

東工大衛星 Cute-1.7 搭載 APD 荷電粒子モニターの 開発

修士論文

東京工業大学 理工学研究科基礎物理学専攻河合研究室

2006 年 2 月

倉本 祐輔

目次

第1章	はじめに	1
第2章	大学規模の小型衛星開発	3
2.1	CubeSat 衛星プロジェクト	3
2.1.1	東京工業大学衛星：Cute-I	3
2.2	Cute-1.7の開発	4
2.2.1	Cute-1.7のミッション	5
2.3	将来計画	9
2.3.1	X線偏光観測衛星「燕」	9
2.3.2	ガンマ線バースト衛星「風鈴」	11
第3章	Cute-1.7システムデザイン	13
3.1	APD モジュールの概要と設計要求	13
3.1.1	衛星リソースからの制約	14
3.1.2	荷電粒子測定部への要求と構成	14
3.1.3	APD モジュール制御部への要求と構成	17
3.1.4	理学電源系への要求と構成	19
3.2	アバランシェフォトダイオード (APD) の性質	21
3.2.1	半導体検出器の原理	22
3.2.2	APD の種類	23
3.3	高速計数システムの設計	26
3.3.1	電荷積分アンプとカレントアンプ	26
3.4	APD モジュールがもつ制御機能	28
3.5	APD モジュール部のデータとコマンドの概要	31
第4章	APD モジュール FM(Flight Model) の開発と性能評価	37

4.1	APD の遮光について	37
4.1.1	フライトモデル APD センサー	37
4.1.2	遮光性能の確認	38
4.2	APD の温度特性測定	40
4.2.1	APD の増幅率決定	40
4.2.2	結果	41
4.3	様々な温度における増幅率の制御試験	43
4.3.1	温度センサの応答	43
4.3.2	印加電圧の線形性	44
4.3.3	印加電圧制御試験	45
4.4	荷電粒子計数部の動作確認	47
4.4.1	増幅器出力	47
4.4.2	閾値レベルの確認	48
4.5	計数率測定	49
4.5.1	セットアップ	50
4.5.2	結果	51
4.5.3	数え落しの原因	51
4.5.4	数え過ぎの原因	52
4.5.5	計数率試験のまとめ	53
4.6	APD モジュールの通信制御試験	55
4.6.1	USB 通信	57
4.6.2	シリアル通信	58
4.7	理学電源系の基礎特性試験	59
4.7.1	測定セットアップ	59
4.7.2	電流供給能力と電圧変換効率	60
4.7.3	電源出力ノイズ	61
4.8	出力電圧の温度変化	65
4.8.1	試験概要とセットアップ	65
4.8.2	電源電圧の温度依存性	65
第 5 章	放射線耐性試験	67
5.1	PDA の陽子照射試験	67

5.1.1	シングルイベント現象	68
5.1.2	実験セットアップ	69
5.1.3	結果	72
5.1.4	予測される軌道上での SEU と SEL の発生確率の見積もり	73
5.1.5	まとめと FM へのシングルイベント対策	75
5.2	APD の陽子照射試験	77
5.2.1	半導体検出器の放射線劣化	77
5.2.2	実験セットアップ	80
5.2.3	増幅率の変化	84
5.2.4	暗電流の変化	87
5.2.5	降伏電圧の変化	90
5.2.6	APD の陽子線照射試験のまとめ	91
5.3	APD モジュール全体への ^{60}Co 照射試験	92
5.3.1	実験方法	92
5.3.2	結果	95
5.3.3	EM 基板の ^{60}Co 照射試験のまとめ	100
5.4	電源 IC とスイッチ IC の選定のための ^{60}Co 試験	100
5.4.1	放射線耐性を試験する IC	101
5.4.2	セットアップ	101
5.4.3	照射後の電原系の応答	103
5.4.4	照射後のスイッチ IC の応答	109
5.4.5	結論	109
第 6 章	理工学統合試験	111
6.1	統合時のノイズ環境確認試験	111
6.1.1	実験方法	111
6.1.2	結果	112
6.1.3	統合時のノイズ環境試験のまとめ	112
6.2	運用モードを模した APD モジュールを含む衛星との通信動作試験	114
6.2.1	地上局からの衛星運用	115
6.2.2	PDA による APD モジュール制御試験	117
6.2.3	実験方法	118

6.2.4	通信用 H8 マイコンとの通信試験	120
第7章	まとめ	125
付録 A	付録	126
A.1	APD モジュール開発で放射線照射試験を実施した IC と FM に搭載した IC	126
A.2	ランダムパルスの計数	128
A.2.1	拡張型	128
A.2.2	非拡張型	129
A.3	カレントアンプの原理	130
A.4	ヒステリシス	131
A.5	印加電圧自動制御から要求される温度測定精度	131
A.6	増幅率を一定にするために必要な印加電圧の制御精度	132
A.7	電源電圧の生成原理	133
A.7.1	リニアレギュレータの原理	133
A.7.2	スイッチングレギュレータの原理	134
A.8	コマンド詳細	136
A.8.1	リアルタイムデータのダウンリンクフォーマット	137
A.9	シングルイベント現象の詳細	140
A.9.1	シングルイベントアップセット (SEU)	140
A.9.2	シングルイベントラッチアップ (SEL)	140
A.10	PDA 陽子照射試験の詳細な結果と FM へのシングルイベント対策	141
A.10.1	照射量 1 年分:照射 ID No.1 ~ 照射 ID No.9	141
A.10.2	SD カードの放射線耐性	142
A.10.3	PDA の放射線試験の結果を受けたシングルイベント対策	145
A.10.4	ウォッチドックタイマ (WDT)	145
A.10.5	過電流防止回路	146
A.11	APD の陽子線照射試験で見られたアニーリング効果	146
A.12	フライトモデルの回路図	147

目 次

2.1	Cute-Iのフライトモデル(左) ロシアでの打ち上げの様子(右)	4
2.2	完成した Cute-1.7	5
2.3	ロケットからの分離の仕組み	5
2.4	アバランシェフォトダイオードの写真	7
2.5	地球磁場に捕らえられた荷電粒子分布	8
2.6	Cute-1.7の軌道に沿った荷電粒子分布	8
2.7	静電分析器と二次電子増倍管	9
2.8	燕の外観	10
2.9	燕の運用モード	10
2.10	風鈴の外観	11
3.1	APD モジュールの構成の概要図	13
3.2	Cute-1.7の軌道上で予測される陽子と電子の積分フラックス	15
3.3	拡張型と非拡張型の不感時間モデル	16
3.4	荷電粒子測定部の計数能力の見積もり	17
3.5	荷電粒子測定部の構成。	18
3.6	衛星構成機器の通信構造	19
3.7	APD モジュール制御部の働きの概念図	19
3.8	衛星電源バスからの電源供給システム	20
3.9	理学電源系の構成	22
3.10	代表的な APD の種類と構造	24
3.11	reverse 型 APD の増幅率と印加電圧の関係と、暗電流と印加電圧の関係	25
3.12	電荷積分型と電流検知型のプリアンプ。	26
3.13	高速増幅回路の概念図。	27
3.14	実際に設計した高速増幅回路	27
3.15	閾値レベル設定回路	29

3.16	APD の増幅率自動制御の概念図	30
4.1	FM 用の APD の写真	37
4.2	遮光用の治具を取り付けた APD	38
4.3	完全遮光時と太陽光と同等の強度の光を照射した時の APD の出力電流	39
4.4	APD の増幅率測定のためのスペクトル測定のセットアップ	40
4.5	APD の増幅率を一定に保つ温度と印加電圧の関係。増幅率 30 を仮定。	42
4.6	APD の増幅率を一定に保つ温度と印加電圧の関係。増幅率 50 を仮定。	42
4.7	設計した温度センサーの回路	43
4.8	温度センサの線形性と応答関数	44
4.9	印加電圧出力の線形性	45
4.10	時間変化する温度に対する温度センサ、HV 出力の図	46
4.11	温度センサ出力と印加電圧出力の関係	47
4.12	増幅器出力確認試験のセットアップ	48
4.13	10keV 相当のテストパルスを入力した時の増幅器出力	49
4.14	^{55}Fe を APD に当てた時の増幅器出力	49
4.15	LED を用いた高計数実験のセットアップ	50
4.16	30keV、130keV、426keV 相当のシグナルを入力した時の計数率。	51
4.17	APD へ入る信号の入射レートの増加に伴い、数え落しをしていく様子	52
4.18	低レート入射時のプリアンプの飽和に伴う誤動作の様子	53
4.19	高入射レート時のプリアンプの飽和に伴う誤動作の様子	53
4.20	電子と陽子が APD にデポジットするエネルギー	54
4.21	500keV、4MeV 以上の陽子の積分フラックスの時間変動	55
4.22	実験のセットアップ。安定化電源と PC を用いて衛星バス部を模擬した。	56
4.23	温度変化の様子	56
4.24	電源 IC 動作試験の概念図	59
4.25	5V 電源の電流供給能力	60
4.26	-5V 電源の電流供給能力	61
4.27	5V 電源の電流供給能力	61
4.28	オペアンプ (AD827) の電源電圧除去比	63
4.29	5V 系出力のノイズ	64
4.30	-5V 系出力のノイズ	64

4.31	12V 系出力のノイズ	64
4.32	HV バイアス抵抗の図	65
4.33	電源ボードの温度試験のセットアップ	66
4.34	温度変化の様子	66
4.35	各電源電圧系の出力	66
5.1	放射線の種類により異なる物質内で起こす電離の様子	68
5.2	シングルイベントの散乱断面積のエネルギー依存性	69
5.3	PDA 陽子照射試験のセットアップ	70
5.4	ZnS が示したビームの強度分布	71
5.5	SEU の発生を確認するソフトウェアの仕組み	72
5.6	PDA の外観	72
5.7	PDA に対する SEU と SEL の散乱断面積	75
5.8	Si イオン (50keV) の作る放射線欠損のシミュレーション [12]	78
5.9	数種類の放射線の Si に対する変移損傷断面積	79
5.10	SiO ₂ /Si 境界面に存在する不安定 Si 原子の様子	80
5.11	Si/SiO ₂ の境界面でのホールがトラップされる様子を示した模式図 [23]。	81
5.12	暗電流、増幅率測定の設定アップ	83
5.13	APD の陽子照射試験の設定アップ	84
5.14	APD の陽子照射試験のビームラインの様子	85
5.15	陽子ビーム (50 MeV) のプロファイル	85
5.16	照射後の時間別に見た増幅率の変化	86
5.17	照射前の増幅率に対する照射後の増幅率の比	86
5.18	照射後の APD の印加電圧に対する増幅率プロファイルをスライドさせて 比較	87
5.19	時間別に見た印加電圧に対する暗電流の変化	88
5.20	増幅率に対する暗電流の変化	89
5.21	⁵⁵ Fe のスペクトル	90
5.22	Al シールドの厚さに対する 1 年間の吸収線量 (Si) の見積もり	93
5.23	EM 基板への ⁶⁰ Co 照射試験の設定アップ	94
5.24	⁶⁰ Co 照射前後の荷電粒子測定部のシグナルの様子	96
5.25	EM 基板の閾値レベル生成部の回路	97

5.26	一般的なスイッチ IC の内部等価回路	98
5.27	照射前後で EM 基板の 5V 電源 IC に見られたスイッチングノイズの変化	99
5.28	-5V 系の IC、MAX634、の内部等価回路 [26]	99
5.29	電源 IC とスイッチ IC の選定のための ⁶⁰ Co 試験時のセットアップ	102
5.30	スイッチ IC 周りの回路	103
5.31	5V 用電源 IC の出力電圧とトータルドーズの関係	103
5.32	照射前後の MAX770 の出力ノイズ	104
5.33	照射前後の LT1072 の出力ノイズ	104
5.34	LT1072(No.2、MIL) の照射前 (左)、12krad 照射後 (右) の出力ノイズ	104
5.35	12VIC の出力とトータルドーズの関係	105
5.36	照射前後の MAX1771 の出力ノイズ	105
5.37	-5VIC の出力とトータルドーズの関係	106
5.38	MAX764 の 12krad 照射後の出力ノイズ	107
5.39	MAX774(No.1) の 12krad 照射後の出力ノイズ	107
5.40	照射前後の MAX774 の出力ノイズ	108
5.41	12krad 照射後の LT1111 の出力ノイズ	108
5.42	照射量とスイッチ IC の出力電圧値の変化	109
6.1	衛星筐体に APD モジュールを組み込んだ時のノイズ環境試験の様子	112
6.2	衛星筐体に組み込んだ状態で測定した計測系のノイズ (A 系)	113
6.3	衛星筐体に組み込んだ状態で測定した計測系のノイズ (B 系)	113
6.4	衛星分離後のミッションスケジュール	114
6.5	地上局から衛星までの通信経路	115
6.6	衛星と地上との通信	116
6.7	緊急運用時のダウンリンクフォーマット	117
6.8	PDA、通信用 H8 マイコンとの通信試験用のセットアップ	119
6.9	緊急運用時のアップリンクコマンドフォーマット	121
A.1	拡張型 (左) と非拡張型 (右) の不感時間モデル	128
A.2	カレントアンプの等価回路図	130
A.3	コンパレータとヒステリシス	131
A.4	三端子レギュレータの内部構造	133

A.5 昇圧型スイッチングレギュレータの動作原理 (左)、各パーツを流れる電流の様子 (右)	134
A.6 実際のスイッチングレギュレータの内部ブロック図	135
A.7 APD モジュールに用意されたコマンドリスト	136
A.8 APD モジュールに用意されたコマンドリスト	137
A.9 FM MODE NORMAL 1FRAMES モードのダウンリンクフォーマット。	138
A.10 FM MODE NORMAL 2FRAMES モードのダウンリンクフォーマット。	138
A.11 FM MODE NORMAL 3FRAMES モードのダウンリンクフォーマット。	139
A.12 メモリに起きる SEU の原理図 [23]。	140
A.13 CMOS に存在する寄生サイリスタ構造によって SEL が起きる [28][23]。	141
A.14 増幅率 25 の時のアニーリングの様子	147
A.15 フライトモデルの回路図	148
A.16 フライトモデルの回路図	149
A.17 フライトモデルの回路図	150
A.18 フライトモデルの回路図	151
A.19 フライトモデルの回路図	152

表 目 次

2.1	ガンマ線バースト観測衛星のスペック	12
3.1	各系への電力設計要求	14
3.2	10 ⁶ cts/sec の入力に対して 10% の数え落しをする不感時間	16
3.3	電源 IC のドライブすべき電流	20
3.4	レギュレータの比較	23
3.5	S8664-55 の基礎パラメータ	24
3.6	カウンタ IC の応答速度	28
3.7	閾値エネルギーと対応する抵抗	29
3.8	APD モジュールのデータ概要	33
3.9	衛星からダウンリンクされる APD モジュールのデータフォーマット (Frame0)	34
3.10	衛星からダウンリンクされる APD モジュールのデータフォーマット (Frame1)	35
3.11	APD モジュールの制御コマンドと機能の概要	36
4.1	APD の 25°C における各パラメータ [34]	38
4.2	スペクトルの測定に使用したモジュール	41
4.3	試験したコマンド	50
4.4	各温度で USB 通信時に PC から H8 マイコンへ送信したコマンドの動作状態 (USB 通信)	57
4.5	電源 IC が供給すべき負荷電流	59
5.1	PDA の各部位への陽子照射結果	73
5.2	APD が被曝する吸収線量の見積もりに使用したパラメータ	82
5.3	陽子線照射試験に使用した APD [34]	82
5.4	⁶⁰ Co 照射試験時の確認項目	95
5.5	閾値電圧の変化	96
5.6	供給電力と出力電圧の変化	97

5.7	照射試験に使用した IC とその内訳	101
5.8	照射試験にかけた IC の試験結果の簡単なまとめ	110
6.1	PDA から APD モジュールを制御するコマンド群	118
6.2	PDA から APD モジュールを制御するコマンド動作試験の結果	121
6.3	非常運用モード時の APD モジュールの制御コマンドと機能の概要	122
6.4	非常運用モードを模した通信試験の結果	124
A.1	Cute-1.7 に搭載する IC の型番とその詳細	126
A.2	Cute-1.7 の開発段階で試験した IC の型番とその詳細	127
A.3	照射 ID No.10 のログ	142
A.4	no11 のログ	143
A.5	no12 のログ	144
A.6	照射 ID No.13 のログ	144
A.7	照射 ID No.14 のログ	145
A.8	各 APD に見られたアニーリングのパラメータ	147

要旨

The Cute-1.7 is the second pico-satellite completely developed by students at the Tokyo Institute of Technology after a successful launch of the CUTE-I in June, 2003. The dimensions of Cute-1.7 are $10 \times 10 \times 20$ cm³ box with a total mass of 3.6 kg. It is now waiting for the launch in Feb 21st, 2006 as a piggyback satellite of the Astro-F mission. In this paper, I have developed the flight model of science instruments and associated electronics systems onboard the Cute-1.7, and validate their uses in space environment through the various ground tests. For the Cute-1.7 mission, we will carry the avalanche photodiodes (APDs) as a high-counting particle monitor in low-Earth orbit. In particular, thanks to its internal gain characteristic, the APD allows us to monitor low-energy, geomagnetically trapped electrons and protons whose energies are well below 30 keV for the first time. I have developed a counting monitor of the charged particles, the inter-satellite communication controller and the electric power supply for the whole APD mission. We have tested the radiation/temperature tolerance of these devices assuming a mission life of 1 year. Results of the Cute-1.7 mission will provide quick feedback for a space applications of the APDs in Japan's future X-ray astronomy mission *NeXT*.

第1章 はじめに

宇宙天文台としての人工衛星の開発は、近年大規模化、高コスト化が進んできており、そのために開発がますます長期に及ぶようになってきている。衛星の大型化により、宇宙のより詳細で正確な姿を捉える事ができるようになった反面、長期、大規模な開発体制の下で宇宙工学の技術的なフィードバックや、様々な科学的成果を迅速に得る事が難しくなってきている。

このような状況を背景として近年、大学などの研究機関や宇宙開発の関連企業を中心に小型衛星の開発が注目され始めて来ている。小型衛星はもとより大型衛星のような万能衛星ではないが、2~3年という短い期間で開発を行うことが可能であり、それに伴い開発費用を大きく減らすことができる。従って、大型衛星では難しい最新技術の軌道動作実証、開発を通じて将来の宇宙開発を担う人材の実践的な教育を行うこともできるのも大きな利点である。また、ピギーバック衛星として打ち上げることで、大型衛星に比べて多くの打ち上げ機会を得ることも可能である。

東京工業大学工学部松永研究室(LSS)では小型衛星開発を開始し、2003年に世界で初めての大学衛星としてCute-Iを成功裡に打ち上げた。Cute-Iは予定されていた全ミッションをクリアするという予想以上に大きな成果を上げ、打ち上げから2年以上たった現在でも運用が続けられている。工学部と本研究室のグループは、Cute-Iに続く衛星として2004年始めからCute-1.7プロジェクトを立ち上げた。Cute-1.7は工学ミッションだけではなく理学ミッションを持つ点でCute-Iと大きく異なり、設計から開発に至るまで東京工業大学の工学部、理学部が共同でプロジェクト進めてきた。Cute-1.7では、理学ミッションとして、本研究室で開発を精力的に進めている新しい半導体検出器、アバランシェフォトダイオード(APD)を搭載し、放射線検出器としての初めての軌道動作実証を目指す。APDは次世代X線天文衛星NeXTに搭載が検討されており、本衛星での早期実証が大きな貢献を果たすと確信している。我々は、Cute-1.7の後継として、APDをキーデバイスとして用いるX線偏光観測衛星Cute-II「燕」、ガンマ線バースト観測衛星「風鈴」プロジェクトを計画しており、本衛星の成果は、これら検討中の衛星開発にただちにフィードバックされる。また工学ミッションとしては、磁気トルカを使った小型衛星の姿勢制御、運用

後の小型衛星の非デブリ化技術の確立を行い、これまでの小型衛星では試みられなかった技術確立を目指している。

本論文では Cute-1.7 の開発の中でも特に、本学理工学研究科基礎物理学専攻河合研究室の担当した APD モジュールに関わる部分について述べる。2 章で大学における小型衛星の開発の意義と今後の将来計画について述べ、3 章では開発した Cute-1.7 の APD モジュールの機能についてまとめる。第 4 章で打ち上げ品であるフライトモデルの動作試験について述べた後、第 5 章で Cute-1.7 の軌道環境下での動作を保障するために行った、衛星構成機器の放射線耐性試験について述べ、最終的な衛星として統合した際の動作試験の結果を第 6 章でまとめる。

第2章 大学規模の小型衛星開発

我々は1章で述べた小型衛星の利点に着目し、理学工学共同で Cute-1.7 の開発を進めてきた。本章では、東京工業大学での小型衛星開発におけるこれまでの成果(2.1節)、Cute-1.7 のミッションの詳細について(2.2節)述べた後、将来計画についてまとめる(2.3節)。

2.1 CubeSat 衛星プロジェクト

大学規模の小型衛星プロジェクトは、1999年のUSSS会議(University Space Systems Symposium)において、スタンフォード大学のTwiggs教授によって提案されたCubeSatプロジェクトに始まる。

CubeSatプロジェクトとは、CubeSat規格という大きさが10cm立方、重さ1kgの統一した規格で行われる衛星開発で、衛星開発を通じた人材育成を主な目的としている。

この様な数kg級の大きさの衛星であれば、少人数でも2~3年の短い期間で開発を行う事ができるため、いまや東京工業大学を含め、世界中で60もの機関がCubeSatプロジェクトに参加し、開発を進めている。

2.1.1 東京工業大学衛星：Cute-I

東京工業大学工学部ではCubeSat規格衛星としてCute-I(CUBical Tokyo Tech Engineering-I)の開発を進め、2003年6月にロシアのプレセツクからROCKOTロケットにより打ち上げられ、高度820km、軌道傾斜角98.7度の太陽同期軌道に投入された。Cute-IはCubeSat規格に従った10cm立方、1kgの超小型衛星で、内部には通信機器の他に衛星の加速度、角速度、温度、姿勢を測定するセンサを搭載している。センサからのデータは一時的にメモリに保存され、CW送信機、FM送信機を使って地上局に送信される。衛星の開発、製作から地上局の運用までを一貫して自分達の手で行う事で、衛星バス設計や通信技術に対する理解を深める事ができた。

予定されたミッションは全てクリアされ、打ち上げからおよそ2年7ヶ月経った現在も

問題なく運用されている。

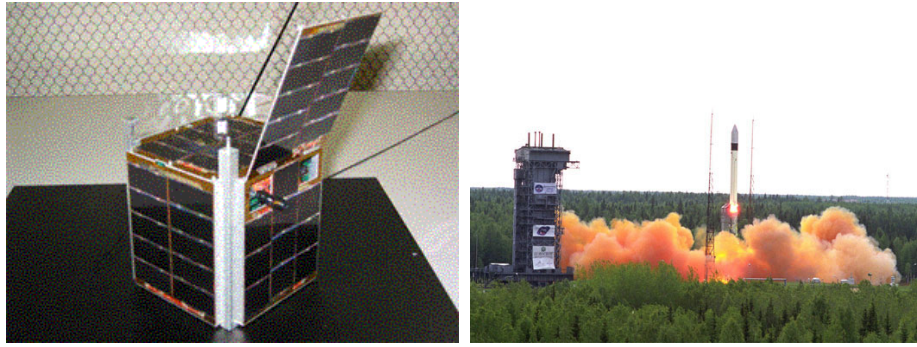


図 2.1: Cute-I のフライトモデル (左) ロシアでの打ち上げの様子 (右)

2.2 Cute-1.7の開発

小型衛星開発における我々の目標は、科学ミッションが可能な小型衛星を開発することである。しかしながら、大学での小型衛星開発はまだ始まったばかりであり、本格的な科学ミッションを行う事のできる衛星を開発することは難しい。それにはまだ技術と経験の蓄積が必要である。我々は Cute-I で培ったバス設計の技術や通信技術を活かし、Cute-I より一回り大きい小型衛星、Cute-1.7 の開発を 2004 年 1 月から開始した。

Cute-1.7 は大きさが $10 \times 20 \times 10 \text{ cm}^3$ 、重さが 3.5kg であり、理学、工学共同で開発された衛星である。日本の M-V ロケット 8 号機のサブペイロードとして、2006 年 2 月中旬に打ち上げられる予定である。2006 年 2 月現在、開発は全て完了し、打ち上げロケットの M-V ロケット 8 号機に組み付けられている (図 2.2、図 2.3)。投入される軌道は近地点 290km、遠地点 750km、太陽傾斜角 98.4° の太陽同期軌道であり、この軌道要素から予測される Cute-1.7 の軌道寿命は 1 年である。

従来の衛星と異なり特徴的なのは、衛星核構想 (サテライト・コア) という考えに基づいた設計を行っている点である。衛星核構想ではバス部とミッション部を完全に切り離して開発を行い、二つを最後に連結させるという方法をとる。これによって、一旦バスの開発技術が確立すると、新たな衛星を開発する場合にはミッション部を開発するだけとなり、異なるミッションを持つ衛星の開発が容易になる。Cute-1.7 ではバス部と工学ミッション部は工学部が、理学ミッション部は理学側が担当し、開発を行った。

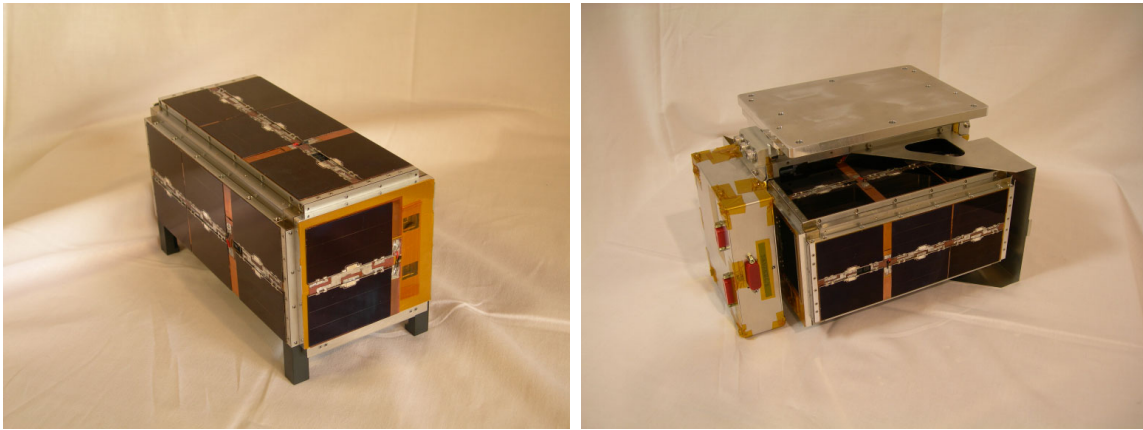


図 2.2: 完成した Cute-1.7 の様子 (左)。分離機構に取り付けられた Cute-1.7 の様子 (右)。Cute-1.7 用の分離機構もまた、東京工業大学工学部によって開発されたものであり、M-V6 号機でのサブペイロード実験において、動作実証済にのものを応用している。

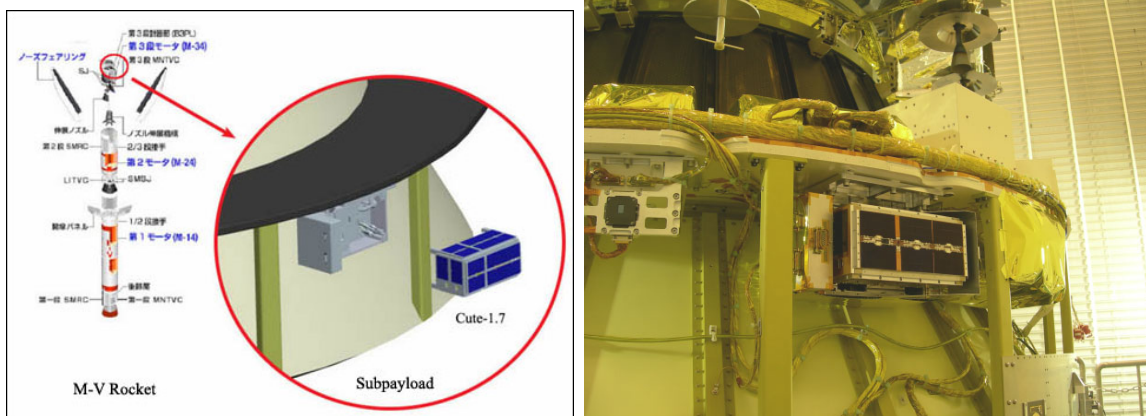


図 2.3: Cute-1.7 は M-V ロケットの三段部に取り付けられる (左)。実際にとりつけられた様子 (右)

2.2.1 Cute-1.7 のミッション

Cute-1.7 は、小型ながら、以下に示すような野心的なミッションの遂行を狙っている。上の3つは、工学系の担当する部分(工学ミッション)で、下の2つが理学系の担当する部分(理学ミッション)である。本論文では、工学ミッションに立ち入ることはせず、理学ミッションのみを扱う。

- Personal Digital Assistant(PDA)などの民生品を用いて設計した衛星バス機器の軌道

実証

- ・ 3 軸姿勢決定と磁気トルカを用いた超小型衛星の姿勢制御実験の遂行
- ・ 非デブリ化を目的とした衛星軌道離脱のための超小型テザー伸展機構の基礎技術の軌道実証(以上、工学ミッション)。
- ・ 新しい放射線検出器であるアバランシェフォトダイオード (APD) の宇宙動作実証
- ・ APD を用いた観測例のほとんどない地球磁気圏に存在する低エネルギー荷電粒子の計数(以上、理学ミッション)

アバランシェフォトダイオード (APD)

アバランシェフォトダイオード (APD) は近年急速に開発が進んでいる放射線検出器である(図 2.4 左)。APD とは、従来のフォトダイオードに、50 倍から 100 倍の内部増幅機能を持たせ、雑音特性を増幅率分改善したものである。更に、~80%という優れた量子効率は従来の光電子増倍管などの光検出器では実現できなかった高感度である。(APD のより詳細については 3.2 節で述べる)。我々の研究室では、以上のような APD の利点に着目し、浜松ホトニクス社と共同で、基礎特性の研究から様々な応用に向けたアバランシェフォトダイオードの開発を一貫して行って来た [15, 30, 17, 20, 21, 29, 22]。APD の応用例として、次世代 X 線天文衛星 NeXT に搭載する事がすでに具体的に検討されている(図 2.4 右)。また、我々は、APD を次世代の小型衛星へ搭載することも計画中である(2.3.1 項、2.3.2 項参照)。しかしながら、APD は放射線検出器としてまだ宇宙で使用実績がなく、Cute-1.7 での動作実証を早期に実現する必要がある。

地球磁気圏荷電粒子分布

人工衛星の軌道上には、地球の磁場によって捕らえられた荷電粒子が分布している。これまで地球物理衛星などによって測定されたデータは、SPENVIS(Space Environment Information System:<http://www.spennis.oma.be/spennis/>)、もしくは SEES(Space Environment & Effects System:<http://sees.tksc.jaxa.jp/>) などにデータベースとしてまとめられ、それらを元に、軌道放射線環境を簡単にシミュレートすることが可能である。

大局的な荷電粒子の分布を見ると、赤道上をドーナツ状に取り囲んでおり、高度が約 18000km の付近にある外帯と 3600km の付近にある内帯といわれる部分に粒子が集中していることが分かる(図 2.5 左)。内帯を詳しく見たものが図 2.5 の右図である。地球の磁気双

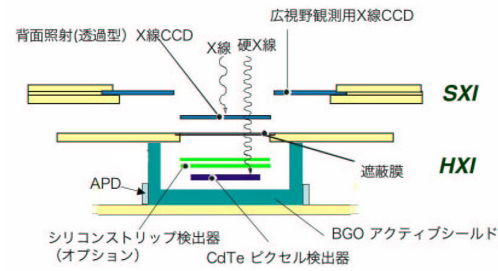
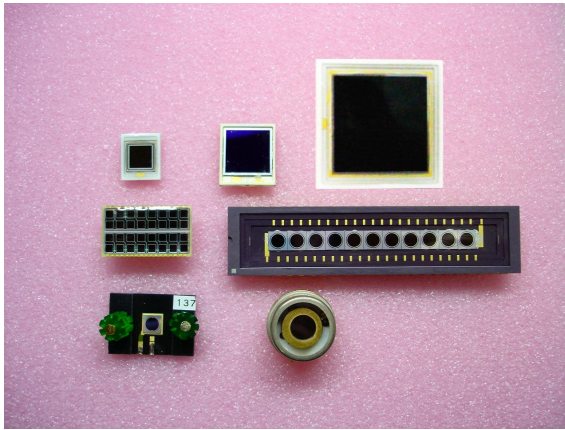


図 2.4: これまで本研究室で開発研究を行ってきたアバランシェフォトダイオードの写真 (左)。上段左から 5mm 角、10mm 角、20mm 角の reverse 型 APD[30, 21, 15]。撮像用途向けに開発した多チャンネル APD[29](中段左)。NeXT 衛星用に開発した APD[30](中段右)。reach-through 型 APD[22](下段右)、Beveled-edge 型 APD[36](下段右)。次世代 X 線天文衛星 NeXT で計画されている検出器の構成 (右)。アクティブシールド用のシンチレータの読みだしにアバランシェフォトダイオードが使用が検討されている。

極子が自転軸に対して約 11 度ずれているため、緯度によって上空の荷電粒子分布の下限高度が異なっている。特に荷電粒子分布の下限高度が低くなっている部分として、北極、南極、南大西洋が知られており、北極、南極部分はオーロラ帯、南大西洋上空は南大西洋磁気異常帯 (SAA) と呼ばれている。図 2.6 に Cute-1.7 の軌道に沿って存在する 100keV 以上の陽子および 40keV 以上の電子について、フラックスを示す。SAA において 40keV の陽子のフラックスは最も高い領域で 10^6 [cts/sec/cm²] を越え、100keV 以上の陽子についても 10^5 [cts/sec/cm²] を越える事が分かる。この高いフラックスのため、観測機器によっては放電によって破壊されてしまう危険があり、電源を落とさなければならない場合もある。

これまで低エネルギーの荷電粒子計測には静電分析器と二次電子増倍管を組み合わせた物や PIN フォトダイオードなどの固体半導体検出器 (SSD) が使用されて来た。静電分析器とは極板管に電圧をかけ、粒子の E/q (E : 粒子のエネルギー、 q : 粒子の持つ電荷) を弁別する装置であり、その装置を通り抜けた粒子のみが二次電子増倍管によって増幅される仕組みになっている (図 2.7)。測定できるエネルギー範囲は、主に二次電子増倍管の検出効率によって制約を受け、その範囲は数百 eV ~ 数 keV である。数 keV を越えると増倍管表面での二次電子放射効率が低下するため、統計精度を求めた場合、時間分解能を犠牲に

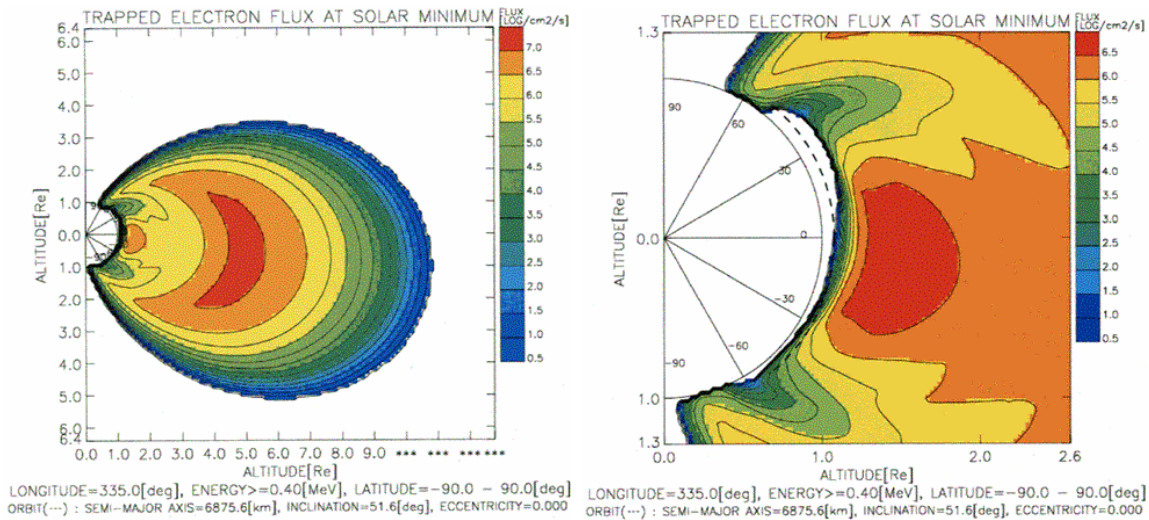


図 2.5: 地球磁場に捕らえられた荷電粒子分布 (左)。地球表面付近の拡大図 (右)。ともに SPENVIS によるシミュレーション。

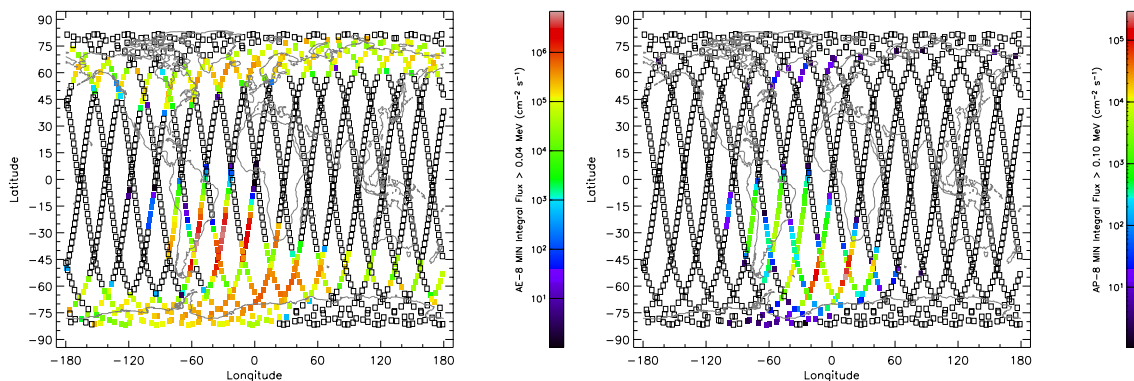


図 2.6: Cute-1.7 の軌道 (印) に沿った荷電粒子分布。左が 40keV 以上の電子の分布、右が 100keV 以上の陽子の分布を示す。ともに SPENVIS によるシミュレーション。

しなければならないといった問題がある。一方で、これまでの SSD を用いた荷電粒子計測での測定エネルギー範囲は、検出器の持つノイズによって制限され、30 keV 以下の粒子の計測は困難であった。

2.2.1 項で述べた APD は、放電に強く、これまで荷電粒子検出に使われていた PIN フォトダイオードなどの SSD に比べノイズ閾値は 1keV 程度と優れている。この利点のため、APD を使用する事によって、これまで計測の困難だった、数 keV から約 30keV までの低エネルギー粒子の計測を行う事ができるようになる。我々は、浜松ホトニクスと共同で開

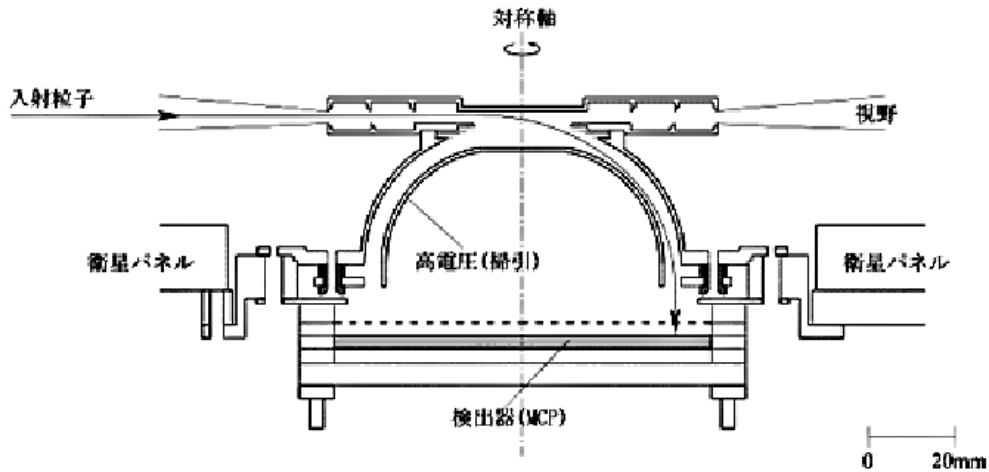


図 2.7: INDEX 衛星に搭載されている ESA(Electron Spectrum Analyzer) 検出器。上につき出た円形・球形の部分が静電分析器で、極板間にかかった電圧によって特定のエネルギーを持った粒子だけが通り抜け、検出器 (MCP:Micro-Channel Plate) によって検出される

発した APD を Cute-1.7 に搭載し、宇宙での動作実証を行うのと同時に、これまでほとんど観測される事の無かった低エネルギーの荷電粒子の計数を行う。

2.3 将来計画

2.3.1 X 線偏光観測衛星「燕」

天体から放射されている電磁波を観測する場合、その手法は大きく、測光、分光、撮像、偏光の 4 つに分けることが出来るが、X 線領域での偏光観測は、太陽系外の天体に関しては 10keV 以下の軟 X 線領域で 1 例、硬 X 線領域ではいまだ観測されたことはない。X 線の偏光はその放射過程や、放射源となる天体の周囲の空間構造に深く関わっていると考えられており、ブラックホール近傍の物質状態や、パルサーなどの放射機構の解明に繋がると考えられている。

X 線偏光観測衛星「燕」は、世界で初めて、ガンマ線バーストの偏光検出を狙う衛星である。大きさは $30 \times 20 \times 30 \text{cm}^3$ 、重量は 20kg 程度を予定しており、既に概念設計は終了している (2004 年度衛星設計コンテスト設計大賞を受賞)。「燕」の大きな特徴は、コントロールモーメントムジャイロ (CMG) といわれる高速姿勢制御装置を搭載し、素早く機体

をバースト方向に向けて、50keV 以上の硬 X 線偏光を観測する点にある。

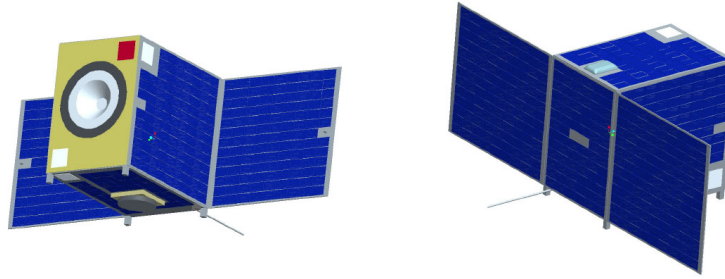


図 2.8: 燕の外観

「燕」は、偏光 X 線のコンプトン散乱光の異方性を利用した散乱型偏光計と、突発天体の位置を特定するためのシンチレーション検出器を搭載している。通常運用時はブラックホールやパルサーなどの定常天体の偏光観測を行うが、突発現象が発生した場合、位置検出器によって発生方向を特定し、CMG の駆動性を活かして、数十秒間の内に衛星の指向方向を変える。このような高速姿勢制御は、大型衛星では実現が困難であり、まさに小型衛星ならではの利点を生かしたミッションであるといえる (図 2.9)。

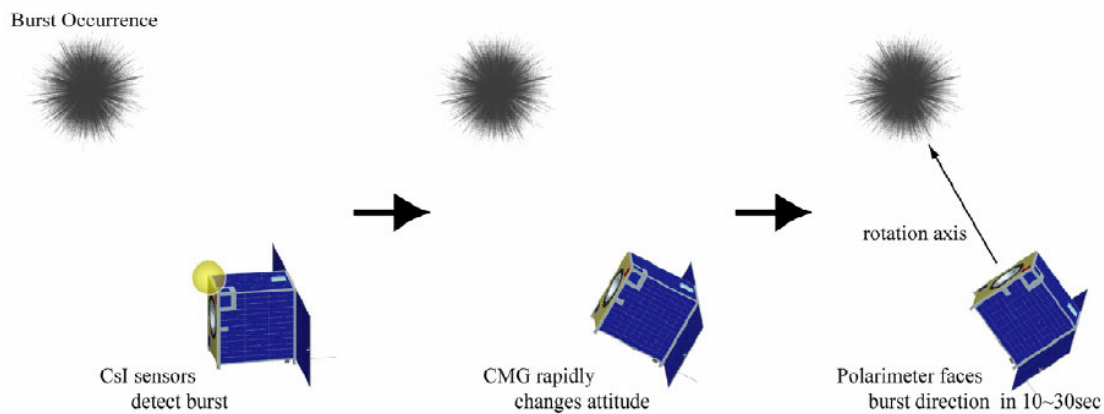


図 2.9: 燕の運用モード。通常運用モードではカニ星雲などの定常天体を観測し、ガンマ線バーストの様な突発天体が発生すると、その位置を検出し、CMG の高速姿勢制御によって指向方向を変更する。

2.3.2 ガンマ線バースト衛星「風鈴」

ガンマ線バーストとは10～100億光年程の遠方の一点から、突発的にX線、 γ 線を数秒から数十秒間放出する宇宙最大の爆発現象の一つである。これまでの観測により、バーストは全天に一様に分布しており、その頻度は1日1回程度であることが分かっている。しかしながら、何時どこで爆発が起きるか予測できず、継続時間も極めて短いため、衛星を使用した継続的なモニター観測が必要である。ガンマ線バーストに伴う可視光などでの残光が発見されて以降、残光の観測によりガンマ線バーストの理解は進んでいる。可視光残光は、ガンマ線よりは継続時間が長いものの、数時間で減光して観測限界に達してしまうことが多いため、バーストの出現位置を早期に把握する必要がある。そのため、ガンマ線バースト衛星には優れた位置決定精度と、位置速報システムが必要とされる。現在、このような機能を持ったガンマ線バースト観測衛星として、HETE-IIやSwiftなどがあるが、どちらも2年以内に運用を終了する予定である。Swift衛星運用終了後の継続的なガンマ線バーストの観測を目指し、我々はガンマ線バースト観測衛星「風鈴」の設計を行った。

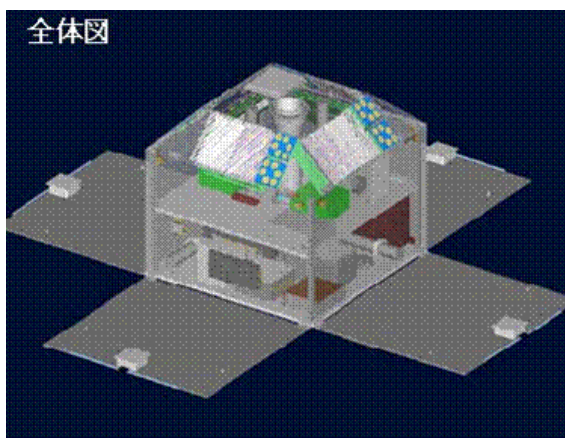


図 2.10: 風鈴の外観

風鈴の大きさは $50 \times 50 \times 50 \text{cm}^3$ 、50kgを予定している。検出器として硬X線検出器(HXI)と軟X線検出器を搭載し、0.5keV～400keVまでのエネルギー感度を持つ。半天の視野をもち、スピン安定制御とすだれコリメータを用いて5分角の精度で位置決定を行う。表2.1に主なガンマ線バースト観測衛星の検出能力を示す。Swift衛星は比較的大きい衛星であるため機能を比較した場合、劣る部分があるが、現行のHETE-IIとは同等かそれ以上の機能を風鈴は有する事が分かる。

