用されている。以下にデジタルフィルタの長所と短所を述べる。

- 長所

1. デジタル信号処理では計算機プログラムで表現できる処理は原理的にどのようなものでも実現することができるが、アナログ信号処理が得意でない非線形の処理や適応的な処理を容易に実現することができる。
2. 温度や湿度などによる変化や経年変化が全くないので、安定した品質を実現できる。
3. LSI 化が可能のため、小型で低電力で高い信頼性を持ち、かつ経済的な信号処理を実現できる。
4. プロセッサのプログラムとして表現されるので、アナログ回路に比べて設計の変更が容易で、柔軟性を持たせられる。

- 短所

1. 簡単な処理であっても、ADC や周辺機器が必要であるため、小規模で単体のデジタル信号処理システムを考えた場合に、回路規模やコスト面で不利になることがある。
2. 処理環境にもよるが、数 ns 程度の演算時間がかかるため、厳密にはリアルタイムでのフィルタ処理ができない。
3. 信号の AD 変換や演算時に量子化誤差が生じる。また、サンプリングレートによって取得できる信号の周波数が制限されるので、あらかじめ取得データを考慮した ADC を選択する必要がある。

ASTRO-H 衛星では簡易なアナログフィルタとデジタルフィルタを組み合わせると述べたが、その理由はいくつかある。まず、高性能なアナログフィルタを実装するには大規模な電気回路が必要となってしまう、衛星に搭載する機器として、消費電力、回路の実装面積、重量の面で不都合であることが挙げられる。また、衛星を数年間運用していると上空で APD のノイズ特性が経年変化するが、デジタルフィルタを使用していると、各時点でのノイズ状況に合わせたパラメータを地上から送信することで常に最適なフィルタを利用してデータを取得することも大きな理由である。ここで、デジタルフィルタで低減させようとするノイズについて述べる。ここまで述べた APD、CSA、APMU アナログ部では主に 3 種類の回路系ノイズが発生する。

- johnson noise

johnson noise とは電子が熱エネルギーによりそれぞれ異なる運動 (異なる速度を持つ) をするブラウン運動によって半導体素子の両端に現れる不規則な電位差のことである。そのため、このノイズは抵抗の実数部のような外部との熱的な相互作用を起こす場所で発生し、揺らぎに相当する電位差を生じる。したがって理想的なコンデンサーやコイルでは発生しない。

johnson noise のパワースペクトルを求めるために、LCR 共鳴回路を考える。抵抗内のキャリアの熱的揺らぎは L 、 C で静電ポテンシャルとして蓄積され、そのエネルギー E は電流揺らぎを i 、電圧揺らぎを v とすると、

$$E = \frac{Li^2}{2} + \frac{Cv^2}{2} \quad (2.1)$$

となる。これは一次元調和振動子と等価なので、エネルギー等分配則により第一項と第二項の平均エネルギーは

$$\frac{1}{2}Li^2 = \frac{1}{2}Cv^2 = \frac{1}{2}kT \quad (2.2)$$

となる。 k はボルツマン定数、 T は温度である。これとは別に、抵抗で発生する熱雑音電圧と雑音の結果としてコンデンサー両端に現れる電圧との関係は、

$$\overline{v^2} = \int_0^\infty \frac{N_v(f)df}{1 + (\omega C - \frac{1}{\omega L})} \quad (2.3)$$

$$\simeq \frac{N_v(f_0)}{4CR} \quad (2.4)$$

となる。ここで $\omega = 2\pi f$ であり、共鳴周波数 $f_0 (\simeq \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}})$ と仮定し、回路は f_0 で同調されているものとする。 L と C の値よりパワースペクトル $N_v(f)$ は式 2.1、式 2.2、式 2.4 を用いると、

$$N_v(f) = 4kTR \quad (2.5)$$

となり、周波数に依存しないことが分かる。ただし、キャリアの衝突時間を τ_c として、キャリア速度の相関関係が $\exp(-\frac{|\tau|}{\tau_c})$ のように有限時間の減衰を示す場合、 $\frac{1}{1+\omega^2\tau_c^2}$ で示される周波数依存性が現れる。しかし、多くの場合では τ_c は無視できるほど短いため (典型的な金属では 10^{-14})、johnson noise は white noise と見なせる。また式 2.5 は抵抗に直列に存在する電圧パワーノイズであるが、並列な場合は次式のようになる。

$$N_i(f) = \frac{N_v(f)}{R^2} = \frac{4kT}{R} \quad (2.6)$$

- shot noise

shot noise はキャリアの数の揺らぎに起因するもので、主に半導体素子や真空管で問題となる電流性ノイズのことである。キャリア数の揺らぎはキャリアに正味の流れが起こる場合に生じ、その原因として外部電界、キャリア密度勾配、温度勾配のいずれかが存在する場合のみ、shot noise として現れ、必然的に生じる johnson noise とは対照的である。

代表的な例として、半導体の両端に電界をかけた場合を考える。電流 $I(t)$ はキャリアの数 $N(t)$ に比例するはずなので、電流揺らぎ $i(t) = I(t) - I$ (I は任意の時間における電流値、 t はその時刻からの経過時間) の自己相関関数を計算すると、

$$\overline{i(t) \cdot i(t+\tau)} = \frac{I^2}{N^2} \cdot N(t+\tau) \quad (2.7)$$

ここで、相関 $R_n(\tau) = \overline{N(t) \cdot N(t+\tau)}$ を考えると、これは時刻 t に存在したキャリアが時刻 $(t+\tau)$ における電流揺らぎに与える影響を示すものとなる。キャリアの平均寿命を τ_l 、電極間の平均ドリフト時間を τ_d とすると、 $R_n(\tau)$ は τ_l によって指数関数的に、 τ_d によって直線的に減少すると考えられる。したがって $R_N(\tau)$ は以下のように書ける。

$$R_n(\tau) = \begin{cases} \overline{N^2(t)} \cdot (1 - \frac{|\tau|}{\tau_l}) & (|\tau| \leq \tau_d) \\ 0 & (|\tau| > \tau_d) \end{cases} \quad (2.8)$$

$\overline{N^2(t)} = \alpha N$ (α :任意定数) とおくと、 $I = \frac{eN}{\tau_d}$ と、Wiener-Khinchine の公式より、電流揺らぎ $i(t)$ のパワースペクトル $N_i(f)$ は以下のように導かれる。

$$N_i(f) = 2 \cdot \frac{I^2}{N^2} \int_{-\infty}^{\infty} R_N(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau \quad \text{A}^2/\text{Hz} \quad (2.9)$$

$$= 2eI \cdot \frac{\alpha}{\tau_d} \cdot \int_{-\tau_d}^{\tau_d} (1 - \frac{|\tau|}{\tau_l}) \cdot \exp(-\frac{|\tau|}{\tau_l}) \exp(-i\omega\tau) d\tau \quad (2.10)$$

理想的な金属の場合 $\alpha = 0$ となるので、電流を流しても shot noise は発生しない。次に以下の二つの場合について考える。

$$N_L(f) \simeq \begin{cases} 2\alpha eI \cdot \frac{2\tau_l/\tau_d}{1+\omega^2\tau_l^2} \tau_d^2 & (\tau_l \ll \tau_d) \\ 2\alpha eI \cdot \frac{\sin^2(\omega\tau/2)}{(\omega\tau_d/2)^2} & (\tau_l \gg \tau_d) \end{cases} \quad (2.11)$$

典型的な半導体 p-n 接合で逆バイアスをかけた場合、($\tau_l \ll \tau_d$) なので式 2.11 が適用できる。このとき高周波数領域でない限り、ノイズパワーは $N_i(f) \simeq 2\alpha eI$ と近似できるので、shot noise は周波数に依存しなくなり、white noise とみなすことができる。

- 1/f noise

1/f noise は周波数に反比例するノイズのことで、電気伝導率が緩やかに揺らぐことに起因する電流性ノイズであり、キャリアの寿命の分散が原因であると考えられている。半導体内部を流れる電流キャリアと表面酸化層内 trap 準位との相互作用を考えると、半導体表面を流れるキャリアはトンネル効果により酸化層内で trap されるが、支配的な trap 準位が表面からどの程度の深さに存在するかによってキャリアの寿命が大きく変わる。そこで trap 準位は深さ方向 z に一様に分布していると考えると、その分布関数は

$$f(z)dz = \frac{dz}{z_{\max}} \quad (0 < z < z_{\max}) \quad (2.12)$$

とおける。またトンネル効果の確率は距離と共に指数関数的に減少するのでキャリアの寿命 τ_l は指数関数的に増大し、次のように表される。

$$\tau_l = \tau_{\min} \exp \beta z \quad (2.13)$$

よってこのときの τ_l の分布の式 2.12 より、 $\tau_{\max} \equiv \tau_{\min} \exp(\beta z_{\max})$ とおくと、

$$f(\tau_l)d\tau_l = \frac{d\tau_l/\tau_l}{\ln \tau_{\max}/\tau_{\min}} \quad (\tau_{\min} < \tau < \tau_{\max}) \quad (2.14)$$

となる。これより式 2.11 における $N_i(f)$ の τ_l について平均を計算すると、

$$N_i(f) = 4 \frac{\alpha I^2}{N} \int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} \frac{\tau_l}{1 + \omega^2 \tau_l^2} \cdot \frac{d\tau_l/\tau_l}{\ln \tau_{\max} \tau_{\min}} \quad (2.15)$$

$$= \frac{4\alpha I^2}{\omega N \ln \tau_{\max}/\tau_{\min}} (\tan^{-1} \omega \tau_{\max} - \tan^{-1} \omega \tau_{\min}) \quad (2.16)$$

となる。また、 $1/\tau_{\max} < \omega < 1/\tau_{\min}$ の周波数領域におけるノイズパワーは

$$N_i(f) \simeq \frac{\alpha I^2}{f N \ln \tau_{\max} / \tau_{\min}} \propto \frac{1}{f} \quad (2.17)$$

となり、 $1/f$ の周波数依存性を持つことが分かる。

また、回路系ノイズ以外にも、APD に容量性ノイズが存在する。まず、簡単のため、増幅が無い Photo-diode(PD) の等価雑音回路を考える。

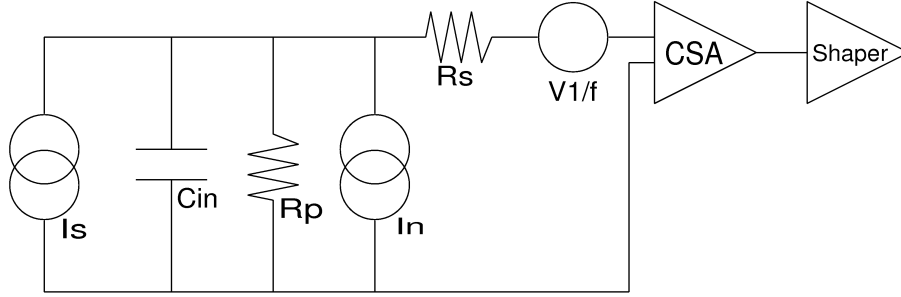


図 2.1: 内部増幅がない場合の半導体検出器の等価雑音回路

図 2.1 において、 I_s :入射放射線による信号電流、 C_{in} :等価入力容量 (PIN 検出器の接合容量、ケーブル、初段 FET(電界効果トランジスタ) の入力容量)、 R_p :等価並列抵抗 (帰還抵抗、高圧負荷抵抗)、 R_s :等価直列抵抗、 I_n :暗電流、 $V_{1/f}$: $1/f$ ノイズである [5]。

全雑音電圧のパワースペクトルは、

$$\frac{\overline{V_{\text{noise}}^2}}{df} = \frac{4k_B T}{\omega^2 C_{in}^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2 C_{in}^2} + 4k_B T R_s + \frac{V_{1/f}}{d} \quad \text{V}^2/\text{Hz} \quad (2.18)$$

となる。この式は第 1 項と第 3 項がそれぞれ R_p 、 R_s による Johnson noise、第二項が I_n による shot noise、第 4 項が $1/f$ ノイズの和であることを表している。エネルギーは電荷量で測定するため、等価雑音電荷 ΔE_{RMS}^2 (Equivalent Noise Charge:ENC) で表すと、

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} = \frac{4k_B T}{\omega^2 R_p} + \frac{2qI_n}{\omega^2} + 4k_B T R_s C_{in}^2 + \frac{C_{1/f} C_{in}^2}{f} \quad \text{C}^2/\text{Hz} \quad (2.19)$$

となる。ここで、 $V_{1/f}$ は周波数に反比例するので、 $1/f$ ノイズの大きさを表す比例係数 $C_{1/f}$ によって置き換えている。この式から分かるように、初段回路の雑音強度は周波数依存性をもつので、フィルタをかけることにより S/N 比を最適化できる。

ここで簡単のために、 $\omega/2\pi \sim f \sim \Delta f \sim 1/\tau$ (τ は波形整形の時定数) とすると、

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} \sim \frac{k_B T \tau}{\omega^2 R_p} + \frac{qI_n \tau}{2\pi^2} + 4k_B T R_s C_{in}^2 \cdot \frac{1}{\tau} + C_{1/f} C_{in}^2 \quad \text{C}^2 \quad (2.20)$$

となる。この式 2.20 に対して、APD を用いた場合では放射線信号とバルク暗電流によるノイズが内部増幅領域を通過する。このため、等価雑音回路は図 2.2 で表される。

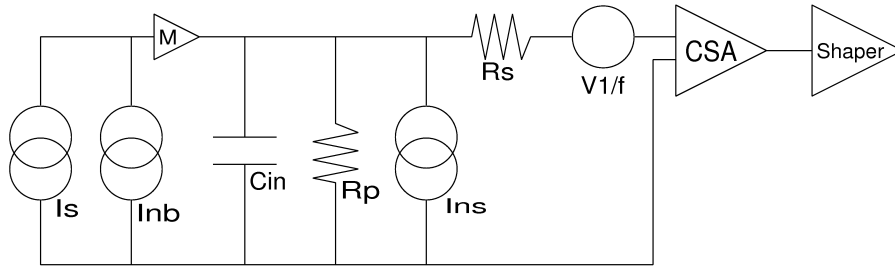


図 2.2: 内部増幅がある場合の半導体検出器 (APD) の等価雑音回路

I_{nb} はバルク暗電流、 I_{ns} は表面暗電流、 M は内部増幅率である。APD の等価雑音電荷は式の I_n と I_S がそれぞれ $I_{ns} + I_{nb}FM^2$ と変換される。これを式 2.20 に適用すると以下になる。 F は過剰雑音係数である。

$$\overline{\Delta E_{RMS}^2} \sim \frac{k_B T \tau}{\omega^2 R_P} + \frac{(qI_{ns} + I_{nb}FM^2)\tau}{2\pi^2} + 4k_B TR_S C_{in}^2 \cdot \frac{1}{\tau} + C_{1/f} C_{in}^2 \quad C^2 \quad (2.21)$$

この式において第 3 項は測定に使用するプリアンプの容量特性と APD の端子間容量に関係し、さらに雑音の単位を等価雑音電荷ではなく Si 半導体検出器のエネルギー分解能 [Si-keV] に換算した場合には、 $T=270$ K において、

$$\overline{\Delta E_{FWHM}^2} \sim 2.355 \left(\frac{1.965 \times 10^{-4}}{R_P} + 4.218 \times 10^{-3} (I_{ns} + I_{nb}FM^2) \right) \tau + f(C_{in})^2 \quad \text{keV}^2(\text{Si}) \quad (2.22)$$

となる。本研究では原因が分かり難い $1/f$ ノイズを考慮せずにノイズ計算を行う。それぞれのパラメータの単位は R_P (M Ω)、 I_{ns} (nA)、 C_{in} (pF)、 τ (μ s) である。本研究で用いた CSA の R_P (フィードバック抵抗) は 75 M Ω であり、 I_{ns} は内部増幅の影響を受けないため、 τ のかかる括弧内では I_{nb} の項が支配的であると考えられる。これを考慮した場合、APD のノイズは

$$\overline{\Delta E_{FWHM}^2} (\delta_{noise})^2 \sim (\delta_{noise,I}) + (\delta_{noise,C}^2) \sim 0.02339 \times 4\pi^2 I_{nb}FM^2 \tau + f(C_{in})^2 \quad \text{keV}^2(\text{Si}) \quad (2.23)$$

と表すことができる。この式の第 1 項が電流性ノイズ、第 2 項を容量性ノイズである。

最終的に APMU に入力されるデジタル信号には上記の電流性ノイズ、容量性ノイズを合計したものが含まれる。回路系ノイズには johnson noise、shot noise、 $1/f$ noise があり、johnson noise と shot noise による white noise は取得するデジタル値にランダムな揺らぎとして影響を与えるが、デジタルフィルタで複数のデータ点を作用させることでそのランダムな揺らぎを軽減させることができる。また、 $1/f$ noise による周波数依存性をもつノイズに対しては、ノイズ成分の強い周波数帯をカットするデジタルフィルタを作用させることでノイズの影響を抑えたデータを取得することができる。また、衛星を上空で運用するうちにシールド検出器で使用する APD は放射線損傷を受けるが、その損傷が大きくなるにつれて容量性ノイズも増加する。したがって、運用時期によってデジタルフィルタのパラメータを変更することも考えなくてはならない。

2.1.1 デジタルフィルタの原理

デジタルフィルタはサンプリングした複数のデジタル値に係数を掛け、足し合わせることで、取得する信号に帯域制限をかけたり、特定の周波数成分のみを取り出すことができる。図 2.3 に基本的なデジタルフィ

ルタの処理方法を表すブロック図を示す。ここで z^{-1} はデータを1クロック遅らせる遅延器で、 M は遅延器の数 (tap 数) を示す。この図では1クロックごとに逐次入力されるデジタル値を遅延器により保存し、 M クロック前まで、合計 $M + 1$ 個のデジタル値を足しあわせて出力している。これを応用して、遅延器を通じた各デジタル値に係数を掛けることで複雑な特性を持ったデジタルフィルタを作ることができる。

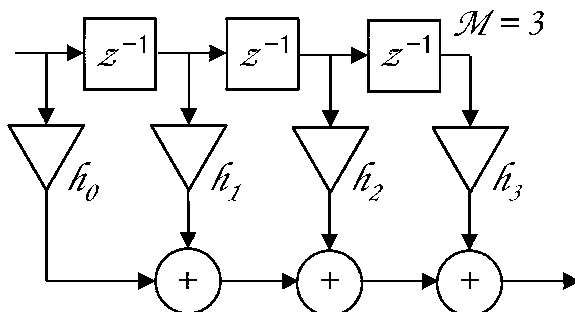


図 2.3: 基本的なデジタルフィルタのブロック図

例として、BGO+APD 波形に対して tap 数が10個 (作用させる係数が11個) のデジタルフィルタを作った場合のことを考える。この場合フィルタは積分回路の役割を果たし、デジタルフィルタをかける前後の波形は図 2.4 となり、このフィルタの周波数特性は図 2.5 となる。見やすくするため、フィルタ後の波形にはゲイン補正を行っている。

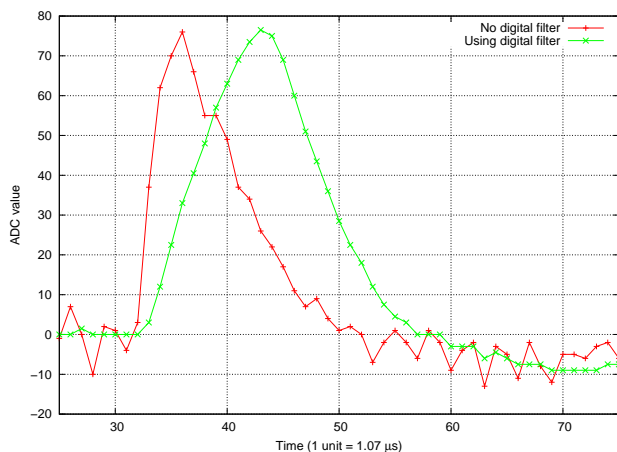


図 2.4: デジタルフィルタ (積分) 前後の波形比較

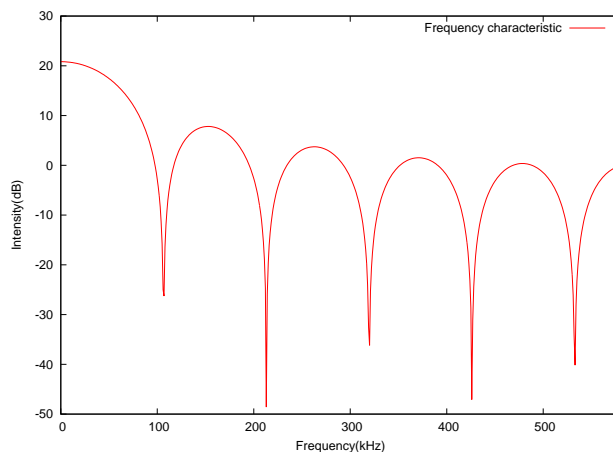


図 2.5: デジタルフィルタ (積分) の周波数特性

デジタルフィルタの周波数特性はフィルタ係数を用いて計算できる。まず、周波数毎の強度は

$$H(f) = \sqrt{H_{\text{Real}}^2 + H_{\text{Image}}^2} \quad (2.24)$$

と表される。ここで、強度 $H(f)$ は周波数 f の関数である。また、 H_{Real} はその実数部、 H_{Image} はその虚数部であり、それぞれ

$$H_{\text{Real}} = \sum_{k=0}^M (g(k) \cdot \cos(2\pi\omega k)) \quad (2.25)$$

$$H_{\text{Image}} = \sum_{k=0}^M (g(k) \cdot \sin(2\pi\omega k)) \quad (2.26)$$

である。ここで k はフィルタ係数の段数を、 g は係数の値を表している。また、 ω は周波数特性のグラフの横軸に相当し、この ω を細かく変化させながら式 2.24 を計算すると図 2.5 のように滑らかな変化の周波数特性が得られる。直感的な理解のために、強度を利得に書き換えると

$$A(f) = 20\log H(f) \quad \text{dB} \quad (2.27)$$

となる。図 2.5 を見ると 300kHz 周辺の高周波数帯域に比べ 0 kHz 周辺の低周波数帯域の利得が高いローパスフィルタであることが確認でき、図 2.4 のフィルタ後の波形では実際に高周波成分が少なくなっていることが確認できる。

他の例として、フィルタ係数が (1, 1, -1, -1) の場合にはデジタルフィルタが微分回路の役割を果たし、フィルタ前後の波形は図 2.6 となり、その周波数特性は図 2.7 となる。この場合、0 kHz 周辺の低周波数帯域に比べて 300 kHz 周辺の高周波数帯域の利得が高いハイパスフィルタになっていることが確認できる。

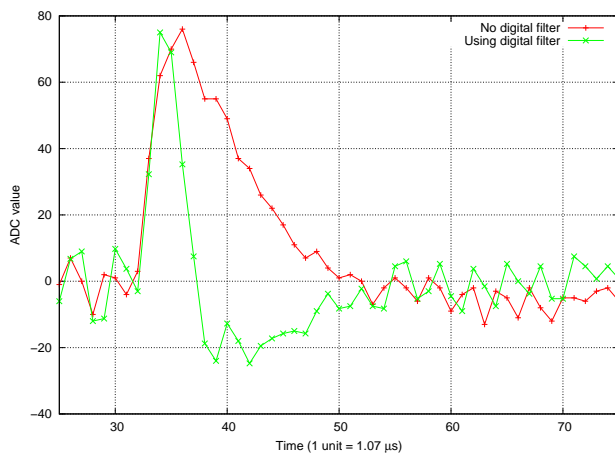


図 2.6: デジタルフィルタ (微分) 前後の波形比較

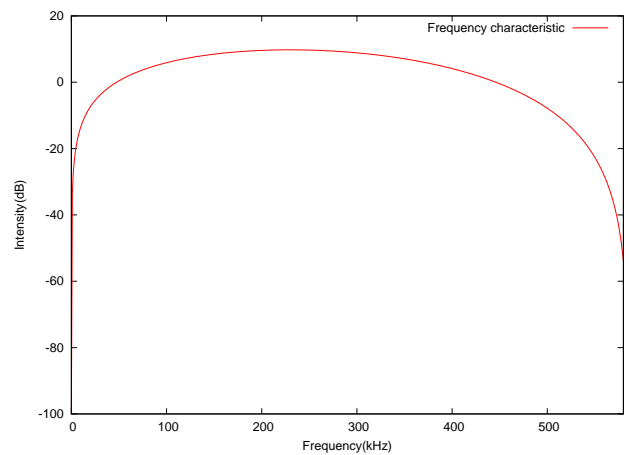


図 2.7: デジタルフィルタ (微分) の周波数特性

2.1.2 デジタルフィルタパラメータの種類

デジタルフィルタには大きく分けて、有限インパルス応答フィルタ (FIR フィルタ)、無限インパルス応答フィルタ (IIR フィルタ)、アダプティブフィルタの 3 種類がある。FIR フィルタでは原則として入力データが決められた有限の期間のみ使用されるもので、図 2.3 のブロック図も FIR フィルタである。信号の位相応答が重要となる場合や正確な線形位相応答の設計、安定で予測可能であるという性質が必要な場合は FIR フィルタが適している。図 2.8 に FIR フィルタの標準形のブロック図を示す。一方、IIR フィルタはフィードバックパスを含むためインパルス応答の継続時間が無限であり、FIR フィルタより 1/5~1/10 の少ない演算 (遅延器数) で性能の良いフィルタを設計することが可能である。ただし、係数感度が高いため不安定であること、位相応答が非線形であるという弱点がある。図 2.9 に IIR フィルタの標準形のブロック図を示す。また、FIR フィルタの大部分は非再帰形であるが、例外的に存在する再帰形の FIR フィルタ (図 2.10) も IIR フィルタの性質と似たものである。3 つ目に挙げたアダプティブフィルタは入力信号をモニターしな

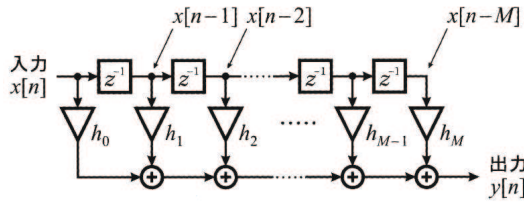


図 2.8: FIR フィルタの標準形 [7]

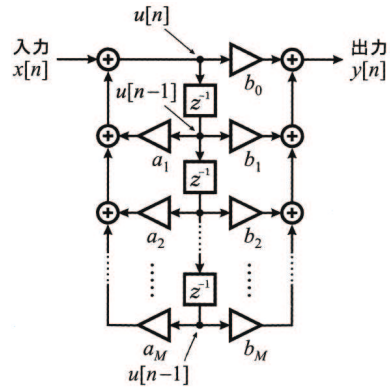


図 2.9: IIR フィルタの標準形 [7]

がらその瞬間ごとにフィルタパラメータを変化させるもので、オーディオ機器のノイズキャンセラ機能などに利用されている。

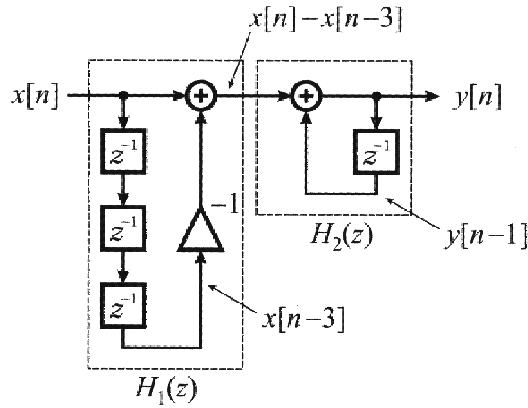


図 2.10: 再帰形の FIR フィルタ [7]

アクティブシールドの信号処理では正確な位相応答や安定した動作が非常に重要であるため、FIR フィルタを使用する。本研究ではフィルタ設計にフーリエ級数展開を利用した。これは任意の周波数特性からフィルタ係数を決定できる方法である。例として、この方法で遮断角周波数 ω_c の一般的な LPF の設計を行う。ここではゼロ位相で理想的な LPF を近似するものとする。その場合、最初に与えるフィルタの周波数特性 $G(e^{j\omega T})$ を $|\omega| \leq \omega_s/2$ の範囲で表すと、

$$G(e^{j\omega T}) = \begin{cases} 1 & (|\omega| \leq \omega_c) \\ 0 & (\omega_c < |\omega| \leq \omega_s/2) \end{cases} \quad (2.28)$$

ここで、 ω_s は標本化各周波数である。デジタルフィルタの周波数特性は角周波数軸上で、標本化周波数 ω_s を周期とする周期関数になる。したがって、式 2.29 のようにフーリエ級数展開することができる。

$$G(e^{j\omega T}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n \exp(-jn\omega T) \quad T = 2\pi/\omega \quad (2.29)$$

式 2.29 の $G(e^{j\omega T})$ は偶関数なので、式 2.29 のフーリエ展開係数を計算すると次のようになる。

$$\begin{aligned}
 g_n &= \frac{1}{\omega_s} \int_{-\omega_s/2}^{\omega_s/2} G(e^{j\omega T}) \exp(jn\omega T) d\omega \\
 &= \frac{2}{\omega_s} \int_0^{\omega_s/2} G(e^{j\omega T}) \cos(jn\omega T) d\omega \\
 &= \frac{2}{\omega_s} \int_0^{\omega_c} \cos(jn\omega T) d\omega \\
 &= \frac{1}{n\pi} \sin\left(\frac{2n\pi\omega_c}{\omega_s}\right) \quad (n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

この式で求められる展開係数 g_n が式 2.28 の $G(e^{j\omega T})$ で表される周波数特性をもったフィルタの係数になる。

ところで、式 2.30 から分かるように、 $G(e^{j\omega T})$ を実現するためには無限個の g_n が必要になるので、FIR フィルタの係数として使用することはできない。しかし、式 2.30 では $|n|$ が大きくなるにつれて g_n は振動しながらも徐々に小さくなっていく。したがって、 $|g_n|$ が十分小さくなったところで打ち切ったものをフィルタの係数として使っても $G(e^{j\omega T})$ の特性はほとんど変わらないことが分かる。そこで、

$$\tilde{g}_n = \begin{cases} g_n & (|n| \leq L) \\ 0 & (|n| > L) \end{cases} \tag{2.31}$$

で定義される \tilde{g}_n をフィルタの係数にする。

LPF の設計方法を応用して HPF の設計も同様に行える。遮断周波数 ω_c の HPF のフィルタ係数は

$$h_n = \begin{cases} -\frac{1}{n\pi} \sin\left(\frac{2n\pi\omega_c}{\omega_s}\right) & (n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty) \quad (n \neq 0) \\ 1 - \frac{2\omega_c}{\omega_s} & (n = 0) \end{cases} \tag{2.32}$$

となる。また、LPF と HPF の設計方法を組み合わせることで、特定の周波数を通過させる BPF を設計することもできる。

$$\begin{aligned}
 h_n &= \frac{1}{\omega_s} \int_{-\omega_s/2}^{\omega_s/2} G(\omega) \exp(in\omega T) d\omega \\
 &= \frac{1}{n\pi} \left\{ \sin\left(\frac{2n\pi\omega_c H}{\omega_s}\right) - \sin\left(\frac{2n\pi\omega_c L}{\omega_s}\right) \right\} \quad (n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

窓関数法

以上に述べた設計方法では、式 2.31 の $n = L$ の点で不連続になるために、 $G(e^{j\omega T})$ の阻止域や通過域にリップルを生じ、フィルタ特性に悪い影響を与えてしまう。したがって、その不連続を減らすため、 \tilde{g}_n に対して中央部は大きく、両端にいくにしたがって次第に小さくなるような重みを乗算したものを h_n とする。この重みのことを窓関数と呼ぶ。この窓関数を w_n とするとフィルタ係数 \tilde{h}_n は

$$\tilde{h}_n = \begin{cases} \tilde{g}_n \cdot w_n & (|n| \leq L) \\ 0 & (|n| > L) \end{cases} \tag{2.34}$$

式 2.29 で、 g_n の代わりにこの h_n に置き換えて計算したものを $H(e^{j\omega T})$ とすると、この $H(e^{j\omega T})$ は通過域、阻止域のリップルが減少して、特性の良いものになる。この方法に使用する窓関数にはいくつも種類が

あるが、その中でも一般的な例を示す。ここで述べる以外にも多くの窓関数が存在するが、特異な形状の窓関数は本研究の用途に適さないと判断した。ここまでに述べた窓関数を図 2.11 に示し、簡単に各窓関数の説明を行う。

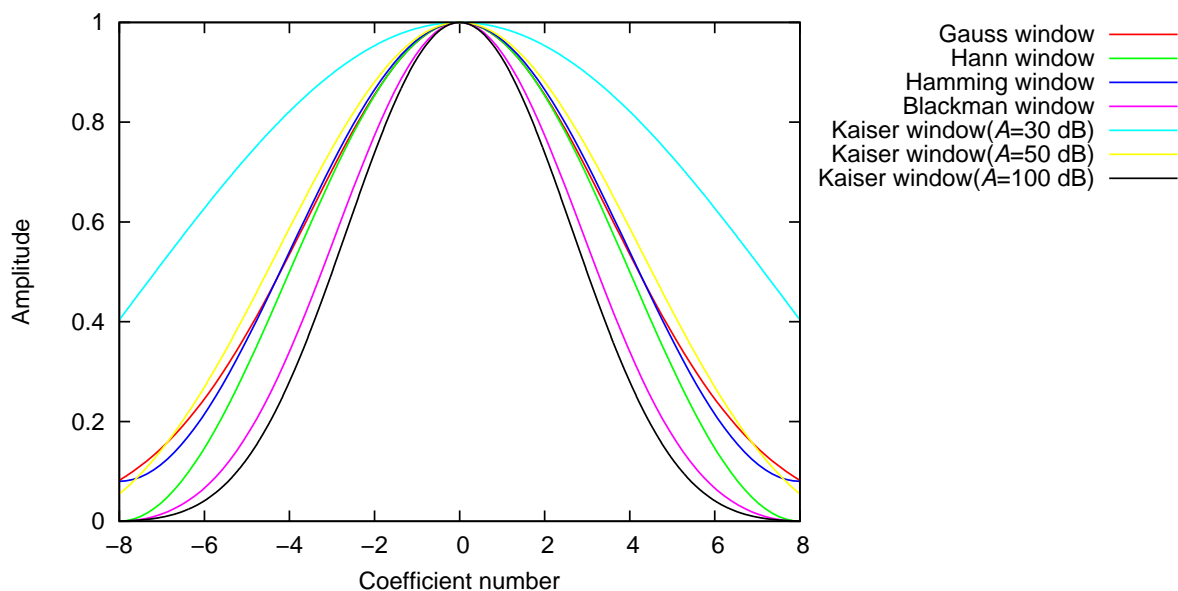


図 2.11: 代表的な窓関数

- 矩形窓

窓関数として何も作用させない、基本形である。フーリエ級数展開の結果をそのまま反映できる。

$$\omega\left(\frac{n}{L}\right) = 1 \quad (-L \leq n \leq L) \quad (2.35)$$

- ガウス窓

高性能な窓関数であるが、区間の両端で 0 にならない。

$$\omega\left(\frac{n}{L}\right) = \exp\left(-\frac{n^2}{\sigma^2 L^2}\right) \quad (-L \leq n \leq L) \quad (2.36)$$

- ハン窓

ユリウス・フォン・ファンが考案した。最もよく使われる窓関数の一つ。

$$\omega\left(\frac{n}{L}\right) = 0.5 + 0.5 \cos \frac{\pi n}{L} \quad (-L \leq n \leq L) \quad (2.37)$$

- ハミング窓

ハン窓の改良版としてリチャード・ハミングが考案した。ハン窓と並び、最もよく使われる窓関数の一つ。ハン窓より周波数分解能がよく、ダイナミックレンジが狭く、区間の両端で 0 にならない。

$$\omega\left(\frac{n}{L}\right) = 0.54 + 0.46 \cos \frac{\pi n}{L} \quad (-L \leq n \leq L) \quad (2.38)$$

- ブラックマン窓

ラルフ・ブラックマンが考案した。ハン窓、ハミング窓より周波数分解能が悪く、ダイナミックレンジが広い。

$$\omega\left(\frac{n}{L}\right) = 0.58 + 0.5\cos\frac{\pi n}{L} - 0.08\cos\frac{2\pi n}{L} \quad (-L \leq n \leq L) \quad (2.39)$$

- カイザー窓

J・F・カイザーが考案した。実数パラメータ $\alpha \geq 0$ を持つ。 α が大きいほどダイナミックレンジは広くなり、周波数分解能は悪くなる。2つの性能を連続的にトレードオフできることが特徴である。周波数分解能はおおよそ $\sqrt{\alpha}$ に反比例する。 $\alpha = 0$ では方形窓と同じ形になり、 $\alpha = 1.5$ 、 $\alpha = 2$ 、 $\alpha = 3$ ではそれぞれハミング窓、ハン窓、ブラックマン窓に似た形になる。

$$\omega\left(\frac{n}{L}\right) = \frac{I_0\left(\alpha\sqrt{1 - (n/L)^2}\right)}{I_0(\alpha)} \quad (-L \leq n \leq L) \quad (2.40)$$

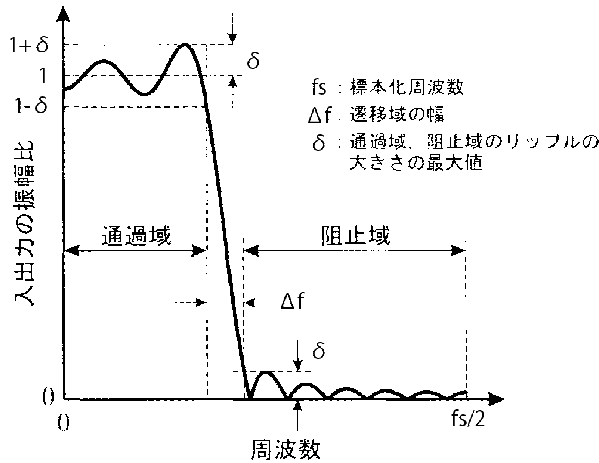


図 2.12: カイザー窓で設計されるフィルタ (LPF) の振幅特性 [7]

カイザー窓を使用すると図 2.12 のように通過域の最大リップルと阻止域の最大リップルの大きさが同じ値 δ になるような振幅特性の FIR フィルタの係数を求めることができる。式 2.40 で、 $I_0(x)$ は 0 次の第 1 種ベッセル関数である。この式で、 α は図 ref の最大リップル幅 δ を決めるパラメータで、 L は図 2.12 に示す遷移域の幅 Δf と関係するパラメータである。

α は以下の手順で δ から求める。まず、 δ から阻止域の減衰量の最悪値 A を dB で表したものを次式で求める。

$$A = -20\log\delta \quad (2.41)$$

次に、この A から次のように α が求められる。

$$\alpha = \begin{cases} 0.1102(A - 8.7) & (A \geq 50) \\ 0.5842(A - 21)^{0.4} & (21 < A \leq 50) \\ 0 & (A \leq 21) \end{cases} \quad (2.42)$$

第3章 デジタルフィルタの最適化

HXI/SGDの主検出器、およびアクティブシールドが最も良い性能を発揮するためにはAPMU デジタル部で使用するデジタルフィルタの最適化が重要であることはすでに述べたが、ここではその最適化の手法や性能評価について述べる。デジタルフィルタの性能の良さは取得信号からノイズ成分を取り除き、BGO+APDによる信号の波高値を精度良く取得できるかで決まる。つまり、BGO+APDの信号のヒストグラムを見たときに、線源やテストパルスのピークの分散が小さくなるほど、また、低エネルギー側のノイズ成分を除去することでより低いエネルギーの宇宙線まで見えるようになるほど、デジタルフィルタの性能が良いということになる。ここで、本研究でのデジタルフィルタの性能基準について説明する。まず、テストパルス信号と放射線源(例として ^{137}Cs ; 主な放射線エネルギー662 keV)による信号にデジタルフィルタを適用し、波高値を算出し、各イベントの波高値から図3.1のようなヒストグラムを作成する。このとき、 ^{137}Cs の放射線エネルギーによるピークのチャンネルを Ch_{Cs} とし、テストパルスによるピークをガウス分布でフィッティングしたときの分散を σ_{TP} とし、次式で定義するスレッシュホールドを性能の基準とした。

$$T_h = 3 \cdot (2.35 \cdot \sigma_{\text{TP}}) \cdot (662/Ch_{\text{Cs}}) \quad \text{keV} \tag{3.1}$$

この式で $2.35 \cdot \sigma_{\text{TP}}$ はテストパルスによるピークの半値全幅を表しており、 $662/Ch_{\text{Cs}}$ でチャンネル単位の数値をエネルギー単位に変換している。そして、テストパルスの幅 $(2.35 \cdot \sigma_{\text{TP}}) \cdot (662/Ch_{\text{Cs}})$ を3倍して低エネルギー側のノイズ成分とBGO+APD信号成分の境目のエネルギーに相当する値に合わせている。この章ではBGO、APD、CSAを用いてAPMUで取得した信号について、式3.1が最小となるようなデジタルフィルタパラメータを決定した。

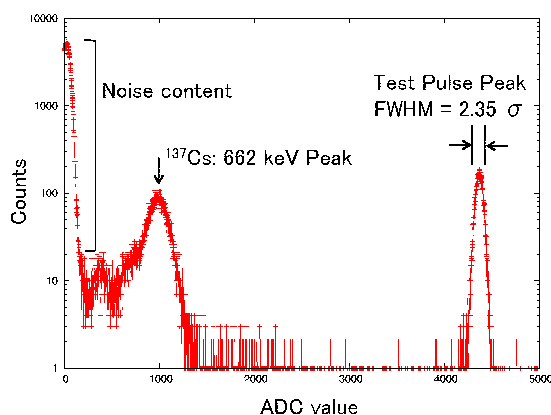


図 3.1: データから作成したヒストグラムの例

デジタル信号読み出しにはAPMU デジタルボードを使用した。MHI社と協力して開発しているFPGA ロジックはフライトモデルに向けた仕様であり、データ圧縮されたヒストグラムを保存する機能を持つが、

デジタルフィルタの開発段階では圧縮前のヒストグラムデータだけでなく、ヒストグラム化する前の波形データが必要となるので、波形取得できるように、我々が VHDL で記述したロジックを使用した。このロジックは APMU アナログ部へのクロック出力や CSA への電源供給などの基本機能の他、13 ch ある APMU のアナログ入力について、トリガーをかけるチャンネルの設定 (複数可)、各チャンネルのトリガースレッシュホルドの設定、そして 13 ch の波形データを同時に記録する機能を持つ。

APMU に保存されたデータの PC への取り込みには SpaceWire 通信を利用した基板の DIO ボードと SpaceWire to Gigabit Ethernet を使用した。SpaceWire 通信は IEEE1355 をベースに衛星の装置間通信の標準規格として開発された。この統一規格により、これまで独自の通信機器の開発にかけていた時間やコストを抑えられ、通信機器への信頼性の確保ができ、また、衛星プロジェクトが変わっても通信規格は変わらないため過去の資産が継承されるという利点がある。データ読み出し環境の写真を図 3.2 に示す。

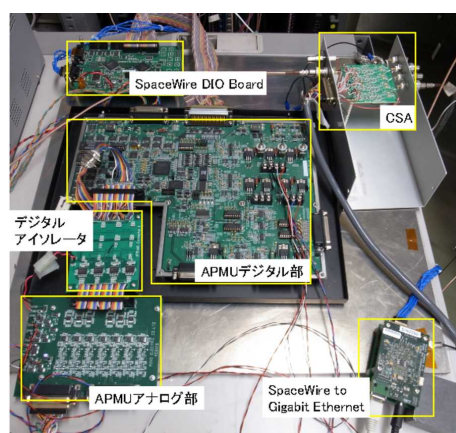


図 3.2: 波形データ取得環境

次に、デジタルフィルタパラメータを最適化するための元波形を取得した実験環境について説明する。使用したシンチレータ結晶は台形結晶を用いており、寸法は (短辺 67 mm, 長辺 89 mm) x 89 mm x 20 mm のもの、光センサは PFM (衛星搭載品と同等のもの) の Si APD (浜松ホトニクス製) を使用し、BGO と APD の光学接着にはシリコンを使用し、BGO は光漏れがないように反射材のゴアテックスで 2 重に覆った。APD 信号の電荷量変化を電圧波形に変換し、増幅するアナログ回路には CSA を使用し、その信号を APMU アナログ部で増幅し、さらに簡単な整形を行い、オフセットを加え、AD 変換した。なお、機器間の各接続ケーブルには LEMO ケーブルを使用し、低温下 (-20 °C) での測定のために BGO と APD は恒温槽に配置した。