表 2.1: ガンマ線バースト観測衛星のスペック

	HETE-II	Swift	風鈴
構成	CCD+PC+NaI	CCD+CdZnTe	APD+NaI
視野	~1str	1.4sr	半天
観測エネルギー観測	0.5 ~ 400keV	0.5keV ~ 150keV	0.5 ~ 200keV
有効面積	18/115/160cm ²	110/ 5200cm ²	96/192cm ²
位置決定精度	11 分角	0.3 ~ 5 秒角	5 分角
総重量	120kg	1470kg	50kg

第3章 Cute-1.7システムデザイン

小型衛星のシステムデザインを考える際には、2.2.1項で述べたミッションから要求される性能を満たすだけでなく、後述する小型衛星特有のリソースの制限(3.1.1項)のなかで設計していかなければならない。以下では理学系ミッションを構成するAPDモジュールの構成と、他コンポーネントへの要求、そしてそれに答える設計について述べる。

3.1 APDモジュールの概要と設計要求

我々はAPDモジュールの構成を荷電粒子測定部、理学制御部、理学電源系、の三つのブロックに分けて設計した。荷電粒子測定部はAPDを用いて、低エネルギーの荷電粒子を高計数で計測する部分である。APDモジュール制御部は工学制御部との通信、APDモジュールの機能制御を行う。理学電源系は工学側から供給される衛星電源バスを用いて、APDモジュールを動作させるために必要な電圧を生成する部分である。以降では各部分に求められる設計要求を述べる。

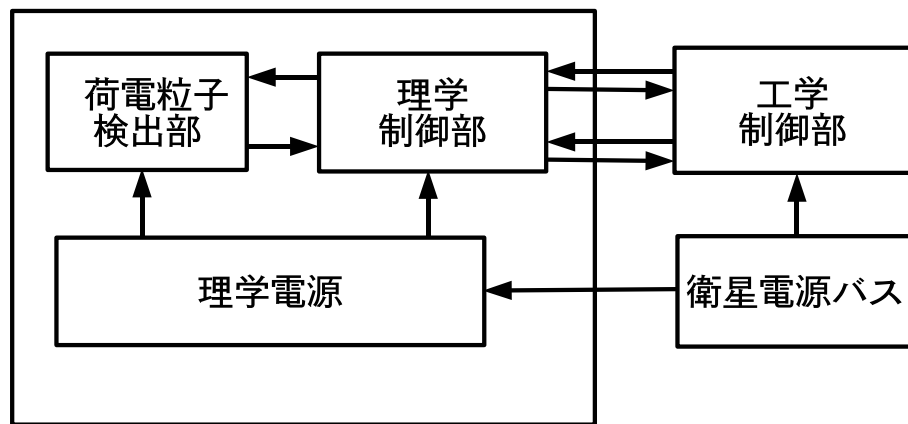


図 3.1: APDモジュールの構成の概要図

3.1.1 衛星リソースからの制約

Cute-1.7の大きさは $20 \times 10 \times 10 \text{cm}^3$ であり、APDモジュールとしては約半分の空間を使用する事ができる。しかしながら、筐体内部に存在する柱や、固定用の治具を取り付ける場所が必要なため、実際に使用できるスペースは $8 \times 8.5 \times 7.5 \text{cm}^3$ である。

また電力の面では、約1000Wもの電力を作る大型衛星と異なり、小型衛星は発電できる電力が非常に小さい。Cute-1.7では全体で約5Wの発電量(全日照時)となることが予想され、そのうちAPDモジュールは最大1.5W使用する事ができる。理学電源部での電圧変換効率を考慮すると、実際はさらに少ない電力でミッションを遂行しなければならない。APDモジュールを構成する各部の働きを考え、分配した電力値を表3.1に示す。

表 3.1: 各系への電力設計要求

	荷電粒子測定部	理学制御部	合計(最大使用可能電力)
設計電力	700mW	300mW	1000mW(1500mW)

3.1.2 荷電粒子測定部への要求と構成

荷電粒子計数部は、South Atlantic Anomaly(SAA)含む軌道で30keV以下の低エネルギー粒子を計数する。SAAには非常に高いフラックスで荷電粒子が存在していると予測されるため、APDから出力された微小信号を高速に増幅する高速計数システムの開発が必要とされる。

Cute-1.7の軌道要素を仮定し、2.2.1項で述べたSEESのデータを用いて軌道上でのフラックスを見積もった(図3.2)。Cute-1.7の軌道要素は2.2節で述べた様に近地点290km、遠地点750km、軌道傾斜角98.4度の太陽同期軌道である。図3.2ではこれらの軌道要素と、打ち上げ時期が太陽極小期であることを考慮して、太陽極小期の陽子モデル(AP8-min)、電子モデル(AE8-min)を用いている。図3.2(左上、左下)は陽子、電子の軌道上で予測される平均フラックスである。これを見ると陽子に比べ、電子の方が多く存在している事が分かる。軌道上に存在している電子が非熱的な分布をしていると仮定し、冪型関数で低エネルギー側に外挿すると、10keVの電子の平均フラックスはおよそ $1.2 \times 10^5 [\text{cts}/\text{sec}/\text{cm}^2]$ であることが分かる。実際には、電子と陽子のフラックスは激しく時間変動しており、最も大きい時には平均のフラックスに対し、80倍近い変動を示す。そこで、我々は外挿し

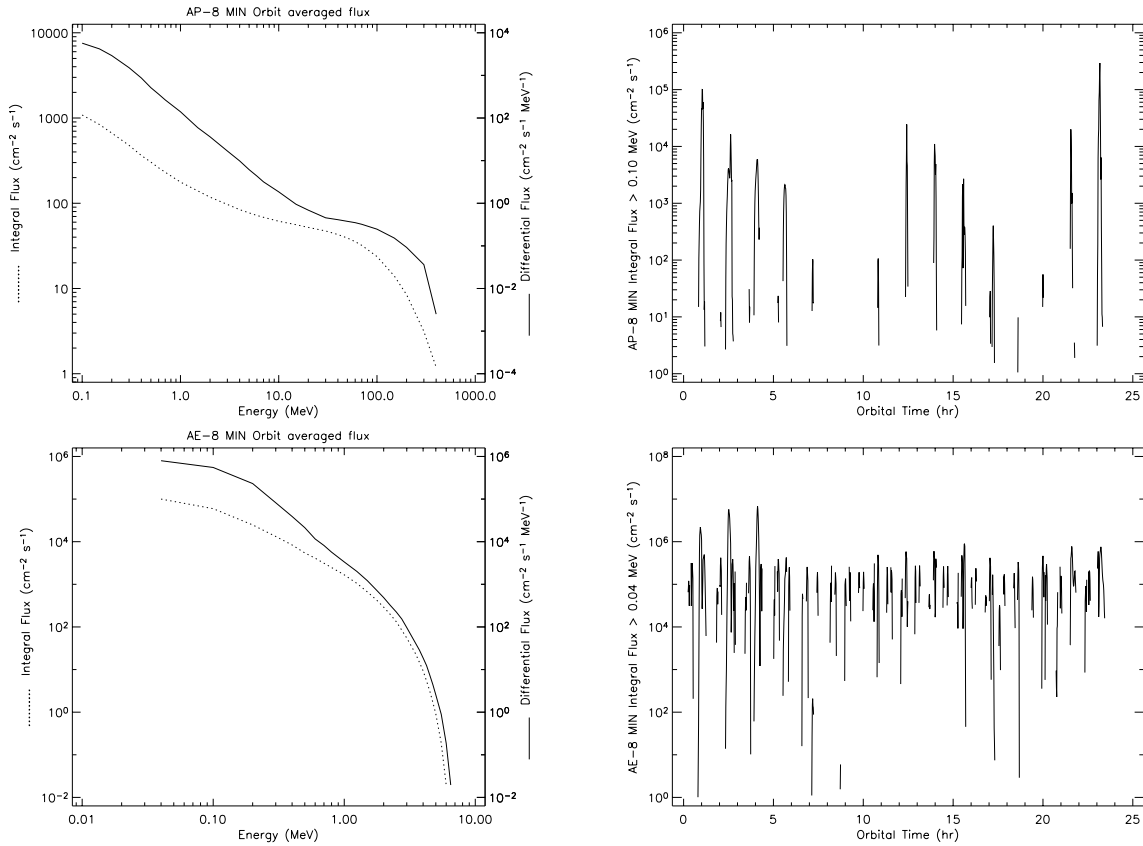


図 3.2: Cute-1.7 の軌道上で予測される陽子と電子の積分フラックス。太陽極小期であることを考慮して、太陽極小期の陽子モデル (AP8-min)、電子モデル (AE8-min) を用いている。軌道で予測される陽子の 1 日平均の積分・微分フラックス (上段左)、軌道上の陽子の積分フラックスの時間変動 (上段右)。軌道で予測される電子の 1 日平均の積分・微分フラックス (下段左)、軌道上の電子の積分フラックスの時間変動 (下段右)。

て求めた 10keV の平均フラックス (1.2×10^5 [cts/sec/cm²]) が最大で 80 倍の変動をすると仮定し、 9.6×10^6 [cts/sec/cm²] のフラックスの計数に耐える計測システムの設計を行う事にした。APD の受光面積はおよそ 0.1cm² である (4.1) 事から、入射レートに換算すると 9.6×10^5 [cts/sec] となる。

計測システムはシグナルを処理するためにある一定の時間を必要とし、この時間の事を不感時間と言う。一般に、計測システムの最大計数率は、それが持つ不感時間 τ によって決まる。計数システムによって不感時間中に入射したイベントに感度のあるものと、そうでないものが存在する。前者を拡張型、後者を非拡張型という (図 3.3)。これらは、低いレートではほとんど差が無いが、不感時間に相当する周波数 ($=1/\tau$) 付近では大きく異

なる。

実際には、不感時間はシグナルの大きさに依存するため、固定値ではない。ここでは簡単のため、不感時間は固定値とし、入射イベントがポアソン統計に従うと仮定して、 $9.6 \times 10^5 \text{ cts/sec}$ の入射レートに耐え得る高速計数システムに必要な不感時間を見積もることとする。入射レートを n 、高速計数システムの出カレートを $m[\text{cts/sec}]$ とした時、拡張型、非拡張型の不感時間 τ_{ex} 、 τ_{nex} は A.6、A.9 式から

$$\begin{aligned} \tau_{\text{ex}} &= \frac{1}{n} \log \left(\frac{n}{m} \right) \\ \tau_{\text{nex}} &= \frac{n - m}{mn} \end{aligned} \quad (3.1)$$

となる。3.1 式より入射レート $n=9.6 \times 10^5 [\text{cts/sec}]$ に対して、高速計数システムの出カレート $m[\text{cts/sec}]$ に 10% までの数え落しを許容した時の不感時間を表 3.2 にまとめる。また図 3.4 に表 3.2 の不感時間を持つ計数システムの時間応答性のグラフを示す。拡張型、非拡張型のどちらにしても、高計数システムは 110nsec 以下の不感時間を必要とすることになる。これらの機能を表 3.1 に示すように 700mW の電力の中で設計しなければならない。

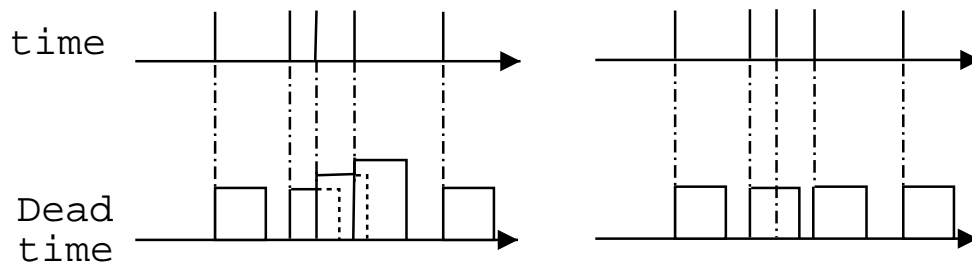


図 3.3: 拡張型 (左) と非拡張型 (右) の不感時間モデル。シグナルの入射タイミング (上軸) に対する計数系の出力 (下軸)。拡張型は不感時間中にイベントが発生すると、それに反応して不感時間が長くなっていくが、非拡張型は不感時間中にイベントが発生しても不感時間はのびない。

表 3.2: 10^6 cts/sec の入力に対して 10% の数え落しをする不感時間

	拡張型 [nsec]	非拡張型 [nsec]
不感時間	110	116

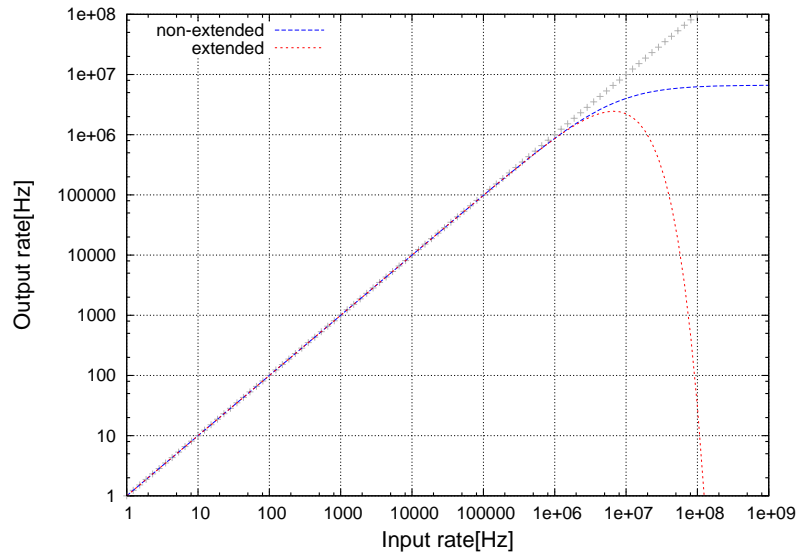


図 3.4: 入力レートと出力レートの関係。不感時間 $\tau=110\text{nsec}$ を仮定した時の拡張型 (赤、点線)、非拡張型 (青、破線) の応答を示す。

以上の要請に答えるために、我々は荷電粒子測定部を大きく分けて 3 つの部分に分けて設計した (図 3.5)。荷電粒子を検出する検出器、そしてそこからの信号を大きくする増幅回路、増幅された信号のうち一定レベル以上のイベントの個数を数えるカウンタ部である。

検出器としては、新しい半導体検出器であるアバランシェフォトダイオードを用い、従来の検出器では観測できなかった $10\text{keV} \sim 30\text{keV}$ のエネルギー領域の電子を含めた荷電粒子の検出を行う。また、増幅回路、カウンタ部では 3.1.2 節の要求にあるように、不感時間 τ が 110nsec 以下になるよう設計する。

3.1.3 APD モジュール制御部への要求と構成

APD モジュール制御部に求められる主な働きは、(1) 工学制御部との通信、(2) APD モジュールの機能制御、(3) APD モジュールのデータを一時保存し、工学制御部に送信する、の 3 つにまとめられる。

APD モジュール制御部の最も重要な機能は工学衛星部との通信である。Cute-1.7 全体の通信の概要を図 3.6 に示す。地上局から送信されたコマンドは衛星内の受信器によって受信され、通信用マイコンによって Personal Digital Assistance (PDA) にコマンドが渡される。通常時は PDA によって衛星全系が制御され、APD モジュール部も USB デバイス

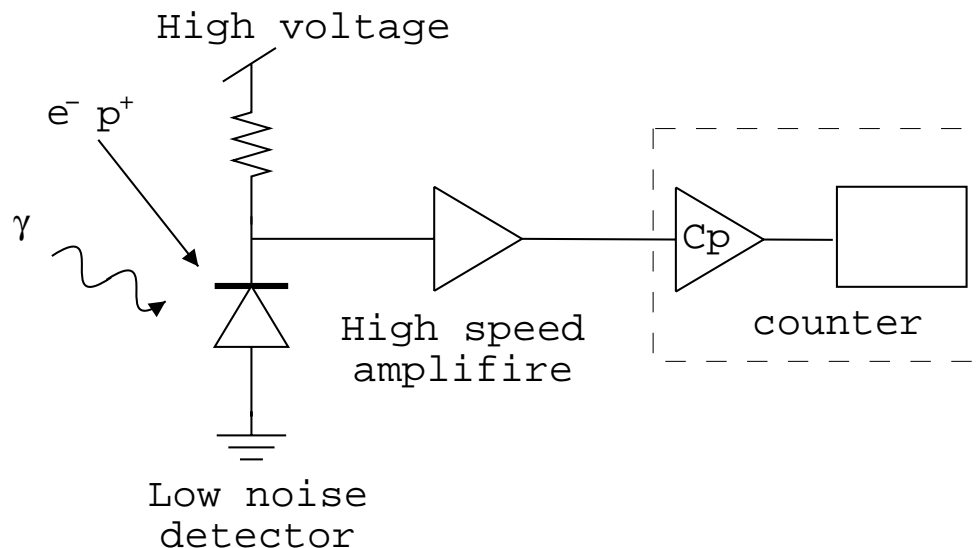


図 3.5: 荷電粒子測定部の構成。

の一つとして認識される。PDA に異常が発生した場合、APD モジュール部は通信用マイコンからシリアル通信で直接コマンドを受け付ける。このため、APD モジュール制御部は USB 通信とシリアル通信の 2 つの通信を行うことが求められる。これらの機能を表 3.1 に示すように 300mW の電力の中で設計しなければならない。

図 3.7 に APD モジュール制御部の機能概念図を示す。APD モジュール制御部に求められる機能は上で述べたように、工学制御部との USB、シリアル通信、APD モジュールの機能制御、データの取得と工学制御部への受渡しである。これらの仕事を、理学制御部では H83048F マイコンによって処理する。H83048F マイコン (以下 H8 マイコン) はルネサステクノロジー社の 16bit マイコンである。これまで制御コンピューターには FPGA などが衛星で使用されて来た。しかしながら、FPGA の消費電力は通常 500mW 以上であり使用は難しい。H8 マイコンの使用電力はおよそ 100mW であり、加えてカウンタ (12bit)、ADC(8bit)、DAC(8bit) などの機能を内蔵している。C/C++ をベースとしたハードウェア言語を用いた開発環境が用意されており、シリアル通信や USB デバイスとしての開発を行う事ができる。加えて、北海道大学のレポート [31] により陽子照射において H83048F マイコンが耐性を持つ事が報告されており、我々の要求に答えるものである。

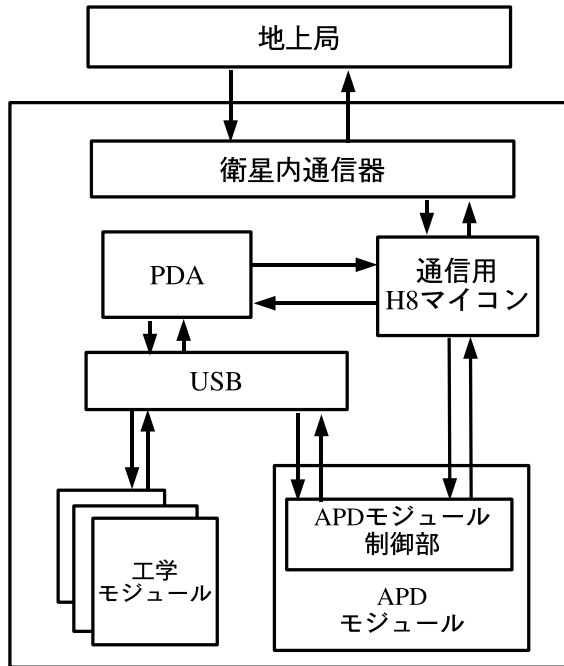


図 3.6: 衛星内での APD モジュールの位置付け。通常時は USB 通信、非常時にはシリアル通信を利用して制御、データの転送を行う

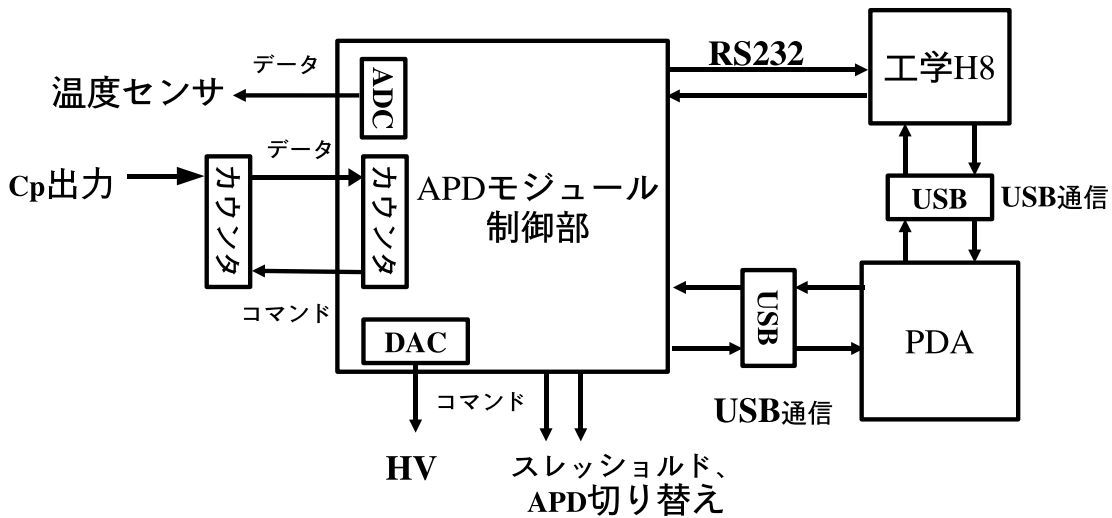


図 3.7: APD モジュール制御部の働きの概念図

3.1.4 理学電源系への要求と構成

理学電源系は APD モジュールでのみ使用する全ての電源電圧を作る。APD モジュールの各部分で使用する電圧の種類と必要な供給電流を表 3.3 に示す。衛星電源バス部から

は、メインバスと呼ばれる太陽電池セルとリチウムイオン電池から来る電源と、工学電源系で作られた 3.3V バスが供給され、理学電源系はこの二つのバスから APD モジュールの動作に必要な $\pm 5V$ 、12V をつくり出す。

表 3.3: 電源 IC のドライブすべき電流

電源系	供給電流 [mA]	等価負荷抵抗 [Ω]
+5V	50	100
-5V	20	250
+12V	20	625

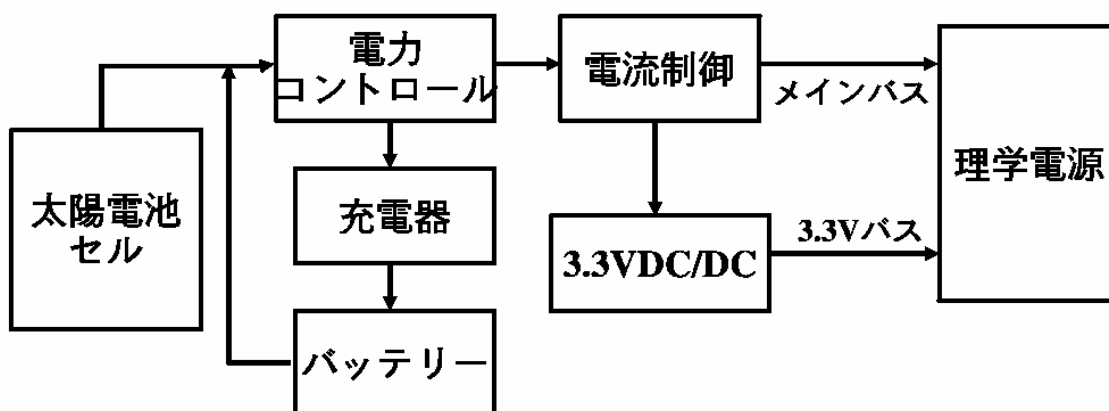


図 3.8: 衛星電源バスからの電源供給システム

メインバスは太陽電池セルと直結したバスであるため、衛星の日の当たり方によって大きく変動する。このため、メインバスには 3 つの出力フェーズが存在し、それは (1) 蝕フェーズ、(2) 充電フェーズ、(3) 充電完了フェーズ、である。(1) はセルが発電しなくなった時の状態である。この時、メインバスはリチウムイオン電池によって供給され、およそ 3V 程度であると予想されている。この時は衛星全体で使える電力が小さくなっているため、リチウムイオン電池の充電状況によるが、ミッション部は運用しない可能性が高い。(2) は日照時で、かつリチウムイオン電池が充電可能の時である。太陽電池セルとリチウムイオン電池からの供給になり、供給電圧値はおよそ 4~5V 程度である事が予想される。(3) は日照時、リチウムイオン電池が完全に充電されている状態である。セルのみからの供給になり、供給電圧値は 5V 程度になると予想される。この様に日照状態で変化するメ

インバスや 3.3V バスを利用して、APD モジュールの動作に必要な電圧を理学電源系は安定に供給しなければならない。

加えて注意しなければならないのが、電圧変換効率である。荷電粒子測定部、理学制御部などで消費する総電力はおよそ 1000mW である。実際は電圧変換に伴う電力損失も考慮に入れなければならない。3.1.1 節で述べたように、最大利用可能な電力が 1500mW であることから、必要とされるのは 67%以上の高い電圧変換効率である。

電源電圧の生成原理

衛星の太陽電池パネルによって発電された直流電圧から、ある特定の直流電圧をつくる方法は二つ存在する。一つはリニアレギュレータを使う方法であり、もう一つはスイッチングレギュレータを使用する方法である。

リニアレギュレータは、特に地上の実験において最も良く使われる電源 IC である。代表的なのが 3 端子レギュレータである。雑音が低く、IC 前後にコンデンサを付けるだけで手軽に使用できるため、実装が容易である。入力電圧を降下させて安定な出力電圧を得るため、電圧変換効率 50%以下と悪くなってしまう (A.7.1 節参照)。

一方、スイッチングレギュレータとは、コイルに流入する電圧の on/off の切り替えを行い、電磁誘導を利用することで直流電圧を作るものである。リニアレギュレータと異なり、降圧型、昇圧型、昇降圧型などが存在する。使用する部品の選定や、スイッチングに伴うノイズを落すために適切なフィルターの設計が求められ、リニアレギュレータに比べ、格段に実装が難しい。しかしながら、原理的にインダクタとコンデンサのみで電圧を安定化させるため電力損失はなく、実際の電圧変換効率は 80%程度と非常に高い (A.7.2 節参照)。

表 3.4 にリニアレギュレータとスイッチングレギュレータの特徴をまとめる。衛星バスから供給される 3.3V バスと出力が変化するメインバスから $\pm 5V$ 、12V をつくり、また変換効率 70%以上という要求に答えるためにスイッチングレギュレータを使用する (図 3.9)。スイッチングノイズは LC フィルターを使う事で軽減する。

3.2 アバランシェフォトダイオード (APD) の性質

検出器にはアバランシェフォトダイオード (APD) といわれる半導体検出器を用いる。APD は本研究室が浜松ホトニクス社と共同で、基礎特性研究から、応用用途に向けた開

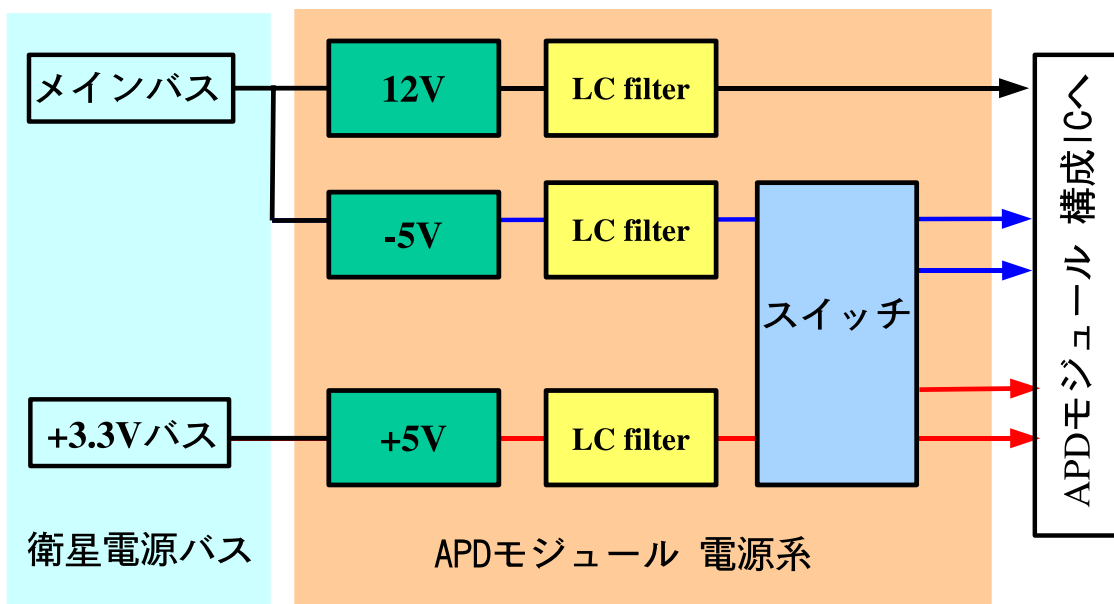


図 3.9: 理学電源系の構成。スイッチングレギュレータで工学 3.3V から 5V を、メインバスから -5V、12V を作る。スイッチングレギュレータから出るスイッチングノイズを LC フィルターで落とす。±5V 系には、3.4 節で後述する APD の冗長系の切り替えのためにスイッチが後段についている。

発まで、幅広い視野を持って精力的に開発に取り組んで来た検出器である。これまで放射線検出に使われて来た PIN フォトダイオードと大きく異なるのは、素子内部に増幅機能をもつ点である。シグナルを検出器内部で G (典型的に 50 ~ 100) 倍に増幅することによって、雑音とシグナルレベルの比を等価的に G 倍に改善することができる。

3.2.1 半導体検出器の原理

半導体検出器の原理を理解する際には、n 型半導体、p 型半導体を接合させた簡単なモデルが考えられる。初期状態では二つの半導体の接合面付近で伝導電子、ホール分布密度に大きな差があるが、電荷キャリアは接合面を自由に行き来できるため、この密度差を

表 3.4: レギュレータの比較

	リニアレギュレータ	スイッチングレギュレータ
電圧変換の種類	降圧型	昇圧、降圧、昇降圧、反転など
変換効率	悪い ($\ll 50\%$)	理想的に 100%(典型的に $\approx 80\%$)
ノイズ	低ノイズ	スイッチングに伴うリップル、ノイズあり
部品点数	コンデンサのみ	ダイオード、コイル、コンデンサ等 ^a
実装面積	ヒートシンクが必要	IC、他のパーツを含め小型化
開発	短期、容易	使用部品の検討、フィルターの設計など、 実装が多少難しい

^a 近年これらのパーツを内蔵した IC が増えてきている。

小さくする方向に移動する。その結果、n 側に正の空間電荷、p 側に負の空間電荷が作られ、今度は半導体内部で電荷キャリアの拡散を止める方向に電場を作る。このような作用の平衡状態として接合の間に「空乏層」という電荷のほとんどない領域が実現される。

空乏層に入射した放射線は光電効果により、入射エネルギーにほぼ等しいエネルギーをもった電子を電離させる。電離された電子は物質中のフォノンと相互作用を行い、価電子帯から電子を伝導帯に励起し、価電子帯にはホールが残る¹。こうしてできた電子とホールのペアの個数は入射エネルギーに比例している。このように放射線測定は空乏層を利用して行われるため、空乏層が厚い方が検出効率が高くなる。そのため、一般に外部から検出器に逆バイアス電圧を印加する。また、この逆バイアスによって、生成された電荷が半導体中で再結合してしまう前に、電極から信号として素早く取り出すことができる。

3.2.2 APD の種類

APD には内部の構造の違いによって大きく (1)bevel-edge 型、(2)reach-through 型、(3)reverse 型、の 3 つに分類することができる (図 3.10、[18, 22, 2])。全てのタイプに共通する点は非常に強い電場領域が存在することである。この非常に強い電場領域は増幅領域とよばれ、光電励起されたキャリアがここで加速され、衝突電離を起こす。それによって生じたキャリアがまた衝突電離を起こすと言う事を繰り返し、雪崩増幅が起きる。増幅領域のある位置で各タイプの APD の用途は異なる。

¹ 可視光の場合は 1 光子につき 1 個のキャリアができる

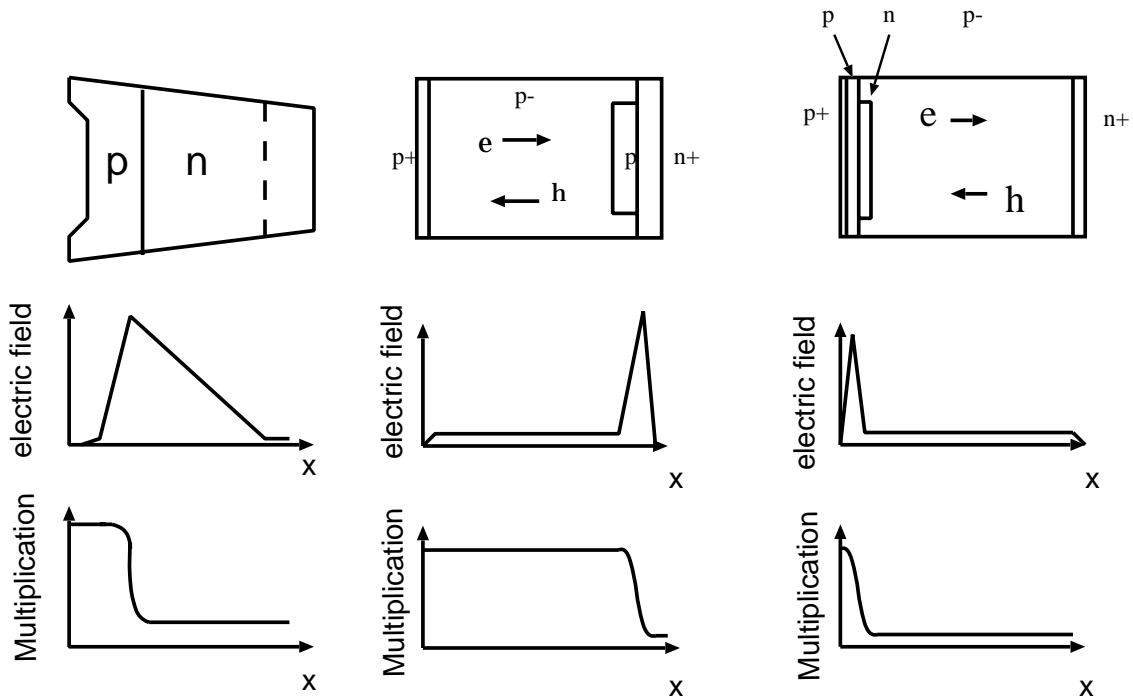


図 3.10: 代表的な APD の種類と構造。beveled-edge 型 (左)、reach-through 型 (中央)、reverse 型 (右)。図の左側から光が入る。

reverse 型はシンチレーター読みだし用に開発された APD である。受光面のすぐ後ろに増幅領域があるため、シンチレーション光を効率良く増幅することができる。次世代 X 線天文衛星に搭載することが検討されているタイプの APD であり、今回我々は特にこのタイプの APD (浜松ホトニクス社製:S8664-55) の宇宙動作実証を Cute-1.7 で行う。

reverse 型 APD(S8664-55) の暗電流と増幅率の印加電圧依存性

Cute-1.7 に搭載する APD は浜松ホトニクス社製の S8664-55 である。受光面の大きさは $5 \times 5 \text{mm}^2$ である。S8664-55 の一般的なパラメータを表 3.5 に示す。

表 3.5: S8664-55 の基礎パラメータ

	逆電圧 ^a [V]	暗電流 ^a [nA]	降伏電圧 ^b [V]	容量 [pF] ^a
S8664-55	350	10	400	80

^a 増幅率が 50 の時の値 ^b 暗電流=100 μ A の時の値

APD の増幅は強い電場領域で起こり、その電場の強さは印加する電圧に依存する。そのため、増幅率と暗電流は印加電圧に依存する。図 3.11 にその関係を示す。増幅率の印加電圧による変化率は、APD の種類によって異なるが、reverse 型の APD に関しては温度 20°C、増幅率 50 の時、次のように報告されている [15]。

$$\frac{1}{M} \frac{dM}{dV} \cong 3\%/V \quad (3.2)$$

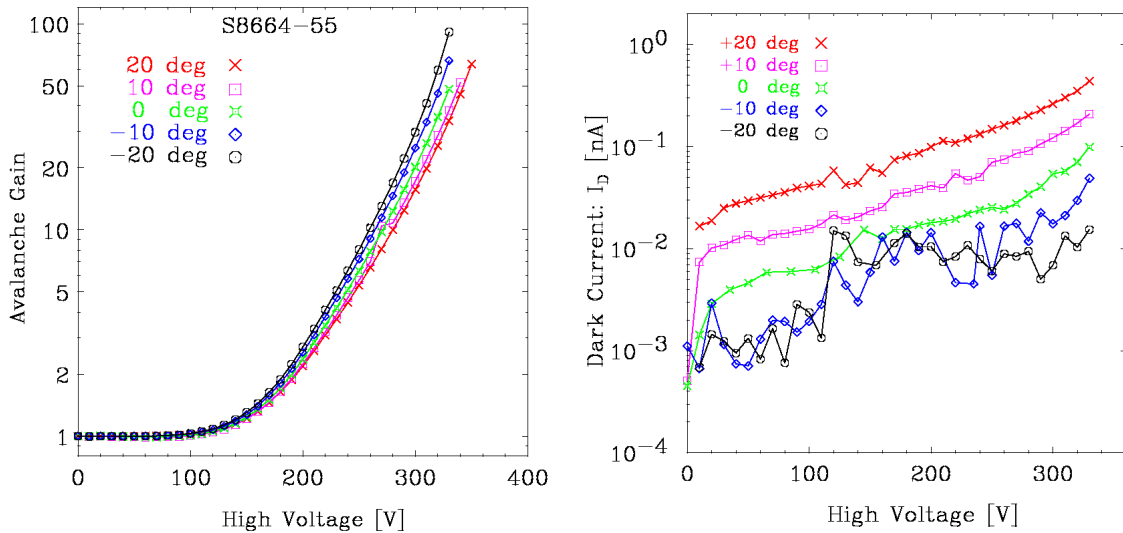


図 3.11: reverse 型 APD の増幅率と印加電圧の関係 (左)、暗電流と印加電圧の関係 (右)

reverse 型 APD の暗電流と増幅率の温度依存性

APD は衝突電離をしてキャリアをなだれ増幅する。温度が低くなった時、光電励起されたキャリアがフォノンと相互作用しにくくなり、平均自由行程が長くなる。これによって衝突電離のために必要なエネルギーをキャリアが得やすくなり、増幅率が大きくなる。また暗電流は、熱励起によるキャリアが元になっており、それが増幅されたものである。このため、暗電流、増幅率は温度依存性を持つ (図 3.11)。増幅率が 50 となる点での増幅率依存性は、 $-20 \sim -10^\circ\text{C}$ の間で次のようになる事が報告されている [15]。

$$\frac{1}{M} \frac{dM}{dT} \cong -2.6\%/K \quad (3.3)$$

3.3 高速計数システムの設計

3.3.1 電荷積分アンプとカレントアンプ

プリアンプには二つの種類が存在する。スペクトル測定で広く一般的に用いられている電荷積分アンプと、抵抗に電流を流すだけのカレントアンプと言われるものである (図 3.12)。電荷積分アンプは検出器からの電荷を積分するため、シグナルノイズ比が向上する。一方で、シグナルを積分する時間が必要なため、時間応答は悪くなる。カレントアンプは抵抗にシグナル電流を流すことでシグナルをリニアに増幅する。出力はシグナルと同じ時間特性をもつため、非常に速い応答が可能である。しかしながら、増幅器の働きとしては、リニア増幅するだけなので、シグナルノイズ比は入力信号のそれと変わらず、改善される事はない。また、高速なカレントアンプは非常に発振を起こしやすく、電力を消費するため、小型衛星のようなリソースの限られた場所では実現するのは難しい。Cute-1.7では試作機を作成し比較試験した結果、安定に動作する電荷積分アンプに後段に微分器を追加し、時間応答を改善した増幅器を採用することにした。

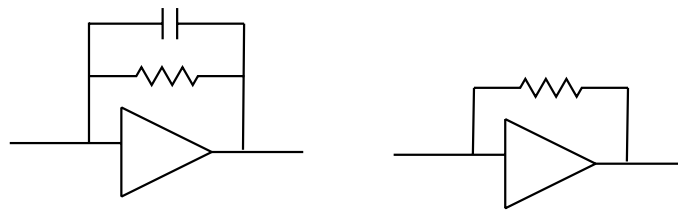


図 3.12: プリアンプのタイプ。電荷積分アンプ (左) とカレントアンプ (右)

電荷積分アンプを用いた高速増幅回路

電荷積分型アンプを用いた高速計数回路の概念図を示す (図 3.13)。電荷積分型アンプの出力は、積分した電荷を放電するためにテールを引く。このテールの部分の長さが高速応答性を悪くする。そこで、後段の増幅器によって微分を行い高速応答性能を向上させる。

実際の高速増幅回路を図 3.14 に示す。プリアンプ出力をそのまま微分したのでは図 3.13 のようにアンダーシュートの影響が大きい。この影響を小さくするため、微分器の帰還抵抗にコンデンサを並列につなげ、積分し、アンダーシュートを緩和させた。その結果、プリアンプ後段の増幅器は時定数 $\tau=10\text{nsec}$ の一次の微分積分アンプになっている。実際に

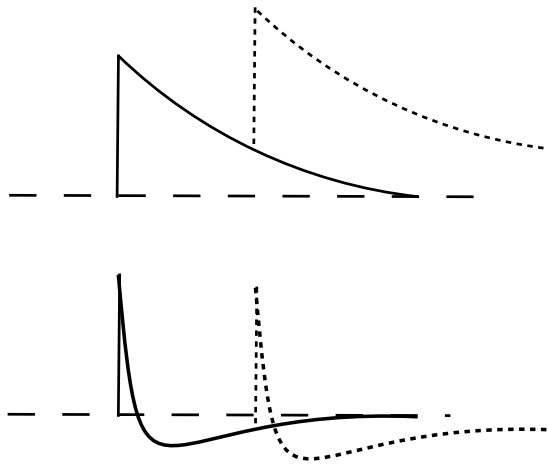


図 3.13: 高速増幅回路の概念図。上段はプリアンプ出力。下段はプリアンプ出力を微分器で処理したもの

は、微分積分アンプだけの増幅ではシグナルが小さいため、反転増幅器がさらに後段に追加されている。最後のパッシブな微分器は、反転増幅器出力に見られた 200mV 程度の大きなオフセットを取り除くために挿入した。この部分の時定数 τ はおよそ $100\mu\text{sec}$ であるため、シグナルレベルには影響しない。

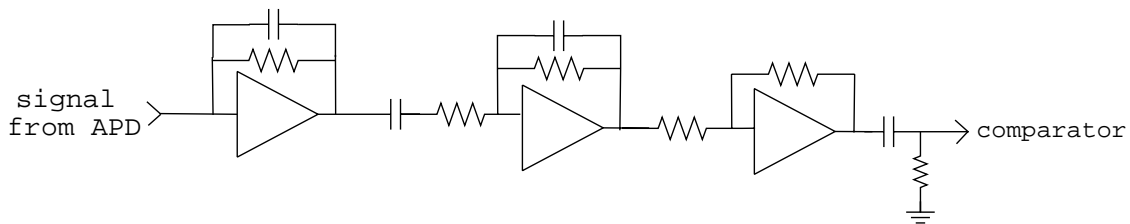


図 3.14: 実際に設計した高速増幅回路

カウンタ部の構成

高速増幅回路によって増幅されたシグナルはコンパレータに入力され、閾値を越えたものだけが 20bit カウンタによってカウントされる。カウンタは 2 段構成になっている。速い応答を求められる下位ビット用に 4bit の専用カウンタ IC (74LV161A) を用い、比較的遅くても良い上位ビット用のものとして 3.1.3 項で述べた APD モジュール制御部、H8 マイコン、に内蔵されている 16bit カウンタを使用している。これらのカウンタの応答速度

を表 3.6 にまとめる。

表 3.6: カウンタ IC の応答速度

	専用カウンタ IC ^a	H8 マイコン内蔵カウンタ ^b
応答速度	150MHz	1MHz

^a 下位 4 ビット、^b 上位 16 ビット

3.4 APD モジュールがもつ制御機能

荷電粒子測定部には大きく (1)APD の冗長系切替え、(2) 測定する閾値レベルの切替え、(3)APD の増幅率温度依存性の自動制御、の 3 つの制御機能がある。

APD の冗長切替え

冗長系として、APD と増幅回路は軌道上での故障に備えて、A 系と B 系と呼ばれる 2 系が用意されている。この 2 系の切替えは、増幅回路に供給する電源を切替える事で行い、2 系が同時に動作する事は無い。

計測する荷電粒子の閾値レベルの切替え

測定の際の閾値レベルは図 3.15 の用にスイッチ IC を用い、 R_1 から R_3 までの合成抵抗と、 R_0 との抵抗分割によって調節する。閾値レベルの設定基準は、(1)APD を使う事で初めて測定できるエネルギー領域、(2) これまで使用されて来た SSD の測定可能領域、(3)APD で測定できる最大エネルギー領域、での荷電粒子の計数を行えることである。(1) については 4.4 節で詳細を述べる。また、(3) は APD の Si ウェハの空乏層の厚さで決まる値である。APD の増幅率を 50 として使用した場合には表 3.7 のような抵抗の組合せになる。

APD 印加電圧の自動制御

衛星内部の温度は、特に小型であるため、日照状態により大きく変化することが予想され、ほぼ同一の軌道要素の Cute-I では $-10^{\circ}\text{C} \sim 20^{\circ}\text{C}$ の変化が見られている [33]。この様

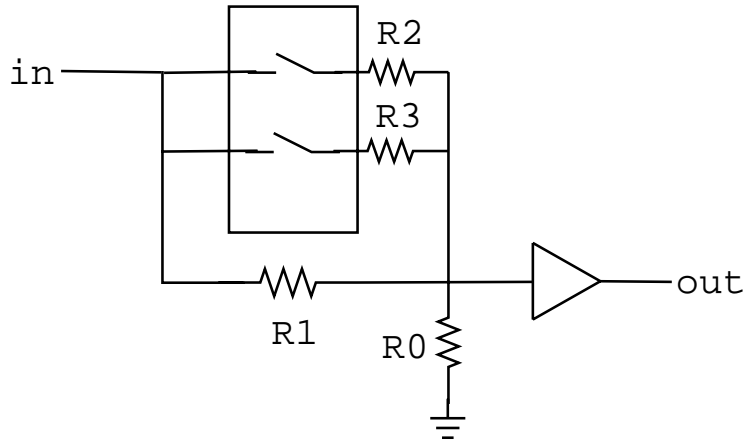


図 3.15: 閾値レベル設定回路

表 3.7: 閾値エネルギーと対応する抵抗

基準	閾値エネルギー [keV]	合成抵抗 [Ω]	抵抗の組合せ
(1)	10	10k	R_1
(2)	30	2.8k	R_1 、 R_2^a
(3)	100	99	R_1 、 R_3^b