この条件でデジタルフィルタをかける前の元波形を取得した。そして、使用する機器やノイズ環境の変化にフィルタ結果が影響を受けないように同一の波形に対して PC 上で様々なデジタルフィルタをかけ、ヒストグラムを作成し、その性能を評価した。ここで、デジタルフィルタのパラメータ最適化の手順を示す。

1. フィルタの仕様を検証する

- tap 数の検証
- フィルタ構造の検証

2. 取得信号の周波数特性からフィルタが通す周波数帯域を決定

- アナログシェイパーの周波数特性

- 入力波形の周波数特性
3. BPF の範囲最適化
 - 奇関数型フィルタ
 - 偶関数型フィルタ
 - 窓関数の決定
 4. 波形整形のためのフィルタ係数最適化
 - 奇関数型フィルタ
 - 偶関数型フィルタ
 5. 最終的なパラメータサーチと調整

3.1 フィルタの仕様検証

APMU でのデジタルフィルタの仕様は先行研究 [8] によって表 3.1 のように決定された。人工衛星という、使用できるリソースが非常に限られた環境でのデジタルフィルタ開発であるため大幅な規模拡大はできないが、まずはこの構造で十分なデジタルフィルタ性能を出せるのかを検証した。

フィルタ名	Tap 数 (係数の数)	係数範囲
Filter1	8(9)	-1,0,1
Filter2	16(17)	-255 ~ 255(整数)

表 3.1: APMU で使用するデジタルフィルタの仕様

3.1.1 tap 数の検証

先行研究によって APMU デジタル部のデジタルフィルタの tap 数は 16(係数は 17 段)、係数範囲は -255~255 とされたが、これは周波数特性の観点から判断された値であるため、実際の波形やスレッショルドからも検証を行った。BGO+APD の信号を CSA を通して APMU で取得した元波形 (デジタルフィルタをかける前) は図 3.3 のようになる。この図では 14 個の波形データを重ねて描いており、BGO で吸収、あるいは散乱される放射線のエネルギーの違いが波形の高さの違いとなって現れている。この図のように、APMU でデジタルフィルタをかける対象の波形は単発波形であり、広くデジタルフィルタが使用されている音声などの波形とは大きく異なる。そして、波形は立ち上がりから 3-4 点でピークに達し、ピークから約 15 点でオフセットレベルに戻っており、フィルタ後の波形としても 20-30 点以内にオフセットレベルに戻ることが求められるので、多くても 20 程度の tap 数しか必要としないことがこの波形から分かる。このことを tap 数 16、tap 数 100 の 2 つのデジタルフィルタを使用して波形とスレッショルドを算出し、両者の差異が少ないことから確認した。ここではハミング窓を用いた窓関数法により、遮断周波数 100 kHz の LPF を設計した。それぞれのフィルタ係数を図 3.4 と図 3.5 に示し、フィルタ前、16 tap フィルタ後、100 tap フィルタ後の波形比較とヒストグラム比較を図 3.6 と図 3.7 に、フィルタ性能の数値を表 3.3 に示す。

ここで、今後頻出する各図の見方を説明する。フィルタ係数を表すグラフでは横軸がデジタルフィルタの段数、縦軸が各段での係数である。この係数はそれぞれ図 2.8 の $h_0 \sim h_M$ にあたる。波形の図では見やすくするために各々のゲインを揃えている。この図でフィルタ前後の波形を比較すると、高周波のノイズ成分がデジタルフィルタによって抑えられていることが分かる。また、フィルタ係数の 0 段目から順にデジタル値を作用させていくため、フィルタ係数のピークが後段にあるほど、波形の立ち上がりも遅くなることが図で確認できる。ヒストグラムの比較では線源によるピーク部分の差異は小さいものの、低エネルギー側の BGO+APD 信号成分とノイズ成分の境目は低減できていることが分かる。これはより低いエネルギーの放射線まで感度を持つことで、シールド検出器により効率良くバックグラウンドを検出し、主検出器からバックグラウンドイベントを除去することが可能であることを意味する。ヒストグラムのフィッティング結果を示した表ではテストパルスのピーク、 ^{137}Cs の 662 keV の放射線によるピーク、それぞれの分解能と、式 3.1 に示したデジタルフィルタの評価基準であるスレッショルドを比較している。フィルタ性能が良いほどスレッショルドを低く抑えられるので、この結果から、APMU で使用するフィルタの tap 数は 16 で十分であり、これ以上 tap 数を増やしても性能 (スレッショルド) に大きな変化はないことを確認した。

図 3.8 に各フィルタの周波数特性を示す。この図から tap 数の多いフィルタの方が周波数分解能が良いことが分かるが、単発波形に対しては周波数特性よりもフィルタ係数の形そのもの (図 3.4、図 3.5) が重要である。なお、入力されるデジタル値に対して様々な係数をかけて足し合わせることで利得が大きくなっているが、これは APMU 内で bit shift (2^n での割り算) を実行して補正を行う。

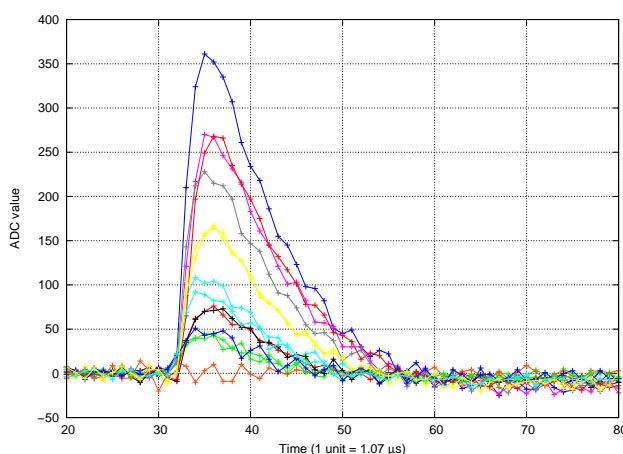


図 3.3: APMU で取得した複数の波形データ

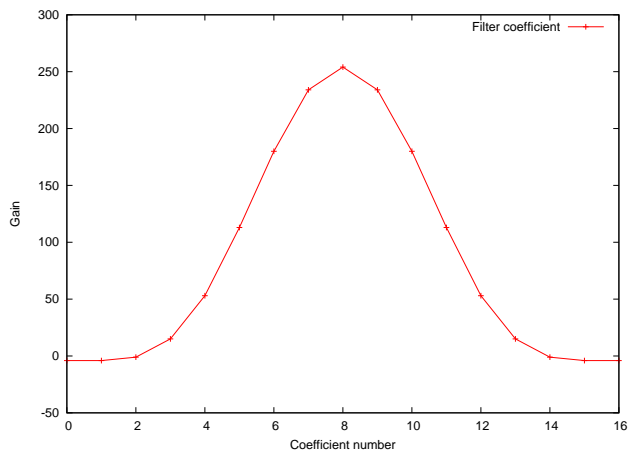


図 3.4: 16 taps デジタルフィルタの係数

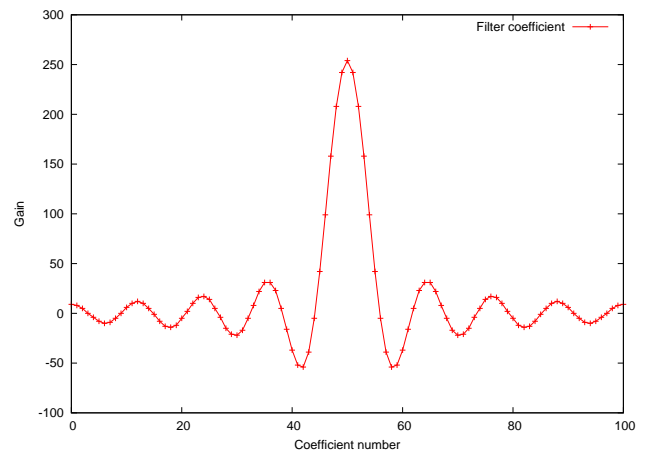


図 3.5: 100 taps デジタルフィルタの係数

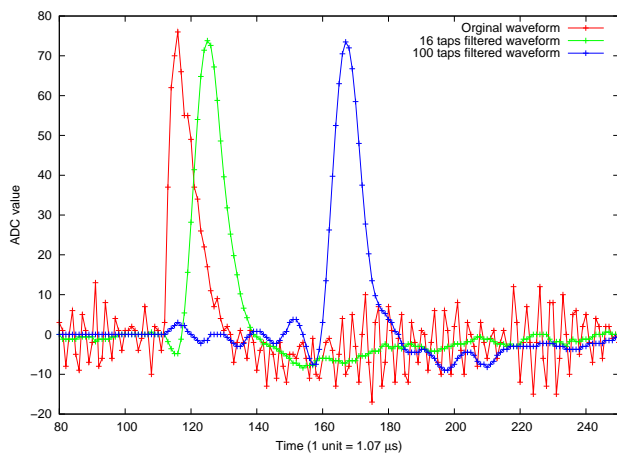


図 3.6: tap 数の違いによる波形比較

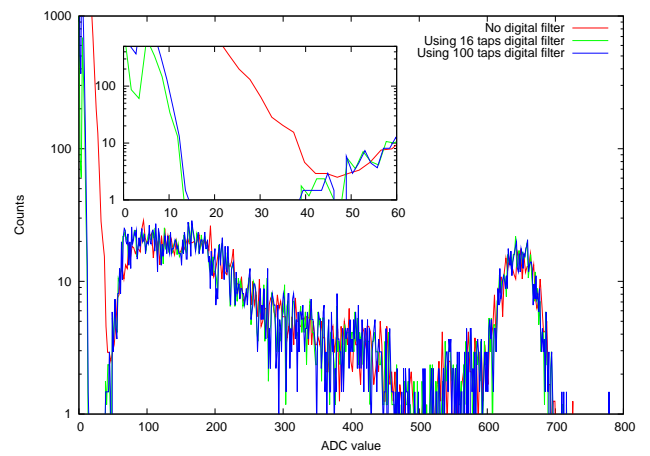


図 3.7: tap 数の違いによるヒストグラム比較

データ	^{137}Cs ピーク の分解能 (%)	テストパルスピーク の分解能 (%)	スレッショルド (keV)
デジタルフィルタなし	14.6	2.4	155.3
16 taps フィルタ	14.3	2.3	143.4
100 taps フィルタ	14.2	2.3	144.2

表 3.2: tap 数の違いによるフィルタ性能比較

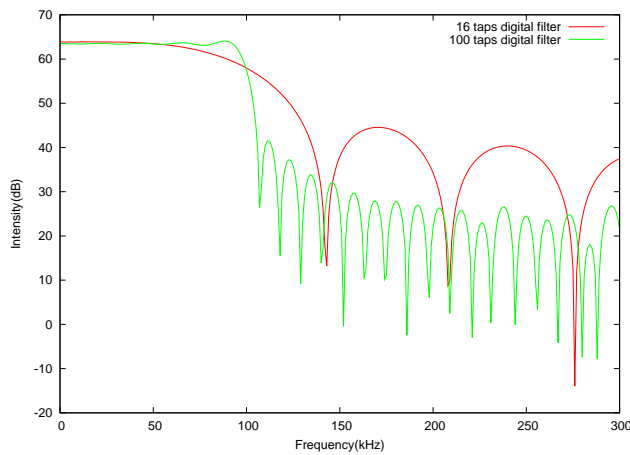


図 3.8: 16,100 taps の各デジタルフィルタの周波数特性比較

3.1.2 フィルタ構造の検証

次に遅延器を直列に 16 個並べるように設定されたフィルタ構造の検証を行った。これは標準的な FIR フィルタの構造であり広く使われているが、17 段のフィルタ係数を他の構造にしてスレッシュホールドがよくなることはないか調べた。その一例として 9 段と 8 段の 2 つのデジタルフィルタに分割した結果を示す。各フィルタのブロック図を図 3.9 と図 3.10 に、フィルタ前後の波形比較とヒストグラム比較を図 3.11 と図 3.12 にそれぞれ示す。ここでは、一体構造のフィルタの方がスレッシュホールド値が良いが、これは分割構造フィルタの後半のフィルタが前半のフィルタ結果に対して作用しており、つまり入力データに直接フィルタ効果を発揮できるのが前半部分のみであるために、フィルタ効果が半減した結果だと考えられる。

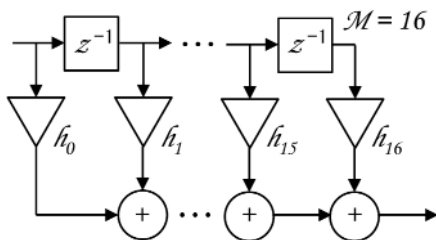


図 3.9: 17 段構造のデジタルフィルタ

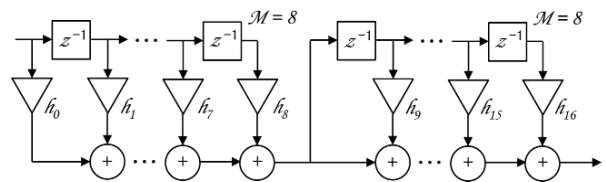


図 3.10: 9 段+8 段構造のデジタルフィルタ

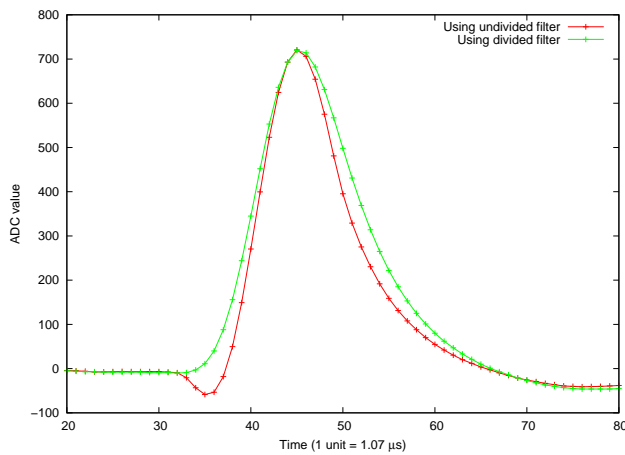


図 3.11: フィルタ構造の違いによる波形比較

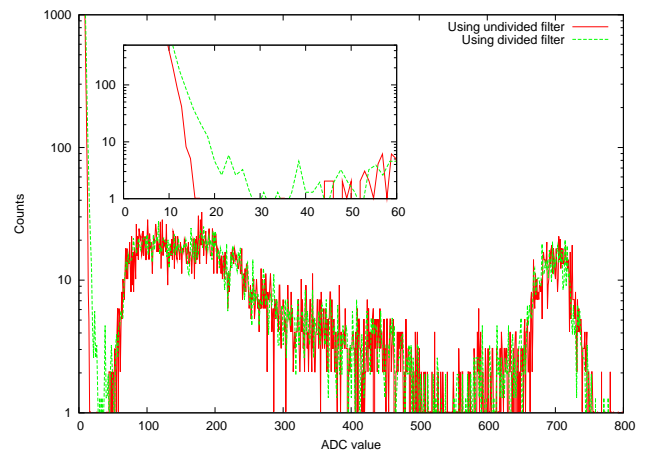


図 3.12: フィルタ構造の違いによるヒストグラム比較

データ	^{137}Cs ピーク の分解能 (%)	スレッショルド (keV)
17 段フィルタ	14.3	143.4
9 段+8 段フィルタ	14.4	150.7

表 3.3: 構造の違いによるフィルタ性能比較

以上の結果から APMU で使用するデジタルフィルタは 16 taps(係数が 17 個)、直列構造で問題ないことが確かめられた。ここからは膨大な組み合わせ方のあるフィルタパラメータ (係数) の概形を決めていく。

3.2 周波数特性からフィルタ係数の概形を決定

3.2.1 アナログシェイパーの周波数特性

すでに述べた通り、APMU で使用するデジタルフィルタは衛星に搭載する都合上、使用可能な電子部品やサンプリングレートなどに制約を受ける。しかしその条件下でも、豊富なリソースで達成できるフィルタ性能 (アナログシェイパー CP 4417) を目標にするため、CP 4417 の周波数特性を調べた。図 3.13 は BGO+APD に ^{137}Cs 線源を当てて得られた信号をクリアパルス社のプリアンプ 580K で増幅したもの、プリアンプ後にアナログフィルタを通したもの、BGO+APD に ^{137}Cs を当てずにノイズ成分だけ取得したもののそれぞれのパワースペクトルである。なお、CP 4417 の時定数は最良のスレッショルドとなる $3 \mu\text{s}$ に設定した。このパワースペクトルからアナログシェイパーが通している信号の周波数成分はおよそ 0-200 kHz の範囲であり、BGO+APD 信号の取得ではこの周波数帯域を通せば良いことが分かる。

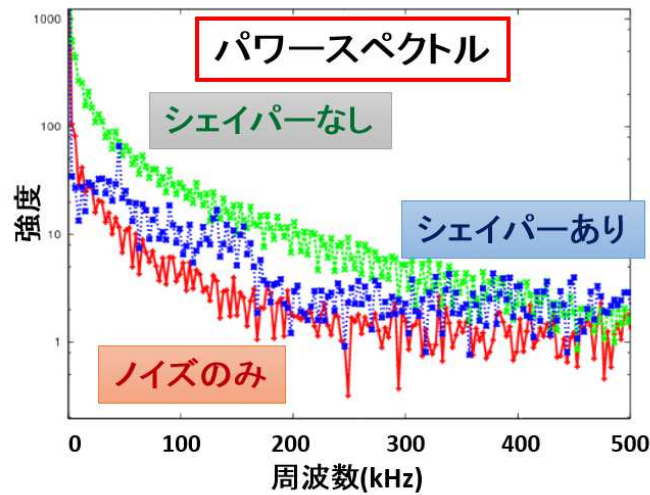


図 3.13: アナログシェイパーのパワースペクトル

3.2.2 入力波形の周波数特性

さらに、APMU で取得した信号に合わせたデジタルフィルタを設計するために、BGO+APD 信号を APMU で取得した波形の部分ごとの周波数特性を調べた。波形の周波数特性を算出するには離散フーリエ変換 (Discrete Fourier Transform:DFT) を行う必要がある。離散時間系の時間信号を $x[n]$ 、データ点数を N 、周波数成分を $G[k]$ とすると DFT の計算式は

$$G[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp\left(\frac{-2in\pi k}{N}\right) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.2)$$

であり、周波数特性は

$$|G[k]| = \sqrt{G_{\text{Real}}[k]^2 + G_{\text{Image}}[k]^2} \quad (3.3)$$

で表され、これをさらに 1 で規格化すると図 3.15 のように視覚的に理解しやすい周波数特性が得られる。

式 3.2 において \sum の範囲を変えて式 3.3 を計算することで、波形の部分ごとの周波数特性を計算することができる。これを用いて図 3.14 に示す入力波形のノイズ部分、立ち上がり部分、立ち上がりからオフセットレベルに戻るまでの範囲についてそれぞれ周波数特性を算出した (図 3.15~ 図 3.16)。

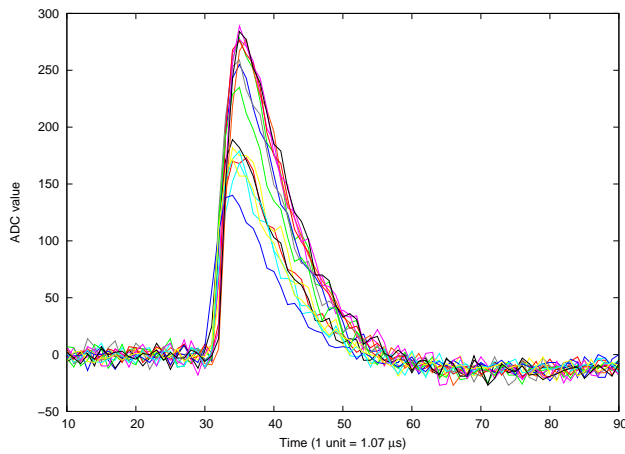


図 3.14: APMU で取得した BGO+APD 波形

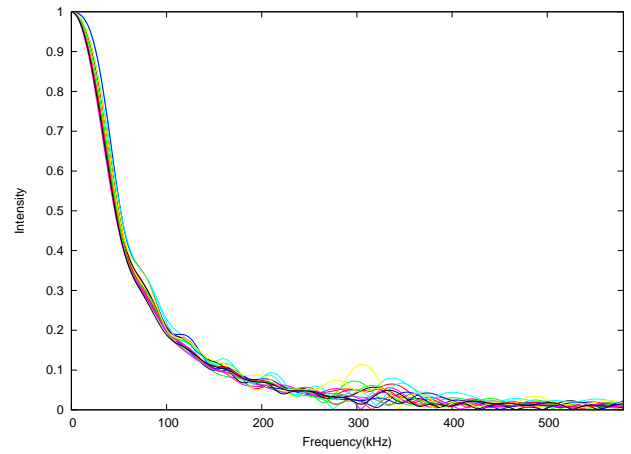


図 3.15: 波形の周波数特性 (時間範囲 30-60)

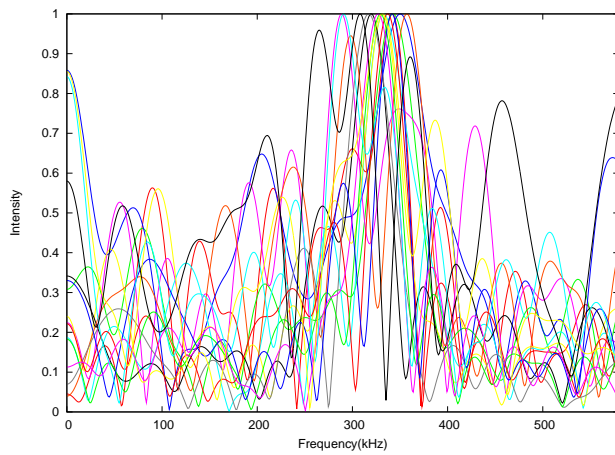


図 3.16: 波形の周波数特性 (時間範囲 0-30)

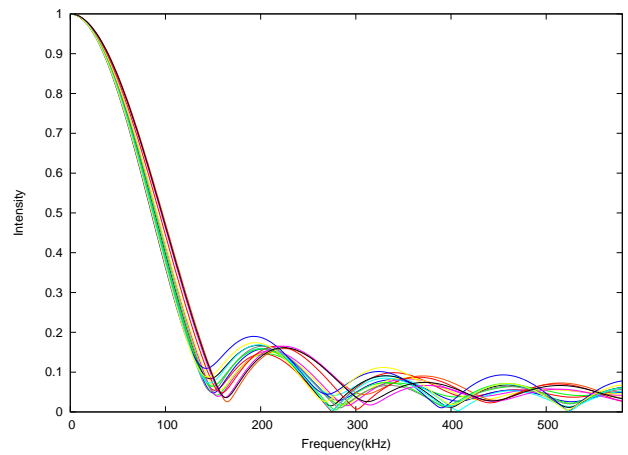


図 3.17: 波形の周波数特性 (時間範囲 31-40)

まず、図 3.16 のノイズ成分の周波数特性より、300 kHz 以上の帯域は除去するべきであることが分かる。また、BGO+APD 信号全体の周波数特性 (図 3.15) と波形の立ち上がり部分のみの周波数特性 (図 3.17) との差より、波形の立ち上がり部分の信号を得たければ、0-150 kHz 付近の成分を通過させるべきであることが分かる。以上より、APD+BGO 信号を低ノイズで取得するには 0-150 kHz 付近の周波数帯域を通す LPF または BPF が適していると言える。なお、tap 数が少ないためフィルタの周波数特性の遷移域が大きく広がることや、フィルタをかける対象が単発波形であり、音声などの連続波形ではないことから、周波数特性の数値のみから最適なデジタルフィルタを設計することはできない。

3.3 BPF の範囲最適化

3.3.1 奇関数型フィルタ

先行研究では、フィルタ係数の形が偶関数、奇関数の 2 つの場合 (図 3.18) で比較を行った。奇関数型のフィルタ係数は式 2.33 を式 3.4 のように奇関数に変形することで得られる。フィルタ後の波形の違い (図

3.19) から、偶関数フィルタ後の波形は波形の立ち上がり部分で負の値になり、波高値を算出するにあたって奇関数フィルタに劣ると結論づけられた [8]。なお、図 3.20 に示すように、フィルタ係数が偶関数、奇関数であることによる周波数特性の違いは多少あるものの、フィルタ性能に異常が出るものではなく、デジタルフィルタのパラメータに奇関数を使用しても性能劣化などの問題は生じない。

$$h_n = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos\left(\frac{2n\pi\omega_c H}{\omega_s}\right) - \cos\left(\frac{2n\pi\omega_c L}{\omega_s}\right) \right\} \quad (n = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty) \quad (3.4)$$

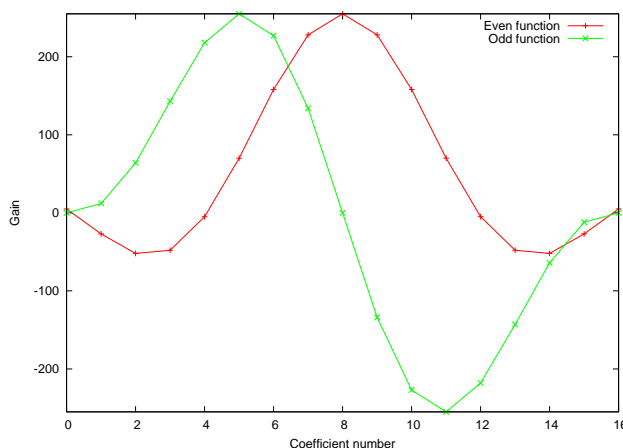


図 3.18: 偶関数、奇関数の違いによるフィルタ係数比較

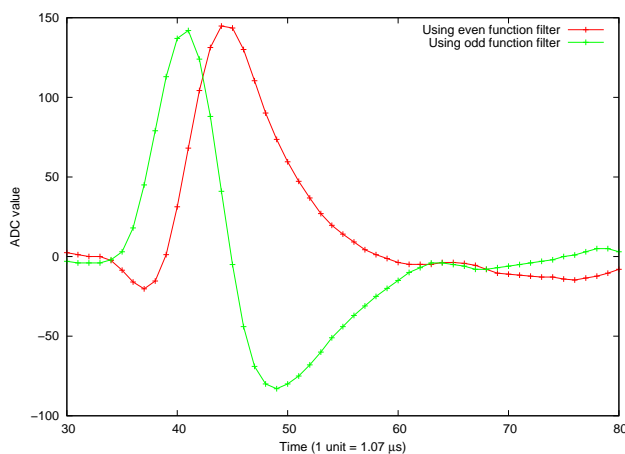


図 3.19: 偶関数、奇関数の違いによるフィルタ後波形比較

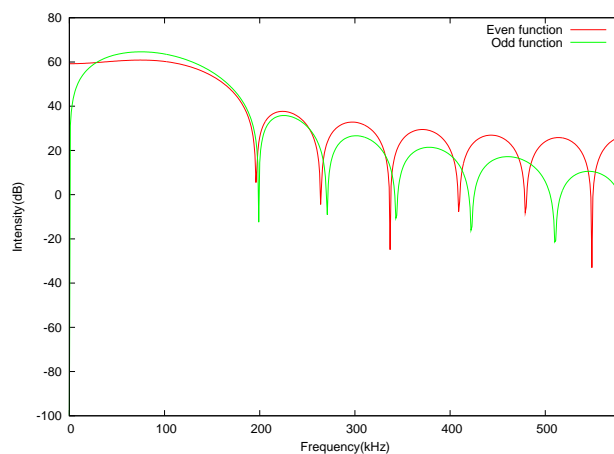


図 3.20: 偶関数、奇関数の違いによるフィルタ周波数特性比較

3.3.2 奇関数・矩形窓フィルタの通過周波数帯の最適化

上記のデジタルフィルタは第二章で述べたフィルタパラメータの種類のうち、矩形窓を使った窓関数法に相当する。この矩形窓フィルタのうち、どのような係数のフィルタが最も良い性能であるかを調べた。

ここではアナログシェイパーを使用した結果と比較を行うため、前節までで使用したものと別の波形データにデジタルフィルタをかけた。この波形データ取得で使用したシンチレータ結晶は直方体結晶を用いており、寸法は8 cm × 8 cm × 4 cm、光センサはPFM(衛星搭載品と同等のもの)のSi APD(浜松ホトニクス製)を使用し、BGOとAPDの光学接着にはシリコンを使用し、BGOは光漏れがないように反射材のゴアテックスで2重に覆った。CSAにはDIP基板、APMUアナログ部には1.1 μs積分回路を使用した。これまでと同様、低温下(-20 °C)での測定のため、BGOとAPDは恒温槽に配置し、波形取得を行った。

次に、取得した波形データに対して様々なデジタルフィルタをかけたが、ここではデジタルフィルタの周波数特性の中心値とその幅を20 kHz刻みで変えながら、通過周波数帯として効果的な0-200 kHzの範囲内のデジタルフィルタをかけ、スレッシュホールドが小さくなるパラメータ範囲を割り出した。さらに、プログラムで設定する通過周波数帯の中心値と幅を細かく変えながらサーチしていき、奇関数・矩形窓のデジタルフィルタでは通過周波数0-110 kHzのLPFが最適であることが分かった。図3.22~3.25にそのフィルタ係数と周波数特性、フィルタ前後の波形比較及びヒストグラム比較を示す。そして表3.4はフィルタ前後のスレッシュホールドや分解能の比較である。この結果から、限られたリソースのデジタルフィルタであっても高性能なアナログシェイパーに匹敵する性能が得られることが確認できた。

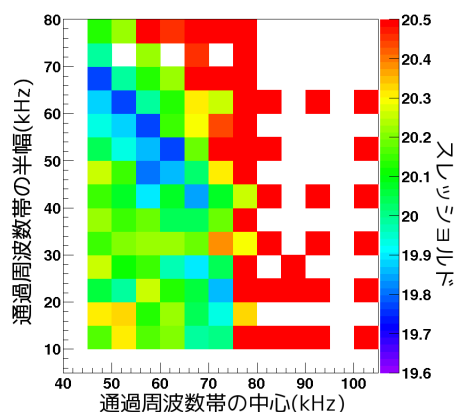


図 3.21: 周波数帯域によるスレッシュホールド比較

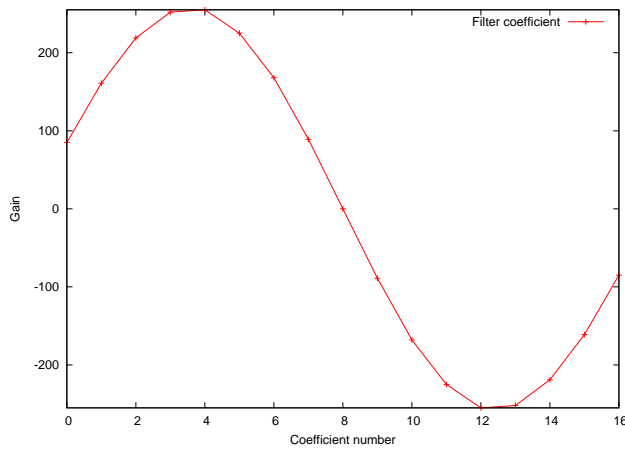


図 3.22: 最適化した奇関数・矩形窓フィルタのフィルタ係数

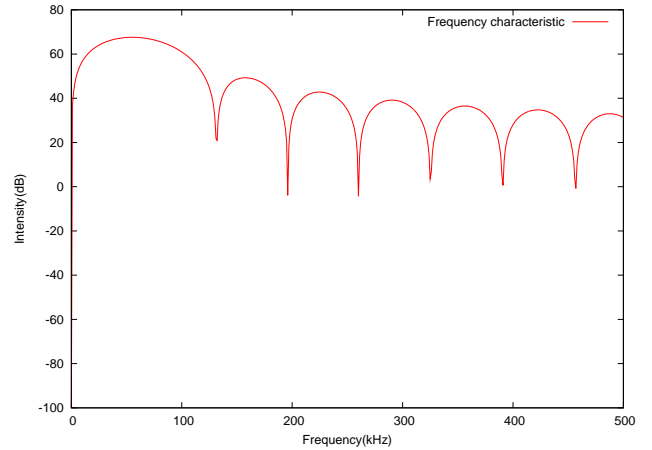


図 3.23: 最適化した奇関数・矩形窓フィルタの周波数特性

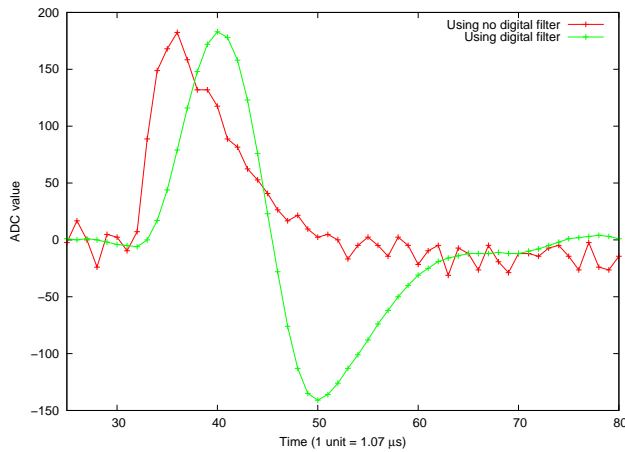


図 3.24: 最適化した奇関数・矩形窓フィルタでの波形比較

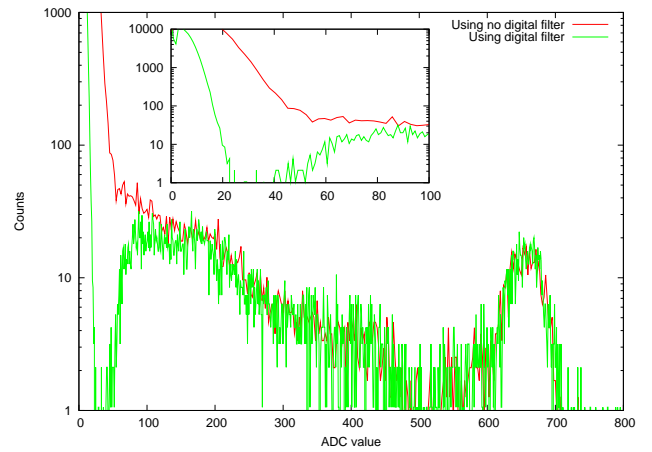


図 3.25: 最適化した奇関数・矩形窓フィルタでのヒストグラム比較

データ	^{137}Cs ピークの分解能 (%)	スレッシュヨルド (keV)
デジタルフィルタなし	11.8	127.6
奇関数・矩形窓フィルタ	10.2	59.3
アナログシェイパー (CP 4417)	9.9	66.3

表 3.4: 最適化した奇関数・矩形窓フィルタの性能 (表内のデータは $8 \times 8 \times 4 \text{ cm}^3$ の BGO、PFM APD、DIP 基板、 $1.1 \mu\text{s}$ 積分回路を使用したもの)

3.3.3 偶関数型フィルタ

最適なデジタルフィルタ係数を設計するにあたり、一般的に広く使われているデジタルフィルタも参考にした。なお、ここからは再び第3章の冒頭で述べた台形のBGO結晶を用いて取得した波形データによる結果を示す。

一般的なデジタルフィルタの係数は式2.30に窓関数をかけた偶関数で表されるため、ここでは窓関数によるスレッショルドの比較を行った。使用した窓関数は矩形窓、ハミング窓、ハン窓、ブラックマン窓、カイザー窓の5種類である。これら5種類の窓関数を使って、通過周波数帯を変えてパラメータサーチを行った。通過周波数帯は低周波数側が0~80、高周波数側が50~140とした。得られた結果のうち最も低かったスレッショルドをそれぞれ書きだしたものが表3.5である。この表から、APMUで使用するデジタルフィルタとして最も性能が良いのはカイザー窓であると判断した。

データ	¹³⁷ Cs ピーク の分解能 (%)	スレッショルド (keV)
デジタルフィルタなし	14.9	164.8
矩形窓フィルタ	15.3	154.0
ハミング窓フィルタ	14.9	142.5
ハン窓フィルタ	14.8	141.7
ブラックマン窓フィルタ	14.7	142.9
カイザー窓フィルタ	14.5	137.9

表 3.5: 窓関数による性能比較

カイザー窓(式2.40)を使ったフィルタの中で低いスレッショルドを達成できたパラメータ(設定値:減衰量30, 通過周波数帯0-120 kHz)の結果を図3.26~図3.29に示す。これは入力波形の周波数特性(図3.17)に似た形を持つフィルタであることが分かる。ここで使用した5種類の窓関数の中でカイザー窓のフィルタの性能が良かった理由として、設定パラメータが多いということが挙げられる。他の窓関数フィルタでは設定できる値は通過周波数帯域のみであるが、カイザー窓フィルタでは周波数帯域に加えて通過域と阻止域の強度の差(減衰量)を設定できる。そのために、より入力波形に適したフィルタを設計できたと考えられる。

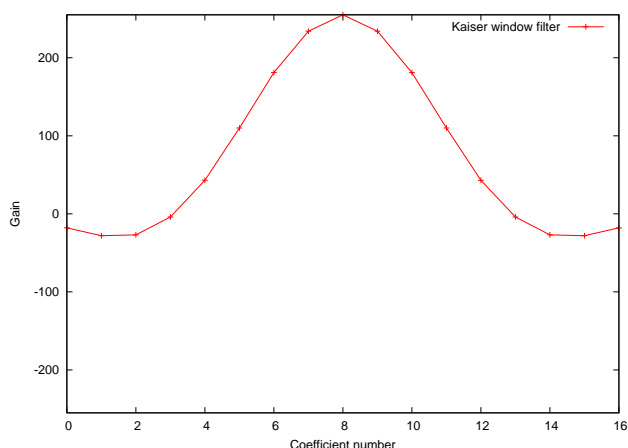


図 3.26: カイザー窓フィルタのフィルタ係数

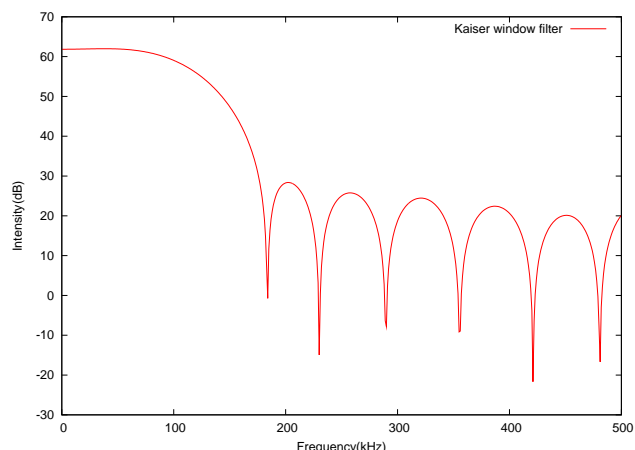


図 3.27: カイザー窓フィルタの周波数特性

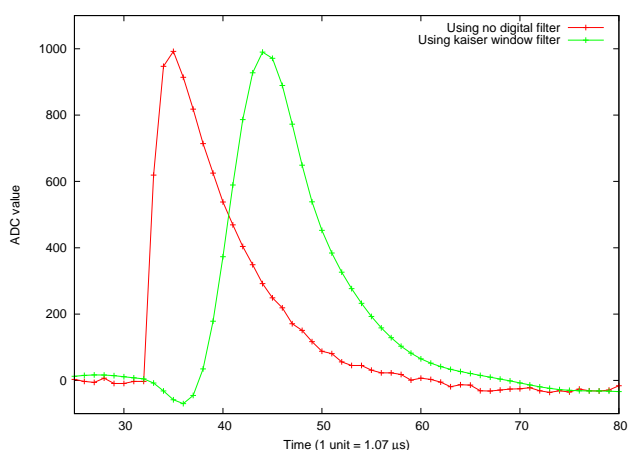


図 3.28: カイザー窓フィルタでの波形比較

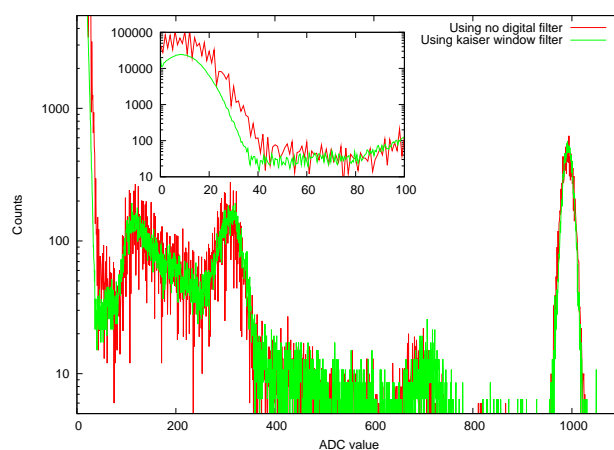


図 3.29: カイザー窓フィルタでのヒストグラム比較

この結果では、スレッシュホールドが 137.9 keV と良いが、波形を見ると元波形の立ち上がりからフィルタ後の波形のピークまで約 11 s と時間がかかりすぎており、テールも長く引いているため、ハイレートな信号を取得する場合に問題が起こる。

3.4 波形整形を重視したフィルタ係数の改良

3.4.1 奇関数・矩形窓フィルタの応用

式 3.4 で得られる奇関数のフィルタ係数のうちで最適なものは得られたが、デジタルフィルタ後の波形を見ると、立ち上がり後に大きく凹むアンダーシュートができています。アンダーシュートがあれば、放射線や宇宙線などが短い時間間隔で入射した場合に信号の検出を逃したり、算出した入射エネルギーの大きさにズレが生じたりしてしまいます。また一般的に、放射線のエネルギー、つまり信号の波高値を最も精度良く算出するにはフィルタ後の波形を左右対称にするべきだとされている [6]。これらの要因から、フィルタ後の波形にアンダーシュートやテールが残らないように改良することを考える。フィルタ係数の前半は波形の立ち

上がりの形に、後半は波形の減衰部分の形に影響しやすいので、図 3.30 のようにフィルタ係数後半の負となっている部分の絶対値を小さくし、フィルタ後の波形がなるべく左右対称(図 3.32)に近づくように調整を行った。図 3.31 はこのフィルタの周波数特性である。このフィルタ係数を用いてヒストグラムを作成した結果を図 3.33 に、フィルタ性能比較を表 3.6 に示す。設定する周波数特性の最適化に加えて波形整形を考えたフィルタ設計をすることで、フィルタ性能が向上することが確認できた。