^a $R_2 = 3.9k\Omega$ ^b $R_3 = 100\Omega$

な温度変化のある場所で APD を使用する時、増幅率の温度依存性が問題となる。この問題を解決する方法は一般的な方法としては 2 通り考えられる。

一つは各イベント毎に印加電圧、温度、シグナルレベルのデータを全て保存する方法である。ダウンリンクされたデータを地上で解析する事で、イベントの正確なエネルギーを知る事ができる。この方法は多チャンネルの ADC を用いてスペクトルをとる場合にのみ有効であるがデータが膨大になるという問題がある。Cute-1.7 の様に入射粒子のエネルギー下限値を与えるだけの測定では、温度によって閾値が変わるので、エネルギーを正確に再計算することは出来ない。

2 つ目の方法は、増幅率を一定に保つように機上で制御する方法である。図 3.16 にその概念を示す。メイン制御部に増幅率が一定になる温度と印加電圧の応答関数を用意しておく。これによって、温度センサーの出力に応じて、適切な印加電圧をかける事ができる。増幅率制御の不定性は、温度データの精度と印加電圧の制御精度によって決まる。実験室レベルでの試験は成功しており [18, 20]、将来的な衛星ミッションに向けて軌道上で APD

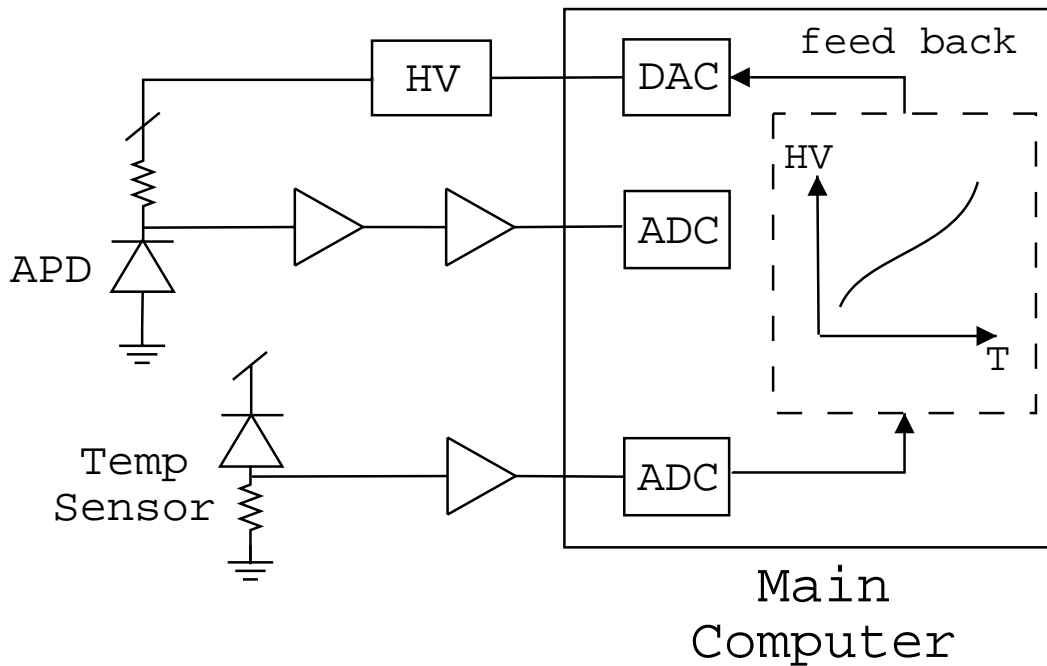


図 3.16: 増幅率自動制御の概念図。温度センサで測定した温度と、H8 マイコンの中に組み込まれている参照関数から、増幅率を一定にするための適切な電圧を決め APD に印加する。

の増幅率自動制御を行う。

温度センサ

検出器の温度を測るために温度センサを搭載する。今回、搭載する温度センサはアナログデバイス社の AD590 である。これは Suzaku、HETE と言った既に運用されている衛星に搭載されているものである。Cute-1.7 の温度は軌道上で 0°C 前後になると予測されているため、温度センサーがおおよそ -40°C から 40°C 程度の領域を測定できるように回路を設計した。温度センサーの出力は ADC に入力され、それによってメイン制御部は温度を認識することができる。増幅率の制御精度は温度の測定精度に依存し、 1°C 以下の分解能が必要とされる。このため、温度センサの測定精度を決定する ADC の bit 数には 8bit 以上の物が望まれる。適切な ADC の bit 数に関する詳細については付録 A.5 節にまとめる。

高電圧生成部

APD に印加する高電圧を作る方法はいくつか存在するが、消費電力の小さい物が望まれる。今回使用するのは analog modules 社の Model 521A である。Model521A は DC/DC コンバータであり、入力電圧を 120 倍にして出力する。入力電圧は DAC によって制御される。そのため、高電圧出力のダイナミックレンジは、使用する DAC のダイナミックレンジによって制限され、その範囲は 0 ~ 400V である。一方で、DAC を使用するため印加電圧は離散的になるため、DAC の 1ch あたりの印加電圧変動幅が大きければ、適切に増幅率を制御する事ができない。適切な増幅率制御のためには適切な bit 数の DAC を用意する必要がある。付録 A.6 の議論により、DAC には 8bit 以上の物が要求される。

3.5 APD モジュール部のデータとコマンドの概要

データの概要

APD モジュール部のデータは観測データ、ステータスデータなど、全部で 7 種類存在する。5 秒毎に工学制御部から APD モジュールに対し、データリクエストコマンド (表 3.11) が実行され、17Byte 長のデータとして工学制御部に送られる。送られたデータはタイムスタンプを押されて工学部のメモリに保存される。保存されたデータは 1 日に 2 回、東京工業大学地上局の上空を通過した時に地上へ転送される。地上との回線は 1 本 (430MHz) だけであり、これによってデータがダウンリンクされる。なお、工学制御部から APD モジュールへのデータリクエストコマンドの実行周期は 5 秒、10 秒、30 秒、600 秒に設定することが出来る。5 秒周期のコマンド実行を仮定し、一日に生じるデータ量を表 3.8 に見積る。また、観測データをダウンリンクする際のデータフォーマットを表 3.9、表 3.10 に示す。

APD モジュールステータス

APD モジュールが正常に動作しているかを示すデータ。工学制御部からコマンドを受け取った際、APD モジュールが正常に動作していると 1Byte のデータが返信される。

カウンタデータ

荷電粒子測定部の検出したシグナルの個数を保存したデータであり、A系とB系の2系が用意されている。各系につき、5Byte与えられており、4秒毎に工学系のメイン制御部からデータリクエストコマンドを受けて、データを送信する。

温度データ

APDの増幅率が温度により変化するため、温度データを取る必要がある。ダイナミックレンジが $-40^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ 、分解能は 1°C 以下という要求を満たすためには7bit以上のADCを使用する必要がある(A.5節)。8bitのADCを使用し、1Byteのデータとして返される。

HV出力値のデータ

APDの増幅率を知るために印加されている電圧値のデータを取得する必要がある。HVはDACの出力を昇圧して作られている。出力精度はAPDの増幅率自動制御の達成精度から要求される(A.6節)。8bitのDACを使用し、1Byteのデータとして返される。

増幅率自動制御モード on/offデータ

APDの温度依存性を打ち消す増幅率自動制御モードのon/off状態を示すデータ。1Byte使用する。

冗長系ステータス

冗長系に組んだA系とB系の荷電粒子測定部のうち、どちらの系を使用しているかしめすデータ。1Byte使用する。

閾値データ

カウントするエネルギーを決める閾値レベルの状態を示すデータ。4つの閾値レベル(10、30、100、101 keV)が用意されている(3.4節)。データは各閾値レベルを設定するコマンド名で返され、その長さは1Byteとなる。

表 3.8: データ概要。5 秒周期でデータリクエストが実行された場合を仮定。

データ	サイズ [Byte]	サンプリングレート [Hz]	合計 [kByte/day]
APD モジュールステータス	1	0.2	17
温度	1	0.2	17
HV	1	0.2	17
増幅率制御	1	0.2	17
閾値	1	0.2	17
冗長系	1	0.2	17
カウンタ	5 + 5	0.2	172.8
増幅率	1	0.2	17
合計	17	0.2	276

コマンドの概要

APD モジュールのコマンド群は大きく、測定したデータのハンドリング用コマンドと、APD モジュールの機能を制御する制御用コマンドの 2 種類に分かれる。これらのコマンドの名称と機能の概要を表 3.11 に示す。データ形式等の詳細については A.8 を参照。

表 3.9: 衛星からダウンリンクされる APD モジュールのデータフォーマット (Frame0)。Frame0、Frame1が存在し、衛星ステータスと PDA ステータスが交互にダウンリンクされる。アップリンクコマンドは常に含まれ (5Byte 目)、その後にファイル読み込み番目アドレス (4Byte)、測定時刻 (UTC:14Byte)、APD モジュールデータ (17Byte) が続き、全 43Byte のパケットデータとなる。

Bytes	Frame 0	Bytes	Frame 0
1	Status0	23	Measure Time 11
2	Status0	24	Measure Time 12
3	Status0	25	Measure Time 13
4	Status0	26	Measure Time 14
5	lastCommand	27	APD module Status
6	lastCommandParam1	28	温度
7	resultLastCommand	29	印加電圧
8	answer0	30	増幅率制御
9	Read Data Address 3	31	閾値レベル
10	Read Data Address 2	32	冗長系ステータス
11	Read Data Address 1	33	A 系カウンタ
12	Read Data Address 0	34	A 系カウンタ
13	Measure Time 1	35	A 系カウンタ
14	Measure Time 2	36	A 系カウンタ
15	Measure Time 3	37	A 系カウンタ
16	Measure Time 4	38	B 系カウンタ
17	Measure Time 5	39	B 系カウンタ
18	Measure Time 6	40	B 系カウンタ
19	Measure Time 7	41	B 系カウンタ
20	Measure Time 8	42	B 系カウンタ
21	Measure Time 9	43	増幅率
22	Measure Time 10	44	RSVD(reserved)

表 3.10: 衛星からダウンリンクされる APD モジュールのデータフォーマット (Frame1)。Frame0 と Frame1 が存在し、衛星ステータスと PDA ステータスが交互にダウンリンクされる。アップリンクコマンドは常に含まれ (5Byte 目)、その後にファイル読み込み番目アドレス (4Byte)、測定時刻 (UTC:14Byte)、APD モジュールデータ (17Byte) が続き、全 43Byte のパケットデータとなる。

Bytes	Frame 1	Bytes	Frame 1
1	PDAStatus0	23	Measure Time 11
2	PDAStatus0	24	Measure Time 12
3	PDAStatus0	25	Measure Time 13
4	PDAStatus0	26	Measure Time 14
5	lastCommand	27	APD module Status
6	lastCommandParam1	28	温度
7	resultLastCommand	29	印加電圧
8	answer0	30	増幅率制御
9	Read Data Address 3	31	閾値レベル
10	Read Data Address 2	32	冗長系ステータス
11	Read Data Address 1	33	A 系カウンタ
12	Read Data Address 0	34	A 系カウンタ
13	Measure Time 1	35	A 系カウンタ
14	Measure Time 2	36	A 系カウンタ
15	Measure Time 3	37	A 系カウンタ
16	Measure Time 4	38	B 系カウンタ
17	Measure Time 5	39	B 系カウンタ
18	Measure Time 6	40	B 系カウンタ
19	Measure Time 7	41	B 系カウンタ
20	Measure Time 8	42	B 系カウンタ
21	Measure Time 9	43	増幅率
22	Measure Time 10	44	RSVD(reserved)

表 3.11: APD モジュールの制御コマンドと機能の概要

コマンド名	コマンド	動作内容
全データリクエスト	0x51	温度、カウント、閾値、 HV データ、設定された増幅率を返す
カウンタリクエスト	0x70	カウントデータを返す
カウンタリセット	0x3b カウントデータをリセット	
HV 設定	0x33,0x33,0x[00-ff]	設定 HV 値まで徐々に上昇させる
増幅率制御設定	0x34	設定増幅率に保つ印加電圧制御オン
	0x35	印加電圧制御オフ
増幅率の設定	0x4[6-7]	増幅率を 30or50 に設定。
閾値設定	0x38,0x3[0-3]	設定した閾値レベルに変更
APD の冗長切替え	0x37	A→B 系に切替え
	0x36	B→A 系に切替え

第4章 APDモジュールFM(Flight Model)の開発と性能評価

この章では3章で設計し、開発したフライトモデルの動作、性能試験について詳しく述べる。荷電粒子測定部については検出器の特性試験、増幅器の応答、計数能力の確認を行った。また要求される温度範囲内での動作を確認するため、温度試験を行い、通信、電源系ともに安定に動作するを確認した。

4.1 APDの遮光について

4.1.1 フライトモデル APD センサー

APDには本ミッションのために製作したAl蒸着付きS8664-55modを使用する。受光面積は $5 \times 5 \text{mm}^2$ であり、reverse型のものである(3.2.2項)。このAPDには太陽光など、可視光に感度を持たないようにAl蒸着を施し、結晶の側面からの光り洩れを防ぐために黒色樹脂を周囲に埋めている(図4.1)。各APDの完全遮光時における 20°C 、増幅率50の時の印加電圧を表4.1に示す。

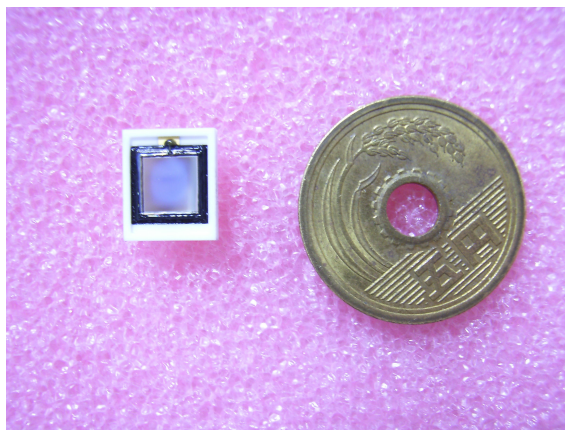


図 4.1: FM用のAPDの写真

表 4.1: APD の 25°C における各パラメータ [34]

型番	VB ^a [V]	ID ^b [nA]	Ct ^c [pF]
	(ブレイクダウン電圧)	(暗電流)	(容量)
no158	432	3.8	79.0
no154	432	3.7	78.8
no155	420	3.9	76.7
no156	432	3.8	79.1

^a 暗電流が 100 μ A の時の電圧。

^b VB=45V の時の値

^c VB=45V の時の値

4.1.2 遮光性能の確認

Al 蒸着や周囲を黒色樹脂で埋めたにも関わらず、室内照明に晒した時に印加電圧をかけない状態で暗電流の測定を行ったところ、100[nA] 程度の電流が流れ、側面からの光の洩れ込みが確認された。そこで、APD の表面を覆う治具を取り付ける対策をした (図 4.2)。治具は 0.1mm 厚の真鍮のパッケージと 1mm 厚の黒色アクリル板の中敷から構成され、そ

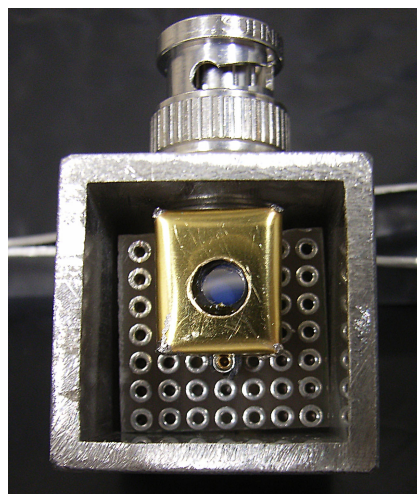


図 4.2: 遮光用の治具を取り付けた APD。入射窓の大きさは 3.5mm ϕ

の下に APD がはめ込まれる形となる。受光面の面積は 3.5mm ϕ である。この治具をつけた状態で遮光性能確認試験を行った。

照射光の強度の見積もり

軌道上で一番強い光に晒されるのは、APD が太陽方向を向いた時である。その様な状況下でも遮光性能が保たれていなければならない。そこで、太陽光と同程度の強度の光を照射して遮光試験を行った。太陽光の全輻射量は $3.8 \times 10^{26} [\text{W}]$ であり、地球近傍での単位面積辺りの輻射量は $1.37 \times 10^3 [\text{W}/\text{m}^2]$ となる [35]。APD の受光面積は $3.5\text{mm}\phi$ であるため、APD に入射する光の輻射量は $7.53 [\text{mW}/3.5\text{mm}\phi]$ である。

測定結果

太陽光相当の輻射量を模擬するために、LED ($\lambda = 648\text{nm}$) を使用し 800mW の強度で光を拡散しないよう指向性を高めて照射した。LED と APD の受光面との距離はおよそ 5mm 程度である。この時の APD から出力される光電流を計測した。計測には微小電流電圧計 Keithley 371 を使用した。結果を図 4.3 に示す。LED 照射によって暗電流レベルが

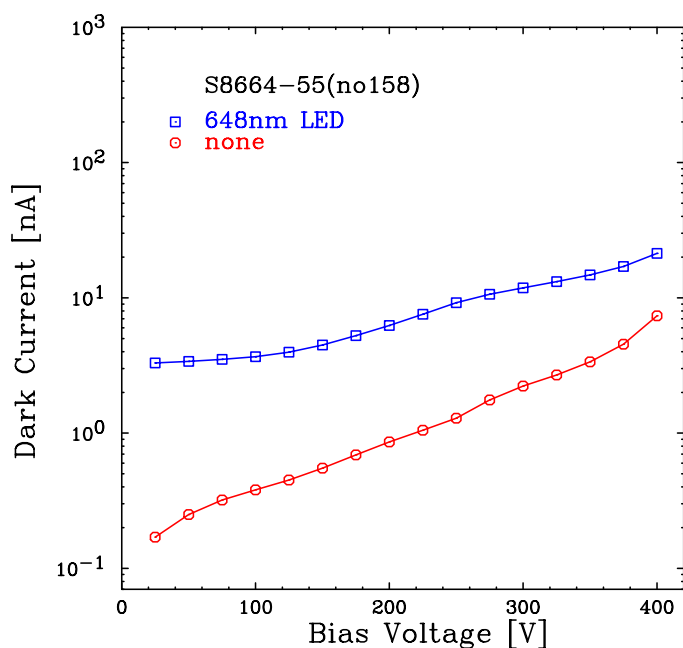


図 4.3: 完全遮光時と太陽光と同等の強度の光を照射した時の APD の出力電流

増加し、光洩れの影響がみられる。この時の電流値は印加電圧に対してあまり変化しない事から、APD の増幅領域を通過しない側面からの洩れ込みである事が分かる。

APD を増幅率 50 で使用する際にかかる印加電圧の大きさは約 370V 程度である。この時、完全遮光した時の暗電流の大きさは約 4nA 、LED 照射時には約 17nA である。APD

の電荷回収時間は 1nsec 以下である事が知られている。仮に電荷回収時間を 1nsec とすると、1 keV のデポジットエネルギーがあった時に APD の出力する電流は $2.2[\mu\text{A}]$ (増幅率=50) となる。以上のことから、光洩れの影響が少し見られたが、LED 照射時にも低エネルギー粒子のシグナルを有意に検出できることが確認できた。

4.2 APD の温度特性測定

3.4 節で述べたように、温度変化が大きいと予想される機上では、APD の増幅率温度依存性が問題となる。そのため APD の増幅率が印加電圧と温度の二つに依存する性質を利用し、温度に応じて印加電圧を変化させる制御を行う。増幅率を一定に保つ温度とその時

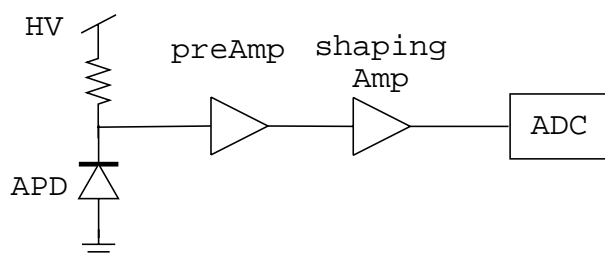


図 4.4: APD の増幅率測定のためのスペクトル測定のセットアップ。各モジュールの詳細は表 4.2 を参照

の印加電圧の関係は ^{55}Fe のスペクトルを利用して求める。図 4.4 にスペクトルの測定方法を示す。線源からの X 線が APD に入射すると、そのエネルギーに応じた電荷が出力される。APD からの電荷は電荷積分アンプで積分され、さらに波形整形アンプで整形された後、ADC に入力される。APD に ^{55}Fe の線源を照射し、スペクトルのピークチャンネルが各温度で等しくなる時の印加電圧を求める。スペクトルを取る際に使用したアナログ回路、高圧電源を表 4.2 にまとめる。

4.2.1 APD の増幅率決定

APD の増幅率は一般に、LED を照射して求めるが、遮光用に Al 蒸着を施しているためこの方法をとることができない(4.1 節)。そこで今回は、プリアンプ (581K、クリアパルス社製) のテストパルス端子を利用し増幅率を求める。テストパルス端子は図 4.12 のテストパルス入力端子と同様の構成をしており、コンデンサ $C=5[\text{pF}]$ が入っている。電圧差 V_{pp}

表 4.2: スペクトルの測定に使用したモジュール

機能	メーカー	型番	備考
プリアンプ	クリアパルス	581K	整形時定数 $0.5\mu\text{sec}$
波形整形アンプ	クリアパルス	4417	
ADC	クリアパルス	1114A	
高電圧	REPIC	Model RPH-022	

[V] の階段関数の形をしたパルスを入れると、電圧値が変化した瞬間に電荷 $Q = CV_{pp}$ [C] が生成され、それがプリアンプへと流れる。一方、エネルギー E [eV] の X 線が APD で作る増幅前の電荷を q [C] とすると、 $q = eE/w$ [C] となる。ここで e 、 w は順に素電荷、平均電離エネルギーである。エネルギー E の X 線のスペクトルのピークと、テストパルスによるスペクトルのピークが一致している時、 Q と q を使うことで APD の増幅率 M は $M = Q/q$ と与えられる。今回は、X 線源として ^{55}Fe を使い、上記の測定原理によって APD の増幅率を測定した。

4.2.2 結果

FM 用 APD (no154、no155、no156、no158) について測定した増幅率 30、50 の時の温度と印加電圧の関係を図 4.5、図 4.6 に示す。 $-40^{\circ}\text{C} \sim 30^{\circ}\text{C}$ までの応答は直線性が良いが、 30°C より高温側で急激に印加電圧の上昇が見られる。検出器から出力される電荷はバイアス抵抗と、プリアンプ入力に流れ込む事ができる (図 4.4)。シグナル電荷をより多く回収するために、バイアス抵抗には非常に抵抗値の大きいものを使用する。この抵抗があるために、検出器にかかる電圧は高電圧出力値よりも小さくなる。 30°C 以上から APD に印加している電圧は降伏電圧に非常に近く、この電圧領域では暗電流が急激に大きくなる (図 3.11、表 4.1)。暗電流の急増によってバイアス抵抗に流れる電流値が増加し、そこで電圧降下が大きくなる。この効果のため、 30°C よりも高い温度ではより電圧を印加しなければ増幅率を保て無かったと考えられる。

表 4.1 に示した、降伏電圧、増幅率 50 になる逆電圧のパラメータが似た APD は図 4.5、図 4.6 から温度に対する印加電圧の関係もほぼ同じである。フライトモデルでは no154、no 156、no158 タイプの温度応答をする APD を用いることにした。この測定を元に、これらの APD の増幅率の温度応答関数をフィッティングによって近似的に求めたところ (式

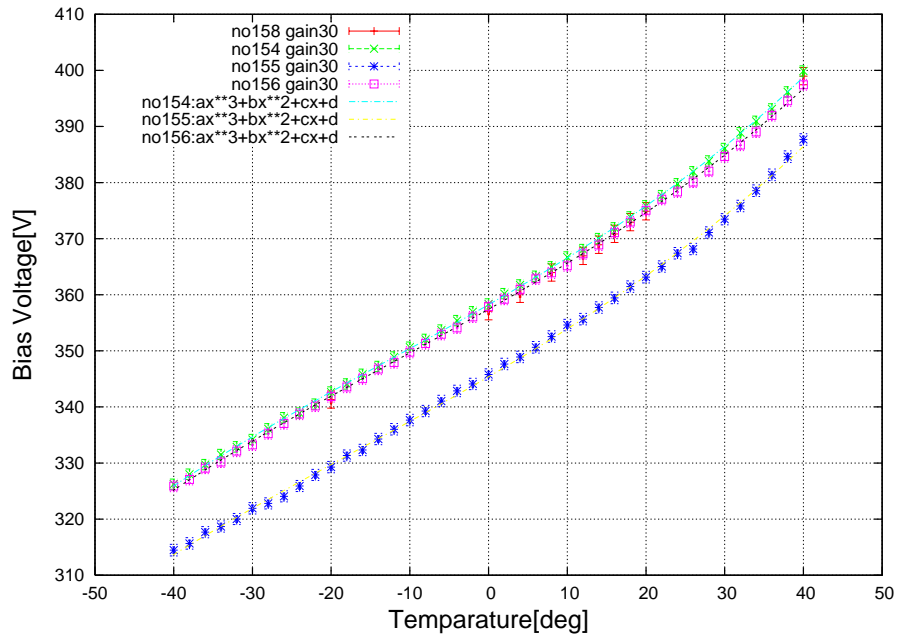


図 4.5: APD の増幅率を一定に保つ温度と印加電圧の関係。増幅率 30 を仮定。

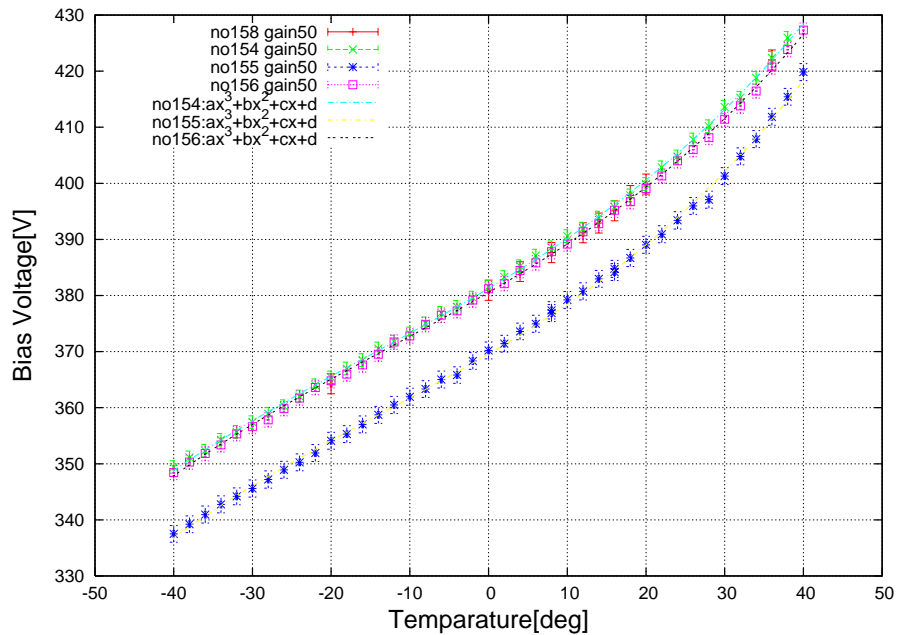


図 4.6: APD の増幅率を一定に保つ温度と印加電圧の関係。増幅率 50 を仮定。

4.1) のようになった。この関数を H8 マイコンに実装する。

$$\begin{aligned}
 HV(T : \text{gain} = 30) &= 0.00428883T^2 + 0.93088T + 381.365 \\
 HV(T : \text{gain} = 50) &= 0.00428883T^2 + 0.93088T + 381.365
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

4.3 様々な温度における増幅率の制御試験

4.3.1 温度センサの応答

APDの温度測定用に搭載する温度センサはアナログデバイス社のAD590である。AD590は温度によって出力が変わる電流源で、 $1\mu\text{A}/\text{K}$ の出力変化を示す。温度センサがおおよそ -40°C から 40°C 程度の領域を測定できるように回路を図4.7のように設計した。AD590

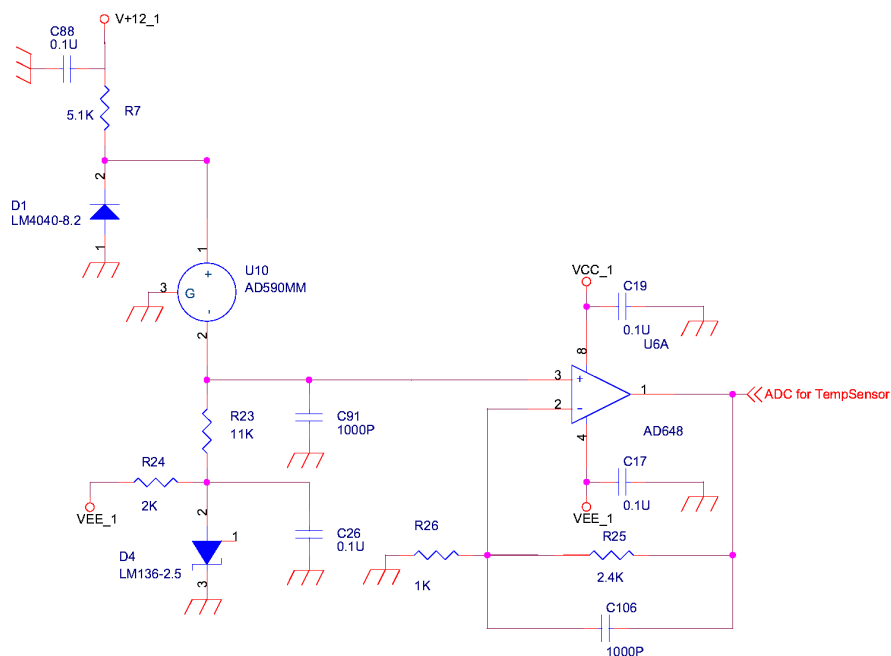


図 4.7: 設計した温度センサーの回路

から出力された電流は抵抗を流れ、抵抗上流での電圧値が非反転増幅器によって増幅される。この温度センサの出力は8bit、ダイナミックレンジが3.0VのH8マイコン内蔵ADCで読みとられる。3Vという狭いダイナミックレンジで、 -40°C から 40°C まで、1度以下の温度分解能を達成するために、下流側の抵抗端を -2.5V のツェナーに接続する工夫をしている。

この回路を用いて、各温度での温度センサの出力電圧の測定を行ったところ図4.8のようになった。これから求めた温度 T の時に出力される電圧 V_{temp} の応答関数は次のようになる。

$$V_{\text{temp}} = 0.0375T + 1.88 \quad (4.2)$$

ADCのダイナミックレンジは3.0Vであるため、温度センサの感度は $3.0[\text{V}]/256[\text{ch}] = 12\text{mV}/[\text{ch}]$

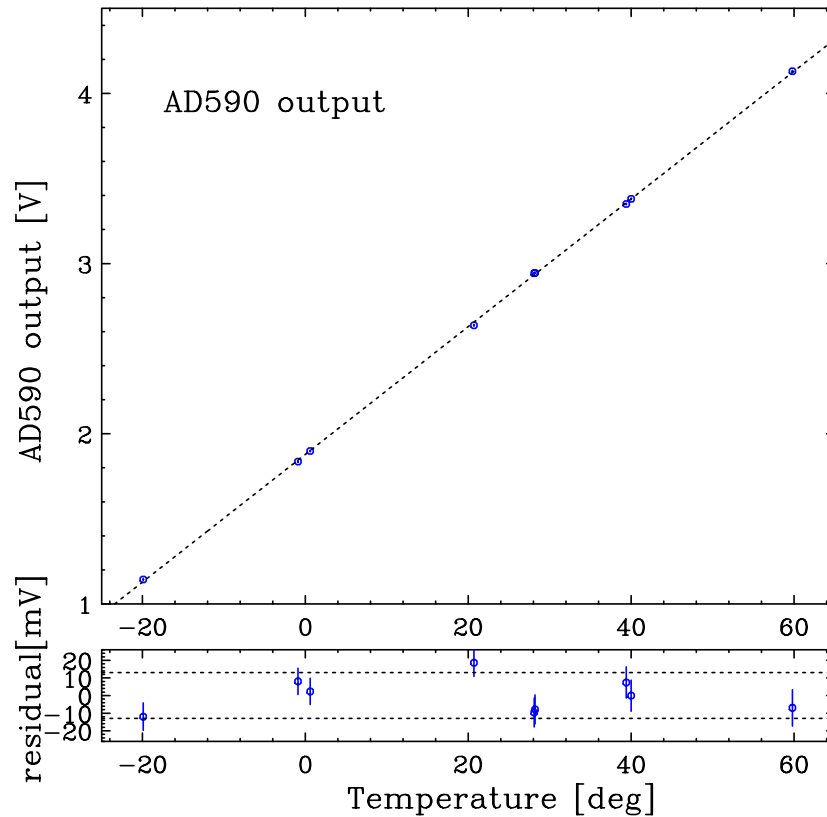


図 4.8: 温度センサの線形性と応答関数 (点線)。下のパネルは実測値と関数の差であり、点線は応答関数を基準にした時の ADC の $\pm 1\text{ch}$ に相当する電圧 ($\pm 12\text{mV}$)

となる。応答関数に対する残差を見ると、ADC の 1ch に相当する電圧 (12mV) 以内に収まらない物が存在する。実際の温度に対して、最大で ADC のチャンネルが 2ch 分ずれたとすると、これに相当する温度のずれ ΔT は

$$\Delta T = \frac{20[\text{mV}]}{0.0375[\text{V/K}]} = 0.90[\text{K}] \quad (4.3)$$

となる。 1°C 以下の温度分解能が要求されているため (A.5 参照)、許容精範囲内に収まる事が分かり、4.2 式で与えられる応答関数を H8 マイコンに実装しても問題は無い。

4.3.2 印加電圧の線形性

APD に印加するバイアス電圧は H8 マイコン内蔵 DAC からの出力を非反転増幅器で増幅し、さらに印加電圧用 DC/DC コンバータで昇圧して作られる。増幅率の温度依存性を温度によって印加電圧を調節して行う場合、ハードウェアには優れた線形性が求められる。また、この線形性は温度が変化した時にも保たれなければならない。

DAC からの入力に対して出力される印加電圧の関係を図 4.9 に示す。20°C の出力データに対してフィッティングを行い、近似的に次の応答関数を得た。

$$HV = 1.55 \times T + 0.67 \quad (4.4)$$

応答関数に対する残差を見たとき、一様に上に凸になっている。これは、印加電圧出力が厳密には線形ではないことを示している。しかしながら、350V ~ 400V の APD に印加して使用する電圧領域では残差が 0.5% 以内に収まっており、要求精度を保っているため問題にはならない。また、温度が変化しても 20°C のデータから作成された応答関数との残差はほとんど変わらなく、この応答関数の出力が -20°C ~ 40°C の動作要求温度範囲内で要求精度内に収まっている事が確認できた。以上から、印加電圧の応答関数は温度に対してほとんど変化しないと判断し、20°C の時の応答関数を H8 マイコンに実装する。

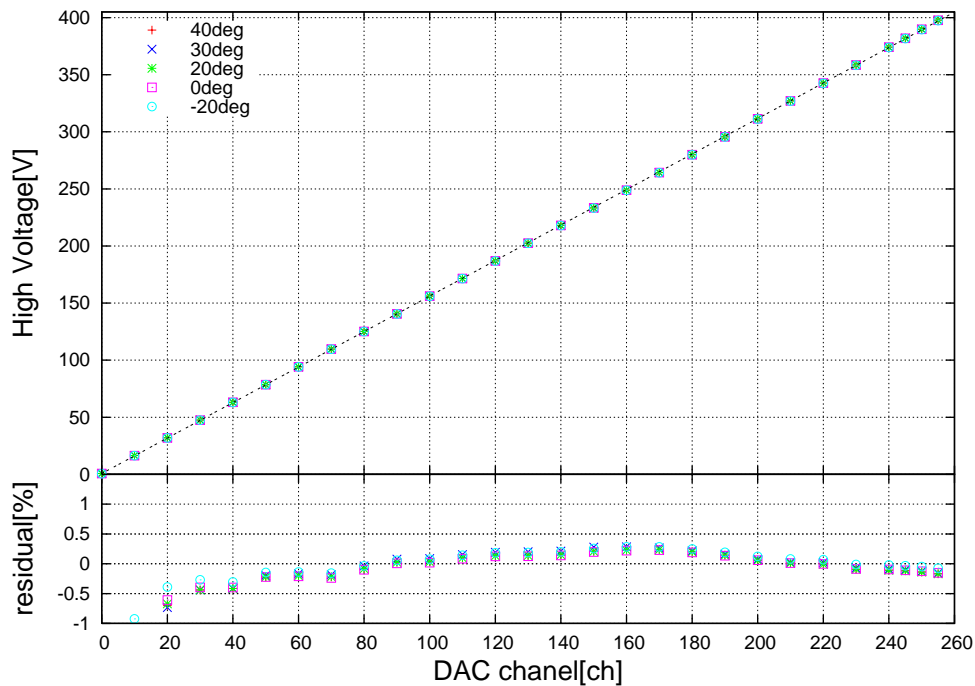


図 4.9: 印加電圧出力の線形性。点線は 20°C の時の出力に対してフィッティングをした応答関数。下のパネルは各温度での実測値と 20°C のデータから作成した関数との差。

4.3.3 印加電圧制御試験

4.2 節で得られた APD の増幅率の温度に対する応答関数を H8 マイコンに実装し、温度を変化させた時の印加電圧出力をモニタした。増幅率を 30 に設定し、温度サイクルは動

作要求温度である $-20^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ の間を、 $15[\text{K}/\text{時間}]$ の温度勾配で変化するよう恒温槽を用いて制御した。

図 4.10 に示す点線が、恒温槽の示す温度の時間変化である。温度センサは基板やセンサ自身の持つ熱容量があるため、少し遅れて温度変化している。恒温槽温度がおおよそ 30°C 以上になると、温度センサの出力が平らになっている。これは、温度センサの出力が ADC のダイナミックレンジを越えてしまったためである。印加電圧出力は温度センサの出力に応じ変化している事が確認される。図 4.11 にこの時の温度センサからの温度と出力されていた印加電圧の関係を示す。

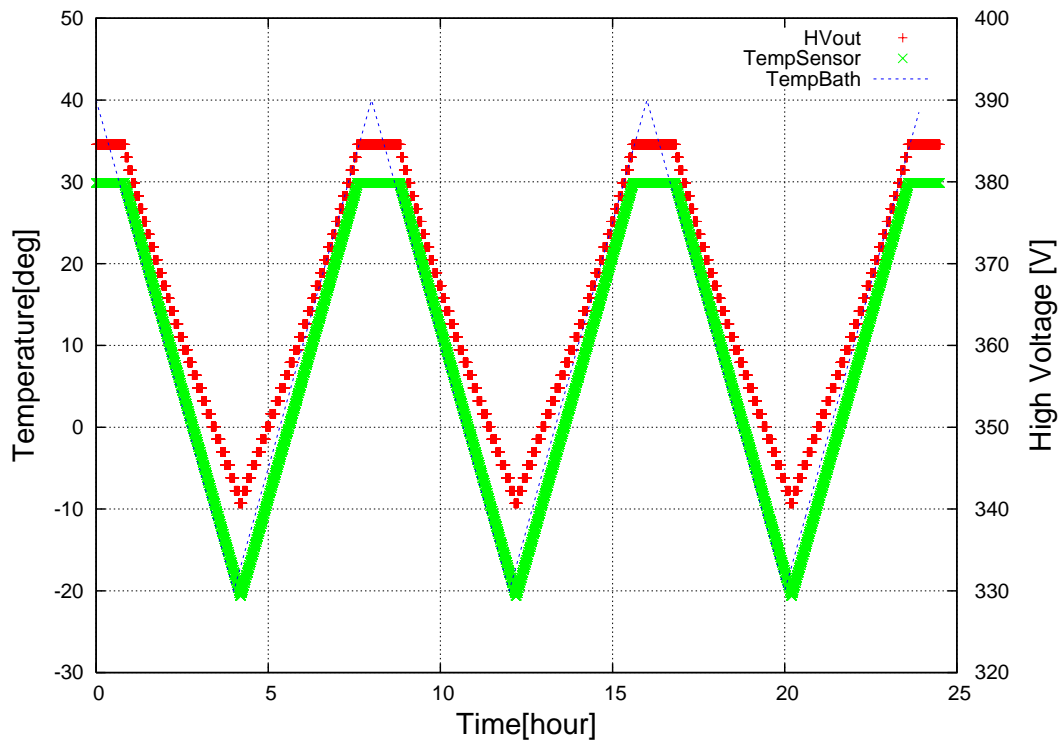


図 4.10: 点線が恒温槽の温度。温度センサの出力温度 (赤、左側縦軸) と印加電圧出力 (緑、右側縦軸)。

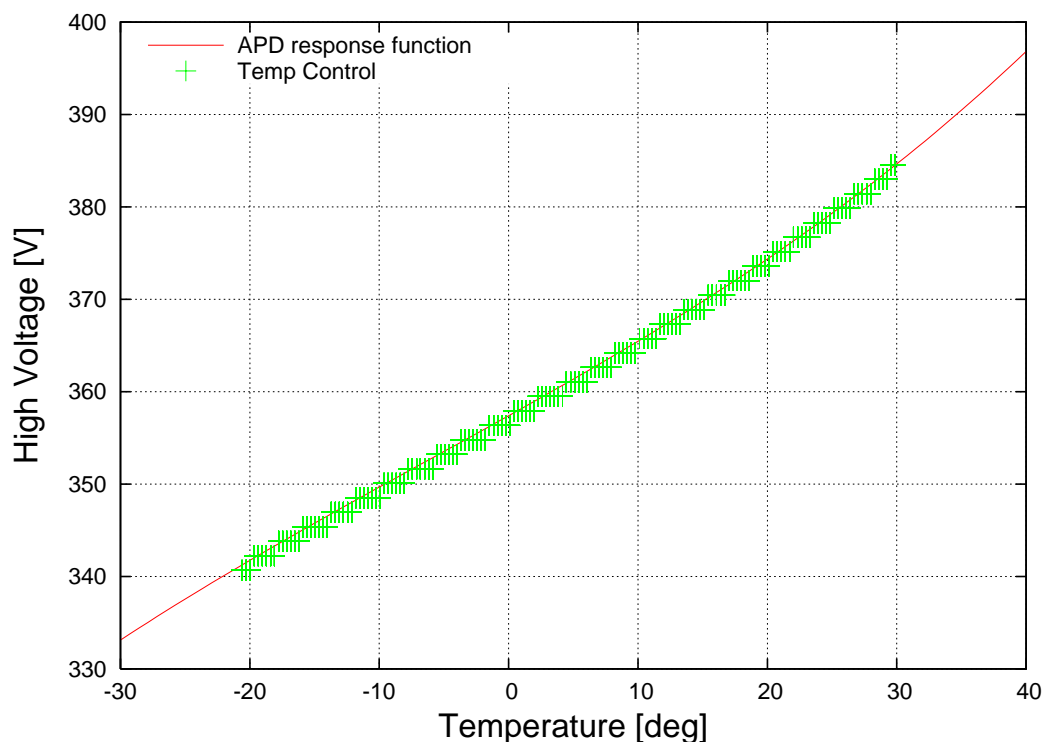


図 4.11: 温度センサ出力と印加電圧出力の関係 (緑) と APD の増幅率 30 の温度応答関数 (赤)

4.4 荷電粒子計数部の動作確認

4.4.1 増幅器出力

増幅器に理学電源系から電源を供給し、APD を使用せずテストパルスを入力した場合と、 ^{55}Fe の線源を使用し、APD からのシグナルを取り出した場合について、増幅器の出力をオシロスコープで測定した。図 4.12 に測定点を印で示す。この時、理学電源系には衛星電源バスを模擬し、安定化電源により 3.3V(3.3V バス)、5.0V (メインバス) を供給した。

テストパルス出力

A 系、B 系両系のテストパルス入力時の増幅器出力を図 4.13 に示す。両系ともコンパレータの立ち下がりに同期して、テストパルスとプリアンプ出力、ゲインアンプにひげノイズが生じている。これはコンパレータ出力が High(以下、H) から Low(以下、L) に切り

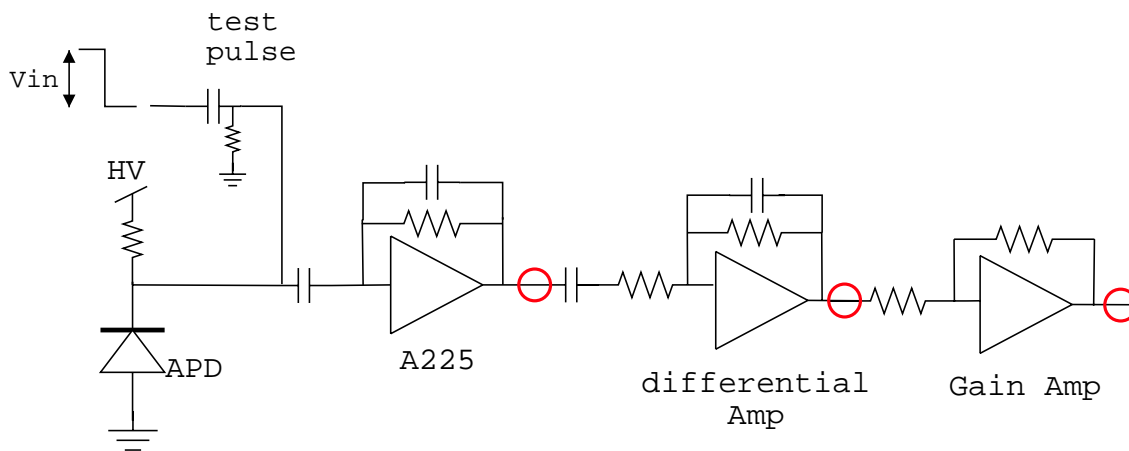


図 4.12: 検出器からコンパレータ入力までの回路図。テストパルスには矩形波を入力し、この時にコンデンサに溜った電荷を疑似シグナルとして利用する。赤 が測定点

替わる時にオフになるトランジスタによるスイッチノイズである。また、ゲインアンプにはシグナルが完全に立ち下がった後に、疑似パルスのような小さな盛り上がりが見られる(図 4.13 中赤)。これもやはりコンパレータ起因のノイズである。このノイズはコンパレータ出力からの放射ノイズがプリアンプ入力に干渉して生じている事が、これまでの開発の中で報告されている。