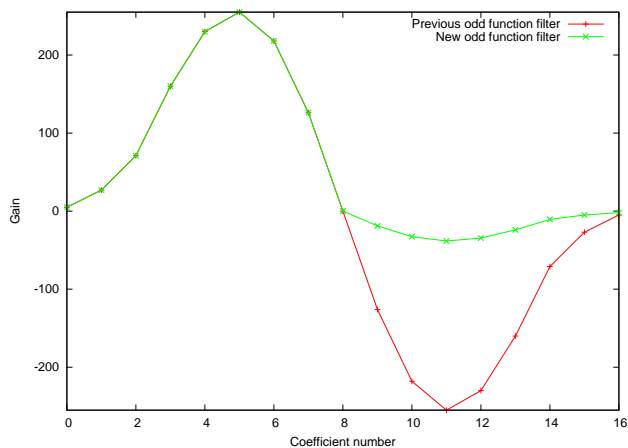


図 3.30: 最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタのフィルタ係数

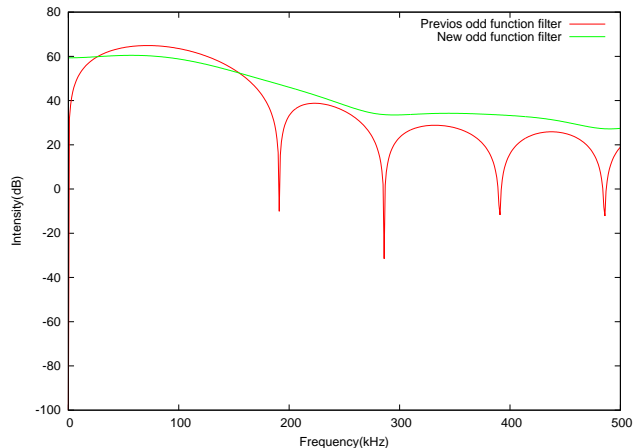


図 3.31: 最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタの周波数特性

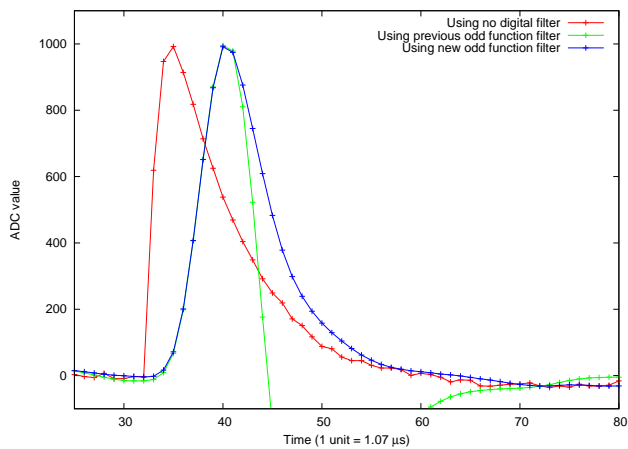


図 3.32: 最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタでの波形比較

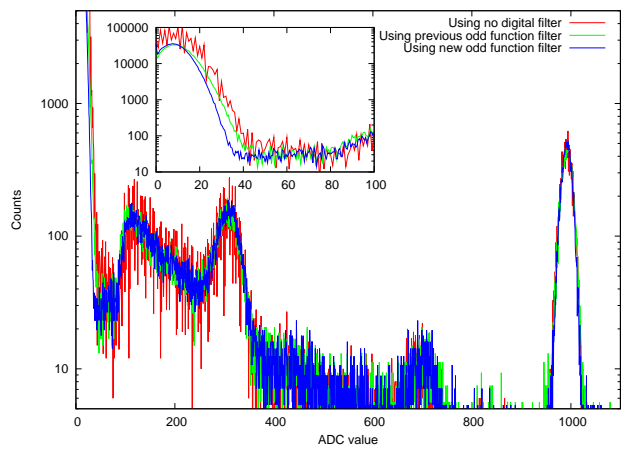


図 3.33: 最適化した奇関数・矩形窓応用フィルタでのヒストグラム比較

データ	^{137}Cs ピーク の分解能 (%)	スレッシュヨルド (keV)
デジタルフィルタなし	14.9	164.8
奇関数・矩形窓フィルタ	14.6	161.3
奇関数・矩形窓応用フィルタ	14.4	146.2

表 3.6: 奇関数・矩形窓応用フィルタの性能

3.4.2 偶関数型フィルタの応用

一般的に使用される偶関数型フィルタ係数ではフィルタ処理後の波形の遅れが顕著であったが、その遅れを軽減するためにフィルタ係数を全体的に前段の方へ4点ずつずらし、1~4段目の係数は14~17段目に移動させる。またフィルタ後の波形のテール部分を取り除く波形整形のためにフィルタ係数の後半部分に負の値を配置した。そのフィルタ係数が図 3.34 である。このフィルタ係数の周波数特性 (図 3.35) を見ると、フィルタ係数全体を前に移動したことで高周波側の周期的な変化が不規則となり、さらに負の部分を加えたことで低周波成分が減り、高周波成分が増えたことが分かる。波形比較 (図 3.36) では赤がデジタルフィルタなし、緑が通常のカイザー窓フィルタ、青がカイザー窓フィルタを応用したものの波形である。これらを比べると、青線は緑線よりも立ち上がりが早くなるとともにテールが抑えられ、左右対称に近い形にできたことが確認できる。図 3.37 のヒストグラムのノイズレベルも小さくなり、スレッシュヨルド値は表 3.7 のように約 15 %改善した。

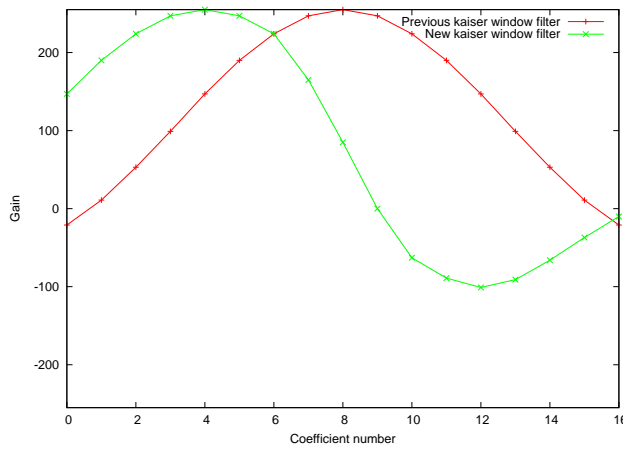


図 3.34: カイザー窓応用フィルタのフィルタ係数

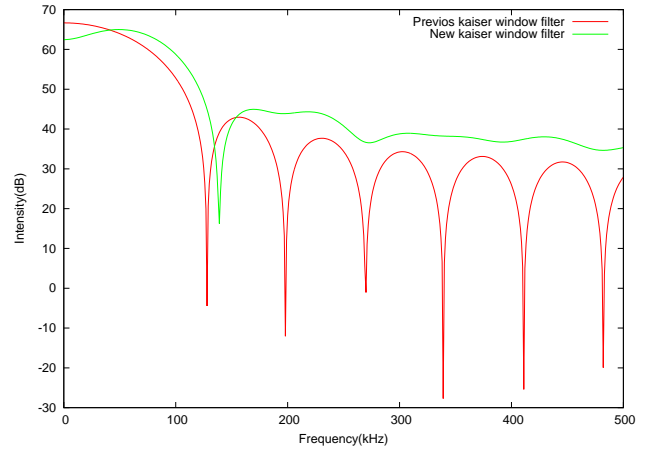


図 3.35: カイザー窓窓応用フィルタの周波数特性

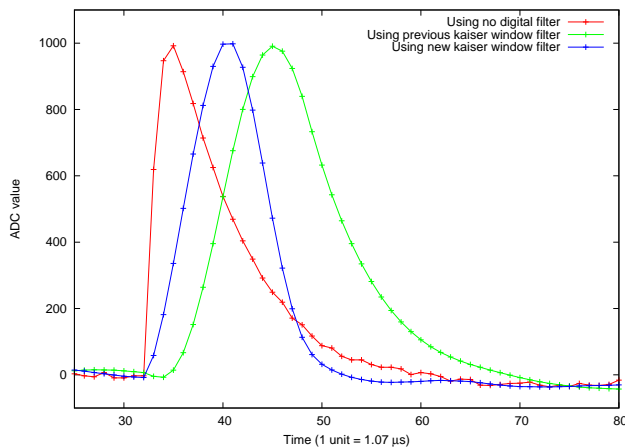


図 3.36: カイザー窓応用フィルタでの波形比較

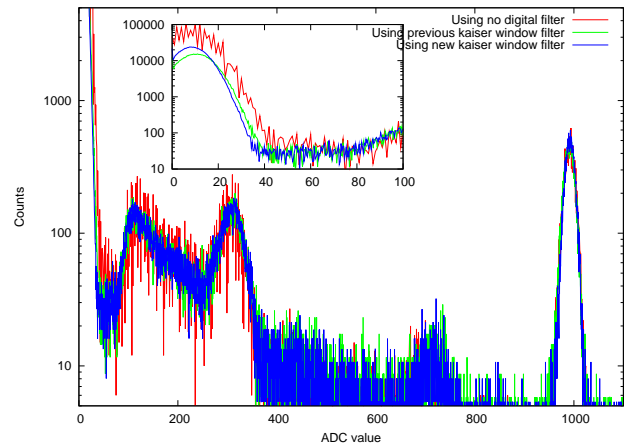


図 3.37: カイザー窓応用フィルタでのヒストグラム比較

データ	^{137}Cs ピーク の分解能 (%)	スレッシュヨルド (keV)
デジタルフィルタなし	14.9	163.9
カイザー窓フィルタ	15.1	152.0
カイザー窓応用フィルタ	15.1	139.2

表 3.7: カイザー窓応用フィルタの性能

3.5 デジタルフィルタの最適化

3.5.1 フィルタ係数の概形の決定

ここまでの結果より、デジタルフィルタをかけた後の波形には次の条件を満たしていなければならない。

- 滑らかに変化する
- 立ち上がりが遅くならない
- 左右対称

そして、これらの条件を満たすフィルタ係数の特徴は以下ようになる。

- 全体的に滑らかな形 (窓関数を利用)
- 前半部分が凸状で、後半部分が凹状
- 前半部分に合わせて、後半部分を調整

3.5.2 最終的なパラメータサーチ

最適なデジタルフィルタを決定するための方針を決める。まず、モデルとするフィルタ係数には奇関数(式 3.4)と偶関数(式 2.30)の2通りがあるが、より低いスレッショルドを達成できていることから、カイザー窓を利用した偶関数型のデジタルフィルタを元として最適パラメータを決定する。次に、窓関数法で設計したフィルタでは長くテールを引いてしまうので、スレッショルドを低減しつつフィルタの立ち上がりを早くするために、パラメータをどのように変形するかを決定した。最後に、この条件で最も良い性能を達成するパラメータを算出する。

フィルタ後の波形の立ち上がりを早くするには3.4.2で示したようにフィルタ係数のピークをフィルタ前段に配置すればよい。そこで、フィルタ係数全体を数段ずつ前にずらすことにした。ずらす量を5段にするとスレッショルドが大きく悪化してしまったが、3段と4段ではスレッショルドがほぼ同じであったため、波形の立ち上がりの早さを考慮してずらす量は4段に決定した。

また、前節で述べたようにフィルタ係数は前半が凸状、後半が凹状で、なおかつフィルタ後の波形が左右対称に近い形でなければならない。このことから、係数後半に負の値を配置したい。できるだけスレッショルド値を悪化させずに負の値を入れるために、フィルタ係数全体から一定値を引くこととした。これにより、フィルタの形を維持したまま、フィルタ後半に負の値を配置し、波形も左右対称に近づく。係数範囲の-255~+255はロスなく使いたいので、別途ゲイン調整も行う。

これまで決定したことはカイザー窓型デジタルフィルタで設計を行い、そのフィルタ係数をそれぞれ4段ずつ前方へずらし、さらに係数全体からある値を引き算するということである。つまり、パラメータ(自由度)をカイザー窓型フィルタ設計時(式 2.40)の減衰量、通過周波数帯域(低周波数側、高周波数側)、引き算量の4種類まで絞り込むことができた。この4種類のパラメータをそれぞれ表 3.8 の1625通りの範囲内で変え、フィルタ後の波形からヒストグラムを作成し、スレッショルドを算出した。この結果でスレッショルド値が低かったものを10個取り上げ、そのスレッショルドとパラメータを表 3.9 に、フィルタ係数を図 3.38、図 3.39 に示す。

パラメータ	範囲	変化量
減衰量	10~100	15
遮断周波数(低)	0~60	15
遮断周波数(高)	60~135	15
引き算量	20~125	15

表 3.8: 最終的なパラメータサーチの範囲

No.	減衰量	遮断周波数 kHz		引き算量	^{137}Cs ピーク 分解能 %	スレッショルド keV
		低周波側	高周波側			
1	40	15	75	35	9.48	134.64
2	55	15	60	35	10.67	134.79
3	55	0	60	50	10.80	134.88
4	25	0	105	20	11.20	135.00
5	40	30	60	35	11.07	135.27
6	40	45	60	20	12.78	135.33
7	40	15	60	65	10.60	135.37
8	40	30	75	20	10.92	135.40
9	40	0	75	50	10.47	135.45
10	40	0	90	20	10.75	135.48

表 3.9: パラメータサーチの結果、スレッショルドの低かったフィルタ

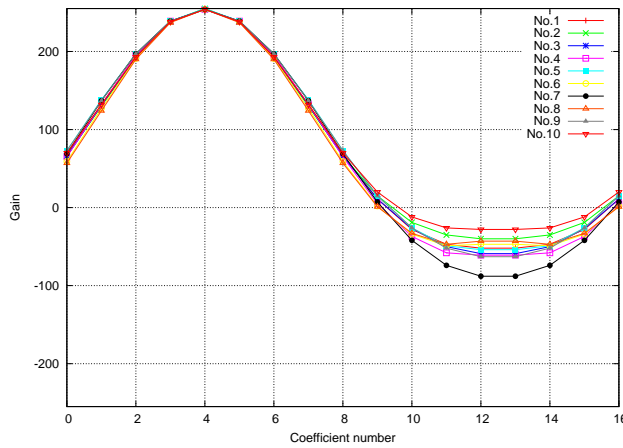


図 3.38: 特に低いスレッショルドを達成したフィルタ係数

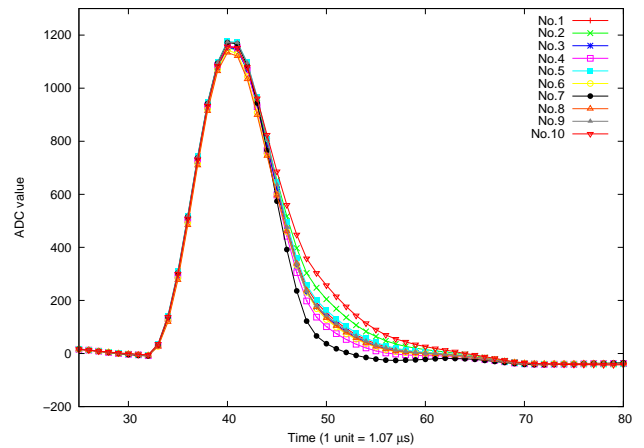


図 3.39: 特に低いスレッショルドを達成したフィルタを通した波形

ここに挙げたフィルタパラメータは特にスレッショルド値が良かったものであるが、APMUにおけるデジタルフィルタはスレッショルド値を下げるだけでなく、不感時間を短くする必要もあり、また複数イベントを連続して検出した場合のダブルパルス判定(4.3.5)にもフィルタ後の波形が使用される。これらを考慮して上記のパラメータのうち波形が最も左右対称に近いNo.7のパラメータで得られるフィルタ係数を最適値として決定した。最適化したフィルタパラメータを表 3.10 に示す。

段数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
フィルタ係数	69	137	197	239	254	239	197	137	69	7	-42	-74	-88	-88	-74	-42	7

表 3.10: APMU での使用に最適化されたデジタルフィルタパラメータ

前節でフィルタ係数の後半には負の値を配置して凹状にするのが良いと述べたが、このフィルタ係数では最後尾の17段目に正の値が入っている。これまでの経験ではフィルタ後段に正の値があれば、波形がテールを引くことが多く、その場合性能の良いフィルタにはならなかったが、今回の最適化したフィルタでは問題がないと判断したため、このままの値を使用することとした。このように判断した理由は2つある。まず、11~16段目の負の値に比べて17段目の値(7)が十分小さく、波形への影響がないということが挙げられる。次に、ここで使用するデジタルフィルタでは図3.38に示すような係数の形が非常に重要であり、表3.8の1625通りのパラメータの中から得られたフィルタ係数の形を変えるべきではないと考えたことが2つ目の理由である。

このフィルタを使用して得られたヒストグラムとフィルタの周波数特性を図3.40と図3.41に示す。

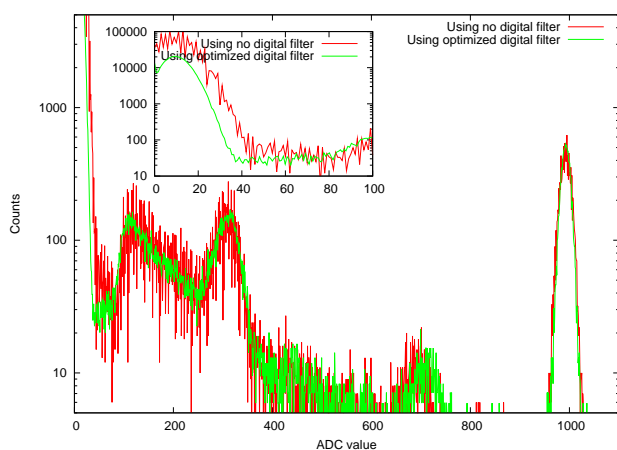


図 3.40: 最適化したデジタルフィルタを使用したヒストグラム

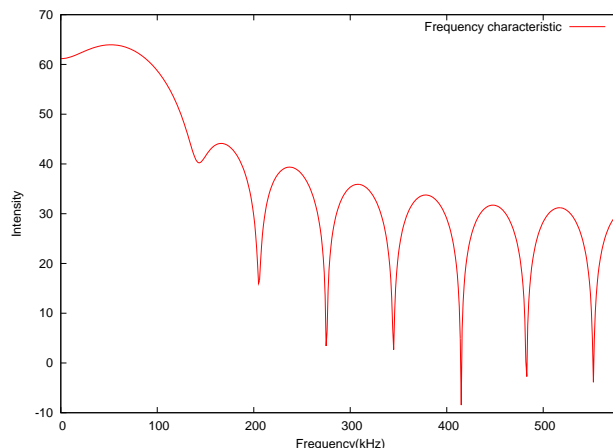


図 3.41: 最適化したデジタルフィルタの周波数特性

この図を見ると、波形は立ち上がりから約8 μs でピークに達し、ピーク時点から約8 μs でオフセットレベルに戻っていることが分かる。また、ヒストグラムは低エネルギー側のノイズ成分が減り、確かにスレッシュホールドを低減できていることが分かる。これにより、より低エネルギー側の信号まで読み取ることができ、シールド検出器として最大限の性能を発揮することができるようになった。同時に、テストパルス幅を見ると、フィルタの使用によりピークの広がりや抑えられ、分解能が向上していることが確認できる。したがって、GRBなどの突発的な高エネルギー天体現象の観測についても性能の向上が期待できる。

3.6 検出効率

ここまで、フィルタ性能について式3.1で表すスレッシュホールドを用いて評価を行ってきた。この式ではテストパルスや ^{137}Cs のピークが重要であったため、波形取得の際のスレッシュホールドを高め設定し、ノイズ成分ができるだけ含まれないようにしてきた。そのため、低エネルギー側のノイズ成分をデジタルフィルタによって確かに除去できているのか、また必要なAPD+BGO信号までデジタルフィルタで落とすまいかを改めて確認する必要がある。ここで、光収集率が高い 1 cm^3 のBGOを使用し、波形取得スレッシュホールドを低めに設定し、表3.10で得られたデジタルフィルタを使用した場合に低エネルギー側の検出効率が落ちていないか調べた。

^{137}Cs 、 ^{241}Am の放射線をそれぞれ BGO 結晶に当てて波形取得を行い、表 3.10 のデジタルフィルタをかけてからヒストグラム化し、横軸をエネルギー値に変換したスペクトルをそれぞれ図 3.42、3.43、3.44 に示す。これらの図の作成では、低エネルギー側のカウント数を正確に調べるため、1つの波形データから最も高い波高値を1つだけ取り出すプロセスを採用した。図 3.42 の低エネルギー側の拡大図が図 3.43 であり、デジタルフィルタを使用しない場合にはノイズレベルが 27 keV 相当であったものが、デジタルフィルタを使用した場合には 12 keV 相当までノイズ成分を低減できていることが確認できる。さらに、 ^{137}Cs のコンプトン散乱によるイベントがノイズ成分との境目まで存在していることから、検出効率が落ちていないことが確認できる。これは図 3.44 で ^{241}Am の 60 keV の放射線によるピーク位置のカウント数が減っていないことから確認できる。

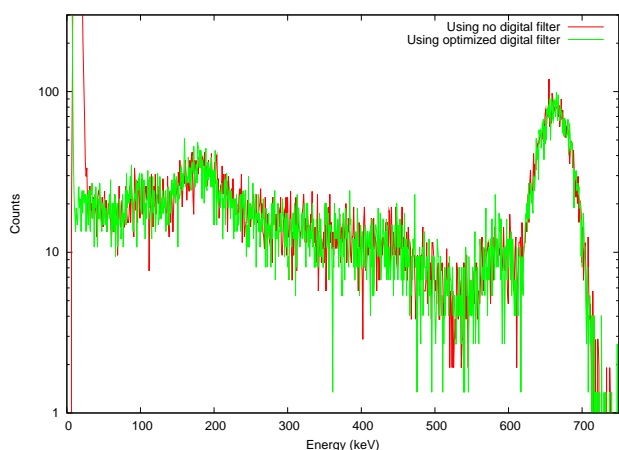


図 3.42: ^{137}Cs を当てたときのスペクトル

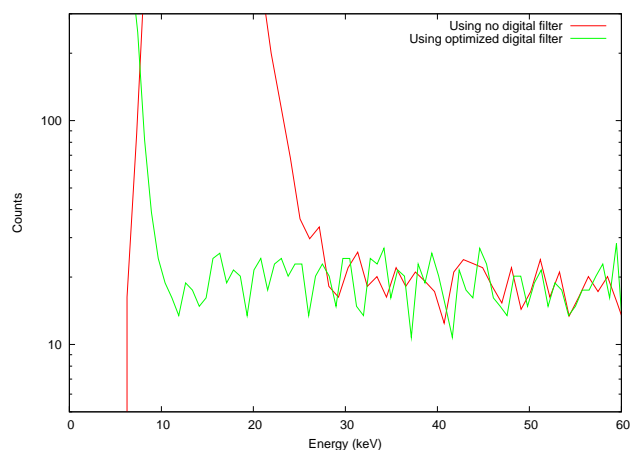


図 3.43: ^{137}Cs を当てたときのスペクトル (低エネルギー側)

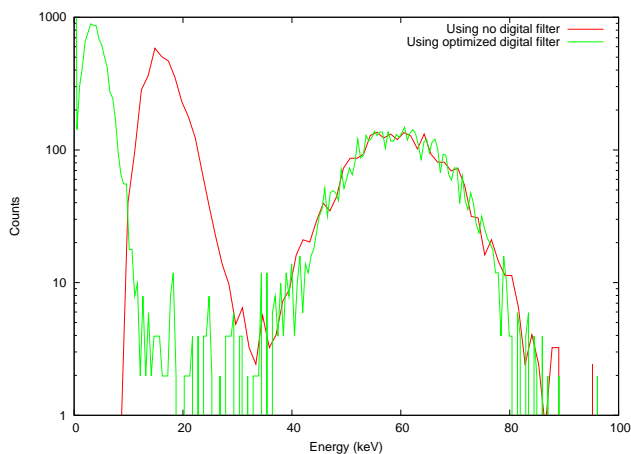


図 3.44: ^{241}Am を当てたときのスペクトル

3.7 上空での経年変化によるノイズ成分の変化

衛星は周回軌道上で年間 1 krad 程度の非常に多くの放射線にさらされ、BGO アクティブシールドの光センサーである APD は時間が経つにつれて放射線損傷を受ける。これにより、APD 内で発生する暗電流によるノイズ成分が増加すると予想される。波形に含まれるノイズ成分が変化した場合、それに適したデジタルフィルタを使用しなければ、HXI/SGD 及びアクティブシールドの性能は十分に発揮できない。そこで、通常の APD とプロトン照射による約 10 年分の放射線損傷を受けた APD で波形の周波数特性を調べ、それぞれの波形に効果的なデジタルフィルタを設計した。さらに、衛星の運用を開始すると波形データは取得できないため、ヒストグラムのノイズカウントレートからデジタルフィルタを設計する必要がある。

この実験で使用したシンチレータ結晶は 1 cm^3 の大きさのもの、正常な光センサは浜松ホトニクス製の Si APD (エポキシ窓、アルミケースなし)、放射線損傷を受けた光センサは同じく浜松ホトニクス製の Si APD (Si 窓、アルミケース有り) であり、BGO と APD の光学接着にはシリコーンを使用し、BGO は光漏れがないようにバルカーテープで巻いた。APD 信号の増幅、整形、AD 変換にはこれまでと同様 CSA と APMU を使用した。また、波形取得環境もこれまで同様、低温下 ($-20 \text{ }^\circ\text{C}$) での測定のために BGO と APD を暗幕で遮光し、恒温槽に配置した。2 組の 1 cm^3 BGO と APD を恒温槽に設置した写真を図 3.45 に示す。



図 3.45: 恒温槽内の写真

まず、波形に含まれるノイズ成分の変化を調べるために周波数特性を調べた。通常な APD の信号の周波数特性は 3.2.2 でも示したが、ここで放射線損傷を受けた APD の周波数特性との比較を行う。

図 3.46 及び図 3.47 は通常の APD で取得した波形及び放射線損傷を受けた APD で取得した波形である。図 3.46 の方がノイズが細かく変動しており、図 3.47 ではノイズの変動が大きいことが分かる。波形の立ち上がりから 0 レベルに戻るまで (横軸 30-60 の点) の周波数特性を算出し、図示したものが図 3.48、図 3.49 であり、波形のノイズ部分 (横軸 0-30 の点) の周波数特性を示したものが図 3.50、図 3.51 である。これらの特性を見ると、通常な APD の信号のノイズ成分は 300 kHz 付近に多い一方で、放射線損傷を受けた APD の信号ではノイズ成分が 100 kHz 付近に集中していることが分かる。この周波数特性から、APD の経年変化とともにフィルタパラメータの変更をしなければならないことが考えられる。

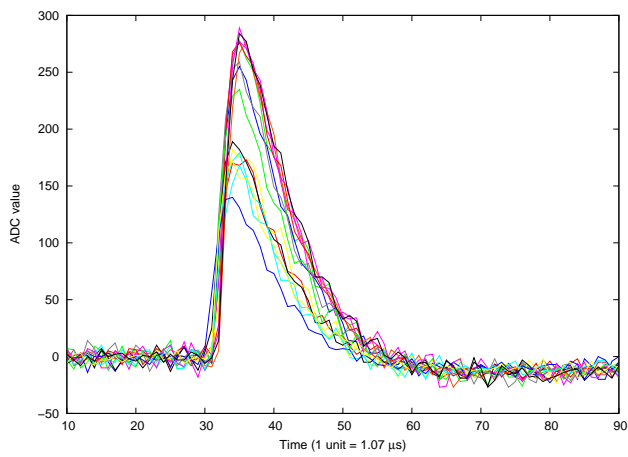


図 3.46: APMU で取得した BGO+APD(通常) の波形

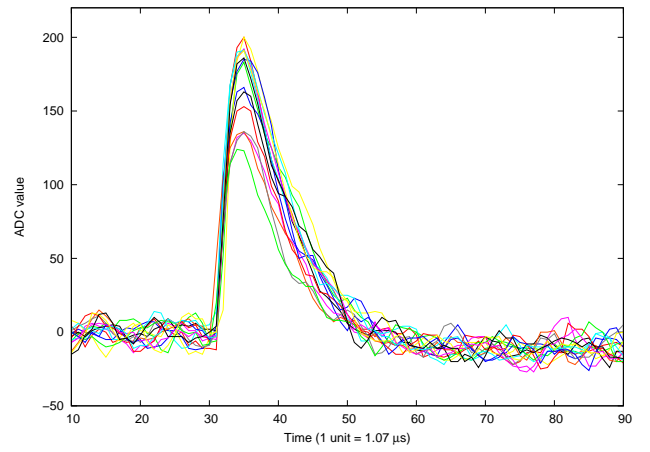


図 3.47: APMU で取得した BGO+APD(放射線損傷) の波形

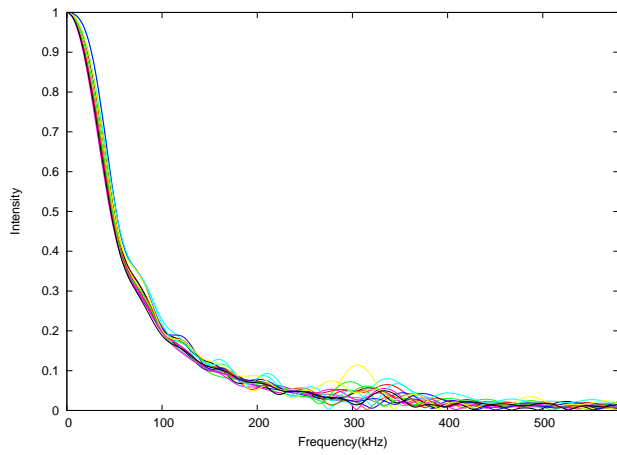


図 3.48: 通常の APD で取得した波形の周波数特性(時間範囲 31-60)

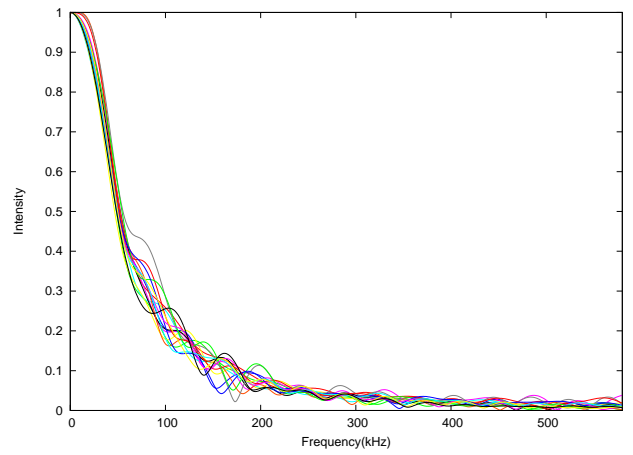


図 3.49: 放射線損傷 APD で取得した波形の周波数特性(時間範囲 31-60)

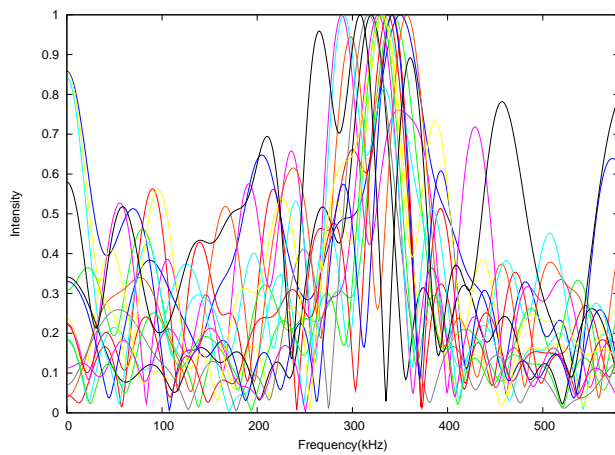


図 3.50: 通常の APD で取得した波形のノイズ部分の周波数特性 (時間範囲 0-30)

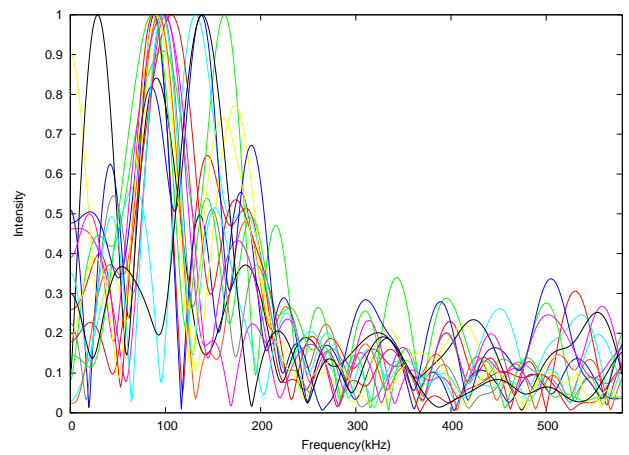


図 3.51: 放射線損傷 APD で取得した波形のノイズ部分の周波数特性 (時間範囲 0-30)

それぞれの BGO+APD に対して前節と同様のフィルタパラメータサーチを行うと、最適なフィルタパラメータは表 3.11 及び表 3.12 のようになった。これらのフィルタ係数を図 3.52、3.53 に、そのフィルタを通した後の波形を図 3.54、3.55 に示す。両 APD での最適なパラメータ範囲はそれぞれ重なっている部分もあるものの多少の差があるため、APD のノイズレベルの増加に合わせてフィルタパラメータは変えていく必要があることが分かった。

No.	減衰量	遮断周波数 kHz		引き算量	^{137}Cs ピーク 分解能 %	スレッシュヨルド keV
		低周波側	高周波側			
1	40	15	60	35	6.31	43.11
2	40	0	60	50	6.76	44.25
3	25	0	90	20	6.70	44.34
4	25	15	75	35	6.56	44.97
5	10	0	90	35	6.99	45.15
6	40	0	75	35	6.29	45.60
7	25	0	75	65	6.67	46.44
8	25	30	60	50	6.16	46.47
9	40	0	60	65	6.66	46.50
10	25	0	90	35	6.13	46.74

表 3.11: 通常の APD 信号のパラメータサーチ結果

No.	減衰量	遮断周波数 kHz		引き算量	^{137}Cs ピーク 分解能 %	スレッショルド keV
		低周波側	高周波側			
1	25	0	90	20	7.24	101.16
2	40	0	60	50	8.00	101.43
3	40	0	75	35	7.59	102.48
4	40	30	60	20	7.65	102.78
5	55	15	60	20	7.61	104.40
6	25	15	75	35	7.69	104.94
7	10	0	90	35	7.20	104.94
8	25	0	90	35	7.78	105.21
9	40	0	60	65	7.57	106.05
10	40	15	60	50	8.08	107.37

表 3.12: 放射線損傷を受けた APD 信号のパラメータサーチ結果

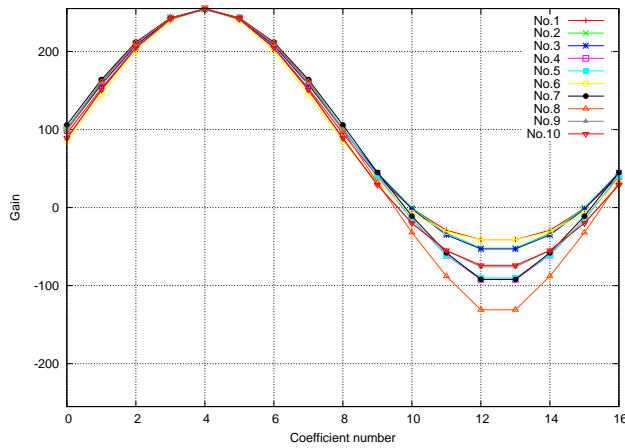


図 3.52: 通常の APD を使用して特に低いスレッショルドを達成したフィルタ係数

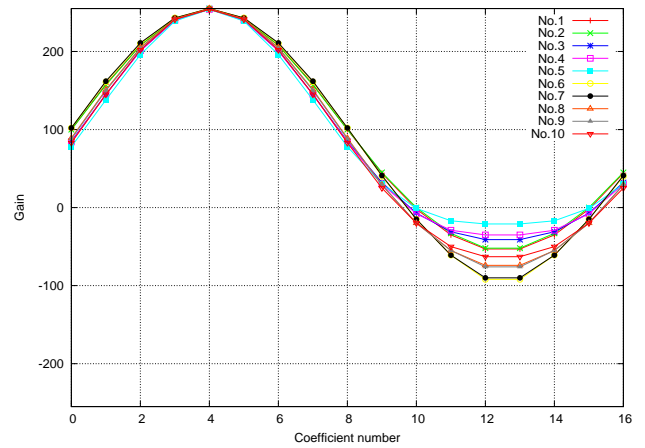


図 3.53: 放射線損傷を受けた APD を使用して特に低いスレッショルドを達成したフィルタ係数

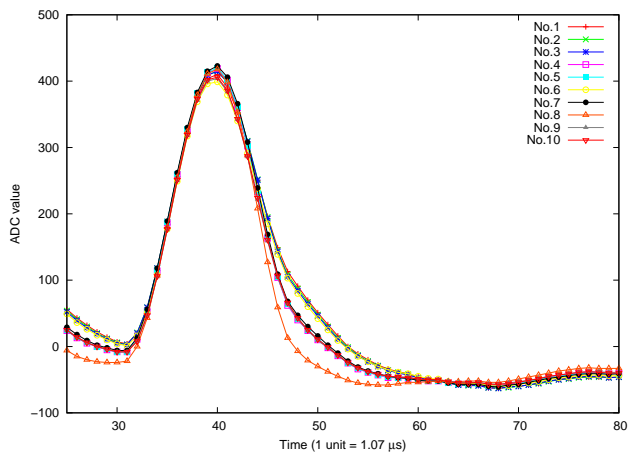


図 3.54: 通常の APD を使用して特に低いスレッシュ
 ォルドを達成したフィルタを通した波形

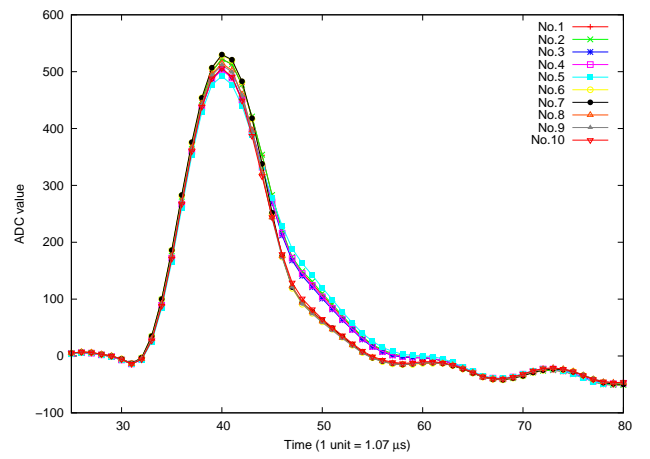


図 3.55: 放射線損傷を受けた APD を使用して特に低
 いスレッシュォルドを達成したフィルタを通した波形

第4章 APMU デジタル部の機能試験

4.1 APMU デジタル部の詳細

4.1.1 Field Programmable Gate Array(FPGA) と搭載機能

BGO アクティブシールドにおけるデジタル信号処理は APMU に搭載された Field Programmable Gate Array(FPGA) で行う。FPGA は LSI の一種であるが、工場で製造する段階から回路が決定する ASIC と異なり、回路の設計者が手で作成した回路を書き込むことができる LSI である。書き込むことをダウンロードと呼ぶが、ダウンロードに必要な機材は FPGA を搭載した基板の他に PC とダウンロードケーブルだけであり、簡単に実装することができる。FPGA への回路作成にはハードウェア記述言語の一種である VHDL を用いる。

ハードウェアの動作は AND や OR 回路を組み合わせたゲート回路が元となっているが、コンピュータを利用して回路の接続関係を記述できるハードウェア記述言語 (HDL) を用いることで、ゲートレベルより抽象度の高い記述による回路設計ができる。つまり、C 言語等のコンピュータ言語を扱うように、ハードウェアの回路を記述することができる。これにより、目的の動作に向けた回路設計や変更が容易になり、誤作動が起きたときにも対処しやすく、また他人にも回路の動作内容が理解されやすくなる。APMU で使用する VHDL(VHSIC HDL) は文法的には難しいが、高い記述能力を持つ。また、様々なレベルでの記述が可能であるので、抽象度の高いシステムの概要を記述、装置間信号の記述、モデル化を行ったモジュールの記述や、さらに下のゲートレベルでの記述も可能である。

APMU で使用する FPGA は Actel 社の RTAX2000 という製品であるが、本研究で使用した APMU BBM(試作品) に搭載されているのは Xilinx 社の XC3S2000 という製品である。各試験のための波形取得を行うロジックの記述や、フライトモデルのために製作、改良されたロジックの動作検証は我々が行った。

APMU デジタル部の FPGA には表 4.1 に示す機能が搭載される。この表にあるように、トリガー機能をはじめとする APD 信号取得やバックグラウンド判定のための機能に加え、衛星本体との通信を行うミッション標準 I/O ボード (MIO) との通信や電源管理、検出器の状態管理の機能も FPGA に実装される。

	機能	内容
MIO シリアル通信機能	MIO シリアル通信 受信	MIO からのシリアルコマンドの受信を実行する。
	MIO シリアル通信 送信	MIO へのシリアルテレメトリの送信を実行する。
HV 電源、CSA 電源、CSA IF 電源制御機能	電源イネーブル信号生成	電源イネーブル/ディセーブルコマンドの受信により、電源イネーブル信号を生成する。
	過電流検出、電源 OFF 信号生成	電源の過電流検出時に電源を OFF にする信号を生成する。
	HV 制御機能	HV 基板用の HV 制御信号を制御する。
HK 抽出機能	HK 同期信号生成	アナログ入力 I/F 機能を一定の周期で実行するための同期信号を生成する。

	アナログ入力 I/F	AD コンバータ及びアナログ・マルチプレクサを制御し、アナログ・データのデジタル変換値をレジスタに保存する。
	電源 ON/OFF ステータスマニタ	各電源の電源 ON/OFF ステータスをレジスタに保存する。
	過電流ステータスマニタ	各電源の過電流ステータスをレジスタに保存する。
ADC データ処理機能	デジタルフィルタ処理	AD 変換された波形データに対してデジタルフィルタをかける。
	パルス信号生成	波形データを用いて各種信号 (FastBGO、HitPat、UD、SUD 信号) を生成する。
	パルスハイト (PH) 値生成	フィルタ後の波形データから PH 値をピークホールドし、ラッチ信号を生成する。
トリガセレクト機能		MIO に出力する FastBGO、HitPat、等のトリガ信号の選択、組み合わせを行う。
モニタデータ処理機能	スケーラデータ生成	各トリガ等のカウントを行い、スケーラデータを生成する。
	ヒストグラムデータ生成	PH 値をラッチし、ヒストグラムデータを生成する。
	RBM フラグ生成	UD 信号をカウントし、RBM フラグを生成する。
ガンマ線バースト (GRB) データ処理機能	GRB データ生成	GRB 用のヒストグラムを生成し、リングバッファに書き込む。
	GRB 判定	突発的にカウントレートが上昇した場合にメモリをフリーズするための信号を生成する。
テストポート機能		テスト用出力信号を出力する。またテスト用入力信号の状態をレジスタに保存する。
ローカルタイムカウンタ		APMU 内部のローカルタイムをカウントする。
システム・リセット		FPGA 内部回路をリセットするための信号を生成する。

表 4.1: FPGA の機能概要

ここで、APMU アナログ部からの信号を FPGA でどのように処理するかを説明する。まず、FPGA はアナログ部に搭載された ADC を制御する信号を出力し、同時にデジタル信号 (波形データ) を受け取る。受け取った波形データは後述する 2 種類のデジタルフィルタ (Filter1、Filter2) 処理を施され、Filter1 処理後の信号は禁止信号を生成するためのトリガ判定に用いられ、Filter2 処理後の信号は PH 値生成、ダブルパルス判定、GRB データの生成に使用される。

トリガ判定では BGO+APD からの信号の変動をモニターしており、設定した FastBGO スレッショルドを超える変動があったときに 5 μ s 以内に主検出器へ禁止信号 FastBGO を出力する。これは主検出器が信号を検出してから AD 変換を開始するまでに禁止命令を届けるためである。FastBGO は、Filter1 を通した後の波形の変化量が設定スレッショルドを超えている間、出力が継続される。また、Filter2 を通した後の波形が HitPat スレッショルドを超えると、その時点から設定した Delay 時間の後に HitPat 信号を出力

する。HitPat 信号は時間情報とともに記録され、地上解析で観測データからバックグラウンドイベントを除去するために使用される。

PH 値生成では Filter2 後の波形を使用する。BGO では入射した放射線や宇宙線などのエネルギーに比例した光子を発生し、APD ではその光量に比例した電荷を出力し、CSA では電荷を電圧波形に変換する。したがって、そこから得られるデジタル波形も、Filter2 を通した波形もそのエネルギーに比例した形になる。ここではフィルタ後の波形の高さを PH 値として保存し、PH 値をヒストグラムに保存することでエネルギースペクトルを得られる。PH 値の生成方法であるが、まず Filter2 を通した波形を常にモニターしてその値が設定した PH スレッシュホールドを超えた場合に PH 値サーチを開始し、一定の時間内で最も高かったデータの値を PH 値とする仕様になっている。

Filter2 を通したあとの波形ではダブルパルス判定も行う。単発波形に Filter2 をかけた波形はおおよそ左右対称になる。しかし、少ないタイムラグで複数の放射線や宇宙線などが BGO に入射した場合、Filter2 をかけた後の波形は左右非対称になる。これを利用して、アクティブシールドで信号を何回検出したかをできるだけ正確に記録するための機能がダブルパルス判定機能である。

アクティブシールドでは GRB 機能によって突発現象を解析するためのデータの生成も行うが、これは GRB などの突発現象が起きた場合に、通常時に記録しているヒストグラムとは別に、詳細な時間幅でヒストグラムを取得するための機能である。GRB の解析には光量の時間変動データが重要となるので、この機能はシールド検出器で科学データを取得するために重要である。