ノイズ閾値は主に疑似パルスの大きさによって決まる。図 4.13 のシグナルは 10keV 相当 (600mV) のシグナルであり、疑似パルスのパルスハイトが約 50mV 程度である事から、ノイズ閾値は 2keV 程度である事が確認できた。

⁵⁵Fe(5.9 keV) のシグナル確認

APD の増幅率が 50 になる様に電圧を印加し、その時の出力をオシロスコープで測定した。図 4.14 に波形を示す。設定できる閾値レベルが 10keV であるためコンパレータの出力は変化せず、そのためコンパレータ起因のノイズが見えていない。5.9keV のシグナルが有意に見る事ができ、増幅器のノイズが非常に小さいと言える。

4.4.2 閾値レベルの確認

3.4 項で述べたように APD モジュールには 4 つの閾値レベルが設定できるようになっている。各閾値レベルでの出力電圧を測定した。結果を表 4.3 に示す。

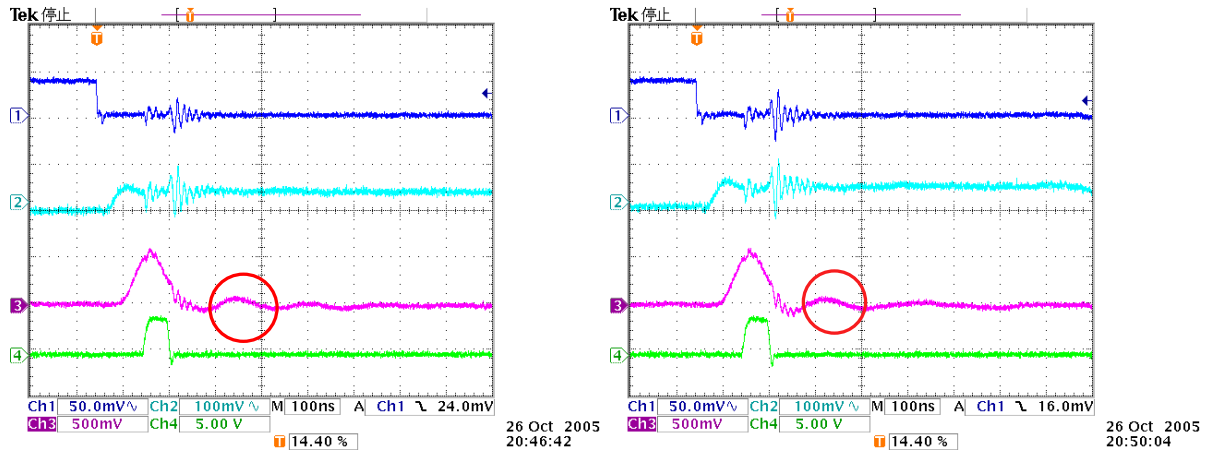


図 4.13: 10keV 相当のテストパルスを入力した時の増幅器出力。A 系出力 (左)、B 系出力 (右)。両系ともコンパレータ出力が H から L に切り替わった後にゲインアンプ出力に小さい疑似パルスが見える。テストパルス (青、1ch 色)、プリアンプ (水、2ch)、ゲインアンプ (赤、3ch)、コンパレータ (緑)

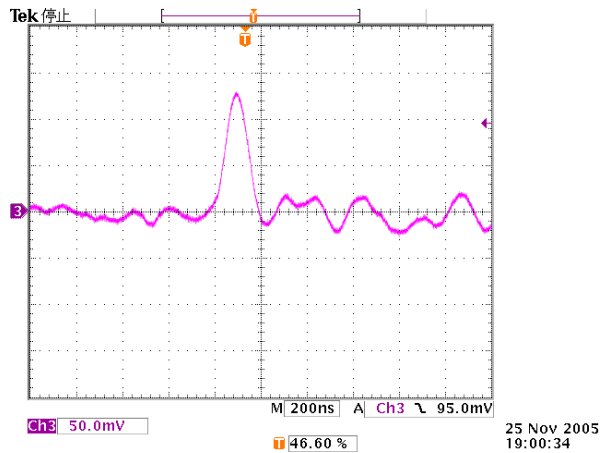


図 4.14: ^{55}Fe を APD に当てた時の増幅器出力。ゲインアンプ (赤、3ch)

4.5 計数率測定

Cute-1.7 で 目指す低エネルギーの荷電粒子を計数のために、作成した高速増幅回路の性能試験を行う必要がある。荷電粒子を模擬し、シグナルとしてランダムパルサーで点滅させた LED 光を用い、高速増幅回路の持つ計数能力の評価を行った。

表 4.3: 試験したコマンド

コマンド名	閾値電圧 [mV]	閾値エネルギー ^a [keV]
0x30	219	9keV
0x31	633	25keV
0x32	2080	82keV
0x33	2095	82keV

^a APD の増幅率が 50 の時

4.5.1 セットアップ

ポアソン統計に従って検出器に入射する荷電粒子を模擬するため、ランダムパルスにより LED をランダムに点滅させた (図 4.15)。荷電粒子が APD 内でエネルギーを落すの

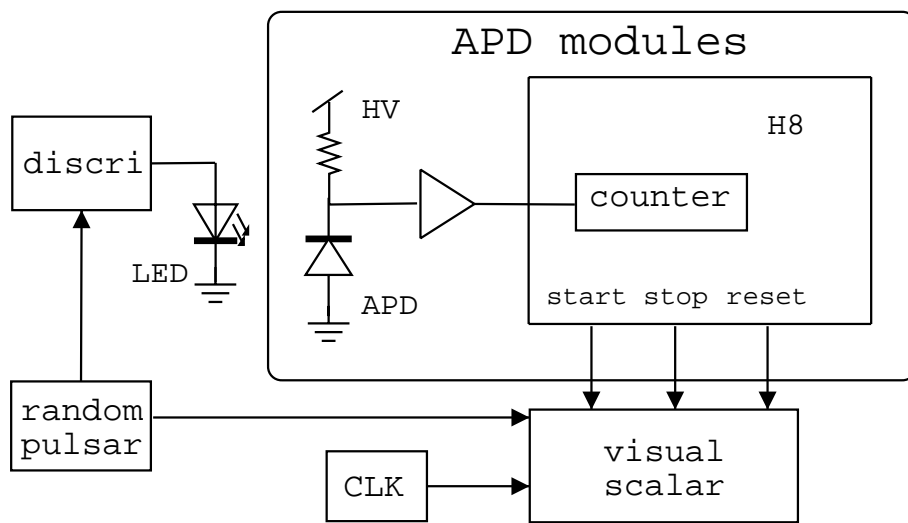


図 4.15: LED を用いた高計数実験のセットアップ

は非常に短い時間であるため、LED の一回の点灯時間ができるだけ短くする必要がある。ランダムパルスのトリガ出力は、そのままでは 100nsec の時間幅を持つため、これを一旦ディスクリミネータに入力し、10nsec の幅のパルスを作って LED に入力した。

また、入力イベントレートと APD モジュールの出力レートの比較を行うため、外部にスケータを用意し、ランダムパルスからの出力を数える。また正確な比較を行うために、H8 マイコンによりこの外部のスケータを制御し、APD モジュールのカウンタとの同期をとるようにした。

4.5.2 結果

図 4.16 に結果を示す。低エネルギー側では目標とする 10^6 [cts/s ec] の入力レートまでほとんど数え落とすことなく数えている。しかしながら、入力シグナルが大きくなるにつれて、低いレートで数え落としが始まっている事が分かる。また大エネルギー信号が入った場合には、一部のレートで数え過ぎが起きている。

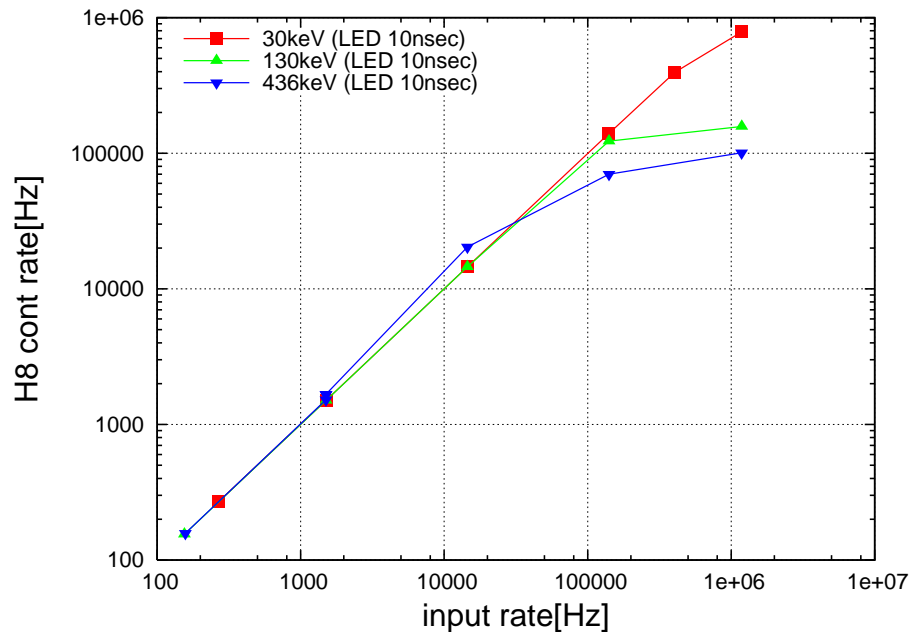


図 4.16: 30keV、130keV、426keV 相当のシグナルを入力した時の計数率。

4.5.3 数え落しの原因

数え落しの原因としては、プリアンプのサチュレーションが考えられる。プリアンプは低レート時、およそ 600mV のオフセットを持つ事が確認されている (図 4.17)。低レート時の時定数はおよそ $3\mu\text{sec}$ であるが、レートが高くなるにつれ、オフセットレベルが正常時に比べ、長い時定数で減衰する様子が見られる (図 4.17、中央の図)。更にレートが高くなるとこの減衰成分が正常時のオフセットレベルに回復できず、オフセットが 0 になったように見える。これらは、プリアンプがサチュレーションしたことによって、フィードバックが正常にかからなくなり、オフセットレベルがずれたことによって生じたと考えられる。オフセットが GND レベルに張りついている時には LED が点滅しても、プリアンプは反応しない (図 4.17 右)。一方で、後段のゲインアンプはプリアンプ出力に対して 1 対

1 対応しており、異常動作している様子は見られない。以上の事から、レートが高い状況で数え落しているのはプリアンプであると推測される。プリアンプが窒息する程の電荷が入る高レート、もしくは超大エネルギーの入射時には、計数率はプリアンプが窒息してから回復するまでに必要とする時間によって制限され、それはおよそ 100kHz である。

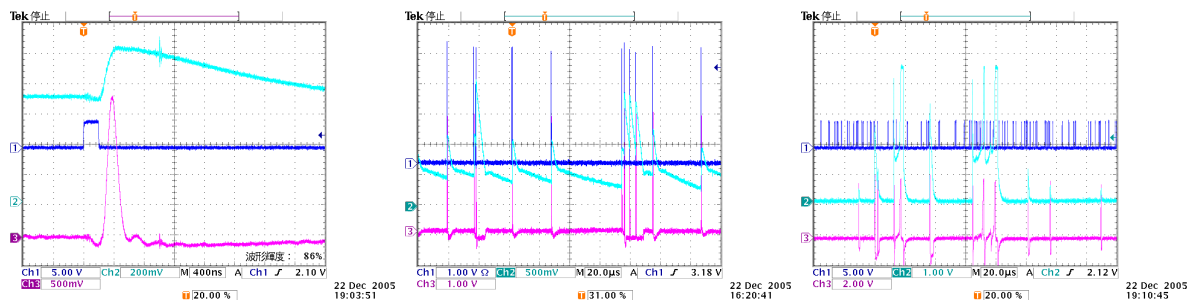


図 4.17: LED の点滅タイミング (青、1ch)、プリアンプ出力 (水、2ch)、ゲインアンプ (赤、3ch)。時間スケールが図によって異なり、400nsec/mas(左)、20 μ sec/mas(中央、右)。低レート時のアナログ出力。プリアンプのオフセットが 700mV 程あることが分かる (左)、レートが高くなって行くとプリアンプ出力にシグナル (時定数:3 μ sec) の他に、オフセットレベルが 10 μ sec の長い時定数成分で減少し始める (中央)、更に高レート時にはオフセットが 0 になっているように見える (右)。

4.5.4 数え過ぎの原因

436keV 相当の大エネルギー信号を入れた時、10kHz あたりで入力レートに対し出力レートが上回ると言う現象が見られた。この時のオシロスコープの波形を見ると、プリアンプが飽和し誤動作している様子が見られる (図 4.18)。図 4.18 を見ると、信号が入力され、それに応じプリアンプがシグナルを出力するが、減衰していった後にもう一回出力が立ち上がっている。この 2 度目のプリアンプ出力の立ち上がりにはゲインアンプが反応し、数えすぎが生じている。なお、大エネルギー信号を入れた時も 100kHz あたりで出力レートが飽和する。これは先に述べた数え落としが原因である。数え落としも数え過ぎもプリアンプの飽和が原因で発生するが、数え落としの発生率よりも、窒息による数え落としの発生率が上回ることで、100kHz あたりでは計数率が飽和している (図 4.19)。

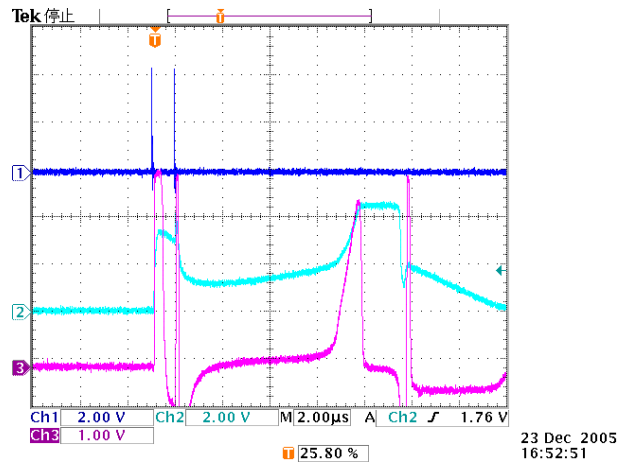


図 4.18: 436keV 相当のシグナルを 10kHz のレートで入れた時のオシロスコープの波形。LED の点滅タイミング (青、1ch、1ch)、プリアンプ出力 (水、2ch)、ゲインアンプ (赤、3ch、3ch)。シグナルが入っていない時にプリアンプ出力が立ち上がっている様子が見られる。

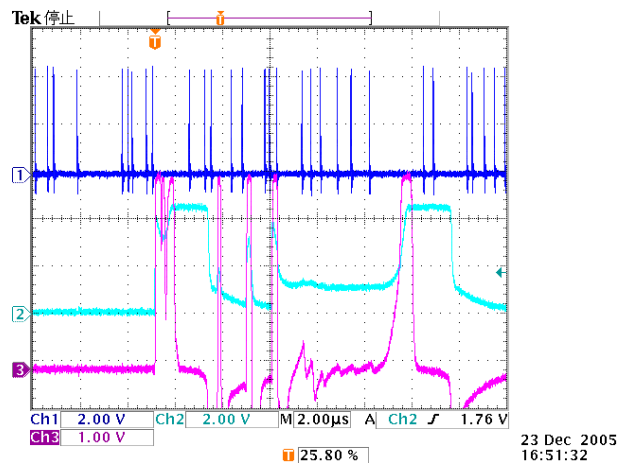


図 4.19: 436keV 相当のシグナルを 100kHz のレートで入れた時のオシロスコープの波形。窒息による数え落し (図左側) と飽和による数えすぎが起きている様子 (図中央) が見られる。LED の点滅タイミング (青、1ch)、プリアンプ出力 (水、2ch)、ゲインアンプ (赤、3ch)。

4.5.5 計数率試験のまとめ

図 4.20 にあるエネルギーを持った電子、陽子が APD にデポジットするエネルギーの関係を示す。図 3.2、図 4.20、図 4.16 から、軌道上で予測される計数の様子について考え

る。数え落しの原因は前述したようにプリアンプにある。このため、計数の正確さは闊

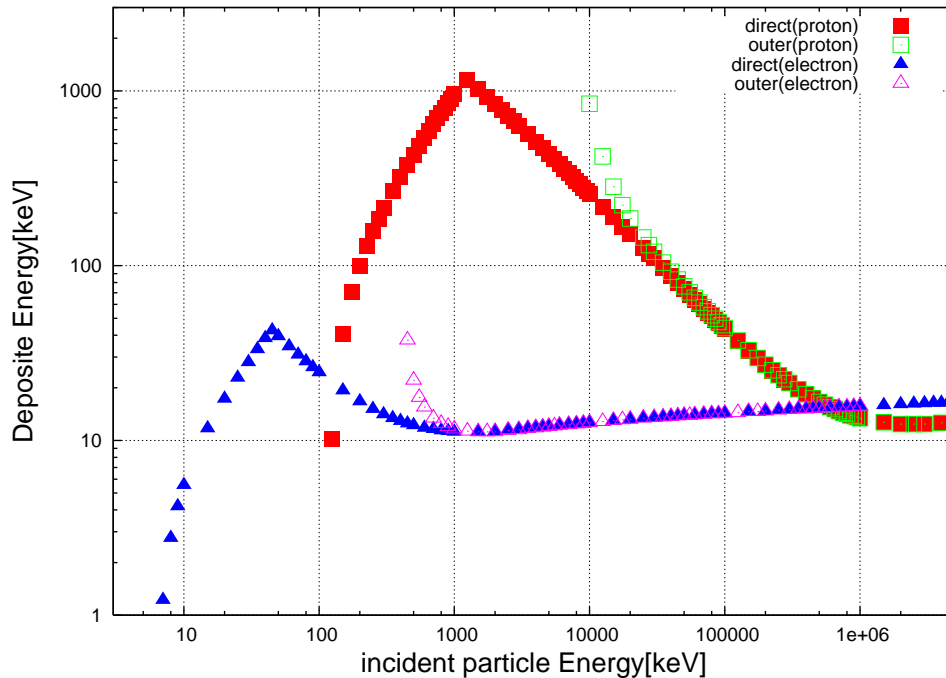


図 4.20: 電子と陽子が APD にデポジットするエネルギー。受光面から APD に入る場合 (図中: direct) と、真鍮部を通過して APD に入る場合 (図中: outer) とで分けてプロットしている。

値レベルに依存せず、APD に入射する粒子のエネルギーとそのフラックスで決まってしまう。電子について見てみると、最大のエネルギー (40keV) をデポジットするのは入射エネルギーが約 50keV の時であり、そのフラックスは図 3.2 右下より 8×10^6 [cts/sec/cm²] である。受光面積は $3.5\text{mm}\phi(0.096\text{cm}^2)$ であることから、粒子の入射レートは約 77kHz となる。この場合は、図 4.16 から十分に数えることができる。また、陽子については、400keV 以上のエネルギーをデポジット出来るのは入射エネルギーが約 500keV ~ 4MeV までの陽子であり、そのエネルギー領域に存在する陽子のフラックスの時間変動を図 4.21 に示す。最もフラックスの高くなっている軌道時間 1 時間の所で見ると、500keV 以上の陽子の積分フラックスが、 4×10^4 [cts/sec/cm²] であり、4MeV 以上の陽子の積分フラックスは 5×10^3 [cts/sec/cm²] であることから、400keV ~ 4MeV のエネルギー領域に存在している陽子のフラックスは 3.5×10^4 [cts/sec/cm²] である。APD の受光面積を考慮すると、このエネルギー領域に存在している陽子の入射レートは約 3.5kHz となり、図 4.16 から数え過ぎ始める領域に入る事が分かる。一方で、図 4.21 の他の時間帯を見ると、500keV 以上

の陽子の積分フラックスはそのほとんどが 1.0×10^4 [cts/sec/cm²] を越える事はないため、これらの領域では陽子を問題無く計測できると考えられる。

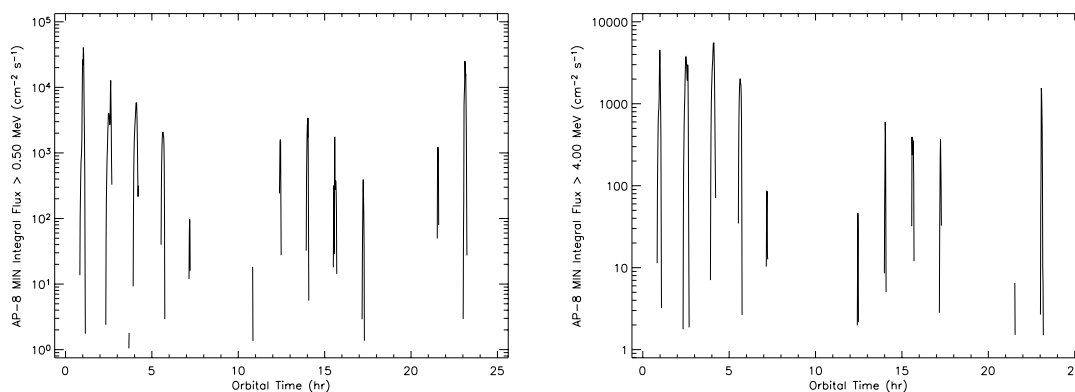


図 4.21: 500keV(左)、4MeV 以上 (右) の陽子の積分フラックスの時間変動。

4.6 APD モジュールの通信制御試験

APD モジュールと工学制御部をつなぐ通信回線は USB 通信とシリアル通信の 2 系統が存在する (3.6 節)。APD モジュール単体の通信試験を行うために、コマンド送受信とそれに対応する動作確認を USB 通信とシリアル通信それぞれについて行った。

通信試験のセットアップを図 4.23 に示す。衛星搭載時には工学制御部により USB 通信もしくはシリアル通信でのコマンド制御が行われるが、今回はその代わりに PC を用いて USB 通信、シリアル通信でのコマンド制御を行うことにした。また、電源についても同様に、衛星電源バスの代わりに安定化電源を用い、メインバスは 5V、3.3V バスは 3.3V に設定して APD モジュールに供給した。

確認するコマンドは、データリクエスト、閾値切替え、APD 冗長系切替え、カウンタ制御、HV 制御、USB 認識、である (3.5 項)。USB 通信のために必要なドライバ IC(USBN9604) の使用保証温度範囲は $0 \sim 80^\circ\text{C}$ であるため、衛星の動作要求温度の下限である -20°C までの動作を確認しなければならない。 20°C おきに図 4.23 の様な温度サイクルを恒温槽によって制御し、APD モジュールに電源を供給したで変化させ、温度が一定になってから十分時間が経った後に測定を行った。その後、再起動を行い同様の測定を行った。以下に、各コマンドに関する判断基準を示す。

データリクエスト PC への返り値を確認し、異常が無い事を確認する。

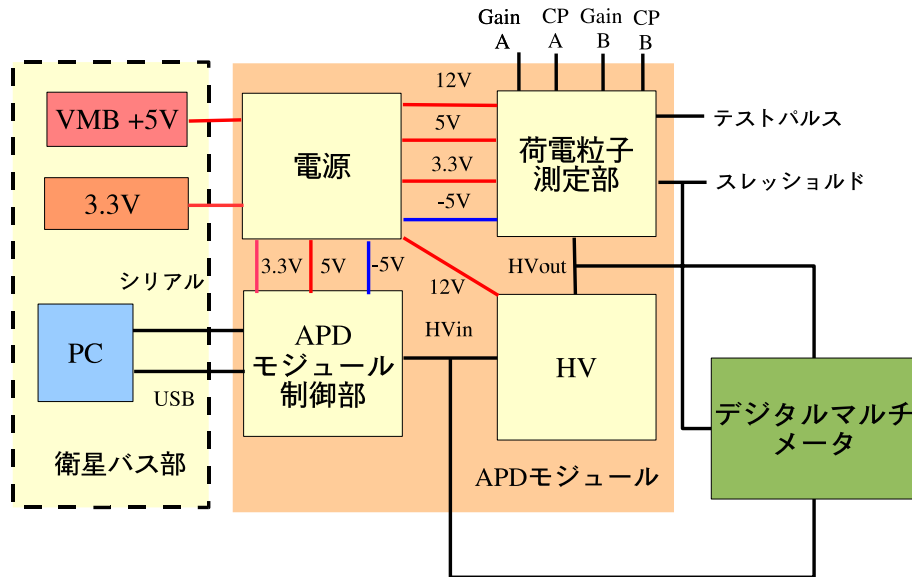


図 4.22: 実験のセットアップ。安定化電源と PC を用いて衛星バス部を模擬した。

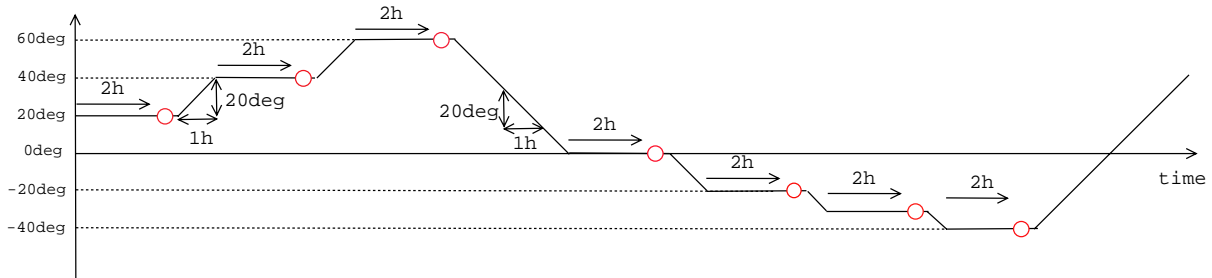


図 4.23: 温度変化の様子

閾値切替え 電圧値をモニタし、切り替わる事を確認する。

APD 冗長系切替え 電圧値をモニタし、切り替わる事を確認する。

カウンタ制御 テストパルスを入力した時のカウンタ値と、カウント値リセットコマンドをかけた時の返り値によって判断

HV 制御 デジタルマルチメータによって HV 出力値をモニタし、送信したコマンドと出力される HV 値を比較し、正常動作しているかどうかで判断する (4.3.2 項)。

USB 認識 PC のドライバに認識されるかによって判断する。

4.6.1 USB 通信

PC との USB 通信を各温度において行った。前述の判断基準をもとに行った試験結果を表 4.4 に示す。-30°C、-40°C では 5 回ほど再起動をして試してみたが、一旦電源を落してしまうと USB 認識ができなかった。要求動作温度範囲の -20°C までは、動作する事を確認する事ができた。

表 4.4: 各温度で USB 通信時に PC から H8 マイコンへ送信したコマンドの動作状態。電源状態の on(*) は*の状態の間、電源を on にした状態で測定したものを示し、“再起動”はその後再起動させ、測定した事を示す。コマンドが認識され正常動作した物は 印で示す。

温度 deg	電源状態	データ リクエスト	閾値 切替え	APD 冗長系 切替え	カウンタ 制御	HV 制御	USB 認識
-40	on(-20°C → -40°C) 再起動	×	×	×	×	×	×
-30	on(-20°C → -40°C) 再起動	×	×	×	×	×	×
-20	on(0°C → -20°C) 再起動						
0	on(20°C → 0°C) 再起動						
20	on(20°C、2 時間) 再起動						
40	on(20°C → 40°) 再起動						
60	on(40°C → 20°) 再起動						

4.6.2 シリアル通信

PCとのシリアル通信を各温度において行った。USB認識ができない時にはシリアル通信も行う事ができなかった。これはソフトウェア上の問題である。

H8マイコンは起動時にUSBドライバを認識しようとする。しかしながら、H8マイコンは仕様によりタイムアウトが出来ないため、USBドライバの認識に失敗した場合、そこから先のステップに進む事ができず、シリアル通信の機能も止まってしまう。そのため、シリアル通信の機能はUSBドライバICの動作によって制限されてしまう。逆に、USBドライバICが正常に動作している時は、シリアル通信も正常に行う事ができた。以上の事から、シリアル通信の試験結果は表4.4と同じ結果になった。

4.7 理学電源系の基礎特性試験

電源ICは各規定電圧において求められる負荷電流をドライブできなければならない(表4.5を再掲)。工学側から供給されるバス電圧が最も低下した状況を模擬し、その時の電源ICの電源供給能力、出力ノイズ、電力変換効率を測定した。

表 4.5: 電源ICが供給すべき負荷電流

電源系	負荷電流 [mA]	等価負荷抵抗 [Ω]
+5V	50	100
-5V	20	250
+12V	20	625

4.7.1 測定セットアップ

理学電源系は衛星電源バスから供給されるメインバス、3.3Vバスを利用し、DC/DC変換してAPDモジュールの動作に必要な $\pm 5V$ 、12Vを作る(3.1.4項)。通常時のメインバス出力は4.5V程度であると期待されるが、今回は蝕の状態に入った電力面で最悪の条件を仮定し、メインバス、3.3Vバスともに3Vになったとして各電源系の電源供給能力の試験を行うことにした。実験概念図を図4.24に示す。工学バスを模擬した安定化電源を用いて電圧(3V)を供給した。負荷抵抗の値を変えながら、反転/昇圧された出力電圧をテスターで測定し、供給すべき負荷電流が流れた状態で出力電圧値が落ちない事を確認する。

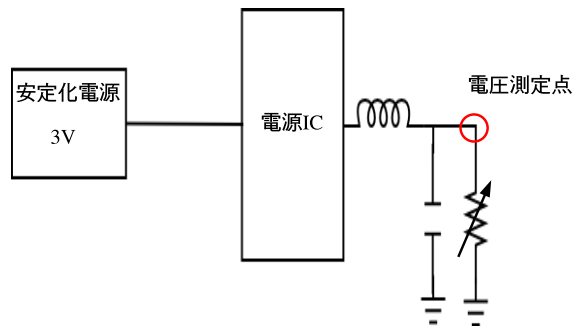


図 4.24: 電源IC動作試験の概念図

4.7.2 電流供給能力と電圧変換効率

5V系電流供給能力と電圧変換効率

図 4.25 に 5V 系にかかる負荷を変え、負荷電流を大きくしていった時の電圧出力を示す。5V 系は表 4.5 にあるように、典型的に 50mA の負荷電流に対し出力を保つだけの十分な性能がある事が分かる。またこの時の電圧変換効率はおよそ 80%程度であり、効率に対する要求を満たすものである事が確認できた。

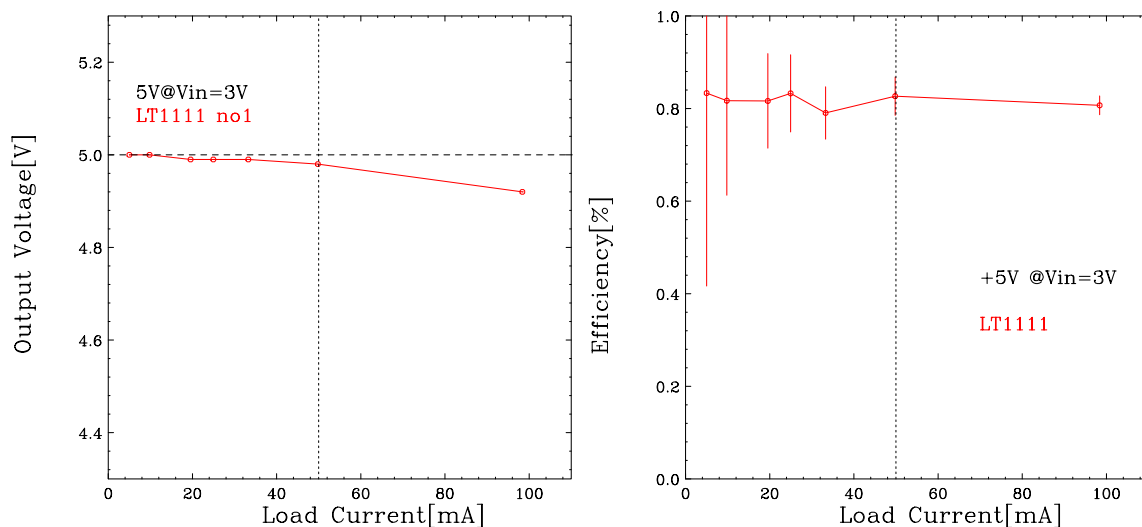


図 4.25: 5V 電源の電流供給能力。点線は出力規定電圧、出力を要求される負荷電流を示す (左) 負荷電流電流に対する電力変換効率 (出力電力/入力電力) を示す (右)

-5V系電流供給能力と電圧変換効率

図 4.26 に -5V 系の出力とその時の負荷電流の関係を示す。表 4.5 にあるように、典型的に 20mA の負荷電流に対し出力を保つた無ければならないが、それだけの十分な性能がある事が分かる。またこの時の電圧変換効率はおよそ 55%程度である。

12V系電流供給能力と電圧変換効率

図 4.27 に -5V 系の出力とその時の負荷電流の関係を示す。表 4.5 にあるように、典型的に 20mA の負荷電流に対し出力を保つた無ければならないが、それだけの十分な性能がある事が分かる。またこの時の電圧変換効率はおよそ 75%程度であり、効率に対する要求を満たすものである事が確認できた。

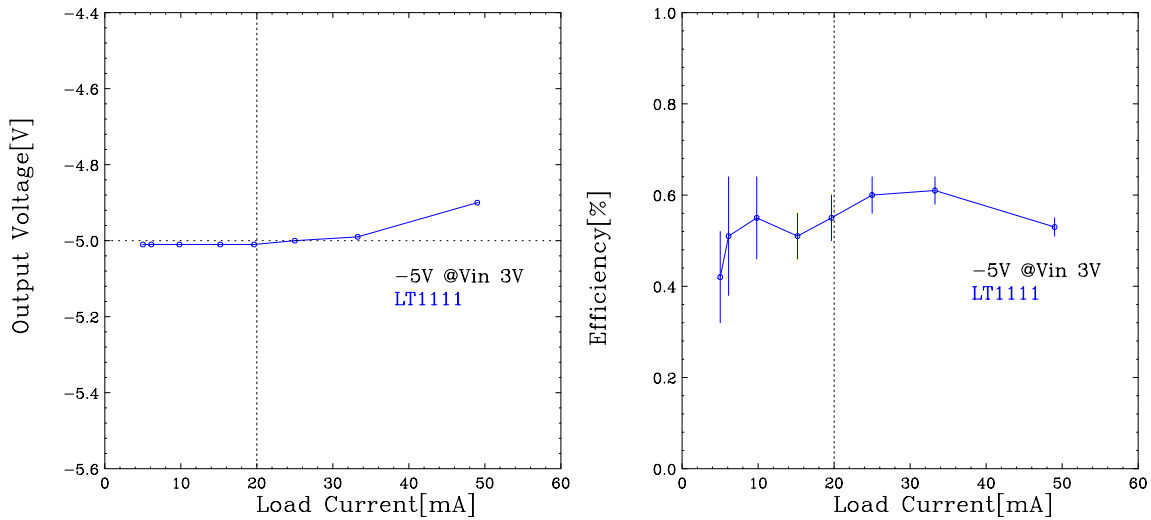


図 4.26: -5V 電源の電流供給能力。点線は出力規定電圧、出力を要求される負荷電流を示す (左) 負荷電流に対する電力変換効率 (出力電力/入力電力) を示す (右)

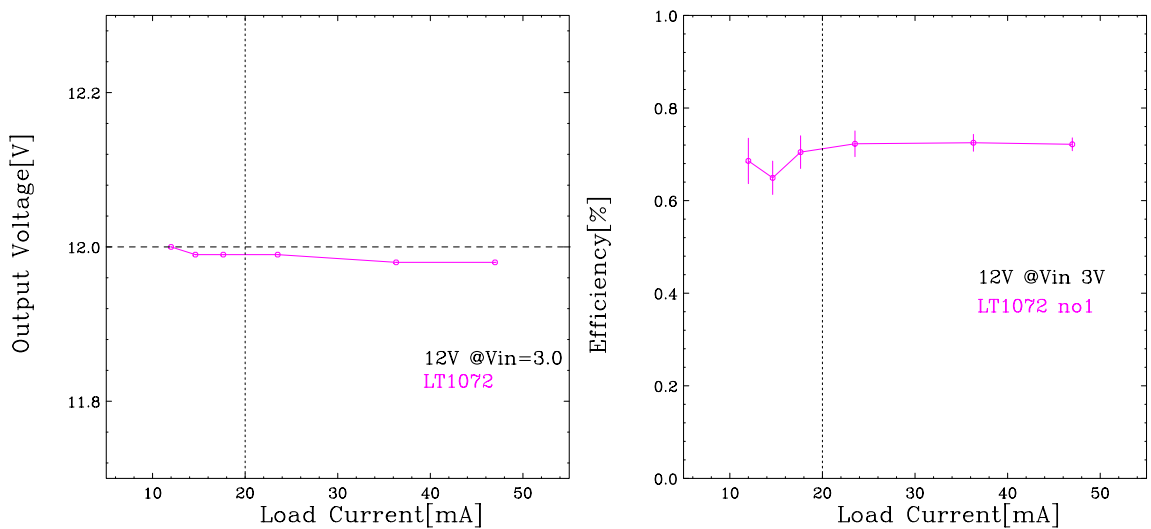


図 4.27: 12V 電源の電流供給能力。点線は出力規定電圧、出力を要求される負荷電流を示す (左) 負荷電流に対する電力変換効率 (出力電力/入力電力) を示す (右)

4.7.3 電源出力ノイズ

電源からの出力ノイズはアナログ回路に大きな影響を与え得る。オペアンプなどはそれ自体がフィルターの働きをするため、電源ノイズの周波数、大きさによっては影響がない。オペアンプに供給する電圧が揺らいだ時に、それによってオフセットに生じるずれと

電源電圧揺らぎの比を電源電圧除去比 (PSRR) という。電源電圧除去比によって、各電圧系に許されるノイズの周波数、大きさが決まる。

荷電粒子計測における最低閾値レベルは 10keV(増幅率 50 の時) である。これは電圧に直すと 230mV に相当する。今回は、ノイズによる揺らぎをスレッシュホールドレベルの 1% に相当する 0.1keV、2.3mV まで許すことにする。

±5V に関しては増幅器の要である AD827 の電源電圧除去比からノイズの許容レベルを評価する。図 4.28 に 10mV のノイズが電源電圧に乗った時に、オペアンプ (微分器、ゲインアンプ) の出力にのるノイズの大きさを示す。また 12V のノイズに注意しなければいけない部品は印加電圧部分である。ここの部分はノイズが素通りすると考え評価する。

5V のノイズ

等価負荷をかけた時の 5V 出力のノイズを図 4.29 に示す。周期 $80\mu\text{sec}$ 、 $V_{pp}=8\text{mV}$ のノイズを見る事ができる。この時の AD827 の電源電圧除去比は 80 約 dB であるため、増幅回路の最終段の出力に 0.01mV 程度のノイズが乗る事になる。これは先に述べた要求に十分答えるレベルのノイズである。

-5V のノイズ

等価負荷をかけた時の 5V 出力のノイズを図 4.30 に示す。周期 $100\mu\text{sec}$ 、 $V_{pp}=10\text{mV}$ のノイズを見る事ができる。この時の AD827 の電源電圧除去比は 70dB である。これから増幅回路の最終段に 0.03mV 程のノイズが乗る事になる。これは先に述べた要求に十分答えるレベルのノイズである。

12V のノイズ

等価負荷をかけた時の 5V 出力のノイズを図 4.31 に示す。周期 $10\mu\text{sec}$ 、 $V_{pp}=10\text{mV}$ のノイズを見る事ができる。このノイズが高圧用 DC/DC 電源を素通りしたとする。高圧電源は APD に印加されるが、APD からのシグナルを高圧電源が吸い込まないように、APD と高圧電源の間にはバイアス抵抗が挿入されており、バイアス抵抗と耐圧コンデンサによって RC フィルターが形成されている (図 4.32)。 $10\mu\text{sec}$ 、10mV のノイズはこの RC フィルターによって $1/10^4$ に減衰され、 10^{-3} mV になる。これは先に述べた要求に十分答えるレベルのノイズである。

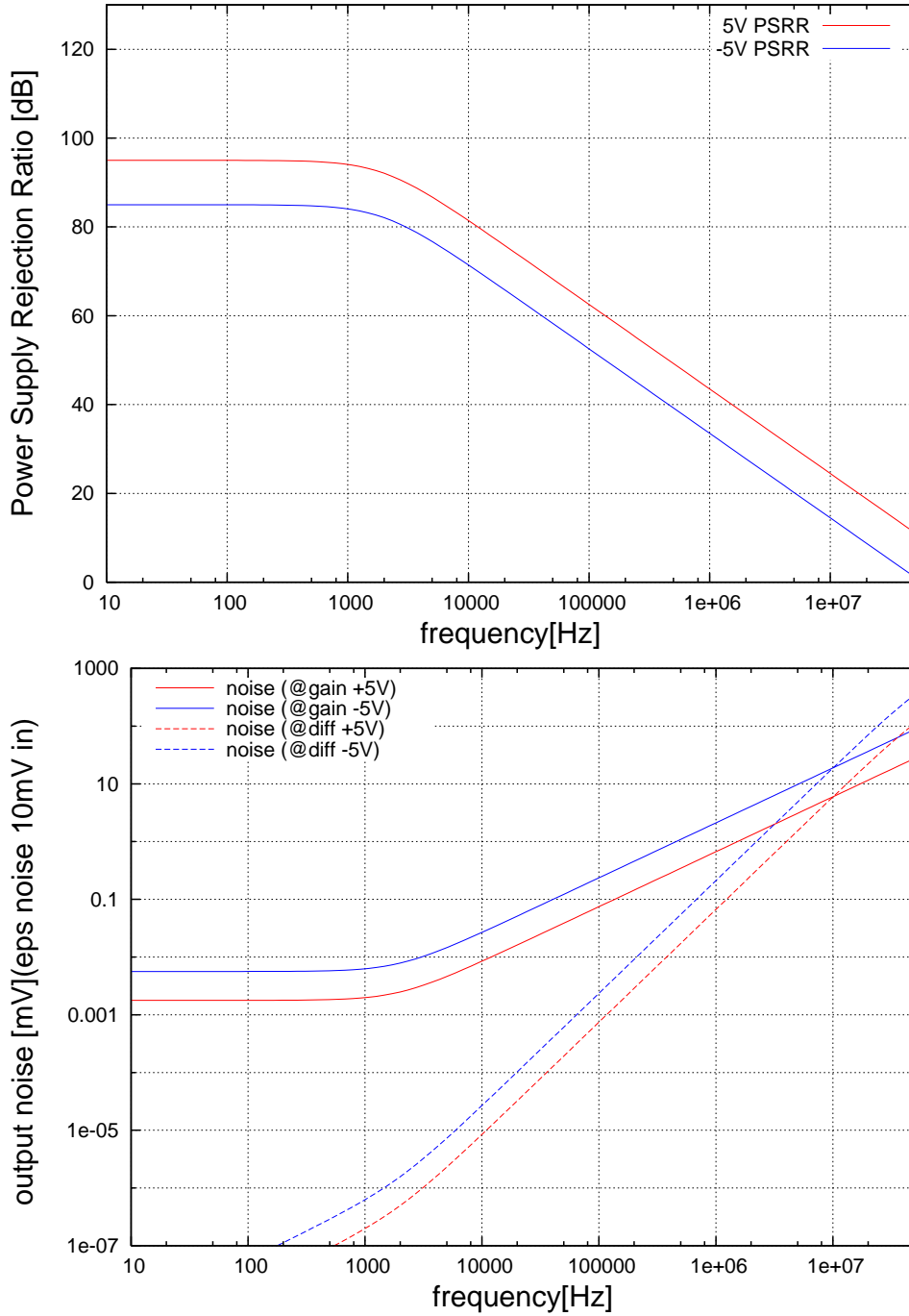
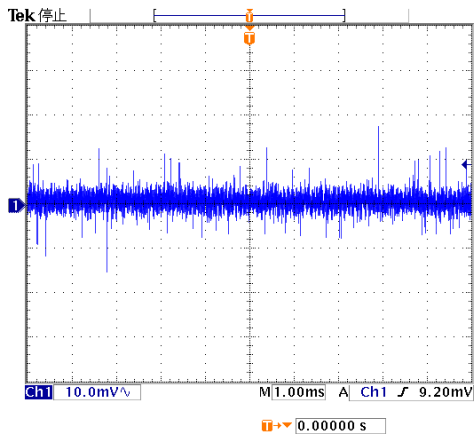
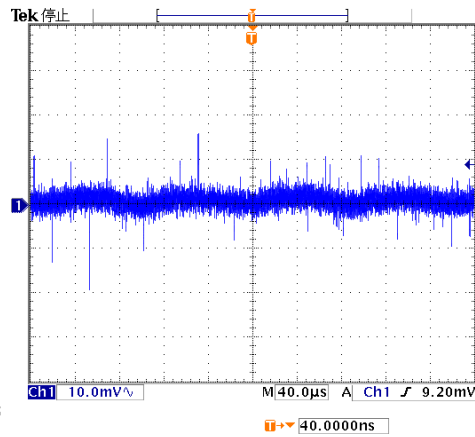


図 4.28: オペアンプ (AD827) の電源電圧除去比 (上)。電源電圧に 10mV のノイズがのった時に、増幅器最終段の出力にのる微分器起因のノイズを実線で、ゲインアンプ起因のノイズを点線で示す (下)。5V は赤、-5V は青で示す。