4.2 機能試験の概要

APMU 基板及び APMU に搭載されている FPGA に書き込むロジックは我々大学側が要求する仕様を作成・提出し、MHI 社がコーディングを行う。コーディングされた FPGA ロジックが正しく動作し、目標性能や要求性能を満たすかどうかを検証するために、大学側が試験を行う必要がある。APMU の動作は HXI/SGD 全体の正常動作や性能に大きく影響するのでこの試験は衛星の開発において非常に重要である。すでに APMU 上の FPGA に書き込むロジックは改訂を重ねており、本論文では最新版 (D 改訂版) のロジックを用いた試験について述べる。試験項目は表 4.1 の機能のうち、以下に挙げる特に重要な動作および前バージョンからの変更点である。

- ADC データ処理
 - ADC データ取得タイミング変更
 - OBS/STANDBY モード切替
 - パルス信号 (FastBGO、HitPat、UD) 生成
 - PH 値生成
- モニタデータ処理
 - ヒストグラムデータ生成
- GRB データ生成

試験環境の写真およびブロック図を図 4.1 に示す。ここに示す SpaceWire DIO Board では SpaceWire 通信を用いて APMU のコントロール及びデータ読み出しを行う。また、SpaceWire to Gigabit Ethernet は DIO ボードで行っている SpaceWire 通信を LAN 経由でコントロールできるようにするシステムである。

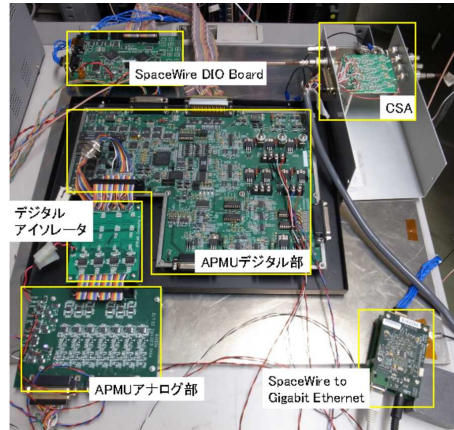


図 4.1: 実験環境の写真

4.3 ADC データ処理機能試験

4.3.1 ADC データ取得タイミング変更

仕様

APMU フライトモデル (衛星に搭載し、上空で運用するモデル) では APMU アナログ部とデジタル部は一つの基板に搭載されるが、現時点で試験で使用している APMU Bread Board Model (BBM; 試作品) では設計の途中段階である都合上、図 4.1 のようにアナログ部とデジタル部が別々の基板に分かれている。また、APMU を正常に、かつ安定して動作させるために、アナロググラウンドとデジタルグラウンドを分離する役割をもつアイソレータを設置している。このため、アナログ部に搭載されている ADC と、ADC のコントロール及びデータ取得を行う FPGA の間で信号の遅延が発生する。アイソレータを通過する信号では図 4.2 のように片道約 30 ns の遅延が発生する。つまり、FPGA がデータ出力のコントロール信号を送ってから実際にデータを受けるまでの往復で約 60 ns の遅延が発生し、1 bit あたり 66.7 ns のデータを読み出すときに 1 bit ずつずれてしまう。このずれを修正するために、APMU FPGA では ADC データを読み出すタイミングを 15 ns 単位で 0 15 (初期値 4) の範囲で変えられる機能を実装している。

結果

APMU で使用している ADC128S102 は 0.0V~5.0 V の信号を 0~4096 ch に AD 変換するので、図 4.3 のように約 1 V のオフセットがあり、さらに約 1 V の波高値を持つ信号を APMU に入力した場合、本来はヒストグラムの 820 ch 付近にオフセットによる大きなピークができる。しかし、初期設定ではデジタルアイソレータの遅延により、受け取るデジタルデータが 1 bit ずつずれて、図 4.4 に示すようにピーク位置が本来の半分の 410 ch 程度になってしまう。60 ns のずれを修正するためにこの ADC 読み出し遅延を初期値 4 から 8 に変更することで、本来のデジタル値を取得できるようになった (図 4.5)。なお、図 4.5 のヒストグラムのピークの方が幅が広がっているが、これは APMU でのデータ圧縮によるものである。衛星内では保存できるデータ量にも限りがあるため、4096 ch のヒストグラムを表 4.2 に従って全 128 ch に圧縮している。図 4.4、図 4.5 はそれぞれ APMU で圧縮されたヒストグラムデータを見やすくするために 4096 ch に変換したものであり、410 ch と 820 ch では圧縮率が異なるため、変換後のピーク幅が変わっている。

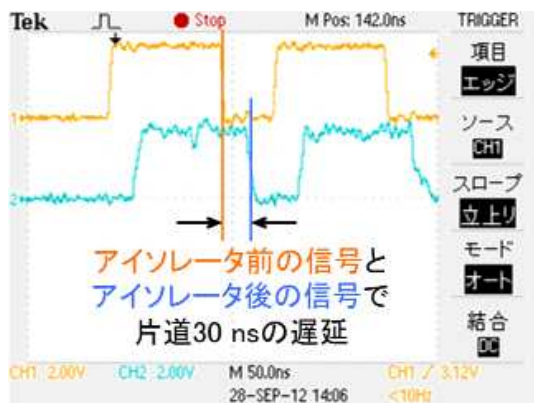


図 4.2: アイソレータ前後のデジタル信号

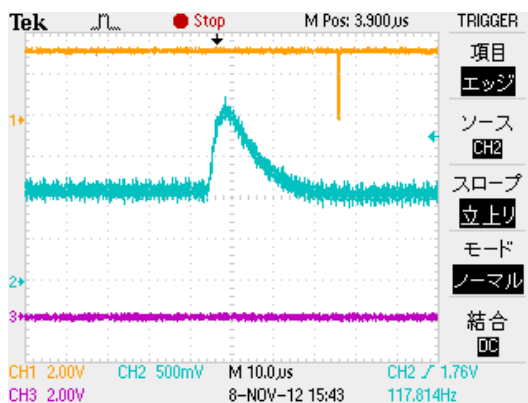


図 4.3: アナログ基板のオフセットレベル

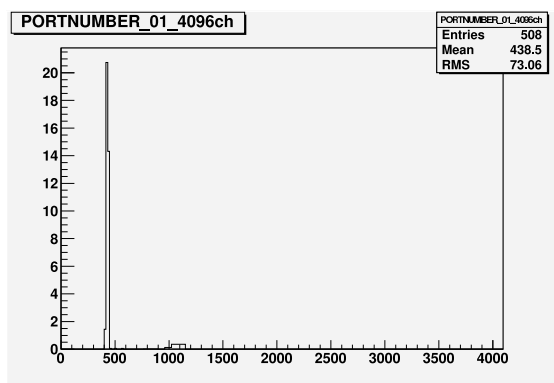


図 4.4: ADCReadDelay = 4 で取得したヒストグラム

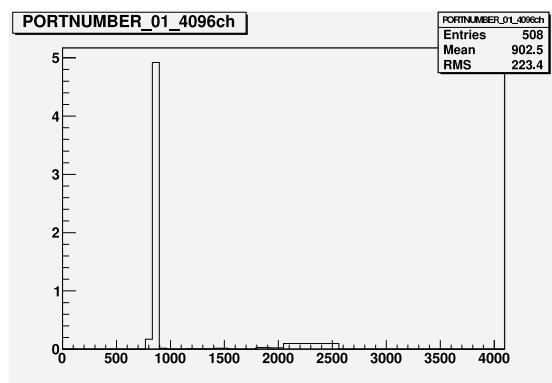


図 4.5: ADCReadDelay = 8 で取得したヒストグラム

PH 値	保存 ch	圧縮率
0~ 23	—	記録しない
24~ 159	1~ 68	2
160~ 255	69~ 80	8
256~ 767	81~112	16
768~1023	113~116	64
1024~2047	117~124	128
2048~4095	125~128	512

表 4.2: ヒストグラムカウンタの圧縮方法

4.3.2 OBS/STANDBY モード切替

仕様

これまでの試験では様々な動作検証を長時間するうちに、ADC のデジタル信号出力を正しく読めなくなることがあり、その度に CSA に供給する高電圧をゆっくり下げていき、アナログ基板の電源をリセットさせる必要があった。これでは試験の効率が悪かったため、今回の D 改訂版で、APMU アナログ部の電源を ON にしたまま ADC をリセットし (STANDBY MODE)、復帰させる (OBS MODE) 機能を追加した。この機能では ADC の動作が異常になった場合、STANDBY MODE にするコマンドを APMU に送信することで、その時点で読み出している ADC 値を最下位 bit まで読み出してから CS(1.4.1 節参照) を High にして AD 変換をストップさせる。そして再度 OBS MODE に切り替えるコマンドを送信すると CS が Low になり、AD 変換が始まる。

結果

ADC が動作している OBS MODE では図 4.6 のように CS が Low になっているが、APMU に STANDBY MODE に切り替えるコマンドを送信すると図 4.7 のように CS が High になり、AD 変換が停止された。この状態から再度 OBS MODE に切り替えるには、切り替えコマンドの送信後、FPGA からアナログ基板に送信しているクロック信号を一度ストップし、再スタートさせる必要があったが、復帰後も FastBGO や HitPat を出力できていたため、OBS/STANDBY モードを正常に切り替えられることが確認できた。

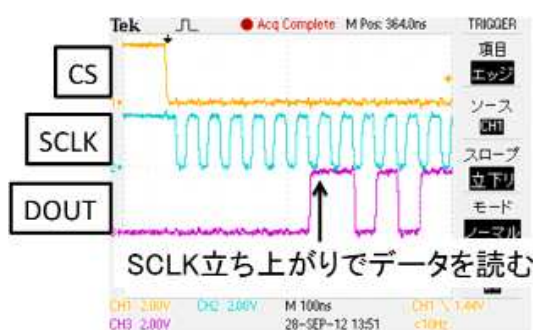


図 4.6: OBS モードで ADC 読み出しを行っている状態

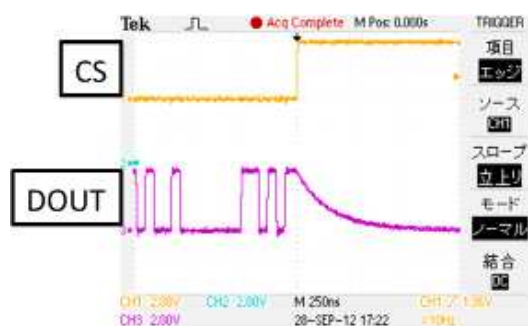


図 4.7: OBS モードから STANDBY モードに切り替えた状態

4.3.3 デジタルフィルタ処理

仕様

APMU では 13 ch の ADC で AD 変換された波形データに対して一斉に 2 種類のデジタルフィルタ処理 (Filter1、Filter2) を行う。2 種類のフィルタの仕様は表 4.3 の通りであり、Filter1 では時間をかけずにシンプルなフィルタをかけ、フィルタ後の波形を FastBGO のトリガ判定に用いる。Filter2 ではより複雑なフィルタをかけ、フィルタ後の波形を HitPat のトリガ判定や (波高値)PH 値の生成に用いる。

第 3 章で詳しく述べたように、デジタルフィルタでは入力された複数のデジタル値に対して係数をかけ、和をとることでフィルタ効果を得られる仕組みである。したがって、フィルタ後の波形は元の波形の積算と

和算を繰り返された結果であり、元のデジタル値の何倍もの値となる。これを元の信号レベルまで戻すためにフィルタ後の2進数のデジタル値に対してビットシフトによる割り算(10進数でいう 2^n での割り算)を行う。また、取得信号にはアナログ回路で付加されたオフセットが含まれており、それがデジタルフィルタによってさらに何倍かされるため、割り算を行った後にオフセットを取り除くための引き算も行う。割り算や引き算の範囲も表4.3に示す。

フィルタ名	Tap数(係数の数)	係数範囲	ビットシフト量	引き算量
Filter1	8(9)	-1,0,1	0~2	N/A
Filter2	16(17)	-255 ~ 255(整数)	0~11	0~4095

表 4.3: APMU で使用するデジタルフィルタの仕様

試験と結果

APMU に波高値を一定にしたテストパルスを入力し、FPGA 内で正しくデジタルフィルタ処理を実行しているか確認するための試験を行った。

まず Filter1、Filter2 ともに、デジタルフィルタの1段だけに正の係数を設定し、それ以外の全ての段には0を設定し、入力テストパルスに対して正しい数値がヒストグラムに詰められることを確認した。さらに全段において同様の試験を行うことで、設定したフィルタ係数がデジタルフィルタ処理に反映されることを確認した。

次に Filter2 についてより詳細な機能検証を行った。まず APMU の Filter2 のパラメータにゲイン 158 で 17 段の奇関数型デジタルフィルタ(図 4.8)を設定した。このフィルタは正部分の和と負部分の和が等しいため、フィルタの効果でオフセットが0になる作用がある。図 4.9 のオシロスコープ画像に示したような、オフセットから 0.9 V の波高値をもつ入力波形について 5.0 V=4096 ch の ADC で AD 変換を行い、ゲイン 158 のデジタルフィルタをかけ、設定したビットシフト量 ($2^8=512$) で割ると波高値は 228 ch になると算出できる。実際に FPGA 内で作成されたヒストグラムデータを読み出すと、図 4.10 のように、224 - 231 ch にピークがあり、確かにデジタルフィルタ処理が機能していることが確認できた。なお、FPGA では表 4.2 に従ったデータ圧縮が行われるため、全 4096 ch に変換した場合、224 - 231 の 8 ch にまたがってピークが表示される。

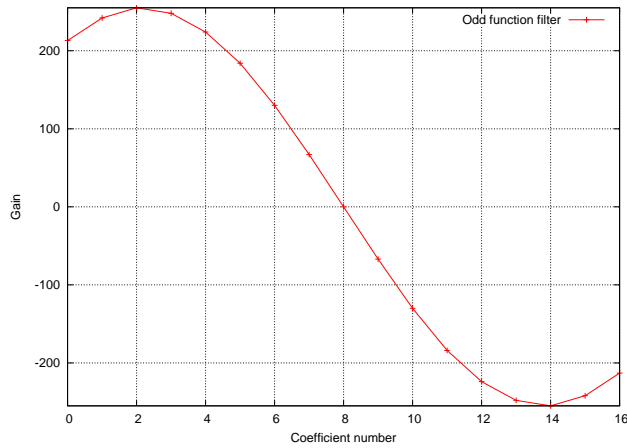


図 4.8: デジタルフィルタ処理試験に使用した奇関数型フィルタ係数

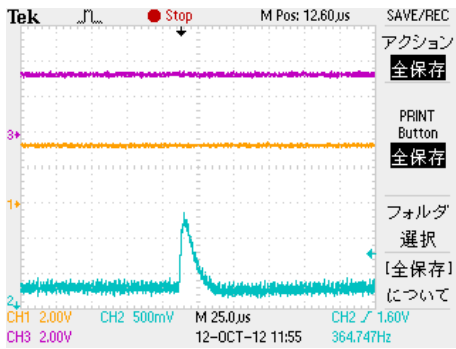


図 4.9: APMU への入力波形

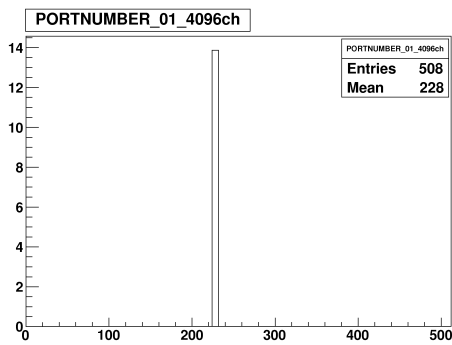


図 4.10: FPGA 内で作成したヒストグラム

4.3.4 パルス信号 (FastBGO) 生成

仕様

FastBGO 信号はシールド検出器で信号を検出した場合に主検出器に AD 変換を開始させないようするための禁止信号である。SGD の主検出器であるコンプトンカメラでは図 4.11 に示すように slow、fast の 2 種類のアナログフィルタ処理を行うが、このうち fast フィルタを通した信号をトリガーに使用し、AD 変換を開始する。このとき、5 μ s 程度の遅延時間ののちに AD 変換を開始するため、FastBGO も 5 μ s 以内に出力することが要求される。仕様では FastBGO の出力タイミングは波形の入力時点から 0.6 μ s となっている。また、FastBGO のトリガー判定では図 4.12 に示したように設定した時間だけ前のデータとの差分を FastBGO スレッショルドと比較する仕様となっている。この図で”Filtered data_1 差分”と書いてある波形は”Fitered data_1”の変化量を表しており、この変化量が”FastBGO Threshold”を超えた場合に FastBGO が出力される。

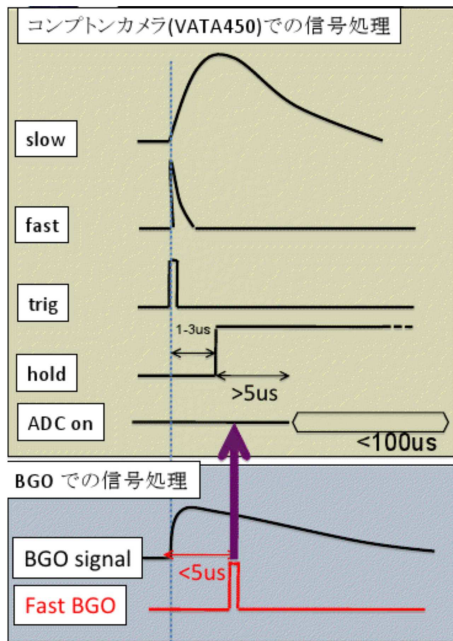


図 4.11: コンプトンカメラ (SGD 主検出器) での信号処理と APMU が出力する禁止信号のタイミング

試験

FastBGO を出力するためのトリガー判定には Filter1 を通した波形を用いるが、詳細な現象の把握のため、Filter1 には (1,0,0,0,0,0,0,0,0)、つまり元波形をそのまま出力するフィルタを設定した。また、フィルタ後の波形が FastBGO スレシヨルドを超えたタイミングを正確に把握するため、この試験では FPGA と信号のやりとりをしてデジタル信号を入力できるシミュレータも使用した。

結果

APMU にテストパルスを入力し、FastBGO が出力された結果を図 4.13 に示す。この図では青線が入力信号、赤線が FastBGO 信号であり、テストパルスの立ち上がりから約 3 μ s 後に FastBGO が出力されていることが確認できた。

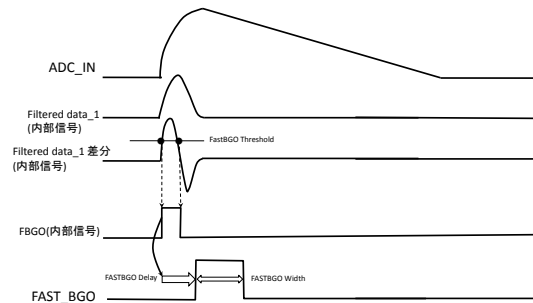


図 4.12: FastBGO のトリガー方法 (タイミングチャート)

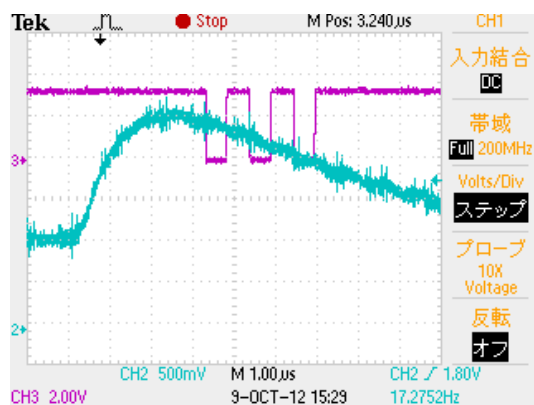


図 4.13: 波形を入力したときの FastBGO 出力

仕様書のタイミングチャート通りであればフィルタをかけた後の入力信号が FastBGO Threshold を超えてから $0.6 \mu\text{s}$ 後に FastBGO が出力されるはずであるが、実際の出力は余計に時間がかかって出力されている。この問題点について、改善する必要があることが分かった。

また、FastBGO は 1つの放射線イベントが検出された場合に 1度だけ出力されるべき信号であるが、結果の図では 3度出力されている。これは FastBGO 信号のパルス幅を大きく設定することで 1信号にまとめることができるため、問題はないと判断した。

さらに、シミュレータを用いて FastBGO 出力の詳細なタイミングを調べた。シミュレータで APMU に矩形波を入力し、FastBGO が出力された結果を図 4.13 に示す。この図では青線が入力デジタル信号、黒線が FastBGO 信号であり、240 のオフセットを出力する中で 2 サンプルだけ 1001 のデジタル値を入力している。この結果から矩形波の立ち上がりから $1.5 \mu\text{s}$ 後に FastBGO が出力されており、確かに仕様より $1 \mu\text{s}$ 程度の遅れがあることを確認した。

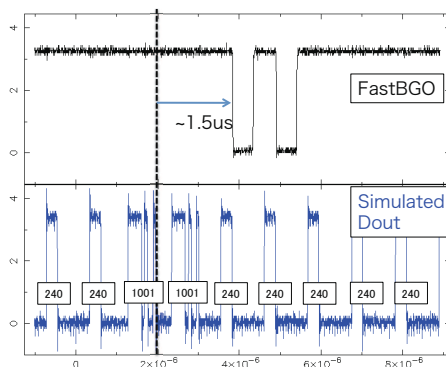


図 4.14: シミュレータを使用したときの FastBGO 出力タイミング

4.3.5 パルス信号 (HitPat) 生成機能

仕様

HitPat は入力される信号に Filter2(遅延器数 16、係数範囲-256~256 の複雑なデジタルフィルタ) をかけた信号が HitPat スレッショルドを超えた場合に出だし、主検出器のデータとともに、アクティブシールドで信号の検出があったことを記録する。HitPat では複数の放射線などが重なって入射した場合でも、その入射数だけ出力を行う、ダブルパルス判定の機能も備えているため、その時間を考慮して、放射線や宇宙線が BGO に入射してから 25 μ s 程度で出力する仕様になっている。

Filter2 ではフィルタを通した後の単発波形が左右対称になるように設計をしているため、フィルタ後の波形が左右対称か否かを調べることによって、1 つの山に 2 つの BGO+APD 信号が含まれていることを判断できる。これがダブルパルス判定の仕組みである。具体的には Filter2 を通した後の波形が設定したスレッショルドを越えてからピークを検出するまでの時間 (TA) とピーク検出から波形が再びスレッショルドを下回るまでの時間 (TB) を比較し、(TA - TB) が 0, $\pm 1, +2$ サンプルの範囲であればシングルパルスと判断し、それより大きな差があればダブルパルスを検出したと判断し、追加の HitPat を出力する。追加 HitPat のタイミングは連続して検出した 2 つの信号の間隔に応じて変化し、図 4.17 のようにピーク点を基準に波形を前半 (TA) と後半 (TB) に分けてその長さから算出する。ここで TA および TB はサンプル数である。TA \geq TB の場合は波形のピークから "Dealy time" + TA μ s 後に、TB \geq TA の場合は "Dealy time" + TB μ s 後に追加 HitPat が出力される仕様である。

結果

まず、スレッショルドを低めに設定した場合の HitPat(及び FastBGO) 出力の様子を図 4.15(左) に示す。このオシロスコープ画像では青が入力アナログ信号、黄色が HitPat、赤が FastBGO である。この図では HitPat は出力されており、タイミングも設定した "Dealy time" 通りの波形のピークから 25 μ s 程度であり正しい。しかし、"HitPat Threshold" を波高値に近い値に設定すると、図 4.15(右) のように HitPat の出力タイミングが波形のピークから 3 μ s 程度と早くなった。

次に、波形を連続して入力した場合に HitPat を 2 回出力するダブルパルス判定機能を試験した。この試験で得られた結果が図 4.16 である。ダブルパルス判定はこの図のように一見正しく出力されることもあったが、およそ半分の確率でシングルパルスと判定され、HitPat は 1 度しか出力されなかった。

図 4.16 の画像とともに記録したオシロスコープデータを PC に取り込み、FPGA で使用したものと同一デジタルフィルタを PC 内でかけたものが図 4.17 である。この Filter2 後の波形から追加パルスのタイミングは 1 つ目の HitPat 出力の 11 μ s 後であることが分かるが実際には 5 μ s 後となっていた。

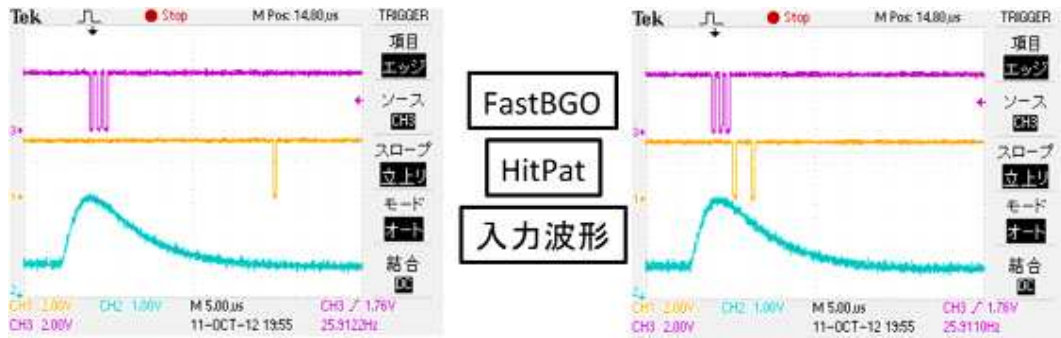


図 4.15: FastBGO/HitPat 出力タイミング

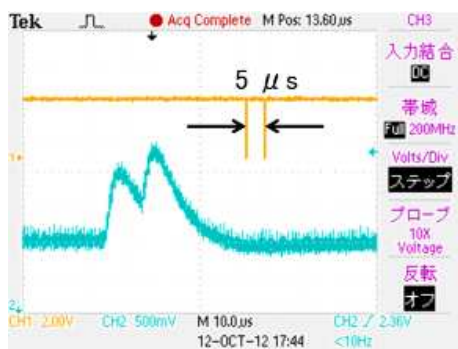


図 4.16: ダブルパルスを入力した場合の HitPat 出力

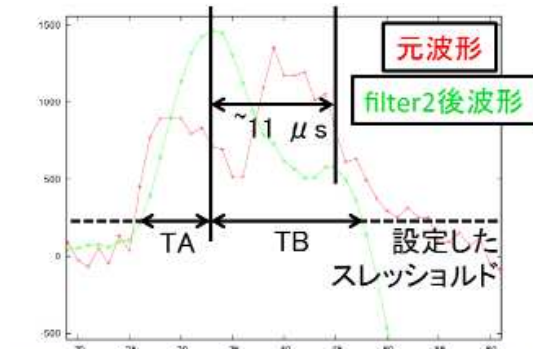


図 4.17: ダブルパルス入力元波形とフィルタ後波形

考察

スレッシュホールドを高く設定した場合に HitPat 出力が早くなってしまふ現象 (図 4.15 右) について、ピーク検出の失敗が原因として挙げられる。FPGA では

1. Filter2 を通した後の波形の変化量が負となった場合にピーク検出とする
2. 波形内でピーク回数が 2 回未満の場合、ダブルパルス判定を行う
3. TA が TB より長ければ、追加 HitPat を "Delay time"-(TA/2) のタイミングで出力する

という仕様になっているが、この一連の流れで 1. のピーク判定に何らかの原因で失敗し、ピーク検出が 0 回となっても 2. の条件は満たし、3. の過程に進むことになる。しかし、ピーク検出ができていないので、TA は Filter2 後の波形がスレッシュホールドを越えている時間全てでカウントして長くなってしまふため、HitPat 出力タイミングの "Delay time"-(TA/2) が予想よりも短くなってしまったということが考えられる。この仮説が正しければ、ピーク検出の方法を改善することで HitPat の出力が早くなる問題が解消される。次回のロジック改訂でこの問題の訂正を行う。

4.3.6 パルス信号 (UD) 生成機能

仕様

アクティブシールドでは荷電粒子や重粒子イオン由来の、およそ 5 MeV 以上の高いエネルギーの信号、例えば 100 MeV 程度のプロトンなどが入射した場合、アナログ回路がサチュレーション (飽和状態) を起こし、数十 μs の間デジタル値が ADC の上限の値に張り付くことになる。この間、アクティブシールドはシールド検出器としての動作ができないため、主検出器では視野外からの信号であっても判断することができない。そのため、大信号の入射があったことを記録する信号として UD 生成機能がある。UD のトリガー判定では入力信号にデジタルフィルタ処理を行わず、APMU デジタル部に入力されたデータをそのまま使用する。そして、ADC 値が設定した UD Threshold を越えているの間、APMU は UD 信号を出力し続け、ADC 値が UD Threshold を下回り、さらに設定した Delay Time の後に UD 出力がストップする。

試験及び結果

APMU アナログ部の ch 1 に UD スレッシュホールドを超えるテストパルスを入力し、オシロスコープで UD 出力を確認したところ、図 4.18 のように UD 出力は 0.5 μs 程度しか継続しなかった。これは上記で示したような我々の要求仕様とは異なる。UD は FastBGO など OR 処理をして出力されるが、その際に幅調整されていることが分かった。

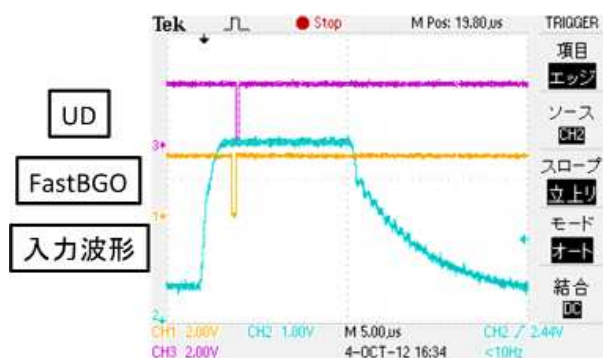


図 4.18: 大信号を入力した時の UD 出力

4.4 モニターデータ処理機能

4.4.1 ヒストグラムデータ生成機能

仕様

APMU でのヒストグラム作成には内部信号の PH 値を使用するが、PH 値は図 4.19 に示すタイミングチャートに従って保存される波高値である。Filter2 を通した後の波形が PH Threshold を越えると、Filter2 の後の波形で最も高いデジタル値が PH 信号に上書き保存されていく。波形が PH Threshold を越えてから設定した PH_LATCH Delay Timing の後に PH_LATCH が出力され、そのタイミングで PH 値の保存を開始する。PH 値の書き込みが完了したら PH をリセットする。

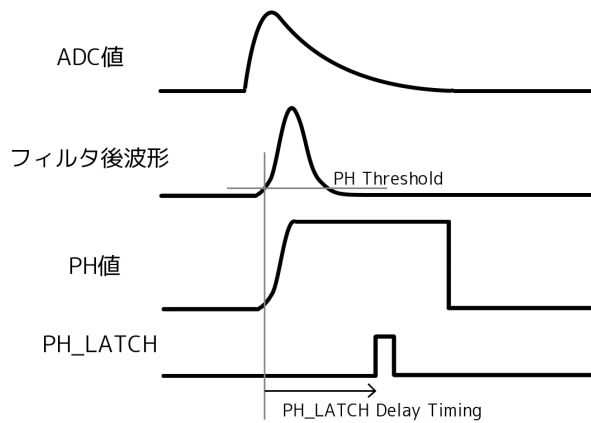


図 4.19: PH 値保存タイミングチャート

こうして得られた PH 値を表 4.2 の圧縮方法に従ってヒストグラムカウンタにつめていくことでヒストグラムが作成される。

試験及び結果

FPGA ロジックを用いて BGO+APD 信号を取得することで、このヒストグラムデータ生成機能の試験を行った。なお、第 3 章で使用したヒストグラムはデジタルフィルタの開発のために PC 内で作成したものであるため、FPGA 内でヒストグラムデータを作成する機能試験は全く別のものである。

この試験では BGO+APD 信号を同時に 8 ch 読み出した。BGO は HXI で使用する物を模擬した 8 つの結晶を用い、それぞれの BGO からの信号は、Engineering model と同等デザインの APD を用いて読み出した。測定温度は -20°C 、CSA への印加電圧は 370 V であり、デジタルフィルタには 45-55 kHz の BPF を使用した。この実験環境の写真を図 4.20 及び図 4.21 に示す。また、読み出しシステムのブロック図を図 4.22 に示す。図 4.22 にあるように、高電圧供給用のデバイスには ASTRTO-H 用に設計した試作品を使用した。

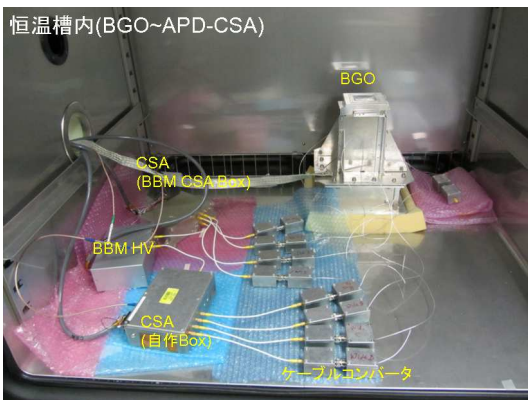


図 4.20: 実験環境 (恒温槽内) の写真

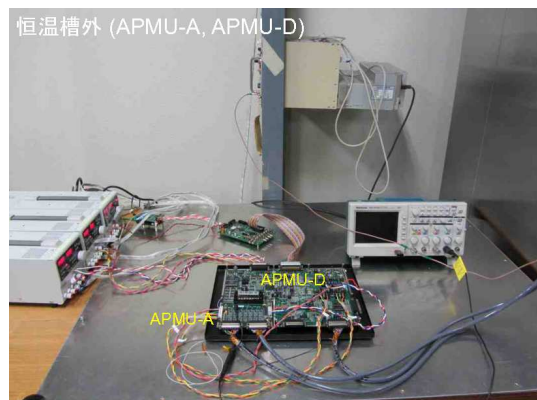


図 4.21: 実験環境 (恒温槽外) の写真

セットアップ

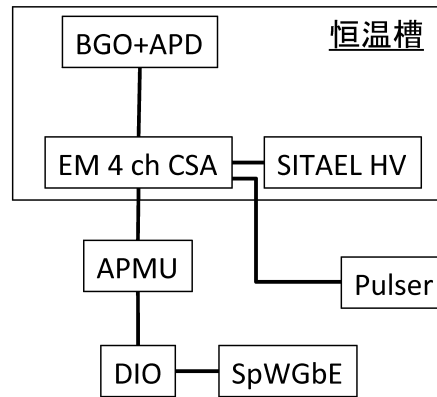


図 4.22: 読み出しシステムのブロック図

この試験で APMU から読み出したヒストグラムを図 4.23 に示す。これらのヒストグラムで APD や CSA を接続していた全チャンネルでヒストグラムデータを読み出すことに成功し、 ^{137}Cs の 662 keV 放射線によるピークも確認できた。したがって、ヒストグラムデータ生成機能は正しく動作していることが分かった。

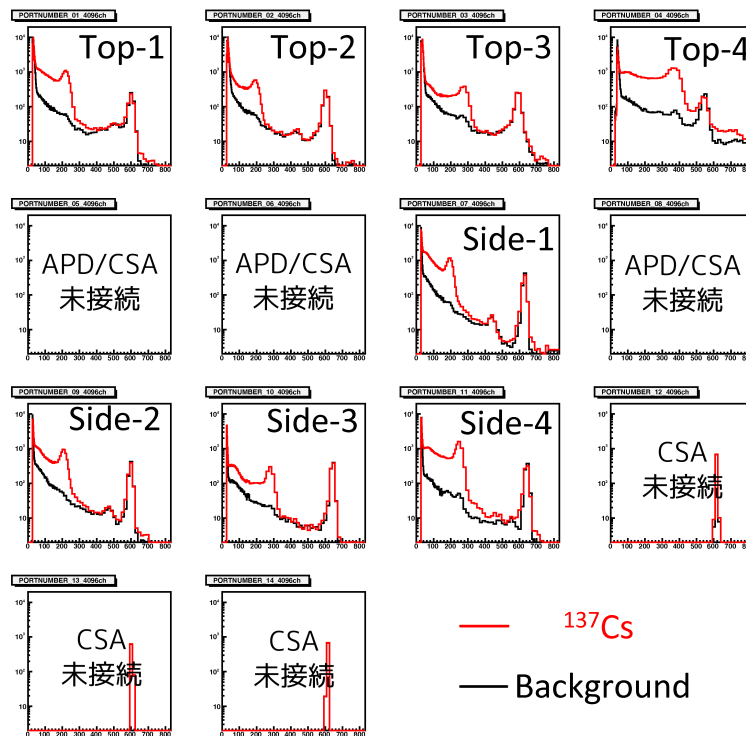


図 4.23: APMU を使用して 8 ch 同時取得した ^{137}Cs のヒストグラム

4.5 GRB モード機能試験

4.5.1 GRB データ生成機能

仕様

BGO アクティブシールドではガンマ線バースト (GRB) などの突発現象が起きた場合に、通常時に記録しているヒストグラムとは別に、詳細な時間幅でヒストグラムを取得するための、GRB モードという機能を持つ。

ここで、GRB モードを開始するトリガー判定について説明する。トリガー判定には設定した範囲内のエネルギーを持つ信号のカウントレートを使用する。このカウントレートを 8 秒積算したものを B_{8s} 、1 秒積算したものを S_{1s} 、0.25 秒積算したものを $S_{0.25s}$ としたとき以下の判定式により GRB モードを開始する。

- 1 s 積算カウンタ判定

$$S_{1s} - \frac{B_{8s}}{8} > k\sqrt{\frac{B_{8s}}{8}} \quad (4.1)$$

- 0.25 s 積算カウンタ判定

$$S_{0.25s} - \frac{B_{8s}}{8} \times 0.25 > k\sqrt{\frac{B_{8s}}{8} \times 0.25} \quad (4.2)$$

これらの式において k は 5、8、10、16 のいずれかに設定でき、例えば設定値を 5 とし、元のカウントレートが 1000 Hz であれば、カウントレートが 1158 Hz となった場合に GRB が起こったと判定される。8 秒積算カウンタ及びその平方根は 8 秒ごとに値がラッチされ、その値を判定に用いる。判定は 1 秒及び 0.25 秒積算カウンタの値が更新される毎に行う。なお、GRB が起きた場合のガンマ線カウントレートは 1 photon/s/cm² 程度 (多いときは 100 photon/s/cm²) まで上昇し、これは SGD の BGO の有効面積 200 cm² に換算すると 200 Hz (多いときは 20 kHz) に相当する。

結果と考察

GRB 判定機能の式 4.1、4.2 における値 k を 5、8、10、16 に設定し、それぞれの条件について APMU にテストパルス を 1000 Hz から上昇させていき、どのカウントレートで GRB が起こったと判定されるかを調べた。表 4.4 に GRB 判定の予想値と実際の判定値を示す。

スレッシュホールド設定値	判定予想値 (Hz)	実際の判定値 (Hz)
5 σ	1158	1170
8 σ	1253	1260
10 σ	1316	1330
16 σ	1506	1520

表 4.4: カウントレートの上昇による GRB 判定機能

この表のように、予想値と実際の判定値は概ね一致した。多少の差異はあるが、元の 1000 Hz の揺らぎやパルサーの周波数つまみの精度が高くないことを考慮すると誤差の範囲内であると言える。したがって、GRB モードの判定は正しく実行されているといえる。

第5章 まとめと今後

本研究では2015年に打ち上げが予定されているX線天文衛星ASTRO-H搭載検出器4種のうちの2種HXI/SGDで採用されるBGOアクティブシールドで使用するデジタルフィルタのパラメータ最適化と性能評価及び信号処理ユニットの動作検証を行った。

BGOアクティブシールドで使用するデジタルフィルタで設定できるパラメータ(フィルタ係数)は膨大な数であり、また一般に広く使用されているデジタルフィルタと異なる性質が要求されていたため、デジタルフィルタパラメータの概形を決めることから開始した。概形を決めるにあたり、豊富なりソースを用いて高い性能を発揮できるアナログシェイパーの周波数特性を参考にし、奇関数、偶関数それぞれにおいてBPFの通過周波数帯の最適化を行い、同時に偶関数の窓関数をカイザー窓に決定した。また、波形整形を行うことでより低スレッショルドかつ少ない不感時間を実現する高性能なデジタルフィルタの設計を実現した。このようにして高性能なデジタルフィルタの概形が分かり、そのフィルタパラメータの形を網羅するような条件でパラメータサーチを行うことで、APMUで使用するデジタルフィルタとして最適なパラメータを算出した。以上のように、本論文で示した算出方法を使用することで、BGO結晶やAPDといった条件が変わっても最適なデジタルフィルタパラメータが得られるようになった。また、そのデジタルフィルタのスレッショルドに加え、検出効率が確保されていることも確認した。さらに、上空で衛星を運用するうちにAPDが放射線損傷を受けることによるノイズ成分の変化についても調べた。

デジタルフィルタ処理はBGOアクティブシールドの信号処理ユニットに搭載されたFPGA上で行われるが、このFPGAに書き込まれるロジックは開発段階であり、機能の改良や正常動作の確認のために機能試験を行う必要がある。本論文ではこのロジックで実行される機能のうち、重要なものについて機能試験を行った。特に、APD+BGO信号の取得及び主検出器に禁止信号を出力するためのFastBGOやシールド検出器での信号検出を記録するHitPat生成について、詳細な試験を行い、正常に動作することを確認したり、問題点を見つけた場合には改良のためにその原因の考察を行った。この他に、アクティブシールドに入射した信号のヒストグラム生成機能、GRBなどの突発現象が起きた場合にアクティブシールドをメインの検出器として利用するGRBモードの機能などについても動作検証を行い、フライトモデル用FPGAロジックに反映させる改善点を明らかにした。

今後は衛星に搭載するものと同等のBGO、APD、CSA、APMUアナログ回路などを用いて、さらに実機に近い環境でのデジタルフィルタの性能検証や、フライトモデルのAPMUを用いたFPGAロジックの動作検証を行い、2015年の打ち上げに向けて万全の準備を行っていく。また、運用中に取得できるヒストグラムを元にデジタルフィルタを変更する方法も確立する。

謝辞

本研究を行うにあたり、深沢先生には大変興味深くやりがいのある研究テーマを選ばせていただき、また研究についての指導や助言をしていただき、ありがとうございました。充実した実験環境の使用や、研究室生活、学外での研究活動の面でもいつも支えて下さり、大変感謝しています。ひろたかさんには学部4年の頃から何度も実験の手助けをしていただき、また、研究の発表についても的確なアドバイスをしていただきありがとうございました。富士登山やスポーツなども一緒にできたため、研究以外の面でもとても楽しい経験ができました。大野さんには本論文について、指導や助言、添削をしていただき、また実験の協力をしていただき、大変感謝しています。APMU周りの開発は今後も続きますが、無理をしない範囲で頑張ってください。休日のテニス、足を引っ張ってばかりでしたが楽しかったです。

研究室メンバーのみなさまも、研究に、遊びに、大変お世話になりました。研究室に入ってから3年間、みなさまのおかげでとても有意義に過ごせました。

そして、ASTRO-H HXI/SGD チームに加わり、検出器開発に貢献できたことも大変貴重な経験でした。チームの皆様にはご迷惑をおかけすることもありましたが、本当に多くのことを学ばせていただき、感謝しています。このチームを通して得られた経験や技術は今後も様々な場面で生かしていきたいと思います。

関連図書

- [1] ASTRO-H プロジェクトサイト, <http://astro-h.isas.jaxa.jp/>
- [2] Tadayuki Takahashia, Yasunobu Uchiyamab, ukasz Stawarz “Multiwavelength Astronomy and CTA: X-rays” 2012-06-02
- [3] N.Ota, M.Tsujimoto, H.Takahashi “ASTRO-H Quick Reference”,2010-11-09
- [4] 花畑義隆 “X 線天文衛星 ASTRO-H 搭載アクティブシールドの基礎特性評価とデジタル信号処理の検討研究”, 修士論文 広島大学,2010
- [5] 中本達也 修士論文, 広島大学,2003
- [6] GLENN F. KNOLL “放射線計測ハンドブック第3版”, 日刊工業新聞社,2001
- [7] 三上直樹 はじめて学ぶデジタル・フィルタと高速フーリエ変換, CQ 出版 2005 年
- [8] 松岡正之 “宇宙軟ガンマ線の気球・衛星観測におけるシンチレータ信号の波形デジタル処理の実証”, 修士論文 広島大学,2011
- [9] National Semiconductor 社 “ADC128S102QML Datasheet”, May 17,2010
- [10] National Semiconductor 社 “ADC128S102 Datasheet”, July 23,2009
- [11] 後藤国広 “X 線天文衛星 ASTRO-H 搭載検出器 HXI, SGD の信号処理で用いられる ADC 単体の動作検証”, 卒業論文 広島大学,2011