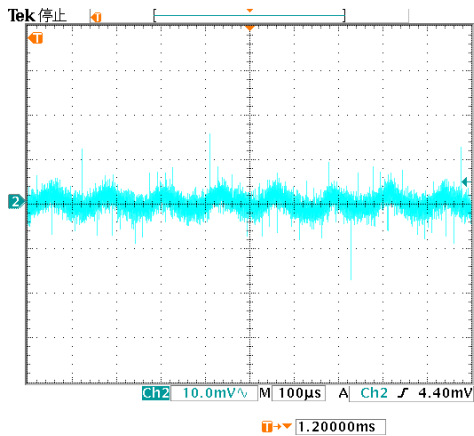


9 Nov 2005
19:27:28

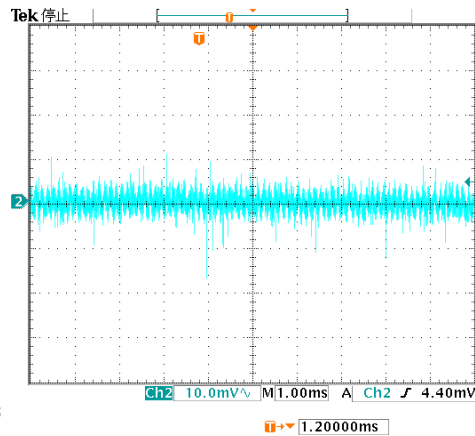


9 Nov 2005
19:27:56

図 4.29: 5V 系出力のノイズ。左右は時間スケールを変えたものである。

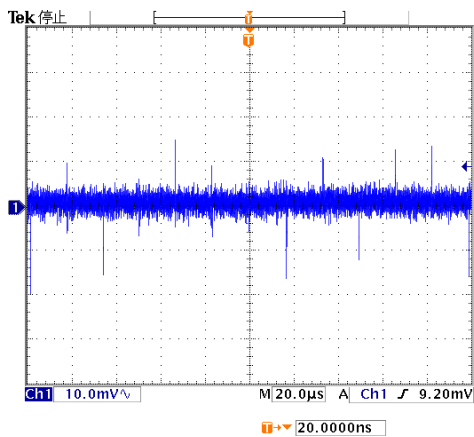


9 Nov 2005
19:21:53

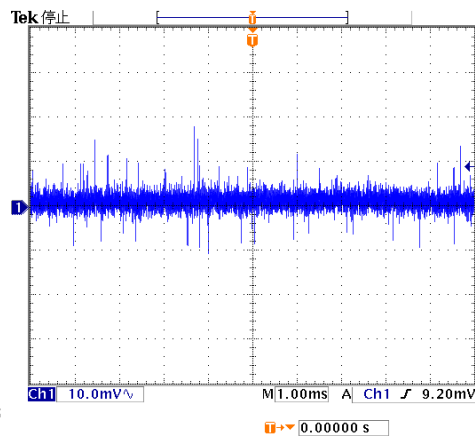


9 Nov 2005
19:22:29

図 4.30: -5V 系出力のノイズ。左右は時間スケールを変えたものである。



9 Nov 2005
19:25:14



9 Nov 2005
19:25:46

図 4.31: 12V 系出力のノイズ。左右は時間スケールを変えたものである。

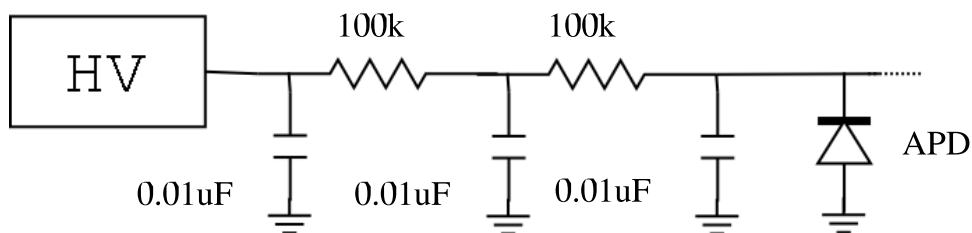


図 4.32: HV バイアス抵抗の図

4.8 出力電圧の温度変化

4.8.1 試験概要とセットアップ

Cute-1.7 を構成する各モジュールには $-20 \sim 60^{\circ}\text{C}$ までの間の温度で正常な動作をすることが求められている。そこで、今回の試験では 20°C おきに、 -20 、 0 、 20 、 40 、 60°C の計 5 点の測定点を取り、その時の電源ボードからの出力電圧、出力ノイズの様子を、テスターとオシロスコープで測定した。セットアップと実際にかけた温度変化の様子を図 4.33、4.34 に示す。理学電源系には衛星電源バスを摸して 3.3V バスに 3.3V を、メインバスに 5.0V を安定化電源から供給した。また各電圧系の出力には等価な負荷をかけた状態で試験した。

4.8.2 電源電圧の温度依存性

各電圧系 ($\pm 5\text{V}$ 、 12V) の温度に対する出力電圧の変化を示す (図 4.35)。例えば、 $+5\text{V}$ 系では -20°C の時に 4.84V 、 60°C の時に 4.88V となっておりその温度変化率は 0.5mV/K と非常に小さいものである。他の電圧系も同様で、各電圧ともにほとんど温度変化は見られ無かった。以上のことから、 -20°C から 60°C まで安定して規定電圧を供給することが分かった。

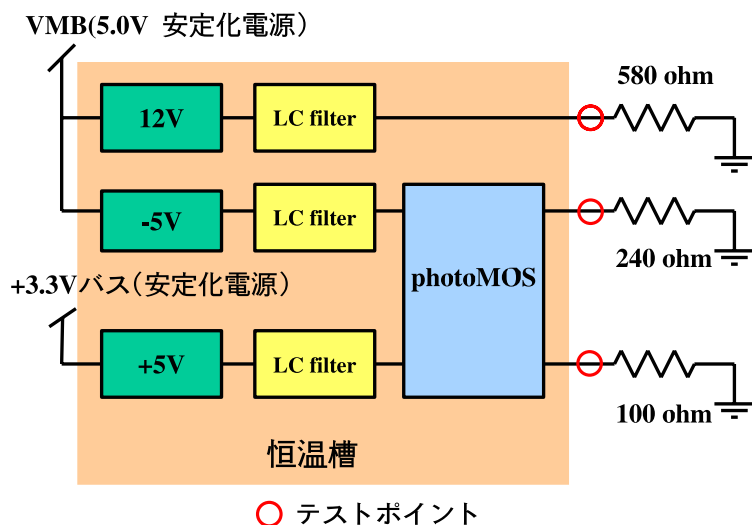


図 4.33: 電源ボードの温度試験のセットアップ。±5V の後段にあるスイッチは APD 冗長系の切り替えのためのものである。

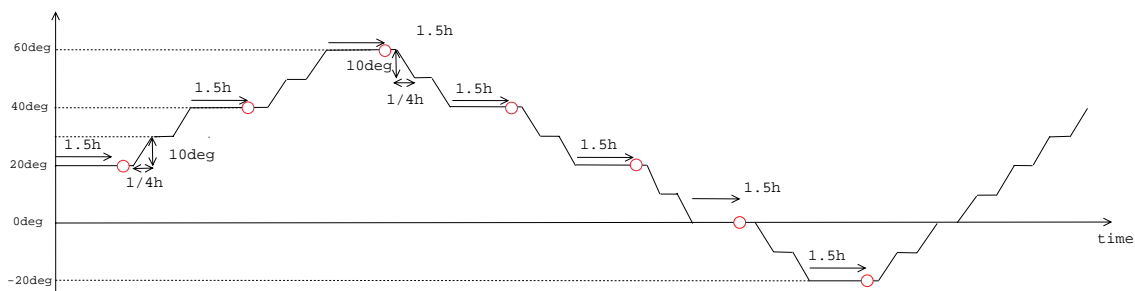


図 4.34: 温度変化の様子

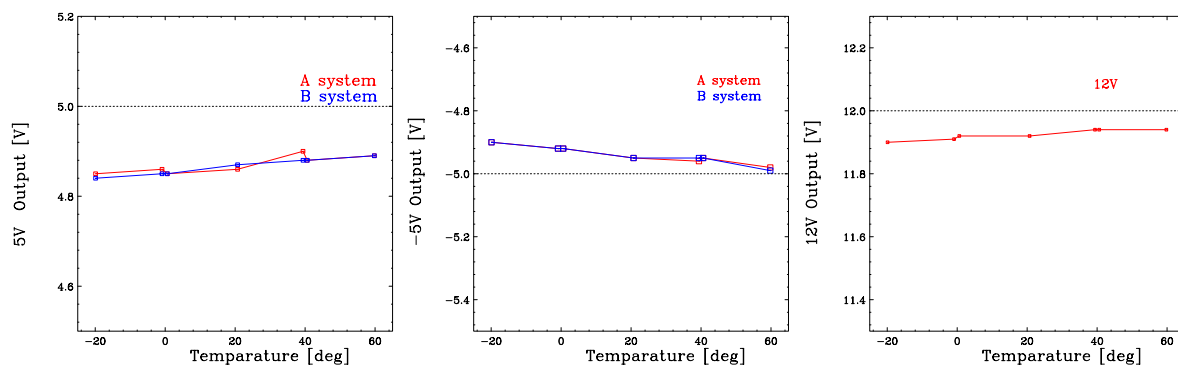


図 4.35: 電源電圧の出力。5V(左)、-5V(中央)、12V(右)

第5章 放射線耐性試験

2.2.1項、3.1.2項で述べたように衛星軌道上には数多くの荷電粒子が存在している。これらの荷電粒子はAPDモジュールの計測対象である一方で、衛星構成機器に対して放射線による劣化、誤動作、最悪の場合には素子の破壊などを引き起こす。そのため、衛星に搭載する機器は十分な放射線試験、対策を施した上で使用されなければならない。特に、民生品を積極的に搭載しているCute-1.7のような小型衛星開発において、搭載機器に対して放射線耐性試験を実施し、結果を幅広く公開する事は、自らの設計の信頼性を向上させるだけでなく、宇宙開発の敷居を下げうると言う点で非常に重要である。

本章ではCute-1.7のCPUとして使用される市販の携帯端末(Personal Digital Assistant: 以下、PDA)の放射線耐性(5.1節)、APDモジュールのミッションの要となるAPDの放射線耐性(5.2節)、APDモジュールを構成するICの放射線耐性(5.3節、5.4節)についてまとめる。

5.1 PDAの陽子照射試験

Cute-1.7では2.2節で述べたようにCPUとしてPDAを用いる事で、高性能な制御システムを容易に実現させる。その一方で、PDAの宇宙利用はこれまで皆無に等しく、その放射線耐性についてはほとんど知られていない。放射線による影響として最も注意しなければならないのが素子の破壊である。素子の誤動作、破壊は主に高エネルギーの重イオン、 α 線、陽子によって起きる事が知られており、その様な現象をシングルイベント現象と言う(5.1.1項)。PDAの搭載に向けて、軌道上で起き得るシングルイベントの発生頻度の定量的な調査と、保護回路の信頼性について調べる必要がある。大阪大学核物理学研究センター(RCNP)の陽子線照射施設(AVF-W実験室)を利用し、PDAに陽子照射試験を行った。

5.1.1 シングルイベント現象

シングルイベント現象にはデバイス等の特徴に応じて様々な症状が見られる事が知られており、その症状に応じて分類がされている。一般的には、ビット反転によるソフトウェアエラーを引き起こすシングルイベントアップセット (SEU) とされるものや、大電流を引き起こし最終的に素子を破壊するシングルイベントラッチアップ (SEL) とされる現象が知られている¹。SEL と SEU では引き起こされる現象が異なるが、これはデバイスの違いや発生部位の違いに起因する物であり、基礎となる発生メカニズムは共通している。

重イオン、 α 粒子、陽子が素子に入射すると素子の内部が電離され、電子とホールが生成される。電離の仕方は入射粒子の種類によって異なる。重イオン、 α 粒子はその飛跡に沿って直接電離をするのに対し、陽子は Si 原子との原子核反応を起こし、その時に生成したイオンによって間接的に電離を起こす (図 5.1)。生成された電子とホールの電荷量が臨界電荷 Q_c を越えると、ノイズ電流として誤動作を引き起こす。これがシングルイベント現象に共通する発生メカニズムである。以上から分かるように、シングルイベントの発

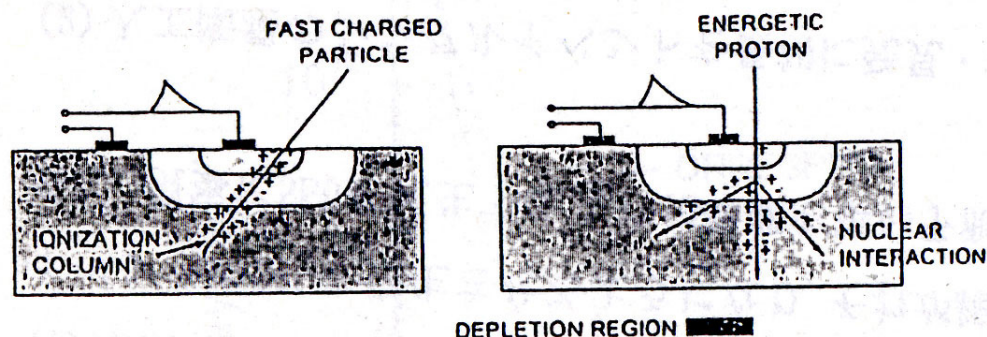


図 5.1: 物質内での電離の様子は粒子により異なる。重イオンは直接電離するのに対し (左)、陽子は内部で原子核反応を起こし二次粒子による電離を起こす (右)

生確率は入射エネルギーに大きく依存する (図 5.2)。臨界電荷 Q_c をデバイスに落すことのできるエネルギーからシングルイベントの発生確率は上昇し、ある程度以上の高エネルギーになると、デバイスに生成される電荷量はほとんどエネルギーに依存しなくなるため、発生確率は一定になる。

¹ これらの詳細については付録 A.9 節で述べる事にする。

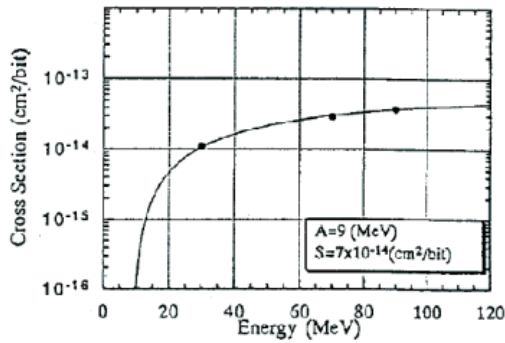


Figure 14: Proton testing data for 256-kbit SRAM (ADEOS).

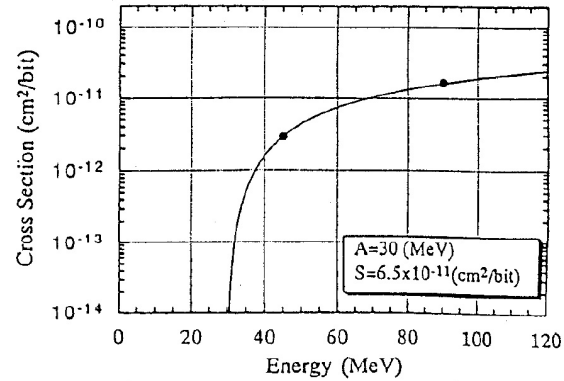


Figure 16: Proton testing data for 4-bit MPU (ADEOS).

図 5.2: シングルイベントの散乱断面積のエネルギー依存性。256kByte SRAM に陽子照射した時の断面積 (左)、4bit MPU に陽子を照射した時の断面積 (右) を例に挙げる。10 ~ 20 MeV 程度から立ち上がり、80 MeV 以上のエネルギーでは飽和する [1]。

5.1.2 実験セットアップ

照射量の見積もり

シングルイベントの発生確率は 20 MeV 程度から急激に立ち上がり、100 MeV 程で飽和する性質をもつ (図 5.2)。そのため、照射試験では最低限、シングルイベントが発生し始めるエネルギー領域、発生確率がし始める高エネルギー領域、その中間領域のエネルギー領域、について調べる事でおおよそのシングルイベント耐性を調べる事ができる。一方で、これは単一の素子に対し行った試験結果であり、PDA のような複合体をそのまま試験する時、シングルイベントの判断と評価は難しいと予想される。20 MeV 以上の陽子のフラックスは図 3.2 から $50[\text{protons}/\text{sec}/\text{cm}^2]$ 、1 年で $1.6 \times 10^9[\text{proton}/\text{yr}/\text{cm}^2]$ となる。照射試験ではおよそ 30 年相当にあたる、 $5 \times 10^{10}[\text{proton}/\text{yr}/\text{cm}^2]$ を 30、45、60 MeV で照射した。

ビームライン周りのセットアップ

照射する PDA には搭載候補品である Hitachi 製、情報携帯端末 NPD-20JWL を用いた。NPD-20JWL のハードウェアは CPU、メモリ (SDRAM、SD カード)、デジタル IC などで構成されており、OS は Windows CE を搭載している。

ビーム制御室と実験室は 50m 離れているため、ソフトウェアによる SEU のモニタは

LAN を経由して行う。また、試料の裏にプラスチックシンチレータと光電子増倍管をおき、試料に照射した陽子数を計数した (図 5.3)。

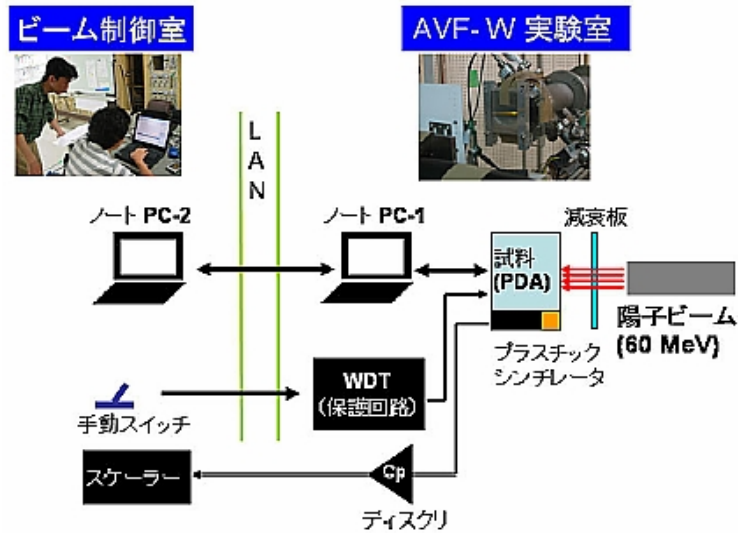


図 5.3: PDA 陽子照射試験のセットアップ

照射領域とビームプロファイル

PDA 基板の面積は $100\text{mm} \times 70\text{mm}$ と大きい。今回の試験では、限られたビーム試験時間、装置の設置精度などの問題からビーム領域を最大限に広げた。また、PDA を含めた装置が大きいため、装置全体を真空に引く事はせず、陽子線はマイラー板 1 枚を隔て空気中に引き出され、そこから約 10cm の所に置いた試料に照射した。

今回の様な大きい試料に対しビームを照射する場合には、ビーム強度分布に注意しなければならない。ビーム強度の分布を調べるために ZnS を用いて様子を観察した。図 5.4 にその様子を示す。およそ大きさが $40\text{mm} \times 10\text{mm}$ の帯状に明るく光る強度の強い部分が存在し、その周囲に強度の弱い部分が存在している事が分かる。これらの部分のフラックスを調べるために、 $5\text{mm}\phi$ のコリメータを用い、光電子増倍管で計数した。ファラデーカップの電流値を 0.05nA に設定して照射した時、ビーム強度の高い帯状の領域に沿っておよそ 10% の精度で約 $3 \times 10^7 [\text{protons}/\text{cm}^2/\text{sec}]$ であり、ビーム強度の弱い部分はおおよそ $1 \times 10^5 [\text{protons}/\text{cm}^2/\text{sec}]$ であった。理想的には、ビーム強度が一様である事が望まれるが、強度を一様にする事は大変困難であり、このまま照射試験を行った。

PDA基板と照射ビームの大小関係

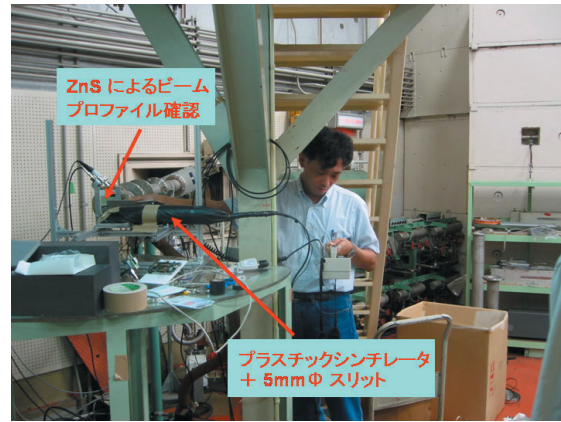
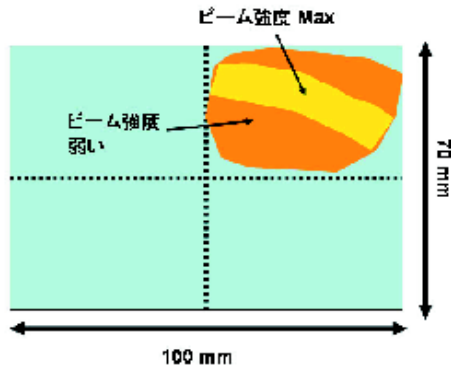


図 5.4: ZnS が示したビームの強度分布

シングルイベント 判定方法と保護回路

SEU の検出には開発した簡単なソフトウェアを用いて行う。このソフトウェアは定期的に PDA にアクセスし CPU Cache、メモリー、SD カードにデータを書き込み、PDA から出力された CPU Cache、メモリー、SD カードのデータを受け取る。送ったデータと受け取ったデータのパターンを比べ、パターンが異なった場合には SEU が発生したと判断する (図 5.5)。

SEL が起きた場合、初期の段階で PDA の電源を落し、保護処理を行わなければならない。Cute-1.7 では SEL を含め、シングルイベントに対する保護回路としてウォッチドックタイマ (WDT) というリセット回路を用いている。WDT とは定期的に PDA を監視する回路である。内部にカウンタがあり、4 秒ごとに PDA にリセット信号を出す。通常動作時は 4 秒より短い周期で PDA が WDT のカウンタをクリアするため、リセットされる事はないが、もし PDA が SEL によるフリーズ、もしくは SEU によるアプリケーションエラーによりクリア信号を出せなくなった場合でも、WDT により独立にリセットできる仕組みになっている。なお、WDT が作動しリセットがかかった時、PDA の再起動には 40 秒程かかる。この間に WDT が再び PDA にリセットをかけないようにするため、本実験では手動スイッチによって一時的に WDT の機能を制御し、PDA の再起動後に WDT の機能を再び回復させた。

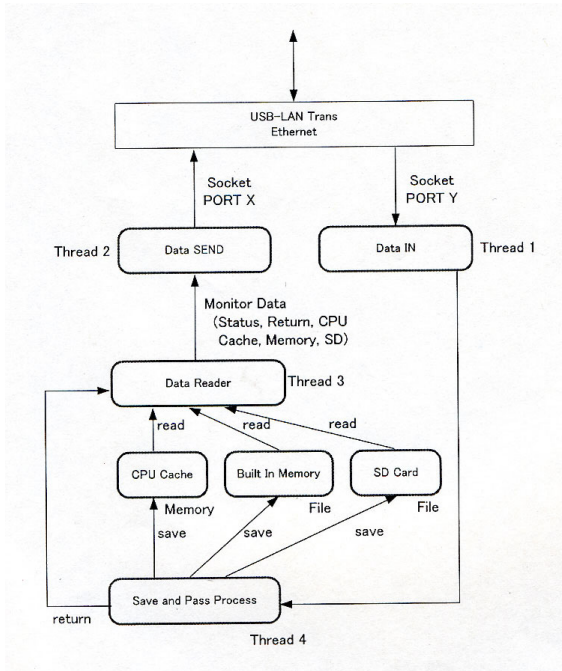


図 5.5: SEU の発生を確認するソフトウェアの仕組み

5.1.3 結果

5.1.2 項で述べたビーム面積を考慮し、PDA を大きく 4 分割して表面、裏面それぞれに照射を行った (図 5.6)。これらの領域に照射線量や陽子のエネルギーを変えて照射した時

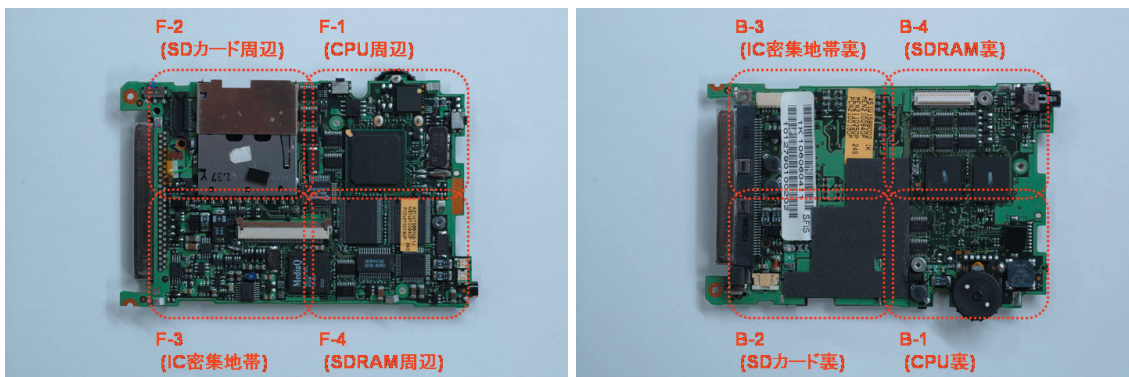


図 5.6: PDA の外観。ビーム面積を考え大きく 4 分割して照射した。表面 (左)、裏面 (右)

の結果を表 5.1 に示す。各照射 ID についての詳細な結果は付録 A.10 節で述べる事とする。

表 5.1: PDA の各部位への陽子照射結果

照射 ID	照射位置	Energy[MeV]	FC[pA]	Rate[cts/s/cm2]	Time[sec]	備考
No.1	F-1	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.2	F-2	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.3	F-3	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.4	F-4	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.5	B-2	60	0.05	3×10^7	2000	mishandling?
No.6	B-2	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.7	B-1	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.8	B-4	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.9	B-3	60	0.05	3×10^7	2000	PDA-1 OK
No.10	F-2	60	0.5	3×10^8	790	PDA-1 dead
No.11	F-2	35	0.5	3×10^8	1180	PDA-2 dead
No.12	F-2	60	0.5	3×10^8	470	PDA-3 dead
No.13	F-2	35	0.05	3×10^7	3000	event error
No.14	F-2	45	0.05	3×10^7	1720	latchup?

5.1.4 予測される軌道上での SEU と SEL の発生確率の見積もり

詳細については付録 5.1.3 項で述べているが、陽子のエネルギー、照射強度の違いによって異なる症状が見られた。これは PDA が様々な働きを持つ IC の複合体であるために、シングルイベントが発生した箇所が、その都度異なったためであると考えられる。以下では、照射中に見られた症状から、どのようなシングルイベントが発生していたか考える。

PDA との通信が途絶え、WDT を使用せず通信が回復した場合

これは照射試験照射 ID No.14 で見られた症状である。原因としては SEU により通信プログラムがフリーズしたが、WDT クリアプログラムは正常に動作していたという状況が考えられる。

PDA との通信が途絶え、WDT を使用して通信が回復した場合

照射 ID No.11、No.14 で見られた症状である。この症状の原因としてはいくつか考える事ができるが、SEU が原因だとすると通信プログラム、WDT クリアプログラムの二つが SEU で停止してしまう場合や、他には OS がフリーズしてしまった可能性などが考えられる。いずれの場合にも WDT のリセットによって正常に復帰する事ができる。また SEU ではなく SEL によってもこの現象は起き得る。PDA 内で SEL が起きる事によりの電源電圧が下降し、動作不能状態になったとしても、別電源で動作する WDT が、一定時間後に PDA にリセットをかけ、その時まで PDA の回路が焼き切れてなければ通信が復帰させることができる。以上の様な可能性が考えられるため、この症状から SEU 起因か、SEL 起因か判別する事は難しい。

PDA との通信が途絶え、WDT を使用しても通信が回復しない場合

照射 ID No.10、No.11、No.12、No.14 の照射において見られた現象であるが、照射 ID No.14 については、操作ミスの可能性が非常に高いため、考慮しない事とする。照射後の動作確認において、いずれの照射でも PDA の故障が確認されている。考え得る原因としては SEL が発生して電源電圧が降下し、PDA の機能が停止したために通信不能になった事が挙げられる。この場合は WDT によるリセットが入る前に、PDA の回路が焼き切れ、再帰不能になったケースと考えられる。また、他の可能性としては SEU によって ROM が書き変わったことが考えられる。この場合、ROM を書き換えれば再び正常に動作する事が期待されるが、ROM は書き換える事ができないため、確認することはできない。

出力データにエラーデータが現れる場合

照射 ID No.13、No.14 で見られた現象である。これは純粋に SEU 由来の現象であると考えられる。PDA との通信により返されるデータは、SD カードに書き込まれたデータである。SEU が起きる事でデータは書き変わり、エラーデータとして認識されたと考えられる。

以上の様に、現象によっては SEL と SEU を区別する事は非常に難しい。ここでは簡単のために、PDA の物理的破壊に至らしめた現象を SEL とし、それ以外のソフトウェア的なエラーを SEU として扱うことにする。PDA に対する SEU と SEL の散乱断面積を図 5.7

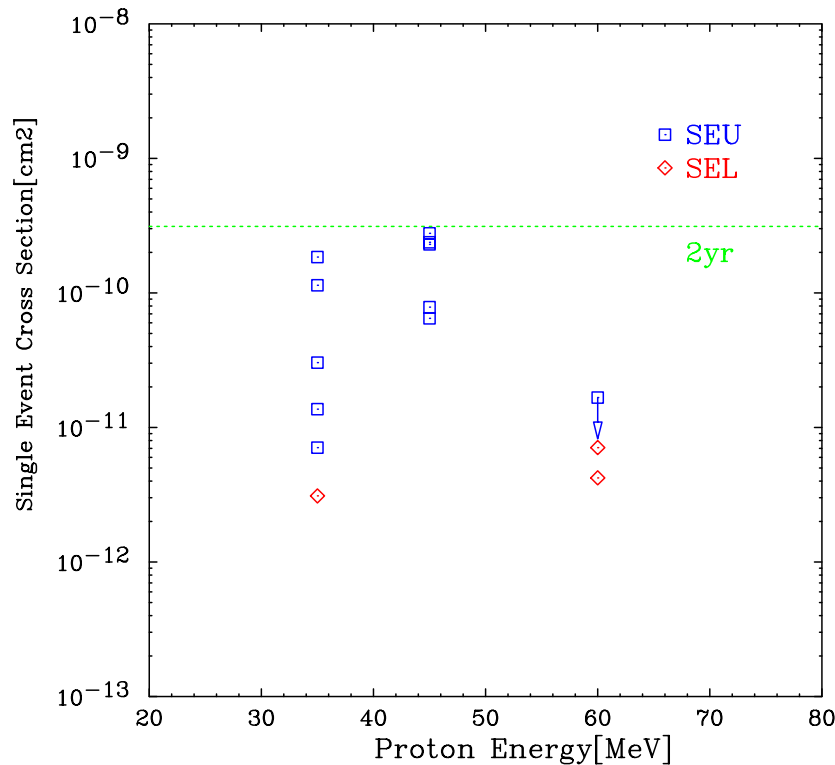


図 5.7: PDA に対する SEU と SEL の散乱断面積。緑の点線は軌道 1 年での被曝量

に示す。今回の結果から、PDA に発生するシングルイベントは 2 年に 1 回程度の頻度であり、PDA に致命的な破壊をもたらす SEL の発生確率は 90 年に 1 度程度あり、これは Cute-1.7 の軌道寿命 1 年に対して十分低い確率であると判断できる。

5.1.5 まとめと FM へのシングルイベント対策

PDA に対する陽子線照射試験の結果、PDA に発生するシングルイベントの発生頻度は SEU が 2 年に 1 回、SEL が約 90 年に一回程度であることが分かった。PDA は複数の IC を使用し高度な機能をもつデバイスであるため、放射線耐性が弱い事が懸念されたが、幸いな事に Cute-1.7 に搭載するには十分な耐性がある事が分かった。しかしながら、試験中に PDA が故障してしまう場合があったことも事実である。これは、SEL が起きた時の対策がまだ不十分である事を示している。SEL が起きてから回路が焼き切れるまでの時間は、短い時は数 msec、長い時は 1 時間に及ぶ場合もあることは既に述べた。今回、保護回路として使用した WDT は 4 秒周期での監視であったため、リセットが間に合わなかった可能性がある。そこで FM では以上の結果を踏まえ、WDT だけでなく、過電流防

止回路を設置し SEL 対策を取る事にした。詳細については付録 A.10.3 項で述べることにする。

5.2 APDの陽子照射試験

宇宙で動作する放射線検出器には最低限の放射線耐性が求められる。APDの放射線耐性については、主にCERNのグループによってこれまで幾つかの研究が報告されている。これらの研究では放射線として主に陽子、中性子、 γ 線(^{60}Co)を用い、APDのタイプとしてはreverse型の物が多く試験されている[9, 10, 11, 19]。また中には、放射線照射によってAPDが破壊に至ったという報告もある[5, 16]。

以上の研究で報告されているような現象が、Cute-1.7で使用するAPDに対しても発生するかどうか調べるために、放射線耐性試験を行う必要がある。宇宙で使用した場合、APDに放射線損傷を与える主な粒子は陽子である。そこで、軌道上で起きるAPDの放射線劣化の程度を見積もるために、大阪大学核物理学センター(RCNP)において陽子線照射試験を行った。

5.2.1 半導体検出器の放射線劣化

放射線が半導体検出器に入射した時に結晶内部で見られるエネルギー移行過程は2種類ある。一つは、電離による電子正孔対生成である。これは可逆過程であるため結晶構造自体には損傷が起きない。一方で結晶原子に及ぼす非電離的なエネルギー移行過程は非可逆であり、結晶に損傷を与えるものである。非電離的な反応の起こしやすさは放射線の種類によって異なり、陽子、中性子、重イオンなどが起こしやすい。そのため、放射線耐性を調べる時には使用環境を十分に考慮しなければならない。放射線による検出器劣化は、損傷部位によって、表面成分とバルク成分の二つに大別される。

バルク成分による劣化

バルク成分に起きる損傷は主に陽子、中性子、重イオンなどの重粒子が起こす非電離的な相互作用により発生する。これらの粒子が入射すると結晶格子の一部から原子(primary knock on atom:PKA)をはじきだす。そのPKAが他のSi原子と衝突し格子間にSi原子を変移させ、変移前に原子があった場所には空孔ができる。この変異させられたSi原子と空孔の対は特にフレンケル対と呼ばれる。結晶格子の束縛エネルギー E_d はおよそ25eVであり[7]、PKAはそれよりも大きいエネルギーを持っているため、PKAの飛跡には多数のフレンケル対(点欠損)が作られる。また、PKAの飛跡の終わりにはクラスターと言われる密集したフレンケル対の塊が形成される(図5.8)。以上のような放射線損傷は、PKA

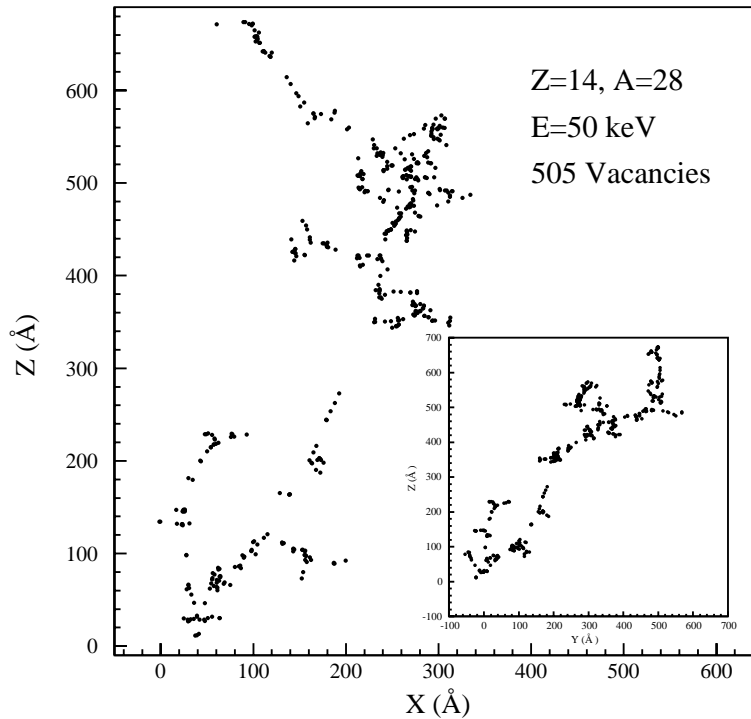


図 5.8: Si イオン (50keV) の作る放射線欠損のシミュレーション [12]

と結晶格子との弾性散乱の結果生じるので、入射粒子としてはPKAにエネルギーを与えやすい重粒子などがバルク成分の放射線劣化を引き起こしやすい。例えば、中性子、陽子等は点欠損、クラスターを作るのに、それぞれ 185eV、35keV のエネルギーが必要となのに対し、質量の軽い電子では点欠損を作るには 255keV、クラスターを作るのには 8MeV 以上のエネルギーが必要である²。

このように結晶にもたらされる損傷は、入射放射線の種類とエネルギーに大きく依存する。放射線の種類、エネルギーによって起きる放射線損傷の大きさは、Non Ionizing Energy Loss(NIEL) 仮説によってよく説明される [6, 7, 14]。NIEL 仮説は入射粒子が衝突によって Si 原子に与えたエネルギーに比例して結晶に損傷が起きると仮定する。PKA によって生じる損傷の空間分布や、アニーリング等 2 次的要素については考慮しない。この仮定に基づく変移損傷断面積 $D(E)$ は。

$$D(E) = \sum_{\nu} \sigma_{\nu}(E) \int_0^{E_R^{\max}} f_{\nu}(E, E_R) P(E_R) dE_R \quad (5.1)$$

² ^{60}Co からの γ 線を照射した場合は、コンプトン散乱された電子によって放射線損傷が起きる。この場合、散乱電子の最大エネルギーは 850keV 程度であるため点欠損は作る事ができるが、クラスターは作れない。

と表すことが出来る。ここで、 ν はSi原子を変移させる得る相互作用を示す指数、 $\sigma_\nu(E)$ 入射エネルギー E の粒子が ν の相互作用を起こす断面積、 E は入射粒子のエネルギー、 E_R は衝突時の反跳粒子の持つエネルギーである。 $f_\nu(E, E_R)$ は入射エネルギー E の粒子が ν の相互作用によって E_R のエネルギーを反跳原子に与える確率である。また $P(E_R)$ は、 E_R のエネルギーを持った原子が他の原子に対して変移損傷を起こす確率を示している。(5.1) 式による数種類の放射線に対する変移損傷断面積は図 5.9 の様になる [7]。陽子による変移損傷断面積は低エネルギー側ではクーロン散乱が支配的であるため、他の放射線に対して大きく、エネルギーが 10MeV を越えたあたりから原子核反応が支配的になって来るため、中性子線のそれと近くなる。

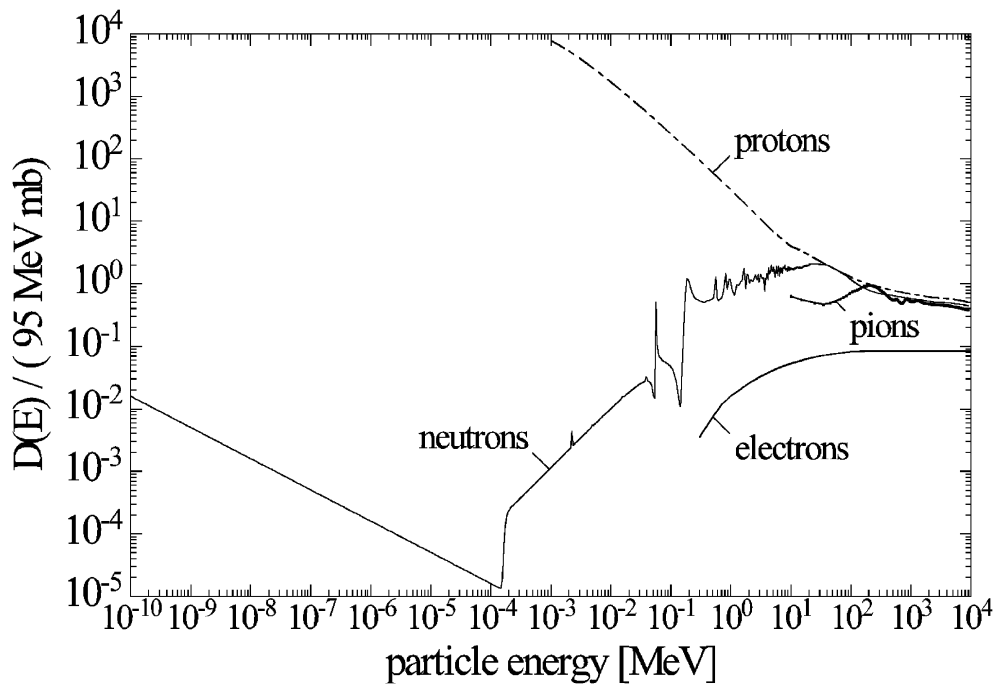


図 5.9: 数種類の放射線の Si に対する変移損傷断面積。95MeV mb の中性子に対して規格化している [7]。

表面成分の劣化

電離過程では結晶が損傷する事はないが、これが検出器表面付近で起きると検出器の劣化を起こす。一般に半導体検出器には、表面に結晶の保護のための酸化膜 (SiO_2) が施されている。表面起因の放射線劣化を考える際に重要なのが、酸化膜と結晶の境界面である。酸化膜や結晶の表面ではその内部とは異なり、結合が一つ空いた不安定状態の Si 原

子が存在する (図 5.10)。放射線を照射すると結合が切れ、非結合軌道を持つ Si 原子の個数は増加する。

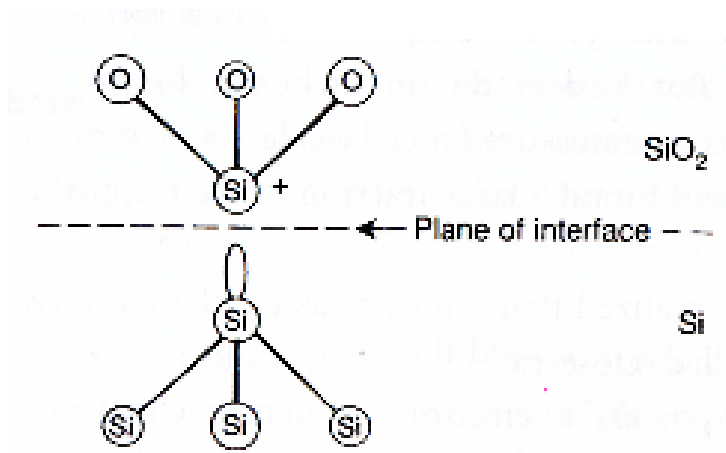


図 5.10: 放射線によって結合が切れた SiO₂/Si 境界面に存在する不安定 Si 原子の様子 [23]。

電離過程によってできる電子とホールは不安定状態の Si 原子の結合対象となるが、捕獲されやすいのは移動度の低いホールである。ホールが捕獲される事で禁制帯の中に新しいエネルギー準位が作られる。この新しい準位によって、結晶内での熱励起に必要なエネルギーが小さくなり暗電流が増加する。また、捕獲されたホールによって内部の電場強度が変わってしまうため、Si の結晶にかかる電場強度がホール捕獲前に比べて大きくなってしまふ (図 5.11)。これは、最終的に降伏電圧を低下させる。またその他にも、表面成分の劣化によって結晶表面の状態が変わってしまうために量子効率の低下なども発生することも知られている [3]。電子や X 線、 γ 線の照射時の損傷はバルク損傷よりも、主にこの表面効果が支配的になる。

5.2.2 実験セットアップ

照射線量の見積もり

5.1.2 項と同様にして、Cute-1.7 の軌道として近日点 290km、遠日点 750km、軌道傾斜角 98.4 度を想定して、軌道上で予想される陽子のフラックスと APD に対して陽子がデボジットするエネルギーから考える (図 3.2、図 4.20)。

APD には 4.1 節で述べたように遮光用に真鍮とアクリルの板で表面を覆った部分があるため、粒子が通過する経路によって APD に落すエネルギーが異なる。そこで、ここで

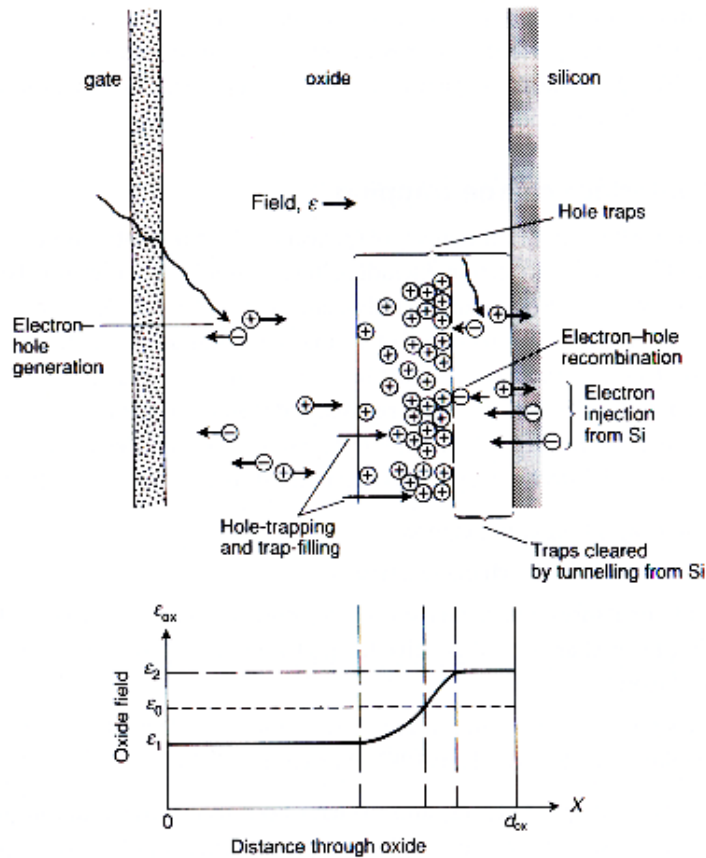


図 5.11: Si/SiO₂ の境界面でのホールがトラップされる様子を示した模式図 [23]。

は APD の被曝量を受光面での被曝量と真鍮部の被曝量との重み平均とする。

入射した陽子が APD に最も大きいデポジットする時を受光面部分と真鍮部のそれぞれについて考え、その時のデポジットエネルギーやフラックスを表 5.2 にまとめる。簡単のため、APD の受光面に対して垂直上方から一様に陽子が入射すると想定した。受光面部分での吸収線量は 25.0[krad/yr] であり、真鍮部の吸収線量は 0.98[krad/yr] である。これから面積分の重み平均をとると、APD の年間吸収線量は 10.2[krad/yr] となる。一般的な観測衛星で見積もられる吸収線量 (~ 1 [krad/yr]) に比べ、Cute-1.7 で APD が晒される放射線環境は非常に厳しい。これは APD 受光面が外にむき出しになっている事により、一般的な衛星では筐体で止まってしまうような、低エネルギー陽子による被曝の影響が大きいためである。

照射線量は本来であれば、少なくとも軌道寿命である 1 年分の線量を照射すべきである。しかしながら、本照射試験時において軌道寿命は 1 ヶ月と予測されていたため、それ

に見合うだけの線量しか照射しておらず、照射エネルギーによっては1年分には不十分な線量になってしまっている。

表 5.2: APD が被曝する吸収線量の見積もりに使用したパラメータ。外装の差を考慮して受光面部と真鍮部の二つに分けて計算を行った。

	受光面 (Al+Si)	真鍮部 (真鍮+アクリル+Al+Si)
入射面積 [cm ²]	9.6×10^{-2}	1.5×10^{-1}
APD の実効質量 ^b [cm ²]	6.7×10^{-4}	1.1×10^{-3}
1年間の吸収線量 [krad/yr]	25.0	0.98

照射試験に使用する APD

照射する APD には Cute-1.7 で使用する APD と同じタイプの物を 2 個 (S8664-55S、S8664-55Q) 用意した。ただし、これらの APD には遮光用 Al 蒸着を施していない。S8664-55S には 30 MeV の陽子線を照射し、S8664-55Q には 50 MeV の照射を行った。これらの APD の照射前の基礎特性を表 5.3 に示す。

Cute-1.7 を含め、APD の開発は 2.2 項で述べたように、将来的にスペクトル測定で使用する事を念頭において進められている。そこで、スペクトル測定で重要になって来るパラメータである暗電流、増幅率、降伏電圧をもって APD の放射線耐性の評価を行うことにした。

表 5.3: 陽子線照射試験に使用した APD[34]

型番	V _B ^a [V] (ブレイクダウン電圧)	I _D ^b [nA] (暗電流)	C _t ^c [pF] (容量)	照射エネルギー [MeV]
S8664-55S	395	3.75	79	30
S8664-55Q	395	4.00	79	50

^a 暗電流が 100 μ A の時の電圧。^b V_B-45V の時の値 ^c V_B-45V の時の値

暗電流、増幅率、降伏電圧、アニーリング効果の測定

暗電流、増幅率、降伏電圧の測定には精密電流電圧計を用いる(図 5.12)。APD を完全遮光した状態で暗電流 I_d を測定し、また降伏電圧のは製造元の浜松ホトニクス社の定義に従い、暗電流 I_d が $100[\mu\text{A}]$ となった電圧を降伏電圧とした。増幅率の測定には LED($\lambda=648\text{nm}$) を用いる。APD に電圧 $V[\text{V}]$ を印加し、LED を照射した時に APD から出力される電流を $I_{\text{ill}}(V)$ とする。APD の増幅率 $M(V)$ を次のように定義した。

$$M(V) = \frac{I_{\text{ill}}(V) - I_d(V)}{I_{\text{ill}}(40) - I_d(40)} \quad (5.2)$$

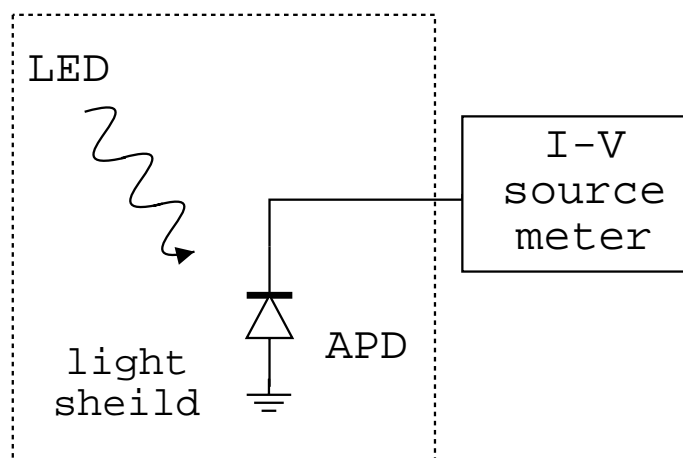


図 5.12: 暗電流、増幅率測定のセットアップ。増幅率を測定する時は LED を照射し APD からの光電流を測定する。暗電流を測定する時は LED を消して測定する。

照射試験後には検出器のアニーリング効果を調べるために、印加電圧をかけることなく室温で保管し、1 週間おきに暗電流と増幅率の測定を行った。以上の測定は温度に気を付けなければならない。RCNP のビームラインでの測定はほぼ 24.5°C ($\sim 25^\circ\text{C}$) で行われ、アニーリングの測定時は RCNP のビームラインでの測定時と同じ 24.5°C に設定した恒温槽内で測定した。

セットアップ

PDA の放射線耐性の試験の時と同じビームラインである AVF-W 実験室にて試験を行った。セットアップを図 5.13、図 5.14 に示す。PDA の照射試験の時と同様 (5.1 節)、試料に

照射した陽子数を計数する目的で、試料の裏に光電子増倍管とプラスチックシンチレータを設置した。

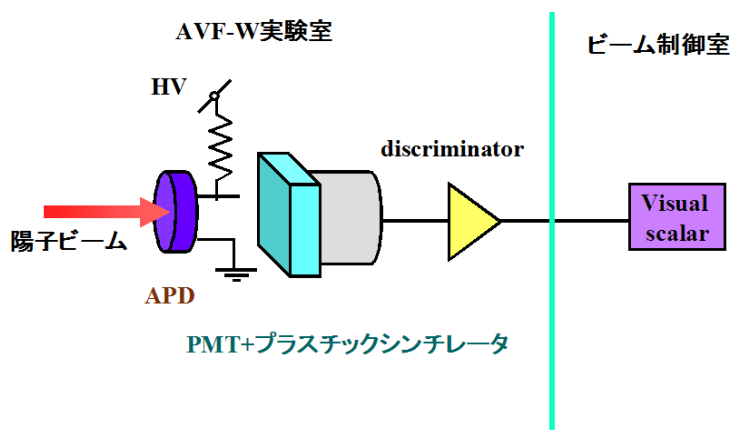


図 5.13: APD の陽子照射試験のセットアップ。50、30 MeV の陽子線を APD に照射し、APD の後ろに設置したプラスチックシンチレータと光電子増倍管によって照射量をモニタする。ビームラインと制御室は 50m 以上離れているため、ディスクリミネータでデジタル信号に変換した後 BNC ケーブルで制御室にあるスケーラに繋いでいる。

PDA の陽子照射試験の時と同様、治具が大きいため試料を真空に引く事は難しくダクトからマイラー一枚隔てて大気中に引き出して照射した。実際に軌道上で APD に最も大きな被曝量を与えるのは 1 MeV 相当の陽子であるが、真空に引けないため、本試験ではエネルギーの高い 50 MeV と 30 MeV の陽子線を照射する事にした。ビームプロファイルの様子も PDA の陽子照射試験時と同様に ZnS を用いて観察した。50 MeV の陽子照射時のビーム強度の様子を図 5.15 に示す。2cm 角の領域に陽子が集中している様子が見られ、この領域の陽子フラックスは 2.1×10^7 [protons/sec/cm²] であった。同様に 30 MeV についても確認を行い、その時のフラックスは 1.1×10^7 [protons/sec/cm²] であった。

5.2.3 増幅率の変化

照射前と一定吸収線量照射後、照射試験後のアニーリングによる効果を見るため、各 APD の増幅率と印加電圧の様子を図 5.16 に示す。測定は 30 MeV、50 MeV の照射によって、印加電圧に対する増幅率のプロファイルが大きく変わる事はなかった。

照射前の状態に対する照射後の増幅率の比を印加電圧ごとに示したのが、図 5.17 である。印加電圧が高くなるにつれ、増幅率が照射前に比べ小さくなる傾向が見られ、その減

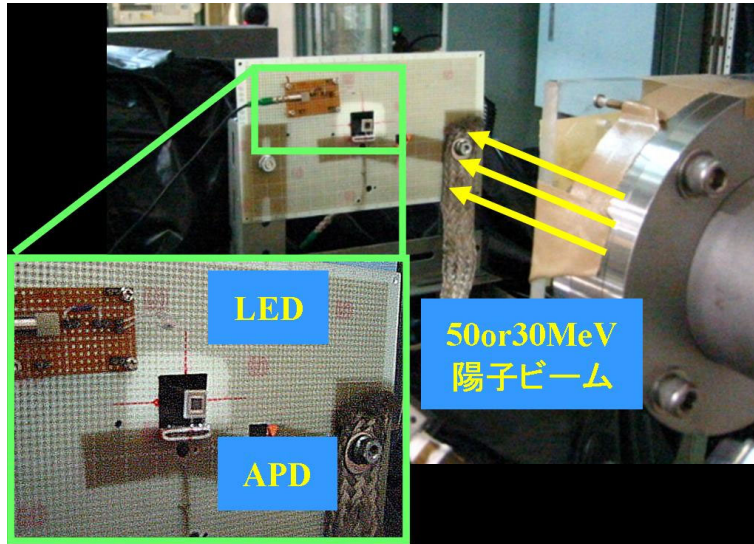


図 5.14: APD の陽子照射試験のビームラインの様子。APD が固定されている基板からそのまま暗電流と LED を照射した時の光電流を測定できるようになっている。

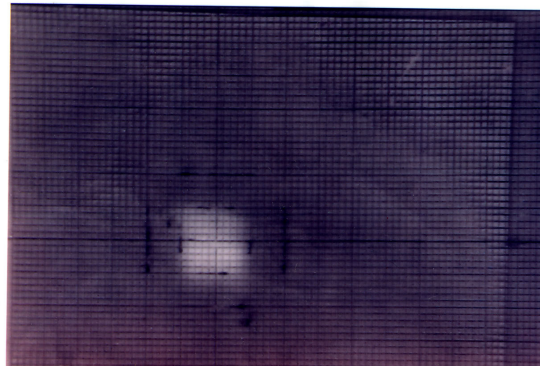


図 5.15: 陽子ビーム (50 MeV) のプロフィール。2cm 角の白っぽい部分の陽子フラックスが $[2.1 \times 10^7 \text{cts/sec/cm}^2]$

少の割合は 30 MeV と 50 MeV との場合で異なる。これについて考える際に、まず測定温度に注意を払わなければならない。ビームラインの温度は照射試験中ほぼ一定に保たれていたが、 1°C 程度の変動が見られた。仮に、照射試験前の状態に比べて、照射後の温度が 1°C 上昇した場合、3.2.2 項から APD の増幅率は約 -2.6% ずれる。この温度のずれを考慮にいれてもなお 360V 程度の高電圧領域では、増幅率が照射後小さくなっている事が分かる。この原因としてはバルク損傷起因、表面損傷起因のどちらも考えられる。

バルク起因の場合、考えられるのは Si 原子の変移により、APD 内部の電場プロファイ

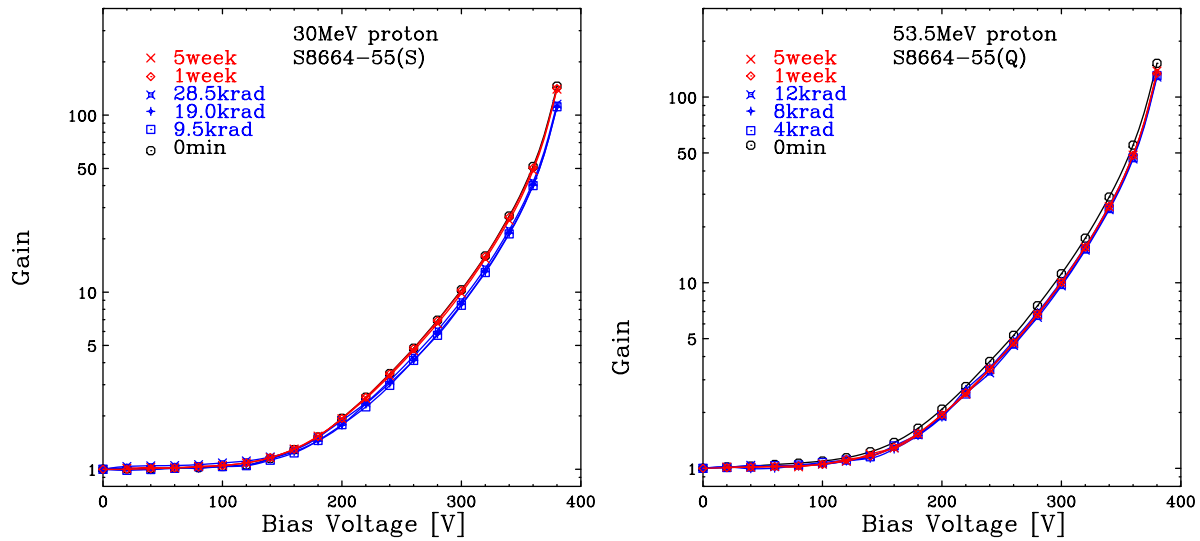


図 5.16: 照射後の時間別に見た増幅率の変化

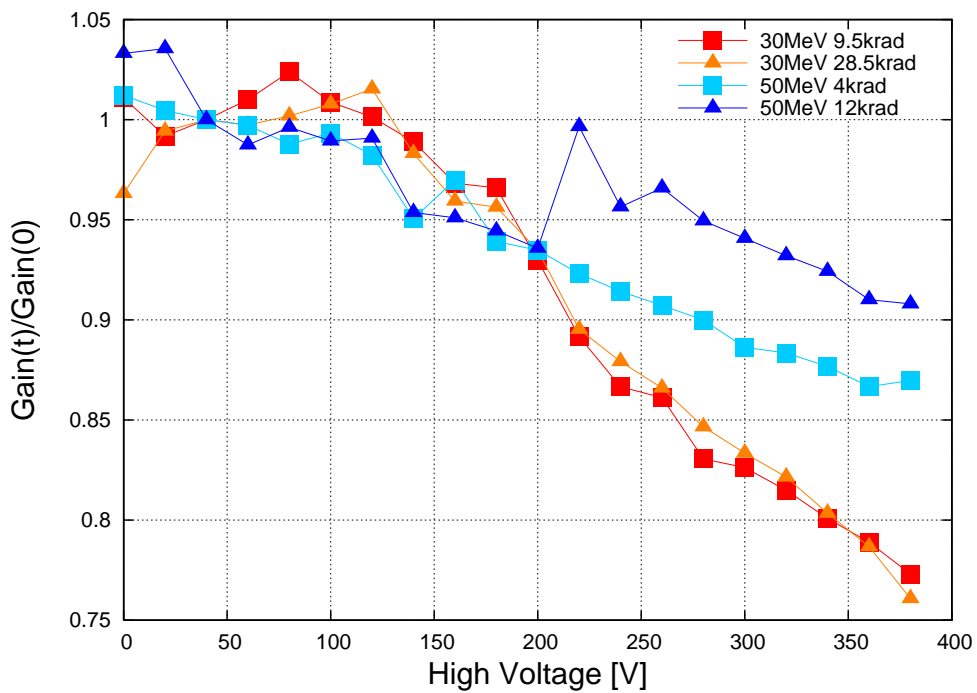


図 5.17: 照射前の増幅率に対する照射後の増幅率の比

ルが変わり、増幅率が変化したことである。50 MeV に対し、30 MeV の陽子の方が APD 内部に大きな損傷を引き起こすという傾向は NIEL 仮説 (5.2.1 節) とも合致する。この様な傾向は後述する暗電流 (5.2.4 項) の結果からも見られる。

表面損傷起因の場合、 SiO_2/Si の境界にトラップされたホールによって、完全空乏層化に必要な印加電圧が上昇した事が考えられる。表面損傷は電離過程によって生じるため、デポジットエネルギーのより大きい 30 MeV の陽子を照射した時の方が増幅率は悪化しやすく、測定された傾向と一致している。

試みに照射後の増幅率のプロファイルを電圧方向にずらした物が図 5.18 である。30 MeV、50 MeV 両方とも測定値に対して約 6V 低電圧側にずらしてあり照射前の増幅率のプロファイルによく乗る事が分かる。

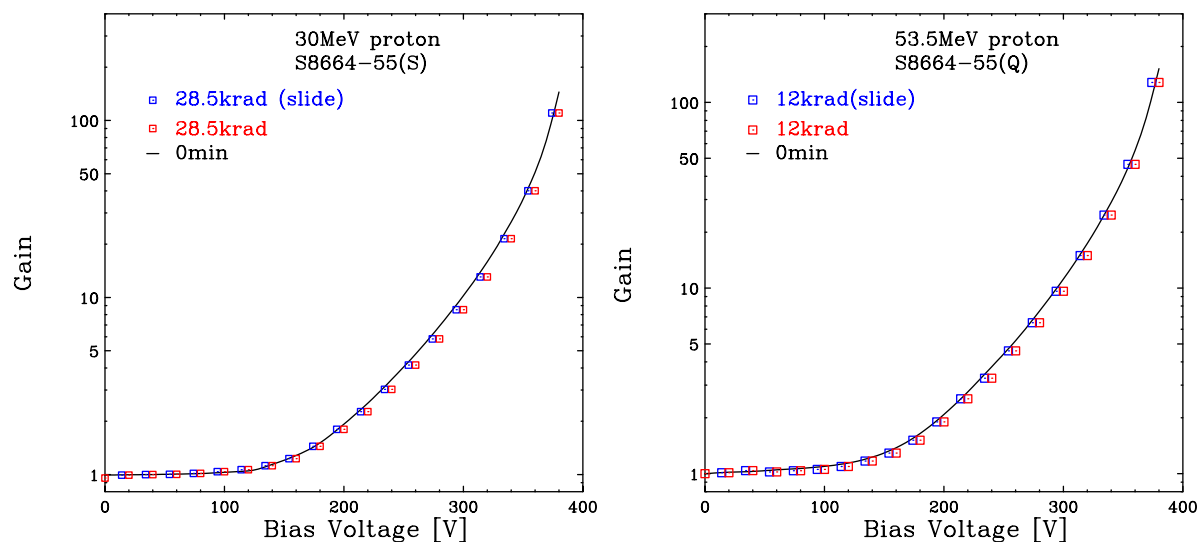


図 5.18: 照射後の APD の印加電圧に対する増幅率プロファイル (赤) を約 6V 分低電圧側にスライドさせた (青)。照射前の増幅率プロファイル (実線) によく重なる事が分かる。

このシフト量が表面損傷起因であるか、バルク損傷起因であるかを調べるには検出器容量の測定が有効であるが、残念ながら照射試験中に故障してしまいデータを取る事ができなかった。仮に、表面損傷起因だった場合、容量が小さくなり始める電圧がシフト量分だけ上昇する事が予測される。

5.2.4 暗電流の変化

暗電流の測定は照射前に 1 回、照射試験中は 20 分毎にビームを一旦止めて測定した。また 5.2.2 項で述べたように照射試験後にはアニーリングの様子を一週間おきに測定した。以上の測定の結果を図 5.19 に示す。S8664-55(S,Q) の両方の APD について、暗電流は照射線量に応じて増加している事がわかる。また少しではあるが、赤線で示した 1 週間後、5

週間後の測定では、高い印加電圧をかけた時に、照射直後よりも暗電流が減少し、アニーリング³ している様子も見られる。

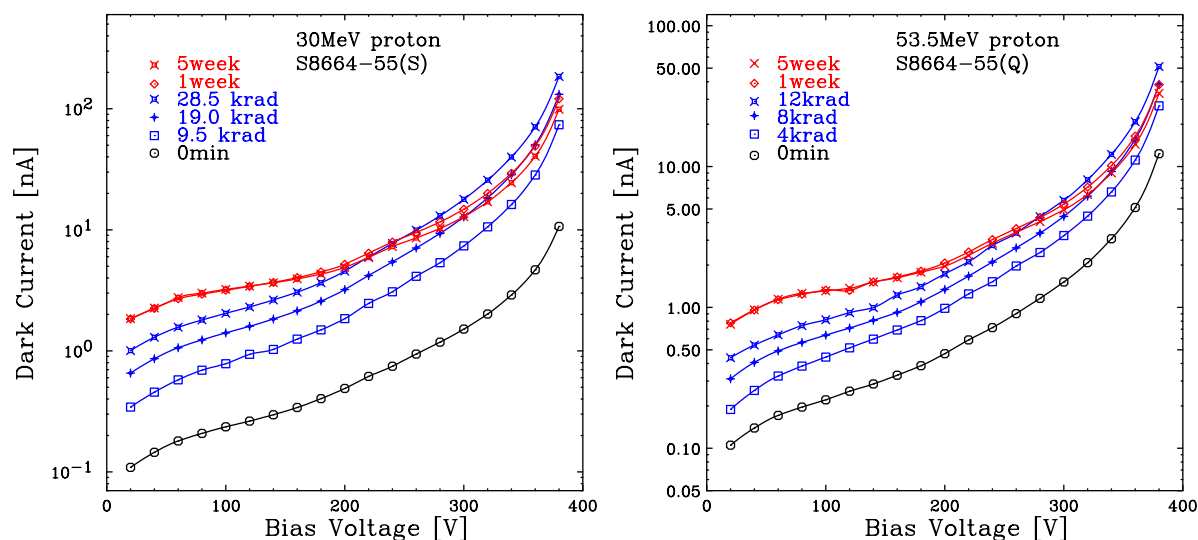


図 5.19: 時間別に見た印加電圧に対する暗電流の変化

APD の暗電流は大きくその成分を二つに分けることができる。ひとつは表面電流 I_{ds} とされる結晶表面からの成分であり、もうひとつはバルク電流 I_{db} といわれる増幅を受ける成分である。増幅率に対する暗電流の変化を示した図 5.20 を見ると、照射量が大きくなるにつれて暗電流の増幅率に対する変化率が大きくなっており、非電離過程によって起きたバルク成分の劣化が暗電流の増加に大きく寄与している事が示唆される。

エネルギー閾値への影響

暗電流の増加によってエネルギー閾値が上昇する。プリアンプ含めた検出器系のノイズ δ_{noise}^2 は次の様に表される事が知られている [13, 30, 21]。

$$\delta_{noise}^2 = 2q_e \left(\frac{I_{ds}}{M^2} + I_{db}F \right) \tau + 4k_B T R_s \left(\frac{C_{tot}^2}{M^2} \right) \frac{1}{\tau} \quad [\text{rms}] \quad (5.3)$$

ここで、 q は素電荷、 F はエクセスノイズファクター、 τ は整形時定数、 k_B はボルツマン定数、 T は絶対温度、 R_s はプリアンプの直列抵抗、 C_{tot} は APD とプリアンプの容量の和である。

(5.3) 式第一項は APD の暗電流ノイズからの成分を示している。積分される時間が長くなればノイズが増加するため、整形時間 τ に比例して増加する性質を持つ。また (5.3) 式第二項は容量性ノイズの成分である。これは整形時定数 τ に反比例する性質を持つ。

³ 詳細は付録 A.11 節参照

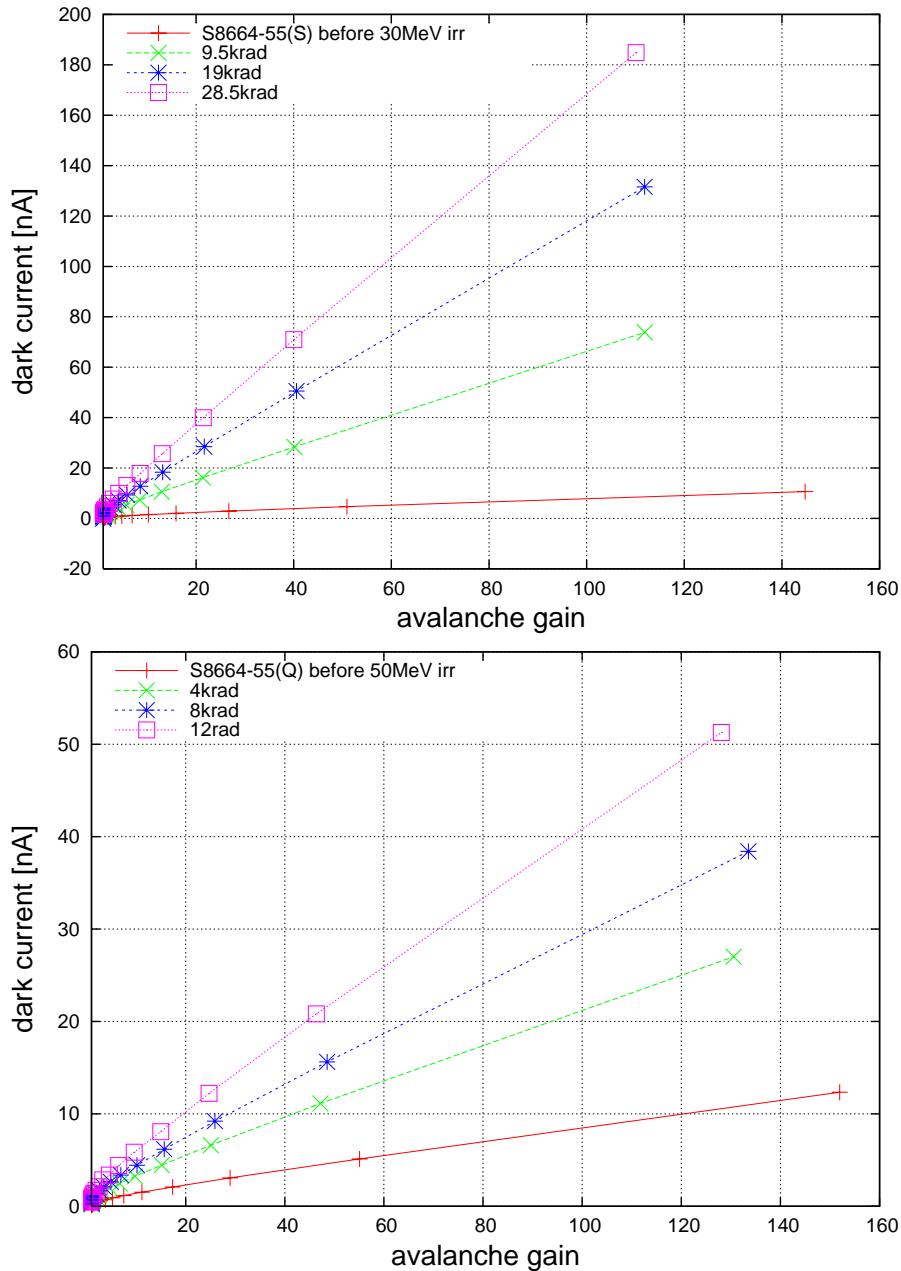


図 5.20: 増幅率に対する暗電流の変化。30 MeV 照射の結果を上、50 MeV 照射の結果を下に示す。照射線量が多くなるに従い傾きが大きくなるため、増幅を受ける暗電流のパルス成分が劣化している事が分かる。

Cute-1.7の荷電粒子検出回路の持つ時定数 τ は10nsecと非常に短いため、容量ノイズ成分が大きくなりやすい。プリアンプの容量勾配は13.9[electrons/pF]であり[24]、APDの検出器は80pF、容量ノイズは増幅率50の時、345[electrons]になる。一方で、暗電流成分のノイズは劣化の程度が大きいS8664-55Sについて見てみると照射前は41[electrons]に

なり、照射後は 202[electrons] になる事がわかる。放射線劣化により暗電流が大きくなって容量ノイズよりは小さく、4.4.1 項で得られたノイズレベルを 2 倍したとしても、1.8keV 相当であり有意に低エネルギーの測定は可能である。ミッションの遂行に十分な放射線耐性を持つ事が言える。

実際に、照射試験に使用した APD を使って 4.2 節のセットアップで ^{55}Fe (5.9 keV) のスペクトルをとった (図 5.21)。この時の整形時定数は $0.5\mu\text{sec}$ である。ノイズの増加が大きかった S8664-55S では、エネルギー閾値が照射前では 0.6keV、照射後には 1.8keV となっている。ノイズ増加のため分解能が悪化しているが、依然、ノイズと ^{55}Fe のシグナルを分離できている。Cute-1.7 の計数を行う最低スレッシュホールドエネルギーは 10keV に設定されていることを考慮すれば、APD は放射線を照射後も十分な機能を保持していると考えられる。

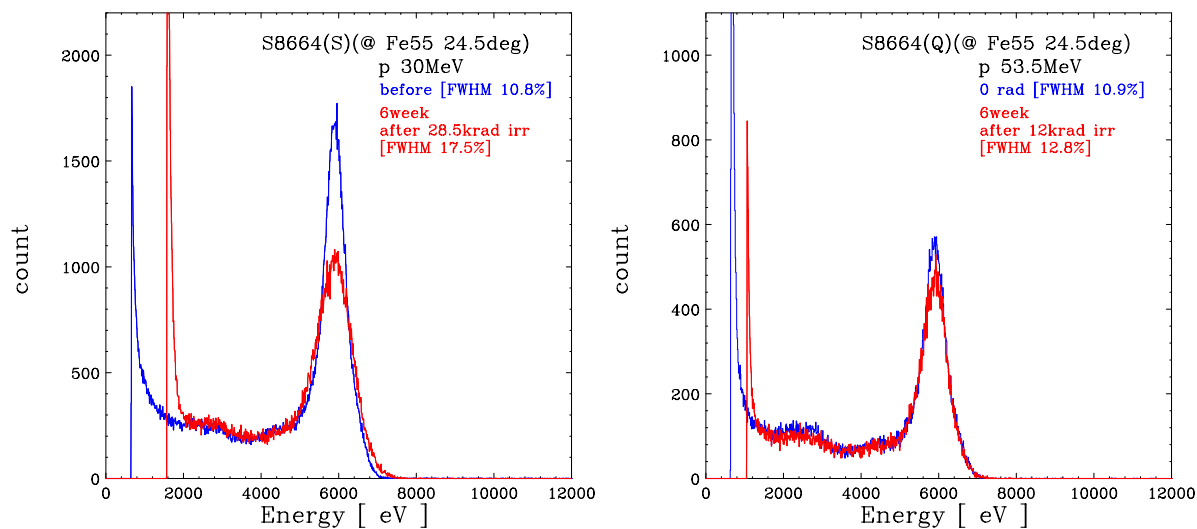


図 5.21: ^{55}Fe のスペクトル。照射前と照射後 (5 週間後) の比較。測定温度 20°C

5.2.5 降伏電圧の変化

降伏電圧については暗電流が $100\mu\text{A}$ になるまでの十分なデータが足りていないため、定量的な議論をする事は難しい。しかしながら、図 5.19 から、30 MeV、50 MeV の照射両方について照射前、照射後もほとんど降伏電圧が変わらない事がわかる。但し、5.2.3 項で述べたように、照射前と同じ増幅率を得るためには照射前に比べ少し大きい電圧を印加しなければならない。このため、同一増幅率での動作を考えた時には降伏電圧までの

マージンが小さくなっている事に注意しなければならない。

5.2.6 APD の陽子線照射試験のまとめ

APD に対して軌道上での放射線環境に換算して最大で約 1.4 年分の陽子を照射し、その増幅率、暗電流の変化について測定した。当初、心配された APD の故障は起こらず、降伏電圧の極端な減少も見られなかった。増幅率については同じ印加電圧時、照射前に比べ照射後には 1~3 割減少し、減少の度合は照射エネルギーにより異なった。そのため、照射後は増幅率を得るためにより大きな電圧を印加しなければならず、APD の使用電圧が降伏電圧に近付いて行くことに注意しなければならない。増幅率が変化した原因については不明だが、容量の変化を照射試験時に同時に測定する事ができれば、表面成分の劣化との関係についてより詳しく調べられると考えられる。劣化の度合は照射エネルギーによって異なり、最も損傷した 30 MeV を照射した APD についても、十分に ^{55}Fe (5.9keV) の線源のシグナルをノイズと分離する事ができる事が確認されている。

以上の結果から、Cute-1.7 の軌道寿命を考えた場合、APD は軌道上の放射線環境に対して、耐性がある事が予想される。

5.3 APD モジュール全体への⁶⁰Co 照射試験

Cute-1.7では衛星を構成する電子部品に、安価な民生品を積極的に取り込んでいる。民生部品の放射線耐性はメーカー側で保証されているわけではないので、事前に放射線耐性試験を行う必要がある。そこで、実際に搭載する電子部品を選定するため、東京工業大学原子炉工学研究所⁶⁰Co 照射室において⁶⁰Co 照射試験を行った。

5.3.1 実験方法

照射線量の見積もり

5.2.2 節で APD の被曝量を概算した時と異なり、衛星筐体がシールドの役割をするため、低エネルギー粒子は遮蔽され、高エネルギー粒子だけが通過してくる。APD センサ部分に荷電粒子測定用として筐体にあけた窓を通過して、低エネルギーの粒子が入射する事も考えられるが、簡単のためここでは考えない事にする。基板の受ける吸収線量をトータルドーズ計算用モデル SHEILD-2 を用いて見積もった⁴。Cute-1.7 の軌道上で予測される荷電粒子分布を仮定し、1 年間に被曝する吸収線量を Al シールドの厚さを変えて見積もったものが図 5.22 である。構造として、ある厚さを持った無限平板の Al シールドの後ろに Si の試料を置いた簡単なモデルを仮定している。衛星筐体側面は 1mm の Al 平板でできている。1mm の Al シールドがあるとして被曝量を見積もると、図 5.22 から、Cute-1.7 の内部構成機器が受ける吸収線量は、およそ 760[rad/yr] となることが分かる。試験では予想よりも厳しい軌道放射線環境の可能性も考慮し、10 年以上に相当する線量を照射した。

セットアップ

本試験では集積回路 (IC) 一つ一つの放射線耐性を測る事よりも、むしろ APD モジュール全体の機能が保たれるかどうか重点を置いて調べた。IC 個別に照射試験を行うことはせず、APD モジュールの基板に組み込んだ形で試験を行った。照射試験には開発段階で作成した試作基板 (以下、EM 基板) を使用した。EM 基板の構成は 3 章で述べたフライトモデルの構成とほとんど変わらない。セットアップを図 5.23 に示す。⁶⁰Co の線源から 27cm 離れた所に EM 基板を設置した。コンクリートブロック (高さ 10cm) を使用し、線源の高さと EM 基板の高さを合わせ、APD センサーの載った基板が線源に一番近くなる

⁴ 2.2.1 項で述べた SPENVIS、SEES で使用できる。本論文では SPENVIS でシミュレーションした結果を使用している

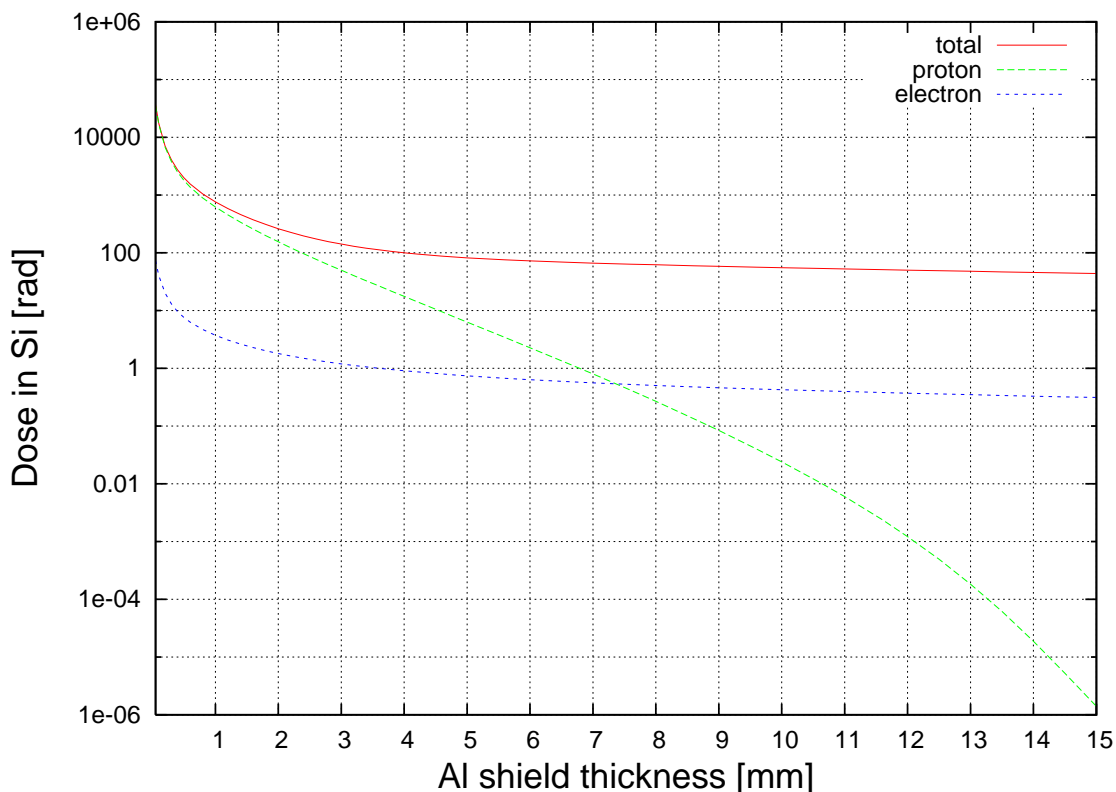


図 5.22: Alシールドの厚さに対する1年間の吸収線量 (Si) の見積もり。軌道上で予測される荷電粒子分布に対し、ある厚さを持った無限平板の Alシールドの後ろに Si の試料を置いてある簡単なモデルを仮定している。

よう設置した。 ^{60}Co からの γ 線照射している間は、EM基板に衛星電源バスを模して安定化電源から3.3Vと5.0Vを供給した。なお、安定化電源は放射線による故障を防ぐため、線源からできるだけ距離をとり、鉛ブロックによる遮蔽をした。

EM基板の吸収線量を見積もるため、線源から27cm、定盤から高さ10cmの所での線量を線量計で測定したところ6.8[krad/hour]であった。線量計で測定されるのは空気に対する吸収線量である。 γ 線の吸収線量は質量エネルギー吸収計数によって決まる。ICの材質がSiとすると吸収線量は空気に対1.039倍になる程度であり、ほとんど変わらない。

EM基板を組み立てた時の大きさは約9cm立方程度であるため、線源に一番近い部分(荷電粒子検出部)と一番遠い部分(高電圧出力部)の受ける線量は異なる。組み上げた時の基板中心を基準にした時、最前面の荷電粒子検出部が受ける線量は1.7倍、後端の高電圧出力部では0.7倍となる。本試験では1時間毎に照射を中断し測定を行った。

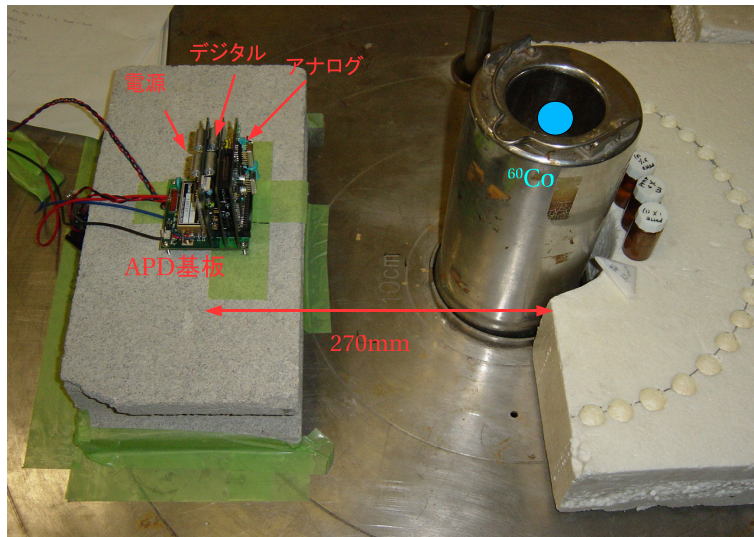


図 5.23: EM 基板への ^{60}Co 照射試験のセットアップ。写真右の円筒内に ^{60}Co 線源がある。

測定項目

APD モジュール全体の機能が保たれるかどうかを確認するため照射試験では以下の項目を測定する。

シリアル通信、USB 通信でのコマンド送受信と動作

荷電粒子測定回路のアナログ出力

荷電粒子測定回路の閾値電圧

電源ボードの電源出力

供給電力

H8 マイコン、USB ドライバ IC などの APD モジュール制御部の機能の確認には、4.6 節の試験時と同様に、工学制御部によるコマンド制御機能の代わりとして外部 PC を用い、シリアル通信によるコマンド送受信と、その時の APD モジュールの動作によって判断した。USB 通信に関しては、照射試験の時には通信ソフトウェアが開発されていなかったため、PC によって USB デバイスとして認識されるかどうかで判断した。荷電粒子回路のアナログ出力の確認では、プリアンプ、微分器、ゲインアンプ、コンパレータに使用している IC、周囲の電子部品の機能の確認を行う。また閾値電圧の測定することで、閾値電圧を作っているツェナーダイオードや OP アンプ、レベルを切り替えるスイッチ IC の動作確認を行う。電源ボードの出力電圧と安定化電源から APD モジュールへの供給電力を測定し、電源 IC が正常電圧を出力しているか確認する。

5.3.2 結果

APD モジュール制御部の機能確認

外部 PC とのシリアル通信により、APD モジュール制御部の機能の確認を行った。確認コマンド項目を表 5.4 に示す。これらのコマンドによる動作に関しては照射前後で変化は見られず、正常に動作した。閾値レベルの切り替えに関しては、切り替え動作自体は正常に行われたが、その時に出力された閾値レベルに異常が見られた。詳細は 5.3.2 項で述べる。

表 5.4: ^{60}Co 照射試験時の確認項目。照射試験時におけるコマンドの仕様はフライトモデルと異なる。コマンドの送信に対して正常な返値を返した場合を とする

コマンド名	コマンド	備考	結果
データリクエスト	0x70	A 系 or B 系のカウンタ値を返す。 カウンタ動作の確認	
冗長系切り替え	0x36(A B) 0x37(A B)	A 系から B 系に電源切り替え A 系から B 系に電源切り替え	
閾値切り替え	0x38,0x3[0-3]	閾値レベル切り替え	
USB 認識		PC による USB 認識をすることで USB ドライバ IC の機能確認	

荷電粒子増幅回路出力

照射前、照射後で EM 基板の荷電粒子測定部にテストパルスを入れ、その時のプリアンプ出力、ゲインアンプ出力、コンパレータ出力を確認した (図 5.24)。測定方法は 4.4 節 (図 4.13) と同様である。13.6krad 照射後も出力波形に大きな変化は無い事が分かる。

閾値レベルの異常

照射前に比べ、1 回目、2 回目と照射を経る毎に閾値レベル出力に異常が見られる様になった (表 5.5)。EM 基板の閾値生成部の回路は図 5.25 のようになっており、赤丸部分の電圧を測定した。スイッチ IC の上流の非反転増幅器の出力は照射前後でほとんど変わらず約 4.1V を保っており、照射後にスイッチ IC の下流にある最終段の増幅器入力部分で負

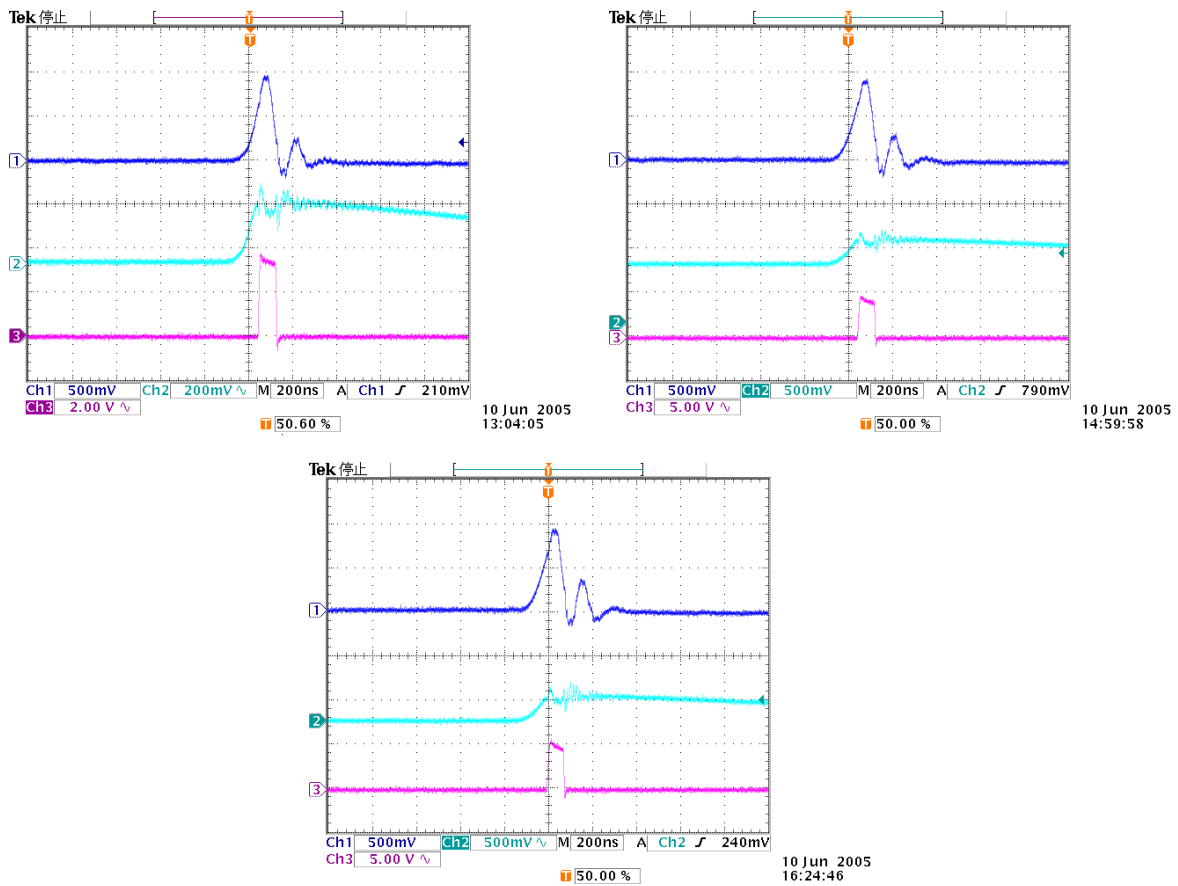


図 5.24: ^{60}Co 照射前後の荷電粒子測定部のシグナルの様子。(左上) 照射前 (右上) 6.8 krad 照射後 (左下) 13.6 krad 照射後。各色の対応-青: ゲインアンプ出力、水: プリアンプ出力、赤: コンパレータ出力。一部測定レンジが異なっており、照射前 (左上) のプリアンプ出力 (水色、2ch) のレンジが 200[mV/mas]、コンパレータ出力 (赤、3ch) が 2[V/mas] になっている事に注意

表 5.5: 閾値電圧の変化

照射量 (krad)	0x30 (mV)	0x31 (mV)	0x32 (mV)	0x33 (mV)
0.0	0	204	391	601
6.8	-10	202	392	535
13.6	-743	87	-129	536

電圧出力が見られた。このことから、異常が起きたのはスイッチ IC である事が分かった。

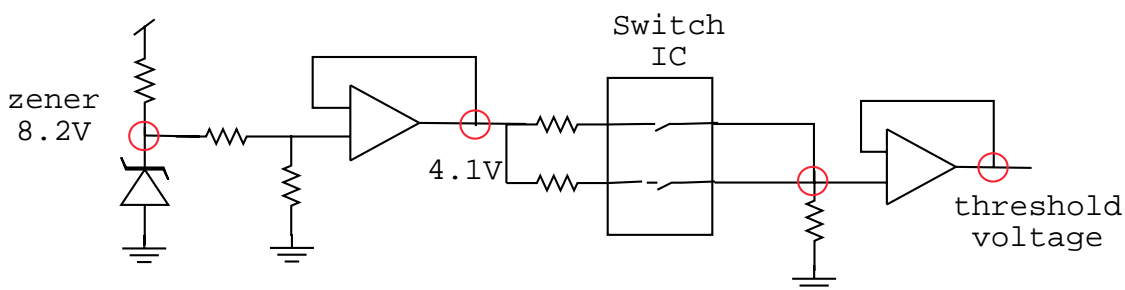


図 5.25: EM 基板の閾値レベル生成部の回路。赤丸部分の電圧を測定。

一般にアナログスイッチには p 型、n 型の FET が使用される。p、n 型の両方を並列に用いる事で幅広い電圧での低いオン抵抗を達成している (図 5.26)。今回の試験結果で、特に出力がマイナス側に引っ張られている点と、アナログスイッチの内部構造を考慮すると、n 型 FET の酸化膜にたまった電荷によりブレイクダウンしてしまった事が考えられる (図 5.26、5.2.1 節)。

電源ボード 出力電圧の異常

照射前後の電源ボードの各電圧系の出力と、安定化電源の供給電流を測定した (表 5.3.2)。照射線量が大きくなるにつれて、 $\pm 5V$ 、 $12V$ 系の出力電圧の絶対値が大きくなっている事が分かる。また同様に、EM 基板全体の消費電力が増加している事が分かる。

表 5.6: 供給電力と出力電圧の変化

照射線量 (krad)	供給電力			電源ボード 出力電圧		
	3.3V (mA)	5.0V (mA)	Total (W)	+5V 系 (V)	-5V 系 (V)	+12V 系 (V)
0.0	120	180	1.30	4.71	-4.91	11.76
6.8	140	200	1.46	5.50	-5.70	13.60
13.6	145	210	1.53	6.24	-6.90	15.64

電源 IC には全電圧系でスイッチングレギュレータを使用している (3.1.4 項)。スイッチ

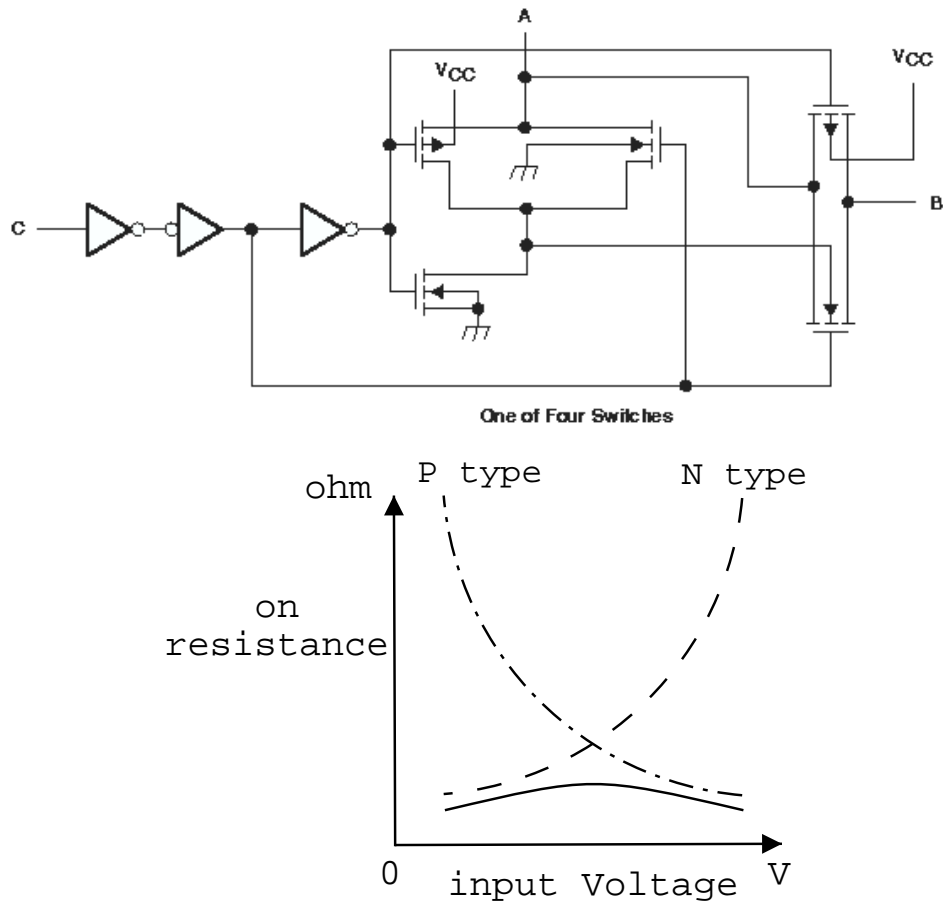


図 5.26: 一般的なスイッチ IC の内部等価回路 (上)。p 型 FET (鎖線)、n 型 FET (点線) を並列に使う事で広い入力電圧に対して低いオン抵抗 (実線) を達成している (下)

ングレギュレータは内部に参照電圧を持っていて、出力電圧の分圧が参照電圧を下回るとフィードバックをかけ、電圧を再度上昇させる仕組みになっている (詳細は A.7.2 節)。フィードバックがかかる時に発生するノイズがスイッチングノイズであり、このノイズの周波数をみることで逆にフィードバックが行われる頻度を推測することができる。5V 系の出力に見られた照射前後のスイッチングノイズの様子を図 5.27 に示す。照射前と照射後でスイッチングノイズの周波数が高くなっている事が分かる。これから電源 IC のフィードバック系に異常が発生したと予想される。電源 IC のフィードバック系を主に構成するのは内部の参照電圧と発振子である。例として、-5V 系で使用していた電源 IC、MAX634、の内部等価回路図を図 5.28 に示す。この回路図から参照電圧値が大きくなるか、発振子の周波数が高くなると図 5.27 の様子を再現できる事が予想される。参照電圧は図 5.28 の IC の 7 番端子を見ると測定できる。正常な IC の参照電圧値が 1.248V であったのに対し、

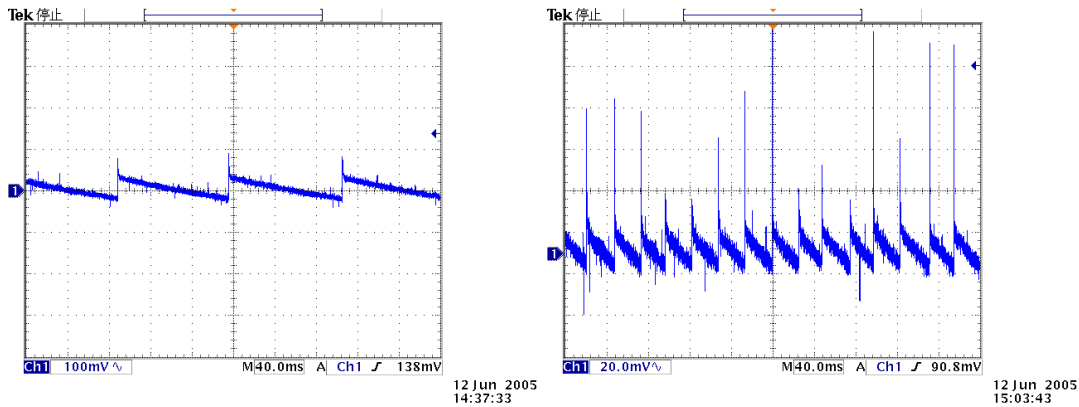


図 5.27: 正常基板の出力に見られる 5V 系スイッチングノイズ (左) 照射基板の出力に見られる 5V 系スイッチング (右)

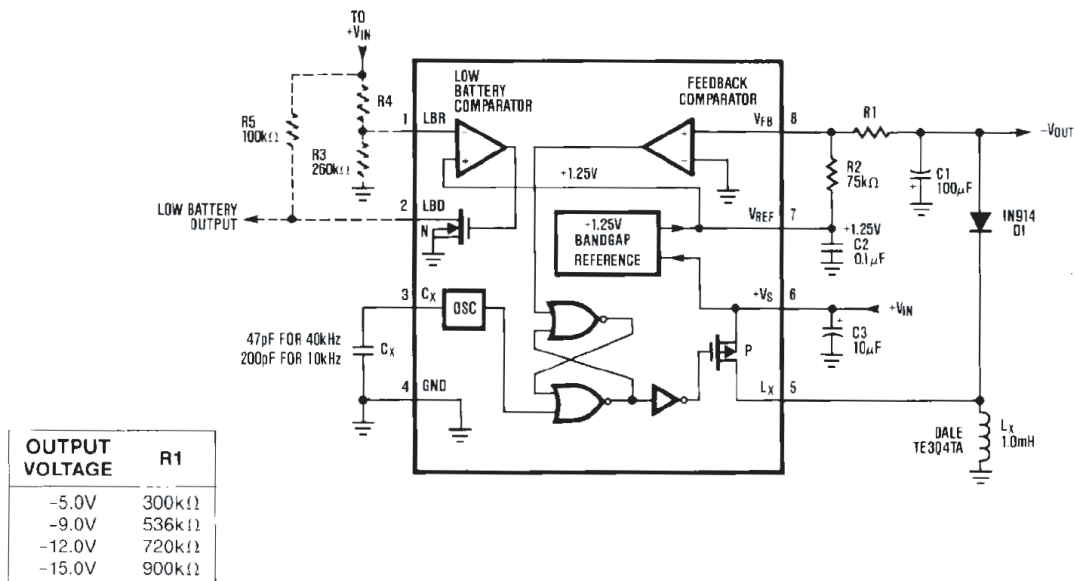


図 5.28: -5V 系の IC、MAX634、の内部等価回路 [26]。出力電圧 V_{out} と参照電圧 V_{ref} 間の電圧を抵抗 R_1 、 R_2 で分圧した物が IC 内部のコンパレータに入る。出力電圧が小さくなると、コンパレータに入力される電圧も小さくなり、ある所でコンパレータ出力の論理レベルが変化する。コンパレータの出力と内部の発振子 (図中 OSC) の同期を取った信号によって、内部 FET が on/off が制御され、コイルに電圧が入ると出力電圧が上昇する仕組みになっている。

^{60}Co を照射した IC の参照電圧値は 1.770V であった。この参照電圧の上昇によって -5V 系のフィードバック回数が多くなったと言う事が分かった。5V、12V 系の電源 IC に関しては残念ながら参照電圧出力端子がなく直接測定できなかった。そのため 5V、12V 系のスイッチングノイズの周波数が高くなった原因ははっきりしない。少なくともオシロスコープでの測定により $\pm 5\text{V}$ 、12V 系においてフィードバック回数が高くなったのは確かであり、本来起きるはずのない電圧でもフィードバックがかかるようになったため、出力電圧値が大きくなってしまったと考えられる。このように電源 IC の出力電圧値が大きくなったために、APD モジュールの消費電力が増加したと考えられる。

5.3.3 EM 基板の ^{60}Co 照射試験のまとめ

Cute-1.7APD モジュールの EM 基板を用いて約 10 年分に相当する線量を東京工業大学 ^{60}Co 照射室にて照射した。その結果

- 照射前後での荷電粒子測定回路のテストパルス出力に大きな変化はなし
- APD モジュール制御部のコマンド動作確認において異常はなし
- 系全体の消費電力が増加した
- 電源ボード出力電圧値の上昇
- 高圧電源の異常動作（正常出力電圧範囲の縮小）
- アナログスイッチ IC の異常動作

が確認された。電源 IC、スイッチ IC に異常が生じる事が確認され、そのため代替品の選定をし、照射試験を再度行う必要が生じた。

5.4 電源 IC とスイッチ IC の選定のための ^{60}Co 試験

5.3 章で述べた様に、EM 基板に ^{60}Co 照射したことで電源 IC の出力値が既定値に比べて上昇し、スイッチ IC に関しては出力が負電圧出力になるという症状がみられた。そのため電源 IC (MAX641 MAX642 MAX634)、スイッチ IC (MAX303) の代替 IC を決定する必要が生じた。代替 IC の決定に関しては (1)3.1.4 節で要求される動作性能を持つ事、(2) ^{60}Co 照射に対して耐性を持つ事、を確認する必要がある。本章では特に (2) に関して述べる。(1) に関しては [25] に詳細が報告されている。

5.4.1 放射線耐性を試験する IC

今回 ^{60}Co 照射試験にかける事になった代替候補 IC を以下に示す。これらは実際に IC 単体を動作させる回路を組んで試験した結果、3.1.4 節で述べた要求を満たすと判断された IC である [25]。

5V MAX770, LT1111, LT1072

12V MAX1771, LT1111, LT1072

-5V MAX774, MAX764, MAX755, LT1111

スイッチ ADG411, 74HC4066

MAX770(5V 出力)、MAX1771(12V 出力)、MAX774、MAX764(以上 -5V 出力) は出力電圧を外部の回路によって変えることはできない。LT1072(5,12V 出力)、LT1111($\pm 5,12\text{V}$ 出力) は外部回路のレイアウト、パラメータの変更によって出力電圧値を変える事ができる。ADG411、74HC4066 は両方とも CMOS,4ch スイッチ IC である。

5.4.2 セットアップ

基本動作を確認した代替候補 IC を 1 種類につき 2 個用意し、照射試験を行った。照射した IC は表 5.7 の通りである。5.3.1 項で見積もった線量から、軌道上で想定される約 10 年分に相当する線量を照射した。図 5.29 に示したように、線源から 50cm の所に基板を配置した。この場所の照射率は、線量計の測定により 2.28krad/hour であった。

表 5.7: 照射試験に使用した IC とその内訳

IC 名	用途	No.1	No.2	外付けトランジスタ
MAX770	+5V	民生	民生	2SK2414(nMOS)
LT1072	+5V	民生	MIL ^a	無し
MAX1771	+12V	民生	民生	2SK2414(nMOS)
MAX755	-5V	民生	民生	無し
MAX774	-5V	民生	民生	2SJ494 (pMOS)
MAX764	-5V	民生	民生	無し
LT1111	-5V	民生	MIL ^a	2SA1069(pnp bi)
ADG411	スイッチ	民生	民生	
74HC4066	スイッチ	民生	民生	

^a MIL-STD-883 で定められた試験項目をクリアした IC。軍用、宇宙用に用いられる。

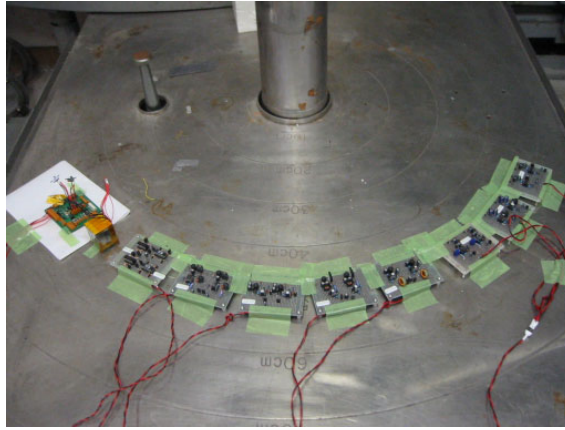


図 5.29: 照射試験室の様子。写真中央上に見える円筒内に ^{60}Co 線源があり、 γ 線が周囲に向けて照射される。線源から 50cm の所に試料を配置してあり、この場所での照射線量は $2.28[\text{krad/hr}]$ である。

電源 IC の試験方法

LT1072 は周りに配線する抵抗値の比によって出力電圧を変化させる事ができる。そのため、5V で正常に動作すれば、12V でも正常に動作すると考えられる。LT1111 も出力値は変える事ができるが、これに関しては -5V 動作させる時に外付けのパワートランジスタを使用する。そのトランジスタの放射線耐性の試験も兼ねて -5V 動作状態で試験を行った。照射は全 IC に電源を供給した状態で行った。電源は衛星電源バスを模した安定化電源を用い、 $+5\text{V}$ 出力用の IC には 3.3V を、 -5V と 12V 出力用の IC には 5V を供給した。一回分の照射線量を $0, 95, 190, 380, \dots, 12070\text{rad}$ と刻みながら、照射一回ごとに、IC の出力電圧をテスターで測定し、その出力波形をオシロスコープで確認した。

スイッチ IC の試験方法

スイッチ IC 周りの配線は図 5.30 の様になっている。照射中は安定化電源により 3.3V を供給し、1ch はスイッチオンの状態、2~4ch はスイッチオフの状態で ^{60}Co を照射を行った。一定線量照射する毎に 1ch、2ch の電圧を測定した。

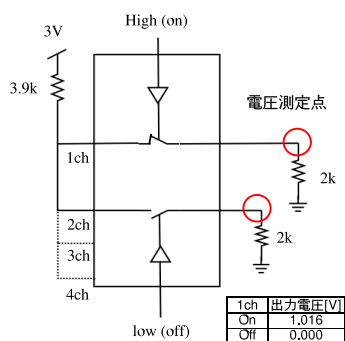


図 5.30: スイッチ IC 周りの回路。1ch はスイッチオンの状態、2～4ch はスイッチ オフの状態 で Co60 を照射。

5.4.3 照射後の電原系の応答

5V の出力電圧とノイズの変化

図 5.31 を見て分かるように MAX770、LT1072 とともに出力値はトータルドーズ量に依らず、ほとんど一定である事がわかる。照射前と照射後 (12.07krad) の出力ノイズの様子を見てもほとんど変わりは無かった。LT1072 に関しては MIL と民生品の違いは今回の実験では見られなかった。以上の事から、MAX770、LT1072 は民生タイプを含め Cute-1.7 に搭載可能であると判断できる。

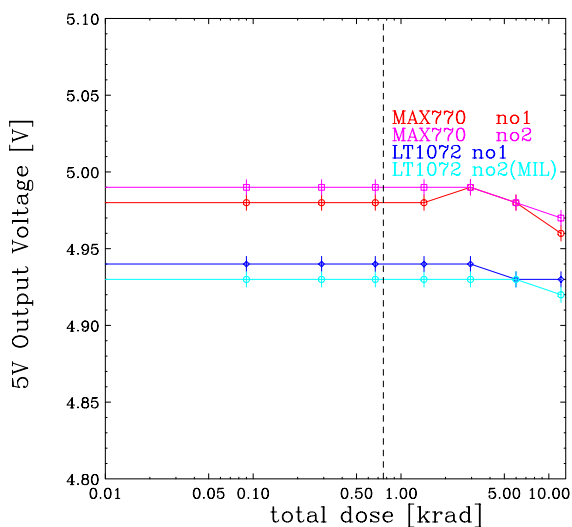


図 5.31: 5V 用電源 IC の出力電圧とトータルドーズの関係。点線は軌道 1 年分の線量を示す。

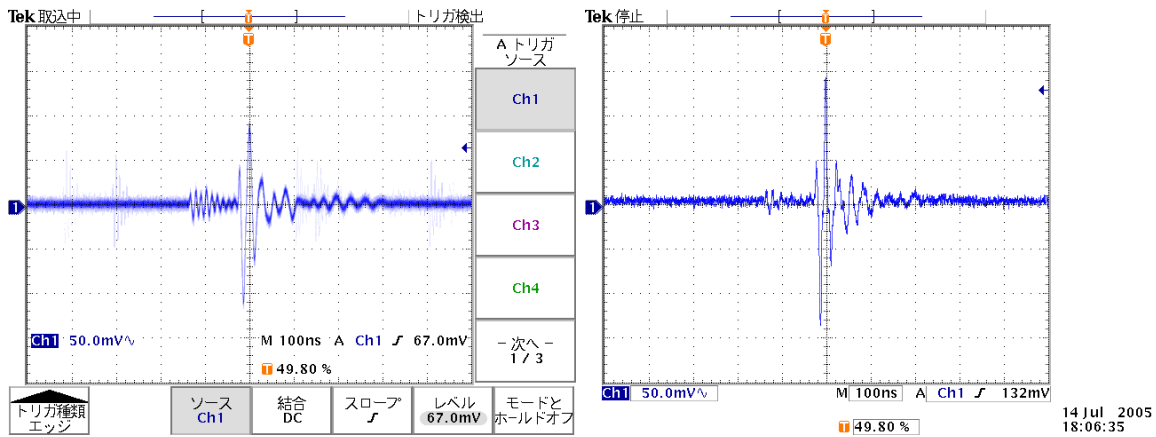


図 5.32: MAX770(No.1) の照射前(左)、12krad 照射後(右) の出力ノイズ

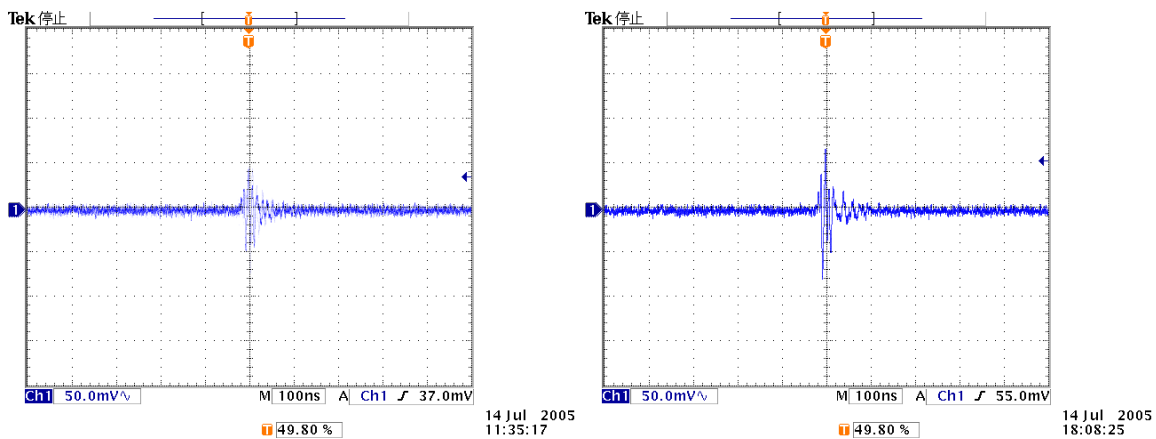


図 5.33: LT1072(No.1、民生) の照射前(左)、12krad 照射後(右) の出力ノイズ

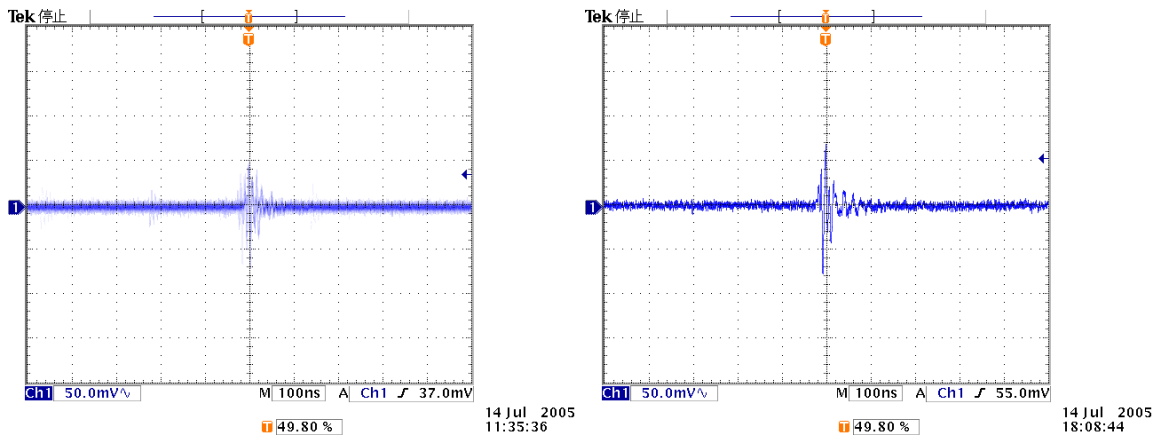


図 5.34: LT1072(No.2、MIL) の照射前(左)、12krad 照射後(右) の出力ノイズ

12V 出力電圧とノイズの変化

12VIC の出力とトータルドーズの関係を図 5.35 に示す。No.1 と No.2 の IC の出力値に差がある。同一の周辺回路に対して IC を入れ換えると、出力電圧値が変化する事から、これは IC の個体差が原因であると考えられる。

照射線量が多くなるにつれて電圧値の減少傾向が見られ、その変化率はおよそ 30 [mV/krad] である。衛星の寿命は M-V ロケット打ち上げの場合、約 1 年 (760rad/yr) であることを考慮すれば、この電圧の変化率は許容できる。ノイズに関しては照射前と 12krad 照射後で顕著な変化は見られないが、数十 nsec スケールと非常に速く、大きいノイズ (200mV) がのっている (図 5.36)。以上から、ノイズ対策が今後必要であるが、電圧出力は照射後も使用可能な値を出力していたことから、MAX1771 は Cute-1.7 に使用可能だと判断した。

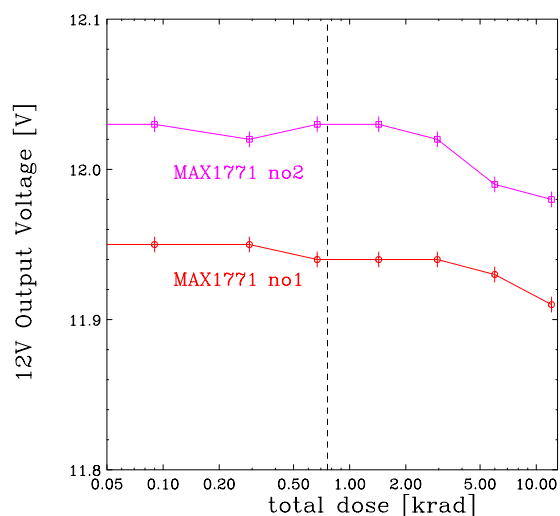


図 5.35: 12VIC の出力とトータルドーズの関係。点線は軌道 1 年分に相当する線量を示す

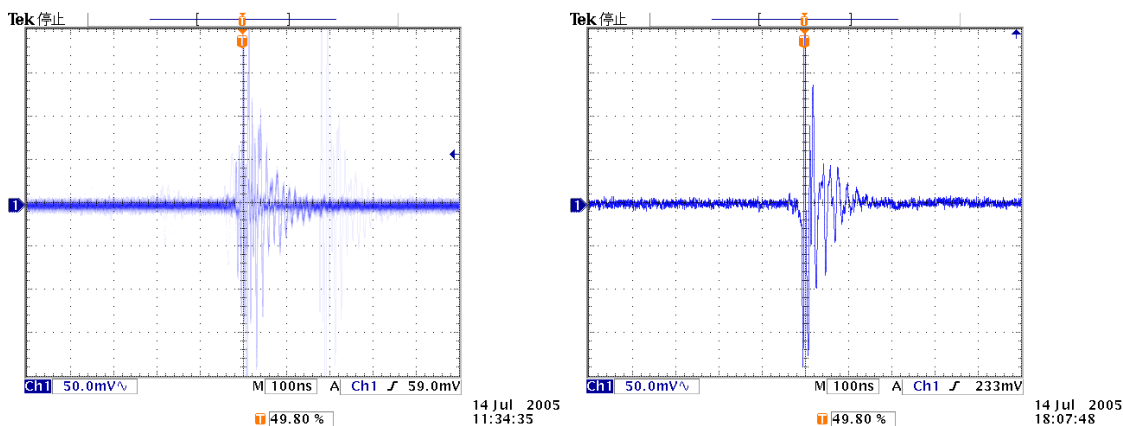


図 5.36: MAX1771(No.1) の照射前 (左)、12krad 照射後 (右) の出力ノイズ

-5V 出力電圧値とノイズの変化

-5VIC の出力とトータルドーズの関係を図 5.37 に示す。12V の IC と同様、同一型番の IC にも出力値に個体差が見られる。MAX755 は 2 個体とも 6krad から 12krad への照射中に電圧値が大きくドロップした。LT1111 No.1(民生) が電圧値の絶対値が上昇している以外は、その他の IC の出力電圧値には大きな変化が見られなかった。

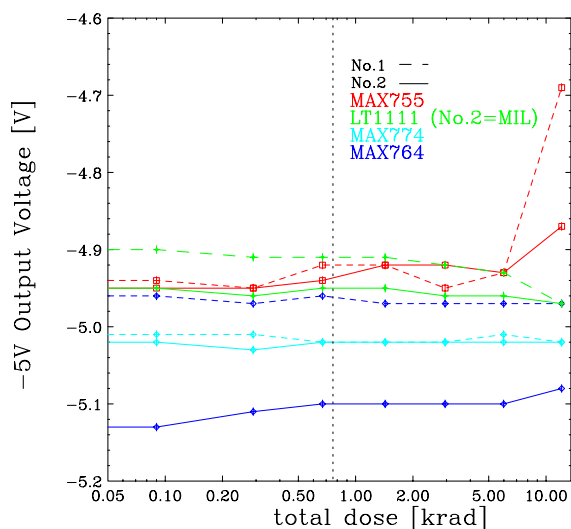


図 5.37: -5VIC の出力とトータルドーズの関係。実線が No.1、点線が No.2 の応答を示している。鎖線は軌道 1 年分の線量を示す。

MAX764 と MAX774 の照射前後の出力変化

MAX764 と MAX774 の二種に関しては、出力ノイズに変化が見られた。MAX764、MAX774 とともに同一周辺回路に対して IC だけを新品のものに交換した所、出力ノイズの波形が大きく改善したことから周辺 IC 内部に異常が起きたと判断される (図 5.38 図 5.39)。MAX774 に関しては、外付け FET(2SJ494) に異常が起きた事も考えられたが、FET を交換しても出力波形に変化はなかった。出力ノイズの測定は照射前と 12krad 照射後にしか行っておらず、どの程度の被曝量で IC に異常が発生したかはわからない。

MAX755 と LT1111 の照射前後の出力変化

照射前、12krad 照射後も小さいノイズレベルを保ったままであった (図 5.40, 図 5.41)。

フライトモデルで使用する -5V 用電源 IC の選択

以上の出力電圧値、ノイズの変化の結果に加え、衛星の軌道寿命を考慮した時、Cute-1.7 の -5V 電源として使う IC として LT1111 が一番信頼性が高いと考えられる。MAX755 に関しては最後の 6krad から 12krad の照射で電圧がドロップしてしまったものの、1 年の運用には十分使用可能であると言える。MAX774、MAX764 に関しては、今回の試験ではどの時点で IC に異常が発生したか分からないため、使用には不安がある。

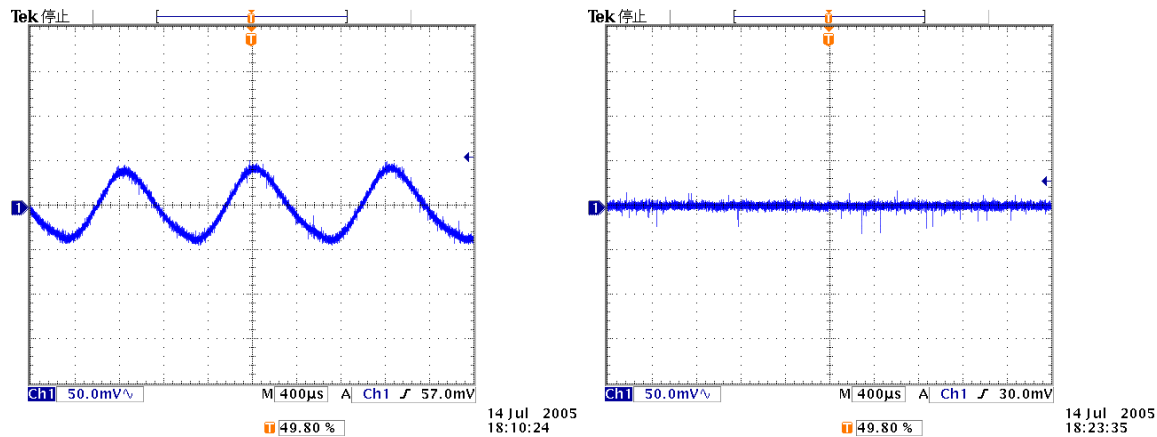


図 5.38: MAX764(No.1) の 12krad 照射後の出力ノイズ (右)IC を新品 (No.3) に交換後出力ノイズ

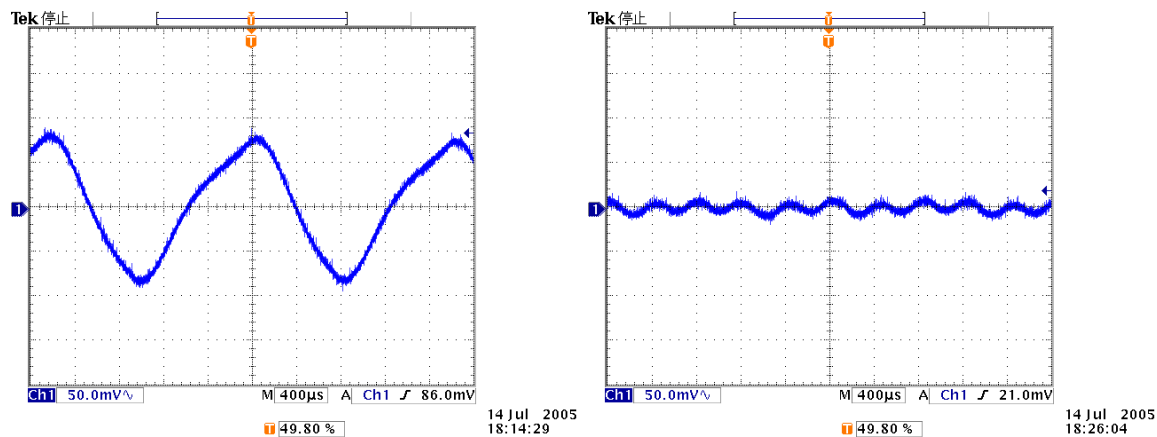


図 5.39: MAX774(No.1) の 12krad 照射後の出力ノイズ (右)IC を新品 (No.3) に交換後の出力ノイズ

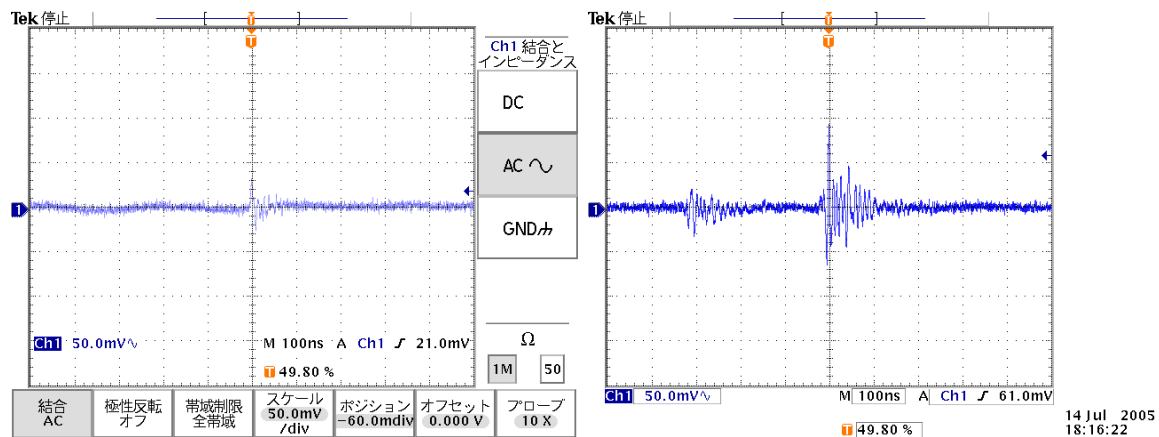


図 5.40: MAX755(No.1) の照射前(左)、12krad 照射後(右) の出力ノイズ

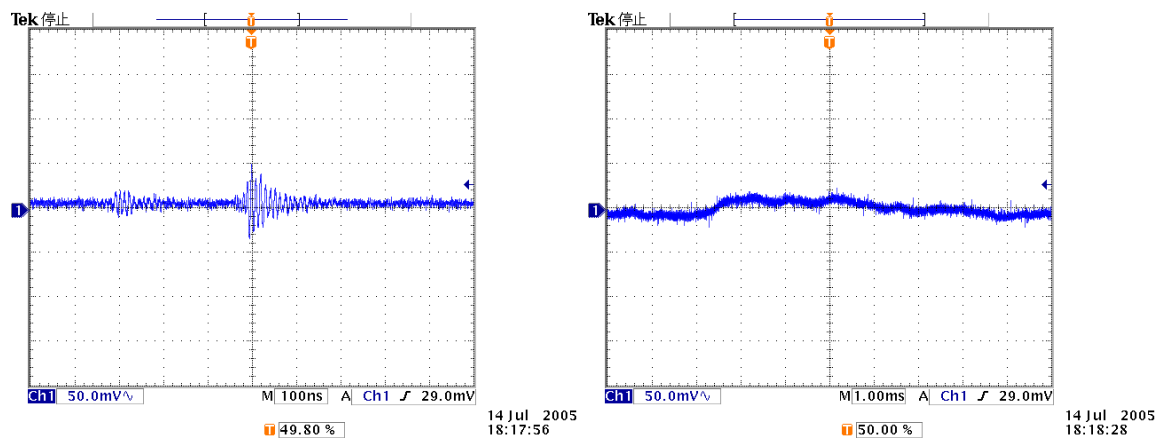


図 5.41: 12krad 照射後の LT1111 の出力ノイズ

5.4.4 照射後のスイッチ IC の応答

図5.42は照射線量に対して各アナログスイッチICの1chの電圧の変化を示している。照射試験を通して、全てのICの1chの電圧値には有意な変化は見られなかった。また、2chの電圧も試験を通して0Vの一定値を保っていた。以上の結果から、ADG411,SN74HC4066の両方に関して、Cute-1.7に搭載する事ができると判断できる。

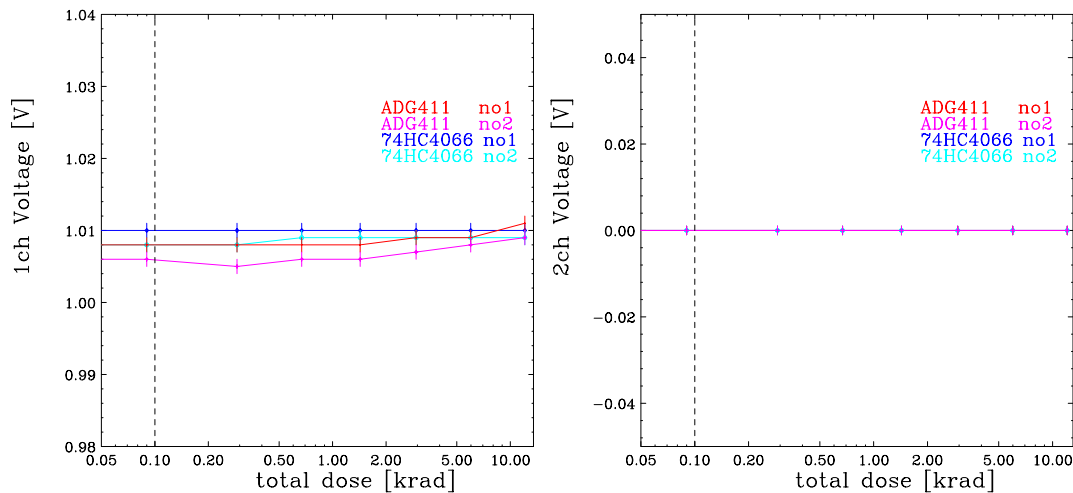


図 5.42: 照射量とスイッチ IC の出力電圧値の変化。1ch(左)、2ch(右)。点線は軌道 1 年の線量に相当する。

5.4.5 結論

今回の試験の結果を簡単 5.8 にまとめる。これから電源 IC、スイッチ IC の代替品として使用可能な物を以下に示す。⁶⁰Co 照射試験の結果に加えて、ノイズ、電流供給能力、効率、考慮し、フライトモデルでは太字の物を搭載する事にした。

5V **LT1111**, (LT1072, MAX770)

12V **LT1072**, (MAX1771, LT1111)

-5V **LT1111**, (MAX755)

スイッチ **74HC4066** (ADG411)

表 5.8: 照射試験にかけた IC の試験結果の簡単なまとめ。使用した電圧、照射による電圧変化、ノイズ変化の有無を示す。また IC の他にトランジスタが必要なものにはその型番を示す

IC	電圧 [V]	電圧変化	照射後ノイズ変化	外付け Tr	Tr 劣化
MAX770	5	なし	なし	2SK2414	問題なし
LT1072	5	なし	なし	なし	
MAX1771	12	なし	なし	2SK2414	問題なし
MAX755	-5	下降	なし	なし	
MAX764	-5	なし	有り	なし	
MAX774	-5	なし	有り	2SJ494	問題なし
LT1111	-5	なし	なし	2SA1069	問題なし

第6章 理工学統合試験

第4章まで、素子単体もしくはAPDモジュール単体についての開発、性能試験について述べ、単体レベルでの開発は成功したと言える。しかしながら、衛星筐体に組み込んだ場合には、ノイズの干渉等が発生し、単体の動作試験の際の環境とは全く異なってしまう恐れがある。また、通信インターフェース、電気的なインターフェースを確認する意味でも、統合した状態での試験は非常に重要である。本章では、APDモジュールを衛星筐体に組み込み、全てのコンポーネントを統合した状態で行ったノイズ環境試験(6.1節)、衛星の軌上運用モードを模した通信試験(6.2節)について述べる。その他、M-Vロケットの打ち上げのための振動試験などについては[27]に詳細が報告されている。

6.1 統合時のノイズ環境確認試験

衛星にはGNDという概念がなく、筐体に機器を組み込むと他機器との干渉などによってノイズ環境が変わることが予想される。そのため、測定機器に関しては筐体に組上げた状態で最終的な動作確認を行わなければならない。衛星筐体にAPDモジュールのFM品を含め全ての機器を組上げた状態で、ノイズ環境を調べる試験を行った。

6.1.1 実験方法

衛星に組上げた時、外部からAPDモジュールにアクセスできる端子は用意されていない。そのため、荷電粒子測定用の窓からシグナル線を引き出し、測定することにした。狭い空間の中で多くのシグナル線を引き回すと、それ自身によってノイズを拾いやすくなるため、ゲインアンプ出力とコンパレータ出力をA、B系についてのみモニタし、テストパルスを入れてシグナルに乗るノイズの様子を観察した。オシロスコープと衛星のアンテナの位置関係によっては、アンテナからのノイズをオシロスコープが拾ってしまうため、この二つが出来るだけ離れるように設置した。衛星の電源には、太陽電池セルの代わりに安定化電源を用いて実験を行った。

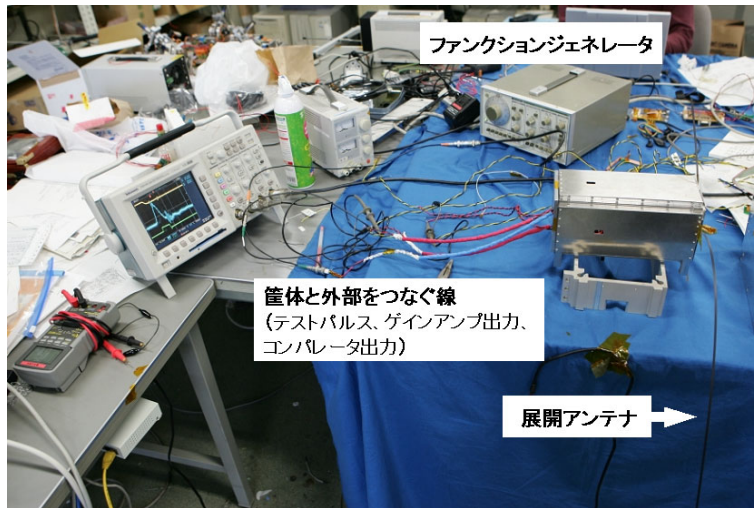


図 6.1: 衛星筐体に組み込んだ時のノイズ環境試験の様子。荷電粒子測定用に筐体に空けた窓からシグナル線を引出し、オシロスコープで測定した。アンテナからの電波がオシロスコープに干渉する現象が見られたので、2つの間をできるだけ極力遠ざけて設置し、干渉による影響を可能な限り小さくした。

6.1.2 結果

APD モジュールに電源投入後の A 系、B 系のゲインアンプ、コンパレータの様子を図 6.2、図 6.3 に示す。この時、アンテナとオシロスコープの位置を調整し、オシロスコープに乗るノイズが可能な限り小さくなる状態にしている。テストパルスによるゲインアンプのシグナルレベルは約 400mV(16keV 相当) であり、閾値レベルは 231mV(10keV 相当) に設定した。ノイズは衛星に搭載されている CW 送信機 (モールス信号) の打点に同期しており、CW 送信機の打点時にノイズが乗っていた。A、B 系両系に乗っているノイズは図 6.2、図 6.3 から、大きくても 50mV 程度であり、またこれによるコンパレータの誤動作は確認されなかった。

6.1.3 統合時のノイズ環境試験のまとめ

APD モジュールを組上げた時に見られるノイズレベルを確認する試験を行った。その結果、CW 送信機に同期してゲインアンプの出力に 50mV 程度のノイズが乗っている事が確認された。このノイズによってコンパレータが誤動作することはなかった。またオシロスコープで確認されたノイズの大きさは、衛星のアンテナの位置によって変化することも

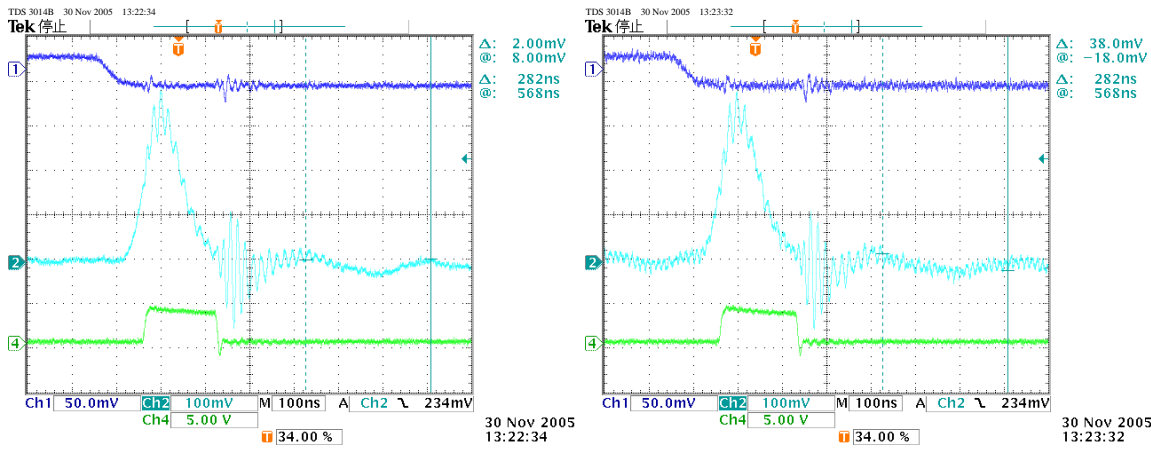


図 6.2: A系のノイズ。左が CW の鳴っていない時、右が CW の鳴っている時。テストパルス (青)、ゲインアンプ (水)、コンパレータ (緑)

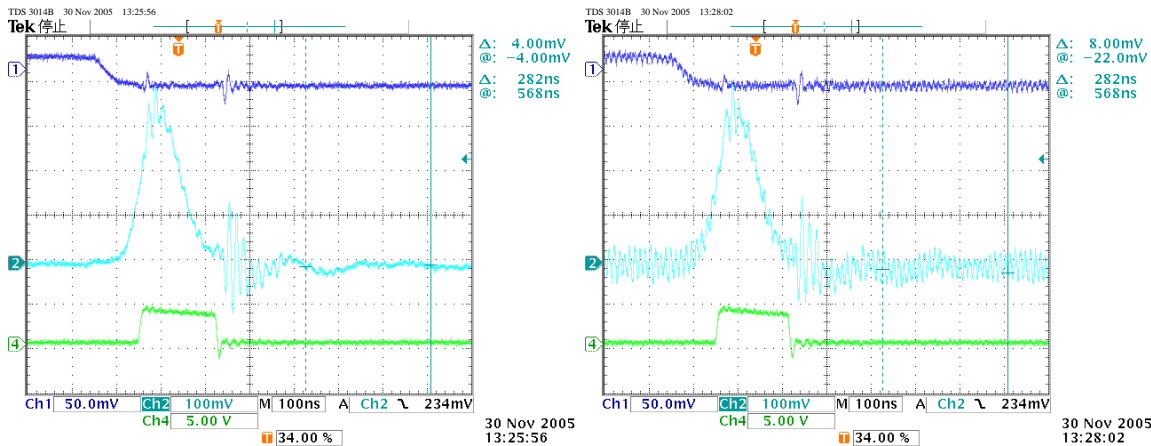


図 6.3: B系のノイズ。左が CW の鳴っていない時、右が CW の鳴っている時。テストパルス (青)、ゲインアンプ (水)、コンパレータ (緑)

確認された。図 6.3、図 6.2 は、オシロスコープとアンテナによる干渉ができるだけ小さくなるように調整した結果であり、APD モジュールが筐体内部で受けたノイズだけであるとは限らない。今回の試験によって測定されたノイズは、統合により発生するノイズの上限値を与えるものであるため、実際にはより小さいレベルであることが予測され、ノイズによる誤動作の可能性が極めて低いことが確認できた。

6.2 運用モードを模した APD モジュールを含む衛星との通信動作試験

ロケットから分離後、Cute-1.7は運用モードに入る。ミッションスケジュールは図 6.4 のようになっている。APD モジュールはミッション系であるため、運用が始まるのは定常運用モードになってからである。本節では、運用モードを模擬した APD モジュール部分の通信動作試験について述べる。Cute-1.7 の通常運用時には PDA が主に各コンポーネントを制御し、データハンドリングを行うが、PDA の機能が停止してしまう緊急事態が発生した場合には、通信用 H8 マイコンが PDA の代わりに務める。APD モジュールは、PDA とは USB 通信を行い、通信用 H8 マイコンとはシリアル通信を行うといったように、デバイス毎に通信インターフェースが異なるため、コマンドフォーマット、データフォーマットなどの確認も含め、十分な試験が必要である。次項以降では、PDA による APD モジュール制御試験 (6.2.2 項)、通信用 H8 マイコンによる APD モジュール制御試験 (6.2.4 項) について述べる。

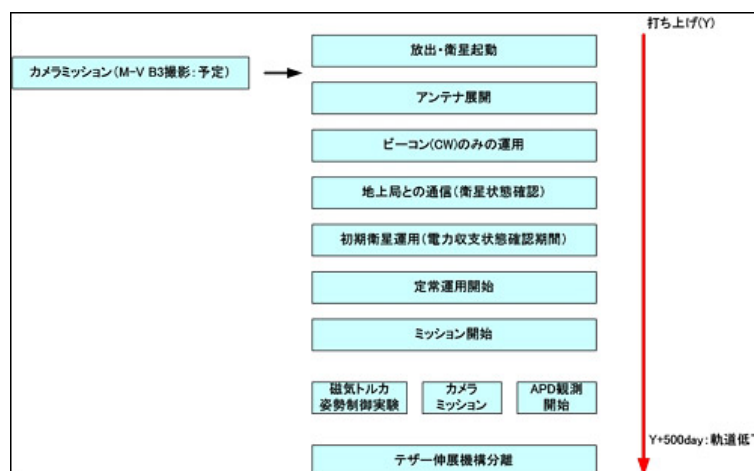


図 6.4: 衛星分離後のミッションスケジュール。初期運用は CW 送信器のみを使用して行い、電力収支バランスを調整する。その後、定常運用モードに移行し、APD モジュールによるミッションが開始される。

6.2.1 地上局からの衛星運用

衛星の運用は、本学工学部松永研究室に設置された地上局によって行う。この地上局には、現在までおよそ2年半に渡る Cute-I の運用経験が蓄積されている。我々は、Cute-1.7 の運用に必要な通信機器を増設し、これまでの Cute-I の運用を通して改良を加え続けた運用システムを継承して、Cute-1.7 の運用を行う。地上局の制御は全て Grand Station Controller(GSC) と呼ばれる PC によって行われる (図 6.5)。GSC からコマンドはシリアル通信で Terminal Node Controller(TNC) に送られ、変調されて送信器に送られる。送信器では信号をさらに GMSK 形式といわれる形式に変調し、衛星にアップリンクする。データのダウンリンクに関しては、この逆の過程をたどる。Cute-1.7 には地上からのアップリ

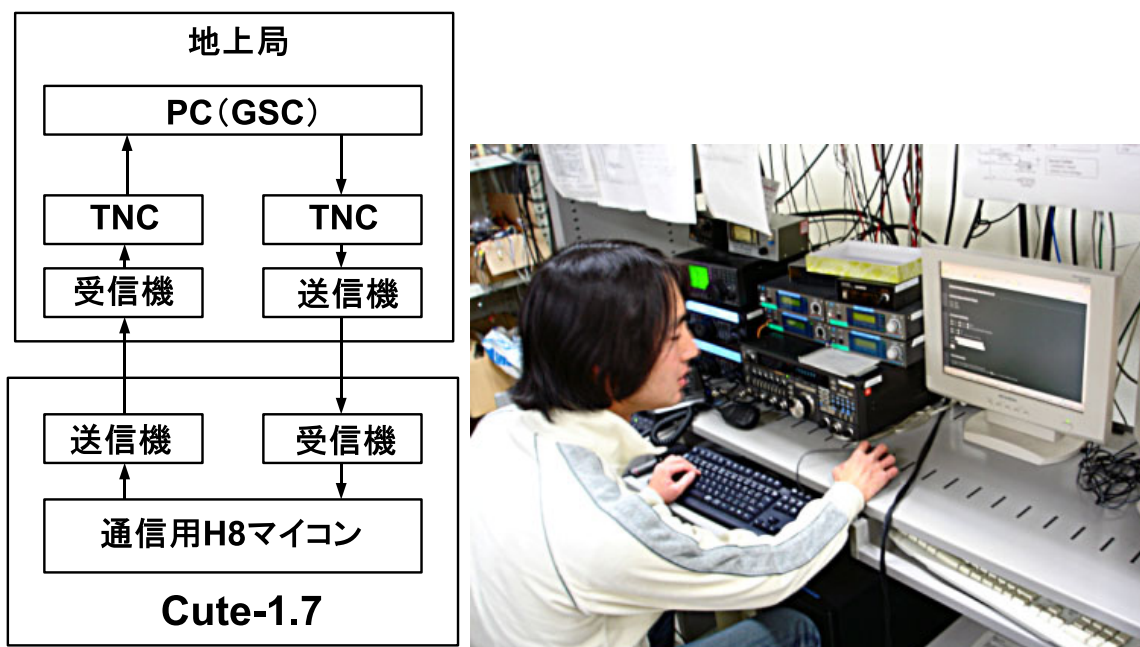


図 6.5: 地上局から衛星までの通信経路 (左)。GSC といわれる PC からコマンドを送信すると、TNC によって変調され、さらに送信器によって GMSK 形式に変調されコマンドがアップリンクされる。データのダウンリンクに関してはこの逆の過程をたどる。実際に Cute-I を GSC から運用している様子 (右)

ンク用に 2 回線 (144MHz、1200MHz)、ダウンリンク用に 2 回線 (CW、FM、各 430MHz) が用意されている (図 6.6)。1200MHz 帯のアップリンク回線はアマチュア無線家なども利用可能なサービス回線である。管制回線としては 144MHz 帯を用い、衛星にコマンドを送信し、APD モジュールを含めた衛星構成機器に対し、データリクエストや制御など

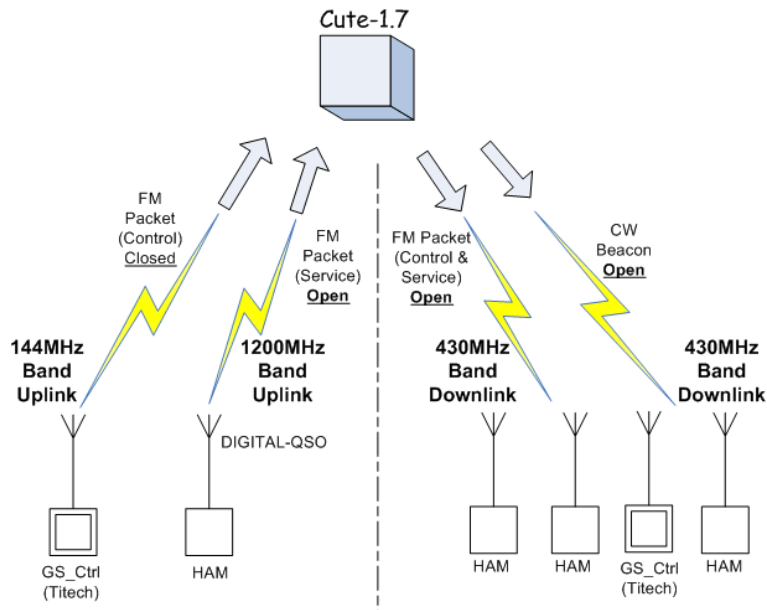


図 6.6: 衛星と地上との通信の模式図。衛星の管制用に 144MHz のアップリンク回線が用意されており、FM(430MHz) で観測データ等がダウンリンクされる。その他 1200MHz アップリンク回線はアマチュアサービス用に用意されたものであり、CW(430MHz) は衛星ステータスを常に送信している。

を行う。観測データ、アマチュアサービスデータは FM(430MHz) でダウンリンクされる。CW(430MHz) は主に衛星のステータスデータをダウンリンクする¹。

通常運用時のデータダウンリンク

通常運用時には、PDA が APD モジュールに対し 5 秒毎にデータリクエストコマンドを送信し、APD モジュールから 17Byte のデータを受け取る。PDA が受け取ったデータは、PDA 内部の時計によって時刻付けされ、SD カードに保存される。保存されたデータは管制回線からのコマンドを受けて、地上へと送信される。衛星からダウンリンクされるデータのフォーマットは数種類存在する。一つは衛星の可視時間外で取得されたデータをダウンリンクするフォーマットである (表 3.9、表 3.10 参照)。またもう一つは、衛星可視時間中のリアルタイムデータをダウンリンクする場合のフォーマットである。この場合のデータフォーマットは、設定された FM パケットモードに応じて決まる。FM パケットモード

¹ 基本フレームにより衛星ステータス (電圧、衛星温度など) を送信するが、これ以外に PDA により 3 フレームを作成し、任意のデータをダウンリンクする事が出来る。

は全部で3種類ある。各パケットでのダウンリンクフォーマットの詳細については、付録A.8.1項で述べる事とする。

緊急時のデータダウンリンク

PDAの機能が止まった場合、衛星の制御は通信用H8マイコンによって行われる。この運用モードに入ると、通信用H8マイコンは5分おきにAPDモジュールにデータリクエストコマンドを送信し、APDモジュールから17Byteのデータを受け取る。APDモジュールのデータは、通信用H8マイコンの持つ時計²を参照した時間データ(4Byte)と共にFeRAMに書き込まれる。ダウンリンクされるデータのフォーマットは、衛星可視時間外の観測データ構成は時間データ(4Byte)、APDモジュールデータ(17Byte)となっており、また衛星可視時間中のリアルタイムデータに関しては、APDモジュールデータ(17Byte)のみがダウンリンクされる仕様になっている(図6.7)。

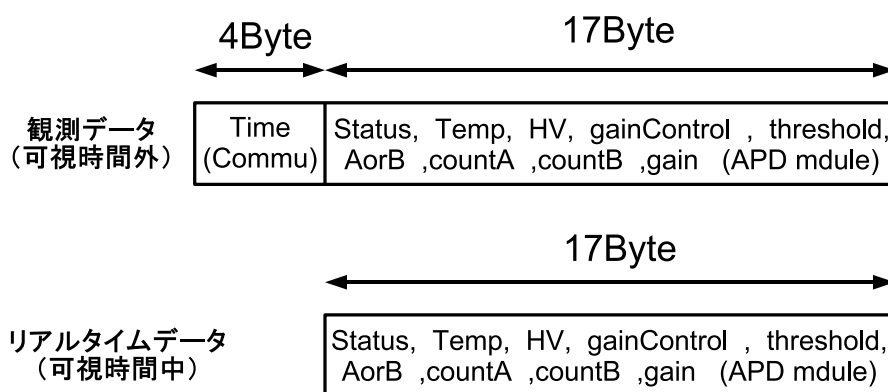


図 6.7: 緊急運用時のダウンリンクフォーマット。可視時間外のデータには時間データ(4Byte)が存在するが、可視時間内のリアルタイムデータには時間データは無い。

6.2.2 PDAによるAPDモジュール制御試験

分離機構によって分離され、運用モードに入ったという過程の下、PDAにあらかじめ用意されたAPDモジュール制御用のコマンドをアップリンクし、動作の確認を行う。APDモジュール用に用意されたコマンドは表6.1のようにになっている(詳細については[32]参

² PDAの持つ時計とは全く別の物で、また同期はしていない。通信用H8をリセットした時に時計もリセットされる。

照)。これらのコマンドの実行と、それに対応する動作を APD モジュールが正常に行っているかどうかを確認した。

表 6.1: PDA から APD モジュールを制御するコマンド群。詳細については付録 [32] 項を参照。

コマンド名		機能
COMMAND UPLINK OPERATION APD ALL ON	0x40	APD モジュールに メインバス、3.3V バスを供給
COMMAND UPLINK OPERATION APD ALL OFF	0x44	APD モジュールに供給している メインバス、3.3V バスを止める
COMMAND UPLINK OPERATION APD FILE MODE	0x47	APD 観測データのファイル 読み書きモードを設定する
COMMAND UPLINK OPERATION APD FREQ	0x46	データリクエストを行う 頻度を設定
COMMAND UPLINK OPERATION APD CONTROL	0x45	表 3.11 で示したコマンドを実行
COMMAND UPLINK OPERATION APD SWITCH A	0x48	A 系に電源供給
COMMAND UPLINK OPERATION APD SWITCH B	0x49	B 系に電源供給
COMMAND UPLINK OPERATION APD THRESHOLD	0x4a	閾値レベル設定
COMMAND UPLINK OPERATION APD RESET ALL	0x4b	A,B 系カウンタ値リセット
COMMAND UPLINK OPERATION APD GRADUAL HV	0x4c	設定した HV 値まで徐々に上昇
COMMAND UPLINK OPERATION APD GRA HV OFF	0x4e	0x4c の機能をストップ

6.2.3 実験方法

フライトモデルでの試験であるため、本学松永研究室のクリーンルームにて試験を行った。APD モジュールを含め、全ての搭載機器を衛星筐体に組み込んだ。衛星筐体側面には、デバック用に PC から PDA に USB 通信でアクセスできる端子が用意されている。この端子から PDA にアクセスし、運用モード中に実行するプログラムに適宜修正を加えたり、各コンポーネントから取得したデータを PC で確認することができる。試験では、PDA からのコマンドに対して、正常な返値が返る事を確認するため、PDA アクセス用端

子を利用して、PDA と外部に用意した PC(図 6.8 中:PC1)をつないだ。また同じ PC1 から無線 LAN で GSC にアクセスし、コマンドのアップリンクやデータのダウンリンクなどの地上局機能の制御を行い、正常にデータが受信されているかを確認した(図 6.8)。

地上局から表 6.1 に挙げたコマンドをアップリンクして、その動作を確認する。地上局からコマンドが正常にアップリンクされると、“OK” という文字列を含んだアップリンクアンサが衛星から返され、受信器の受信音によって聴覚確認を行う事ができる。以下では、表 6.1 に示したコマンドに対する動作判断基準を示す。

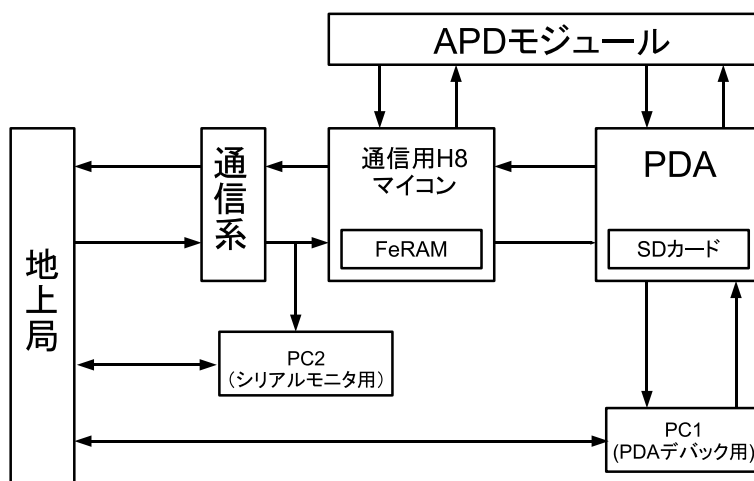


図 6.8: PDA、通信用 H8 マイコンとの通信試験用のセットアップ。PDA との通信試験時には外部 PC(図中:PC1) から PDA にアクセスし、PDA が実行したコマンドに対する返信を確認し、無線 LAN で GSC にアクセスし、データが地上局にダウンリンクされているかどうかを確認する。通信用 H8 マイコンとの通信試験時には衛星からダウンリンクされるデータを外部 PC からモニタし、無線 LAN でアクセスした GSC から、データが地上局にダウンリンクされているか確認する。

COMMAND UPLINK OPERATION APD ALL ON アップリンクアンサを聴覚確認した後、理学電源 IC の動作音によってコマンドが実行された事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD ALL OFF アップリンクアンサを聴覚確認した後、理学電源 IC の動作音が聞こえなくなる事によって、コマンドが実行された事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD FILE MODE アップリンクアンサを聴覚確認した後、ファイルモードのステータスが変化している事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD FREQ アップリンクアンサを聴覚確認した後、設定した周期でデータリクエストが行われているかどうか確認。また、PDA ステータスの APDFREQ ビットのステータスからでも確認ができる。

COMMAND UPLINK OPERATION APD CONTROL APD モジュールの任意の制御コマンドを実行できるが、今回は全データリクエストコマンドを実行させる。アップリンクアンサを聴覚確認した後、全データリクエストコマンド (0x51) が実行された事を返信から確認する。

COMMAND UPLINK OPERATION APD SWITCH A アップリンクアンサを聴覚確認した後、冗長系ステータスが変化している事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD SWITCH B アップリンクアンサを聴覚確認した後、冗長系ステータスが変化している事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD THRESHOLD アップリンクアンサを聴覚確認した後、閾値レベルステータスが変化している事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD RESET ALL アップリンクアンサを聴覚確認した後、カウンタデータがリセットされている事を確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD GRADUAL HV アップリンクアンサを聴覚確認した後、設定した HV 値になっている事を印加電圧データから確認。

COMMAND UPLINK OPERATION APD GRA HV OFF アップリンクアンサを聴覚確認した後、返信と印加電圧上昇が止まっている事をデータから確認。

結果

各コマンドを送信し、外部 PC でモニタした返信と、地上局にダウンリンクされたデータを確認した結果を表 6.2 に示す。COMMAND UPLINK OPERATION APD GRA HV OFF コマンドに関しては、最初実装されていなかったため、確認できなかったが、追試験において動作が確認されている。試験した全てのコマンドが、正常に実行され、それに伴うデータを地上局にダウンリンクできることが確認できた。

6.2.4 通信用 H8 マイコンとの通信試験

PDA が機能しなくなり、非常運用モードになったと言う仮定のもとで、通信用 H8 マイコンとの通信試験を行った。非常運用モード時のアップリンクコマンドフォーマットを

表 6.2: PDA から APD モジュールを制御するコマンド動作試験の結果

コマンド名	結果	備考
COMMAND UPLINK OPERATION APD ALL ON		
COMMAND UPLINK OPERATION APD ALL OFF		
COMMAND UPLINK OPERATION APD FILE MODE		
COMMAND UPLINK OPERATION APD FREQ		
COMMAND UPLINK OPERATION APD CONTROL		
COMMAND UPLINK OPERATION APD SWITCH A		
COMMAND UPLINK OPERATION APD SWITCH B		
COMMAND UPLINK OPERATION APD THRESHOLD		
COMMAND UPLINK OPERATION APD RESET ALL		
COMMAND UPLINK OPERATION APD GRADUAL HV		
COMMAND UPLINK OPERATION APD GRA HV OFF		後日別試験にて確認

図 6.9 に示す。アップリンクコマンドは最初の 3Byte にコマンドを送るコンポーネントを指定する文字列が入り、その後にコマンドの引数に応じて 1Byte ~ 4Byte 長のコマンドを送信する。例えば、APD モジュールにコマンドをアップリンクする時は、始めの 3Byte に 16 進法表記で APD を示す” 0x41,0x50,0x44” が入り、その後に表 3.11 で示したコマンドを続けることになる (表 6.3)。

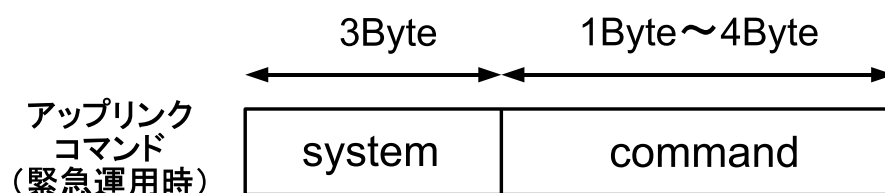


図 6.9: 緊急運用時のアップリンクコマンドフォーマット

実験方法

PDA との通信試験に引続き、本学工学部松永研究室のクリーンブース内で試験を行った。衛星筐体側面には、PDA のデバック用端子がある部分と同じ箇所に、通信用 H8 と衛

表 6.3: 非常運用モード時の APD モジュールの制御コマンドと機能の概要。0x41,0x50,0x44 は 16 進表記で”APD”を示す。基本的には表 3.11 と同じ

コマンド名	コマンド	動作内容
全データリクエスト	0x41,0x50,0x44,0x51	温度、カウント、閾値、HV データ 設定された増幅率を返す
カウンタリクエスト	0x41,0x50,0x44,0x70	カウントデータを返す
カウンタリセット	0x41,0x50,0x44,0x3b	カウントデータをリセット
HV 設定	0x41,0x50,0x44,0x33,0x33,0x[00-ff]	設定 HV 値まで徐々に上昇させる
増幅率制御設定	0x41,0x50,0x44,0x34 0x41,0x50,0x44,0x35	設定増幅率に保つ印加電圧制御オン 印加電圧制御オフ
増幅率の設定	0x41,0x50,0x44,0x4[6-7]	増幅率を 30or50 に設定。
閾値設定	0x41,0x50,0x44,0x38,0x3[0-3]	設定した閾値レベルに変更
APD の冗長切替え	0x41,0x50,0x44,0x37 0x41,0x50,0x44,0x36	A→B 系に切替え B→A 系に切替え

星内の送信器間のシリアル通信をモニタする事が出来るダウンリンクモニタ用端子が用意されている。ここをモニタすることで、通信用 H8 マイコンからダウンリンクされるデータを確認する事ができるようになっている。試験では、衛星外部に用意した PC を 1 つ用いて行った (図 6.8 中、PC2)。この PC と衛星側に用意されたダウンリンクモニタ用の端子をつなぎ、ダウンリンクされるデータを確認した。また、無線 LAN で GSC にアクセスし、コマンドのアップリンク、データのダウンリンクなどの地上局の制御、データ受信の確認を行った。動作確認を行うコマンドを表 6.3 に示す。コマンドが正常にアップリンクされると”OK”という文字列を含んだアップリンクアンサが地上局側で受信される。コマンドが正常にアップリンクされた場合に、コマンドが正常に実行されたかどうかの判断基準以下に示す。

全データリクエスト PC、地上局へのダウンリンクされたデータを確認し、異常が無い事
を確認する。また、閾値切り替えコマンドなどの送信後に、対応するステータスが
変化している事確認する。

閾値切替え 返値として 1 が受信される事を確認。全データリクエストコマンドで、対応

Byte の値が変わった事を確認する。

APD 冗長系切替え 返値として 1 が受信される事を確認。全データリクエストコマンドで、対応 Byte の値が変わった事を確認する。

増幅率の設定 返値として 1 が受信される事を確認。全データリクエストコマンドで、対応 Byte の値が変わった事を確認する。

カウンタリセット 初期状態のカウント値と、カウント値リセットコマンドをかけた時の返値によって判断

カウンタリクエスト 返値に異常が無い事の確認と、全データリクエストコマンドの対応部分との比較。

増幅率制御設定 衛星の温度から期待される HV 値に設定されるかどうかで判断

HV 制御 設定した HV まで上昇/下降する事を返値を見て確認する。

結果

表 6.3 に示した各コマンドを送信し、外部 PC でモニタしたデータと、地上局にダウンロードされたデータを確認した。結果を表 6.4 に示す。

HV 設定コマンドである 0x41,0x50,0x44,0x33,0x33,0x[00-ff] 以外は、正常に動作する事が確認された。HV 設定コマンドは A.8 に示すように、最終 Byte で HV 値を設定する。試験時には HV 値を 0x0[0-f] 系列に設定しようとする、実際に出力された HV 値は設定値よりも 1 ~ 2ch 分だけずれてしまった。これは地上局で使用していた TNC の設定により、0x0[0-f] 系列を正常に読み込む事が出来なかったためであるが、この問題に対しては、ソフトウェアの改善を行って対処する事にした。

表 6.4: 非常運用モードを模した通信試験の結果。正常にアップリンクされ、データがダウンリンクされたコマンドを で示す。正常に動作しなかったが、地上局側での対処で済む問題があるものを で示す。

コマンド名	結果	備考
全データリクエスト		
カウンタリクエスト		
カウンタリセット		
HV 設定		0x0[0-f] 系列に対応する電圧設定に失敗。 使用していた TNC による読み込みミス。
増幅率制御設定		
増幅率の設定		
閾値設定		
APD の冗長切替え		

第7章 まとめ

我々は、将来の科学衛星のキーデバイスとなるアバランシェフォトダイオード (APD) の早期軌道実証を一つの大きな目的とし、Cute-1.7 衛星の開発を学生主導の下、理学工学共同で行って来た。我々が主に開発を行った APD モジュールに関しては、機能によって大きく荷電粒子計測系、APD モジュール制御部、理学電源系の 3 つに分け、それぞれ設計、開発を行い、フライトモデル品の性能評価を行った。

通常の電気試験に加え、厳しい宇宙環境において、衛星が 1 年の寿命の間、正常に動作する事を確認するため、放射線耐性試験を行う必要があった。試験を実施したデバイス、素子は衛星を制御するコンピュータである Personal Digital Assistance(PDA)、主検出器である APD、APD モジュールに搭載されている素子である PDA については 2 年に一度の確率で、ソフトウェアエラーを起こすシングルイベントアップセットが発生し、素子の破壊に至る危険のあるシングルイベントアップセットに関しては約 90 年に 1 度の確率で発生する事が分かった。いずれも軌道寿命に対して十分低い発生確率であった。APD に関しては、暗電流、増幅率の両方に陽子照射による影響が見られたが、そのどちらも使用できる範囲内での劣化であった。また、最も恐れていた、降伏電圧の低下は見られなかった。APD モジュールを構成する素子には軌道約 10 年分に相当する線量を照射し、動作に問題が無い素子を選定した。

このようにして開発した APD モジュールを衛星筐体に組み込んで、問題がなく動作する事を試験した。他構成機器からの干渉ノイズの影響を調べた所、CW 送信器の打点に同期したノイズが見られたが、このノイズによる誤動作は起きない事を確認できた。また、通信試験においては通常運用モード、緊急運用モードのいずれに対しても地上局からのアップリンクに対し、正常に応答し、データをダウンリンクする事が出来る事を確認した。

本論文では触れる事が出来なかったが、M-V ロケット打ち上げのための振動試験なども実施しており、衛星打ち上げ前の準備は一通り整ったと言える。Cute-1.7 は 2006 年 2 月 21 日に鹿児島県の内之浦宇宙空間観測所から M-V ロケット 8 号機のサブペイロードとして打ち上げられる予定である。ロケット分離後の衛星の運用はこれからの課題であるが、正常に行われると期待される。

付録A 付録

A.1 APD モジュール開発で放射線照射試験を実施した IC と FM に搭載した IC

表 A.1: Cute-1.7 に搭載する IC の型番とその詳細。None は ^{60}Co 照射試験を行っていない事を示す。 は括弧内に示す照射線量まで照射し、Cute-1.7 で問題無く使用できると判断したもの (5.4 節参照)

型番	メーカー	備考	^{60}Co 照射結果
AD827SQ/883B	AD ^a	OP アンプ、2ch、MIL	None
AD590MH	AD	温度センサ、MIL	None
AD648SQ/883	AD	OP アンプ、2ch、MIL	None
74HC04N	TI ^b	4ch インバータ	(12krad)
SN74HC4066N	TI	4ch アナログスイッチ	(12krad)
LM4040CIZ-8.2	NS ^c	8.2V 参照電圧源	(12krad)
LM136-2.5	NS	-2.5V 参照電圧源	(12krad)
USBN9604-28M	NS	USBドライバIC	(12krad)
LM160H/883	NS	コンパレータ、MIL	(12krad)
HD74LV161AFP	RS ^d	4bit 同期カウンタ	(12krad)
HD64F3048BVF25	RS	16bit マイコン	(12krad)
A225	AMPTEK	電荷積分アンプ、MIL	(12krad)
MODEL521-5	ANM ^e	HV 用 DC/DC コンバータ	(12krad)
LT1072MJ8	LT ^f	スイッチングレギュレータ、MIL、12V で使用	(12krad)
LT1111	LT	スイッチングレギュレータ、MIL、±5V で使用	(12krad)
2SA1069	TC	pnp トランジスタ	(12krad)

表 A.2: Cute-1.7 の開発段階で試験した IC の型番とその詳細。 は括弧内に示す照射線量まで照射し、Cute-1.7 で問題無く使用できると判断したもの (5.4 節参照)

型番	メーカー	備考	⁶⁰ Co 照射結果
MAX303	MAX ^g	2ch アナログスイッチ	× (内部短絡@ 6.8krad)
MAX641	MAX	5V 用スイッチングレギュレータ	× (電圧上昇@ 6.8krad)
MAX642	MAX	12V 用スイッチングレギュレータ	× (電圧上昇@ 6.8krad)
MAX634	MAX	-5V 用スイッチングレギュレータ	× (電圧上昇@ 6.8krad)
MAX770	MAX	5V 用スイッチングレギュレータ	(12krad)
MAX755	MAX	-5V 用スイッチングレギュレータ	× (電圧降下@ 6.8krad)
MAX764	MAX	-5V 用スイッチングレギュレータ	(ノイズ変化@ 12krad)
MAX774	MAX	-5V 用スイッチングレギュレータ	(ノイズ変化@ 12krad)
MAX1771	MAX	12V 用スイッチングレギュレータ	(12krad)
2SK2414	TC ^h	MAX770、MAX1771 の回路に使用 MOSFET	(12krad)
2SK590	TC	MAX634、MAX641、MAX642 の回路に使用 MOSFET	(13krad)
2SJ494		MAX774 に使用、MOSFET	(12krad)
LT1111MJ8	LT	スイッチングレギュレータ、MIL	(12krad)
LM160H/883	NS	コンパレータ	(12krad)
ADG411	AD	4ch アナログスイッチ	(12krad)

^a アナログデバイセス、^b テキサスインスツルメンツ、^c ナショナルセミコンダクタ

^d ルネサステクノロジー、^e アナログモジュール、^f リニアテクノロジー、^g マキシム/ダラス

^h 東芝セミコンダクタ

A.2 ランダムパルスの計数

検出器の最大応答速度はそれが持つ不感時間 τ によってきまる。不感時間とは検出器、増幅回路がシグナルを処理するのに必要な時間の事である。検出器によって不感時間中に入射したイベントに感度のあるものと、そうでないものが存在する。前者を拡張型、後者を非拡張型という (図 A.1)。この二つの応答は、低いレートではほとんど差が無いが、不感時間に相当する周波数 ($=1/\tau$) 付近では大きく異なる。

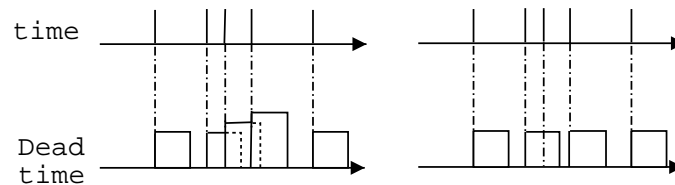


図 A.1: 拡張型 (左) と非拡張型 (右) の不感時間モデル

A.2.1 拡張型

正確な計数を行うためには、イベントが入射する時間間隔よりも不感時間 τ が短くなければならない。不感時間 τ より長い時間間隔でイベントが検出器に入射する確率は

$$P = \int_{\tau}^{\infty} I(t) dt \quad (\text{A.1})$$

と書ける。ここで $I(t)$ は入射イベントの時間間隔を変数とする関数である。検出器にイベントが入射する確率は一般にポアソン統計に従う。ある時間 t の間に発生したイベント数を x とした時、イベントが検出される確率 $P_x(t)$ を考える。 ϵ を検出器の検出効率、 n を真の入射レートとすれば、時間 t に計数される平均のイベント数は $\epsilon n t$ となる。以上の事から $P_x(t)$ は

$$P_x(t) = \frac{(\epsilon n t)^x \exp(-\epsilon n t)}{x!} \quad (\text{A.2})$$

となる。特に $x = 0$ の時、 $P_0(t)$ は時間 t までイベントが起きない確率を表している事が分かる。また dt 間に起きるイベント数は $\epsilon n dt$ で表す事ができる。よって不感時間より長

い時間間隔で入射するイベントが存在する確率は

$$P = \int_{\tau}^{\infty} P_0(t) \epsilon n dt \quad (\text{A.3})$$

$$= \int_{\tau}^{\infty} \epsilon n \exp(-\epsilon n t) dt \quad (\text{A.4})$$

$$= \exp(-\epsilon n \tau) \quad (\text{A.5})$$

となる。このことから観測したレートを m とすれば

$$m = \epsilon n \exp(-\epsilon n \tau) \quad (\text{A.6})$$

となる [4]。

A.2.2 非拡張型

非拡張型の場合、不感時間 τ 中に検出器に入射したイベントには反応しない。今、不感時間 τ 中に発生したイベント数の期待値 N_{miss} を考える。時間 τ の間に x 回イベントが発生する確率は式 A.2 によって与えられる。

$$\begin{aligned} N_{\text{miss}} &= \sum_{x=0}^{\infty} x P_x(\tau) \\ &= \sum_{x=0}^{\infty} x \frac{(\epsilon n \tau)^x \exp(-\epsilon n \tau)}{x!} \\ &= \epsilon n \tau \sum_{x=1}^{\infty} \frac{(\epsilon n \tau)^{x-1} \exp(-\epsilon n \tau)}{(x-1)!} \\ &= \epsilon n \tau \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

真の入射レートは観測されたイベントと、そのイベントによって生じた不感時間中に検出器に入ったイベントの和で与えられる。よって

$$\epsilon n = m + m N_{\text{miss}} = m + m \epsilon n \tau \quad (\text{A.8})$$

が成立する。これを整理すると

$$m = \frac{\epsilon n}{1 + \epsilon n \tau} \quad (\text{A.9})$$

となる。

A.3 カレントアンプの原理

カレントアンプは抵抗に電流を流し、リニア増幅を行う増幅器である。一般に、カレントアンプはトランスインピーダンスアンプと言われている。仮に増幅器を使わず、検出器からの電流を抵抗に流した場合には、検出器の容量と抵抗値によって定まる時定数によって、増幅帯域が制限されてしまう。増幅器を利用し、電流電圧変換を行う事で、増幅帯域は裸増幅率分だけ改善され、広い増幅帯域を実現させる事が出来る。以下では、それについて詳しく見る事にする。

図 A.2 のような回路図を考える事にする。検出器から出力される電流を I 、検出器のトランスインピーダンスを C_d 、帰還抵抗を R_f 、アンプの裸増幅率を A とする。アンプの反転入

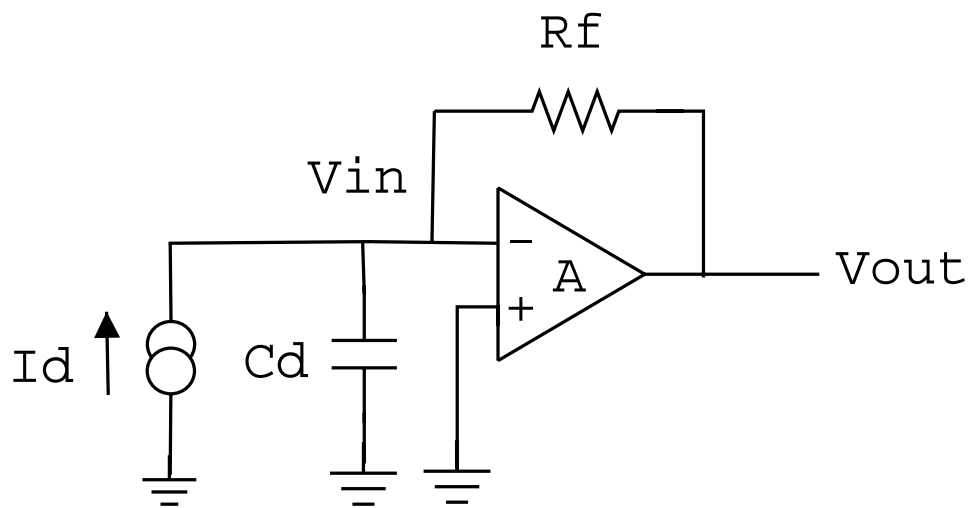


図 A.2: カレントアンプの等価回路図

力端子電圧を V_{in} 、出力電圧を V_{out} とすると、回路図から次が成り立つ。

$$\begin{aligned} V_{out} &= -AV_{in} \\ I &= V_{in} \times i\omega C_d + \frac{V_{in} - V_{out}}{R_f} \end{aligned} \quad (A.10)$$

この二式から、 I を V_{out} について整理すれば、

$$I = -V_{out} \left[\frac{i\omega C_d}{A} + \left(\frac{1}{A} + 1 \right) \frac{1}{R_f} \right] \quad (A.11)$$

となる。これから、カレントアンプの周波数特性は、

$$\frac{V_{out}}{I} = -\frac{AR_f}{1+A} \frac{1}{1 + \frac{i\omega R_f C_d}{1+A}} \quad (A.12)$$

となる。この式から、カレントアンプがもつ時定数は理想的に $R_f C_d / (1 + A)$ となる事がわかり、裸増幅率分だけ周波数特性が改善されている事が分かる。

A.4 ヒステリシス

(図 A.3) ロジックレベルが Low State から High State に変わる時の閾値電圧を V_{LH} 、逆

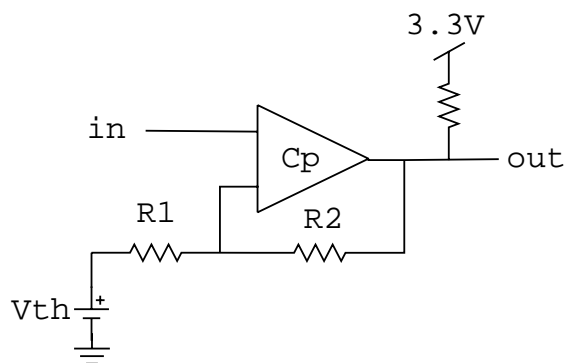


図 A.3: コンパレータとヒステリシス

に High State から Low State に変わる時の閾値電圧を V_{HL} とする。図 A.3 からわかるように V_{LH} 、 V_{HL} は次のようになる。

$$V_{LH} = V_{th} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_{out} - V_{in})$$

$$V_{HL} = V_{th} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} (0 - V_{in})$$
(A.13)

ヒステリシスは一般的には入力レベルの数%程度の大きさに設定する。Cute1.7では約5mVに設定している。この値はAPDを増幅率50で使用した際の、0.2keV程度に相当する。

A.5 印加電圧自動制御から要求される温度測定精度

APD モジュール制御部は、様々な温度での APD の増幅率を一定に保つために、温度センサで温度変化を感知し、印加電圧を適切な値に制御する。温度の変化を ADC で感知し、DAC を使用して印加電圧を変更するため、制御は離散的なものとなる。そのため、実際に温度が変化した場合でも、温度センサの分解能 ΔT 以下の変化であれば、印加電圧の制御は行わない。温度センサに要求される分解能は、フィードバックがかからない間にずれる増幅率 ΔG がエネルギー分解能に及ぼす影響から評価される。

あるエネルギー E のイベントのシグナルは増幅器で増幅され、 ΔE の精度で測定される。ADC に入力されるシグナルレベルを V 、増幅率で規格化したシグナルレベルを v とすると

$$V = Gv \quad (\text{A.14})$$

となる。増幅率が ΔG ずれた時、エネルギー分解能に及ぼす影響を誤差の伝搬として簡単に評価する。 ΔV は前式から

$$\left(\frac{\Delta V}{V}\right)^2 \cong \left(\frac{\Delta v}{v}\right)^2 + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 \quad (\text{A.15})$$

となり、測定されるエネルギー分解能に増幅率の変動が及ぼす影響は

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta E}{E}\right)^2 &= \left(\frac{\Delta V}{V}\right)^2 \\ &\cong \left(\frac{\Delta v}{v}\right)^2 + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

と書かれる。APD で ^{55}Fe の X 線を 0 度で測定した場合、典型的なエネルギー分解能は 12% である。増幅率 ΔG のずれによってエネルギー分解能が 12.5% まで悪化する事を許容すると、

$$\begin{aligned} \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 &\cong \left(\frac{\Delta E}{E}\right)^2 - \left(\frac{\Delta v}{v}\right)^2 \\ &\cong 13^2 - 12^2 [\%^2] \\ \left(\frac{\Delta G}{G}\right) &\cong 3.46 [\%] \end{aligned}$$

となる。温度変化によって増幅率のずれは 5% まで許容されるので、温度測定の分解能は 3.3 式より、

$$\Delta T \cong 1.28 [\text{K}] \quad (\text{A.17})$$

が必要となる。温度測定の精度は原理的に、ADC の bit 数によって決まる。測定温度範囲は -45 度 ~ 34 度であるから、温度を 1.28 [K] より良い分解能で測定するためには、ADC は 7bit 以上のものである必要がある。

A.6 増幅率を一定にするために必要な印加電圧の制御精度

印加電圧の出力は、DAC を使用して制御するため離散的になる。そのため、DAC の 1ch あたりの印加電圧変動幅が大きければ、増幅率を一定に制御する事ができない。必要な印

加電圧の制御精度を考える。温度が ΔT だけ変化した時に、フィードバックによって、印加電圧が ΔV だけ変化することを考える。増幅率制御によって、増幅率のずれを 0.3% 以内に収めるとした時、要求される印加電圧の制御精度を評価する。3.2、3.3 式から

$$\left| \frac{1}{M} \frac{dM}{dT} \Delta T + \frac{1}{M} \frac{dM}{dV} \Delta V \right| \leq 0.003$$

$$\left| -0.054 \Delta T + 0.03 \Delta V \right| \leq 0.003$$

ここで、A.5 節の議論から $\Delta T = 0.93[\text{K}]$ とすると、

$$-0.003 + 0.054 \Delta T \leq 0.03 \Delta V \leq 0.003 + 0.054 \Delta T$$

$$1.46 \leq \Delta V \leq 1.65$$

となる。これから、高電圧出力のダイナミックレンジを 400V に設定した時、DAC には 8bit 以上のものが要求される。

A.7 電源電圧の生成原理

A.7.1 リニアレギュレータの原理

リニアレギュレータはこれまで電源として良く使われてきた物である。代表的なのが 3 端子レギュレータである。雑音が低く、IC 前後にコンデンサを付けるだけで手軽に使用できるため、開発が容易である。

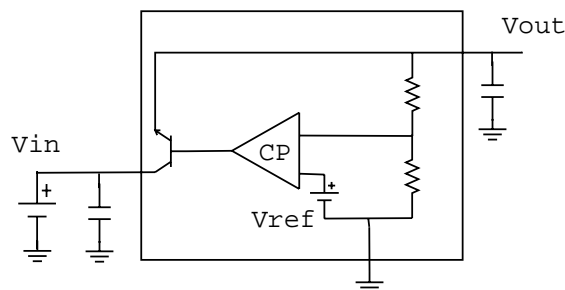


図 A.4: 三端子レギュレータの内部構造

図 A.4 にその内部構造を示す。内部にはトランジスタとコンパレータが入っている。入力端子と出力端子の間に存在しているトランジスタのコレクタエミッタ間の抵抗値が、コンパレータからのフィードバックを受けることで、自動的に変化する可変抵抗の役割をする。これによって、出力電圧を一定に保つ。抵抗によって出力電圧値を制御しているため、電力損失が存在してしまう。また入力電圧は出力電圧よりも高くなければならない。

A.7.2 スイッチングレギュレータの原理

スイッチングレギュレータとは、コイルに入力する電圧をスイッチングし、電磁誘導を利用して、直流電圧を作るものである。リニアレギュレータと異なり、降圧型、昇圧型、昇降圧型などが存在する。ここでは昇圧型を例にとってその動作原理を説明する。図 A.5 にスイッチングによる電圧を昇圧する方法の概念図を示す。回路はインダクタとコンデン

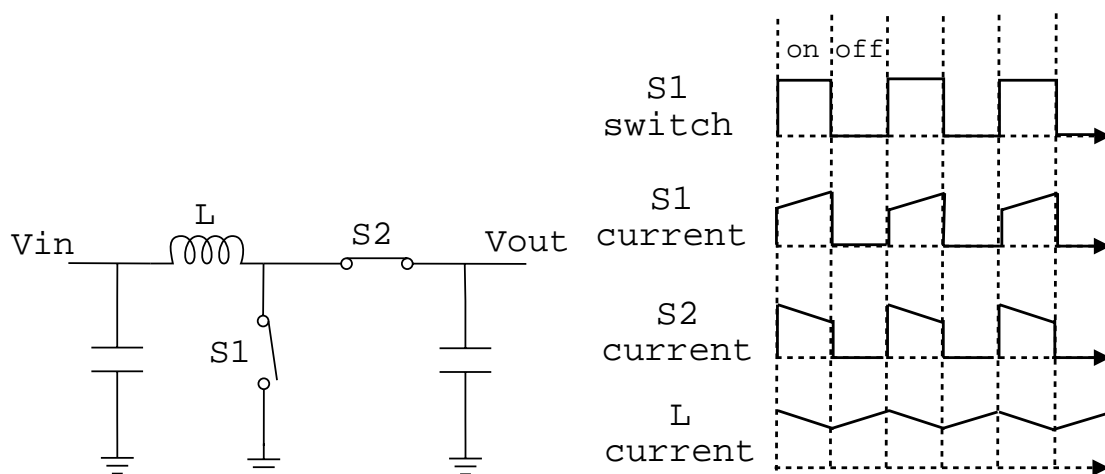


図 A.5: 昇圧型スイッチングレギュレータの動作原理 (左)、各パーツを流れる電流の様子 (右)

サ、スイッチからなり、 $S1$ と $S2$ がのスイッチが交互に切り替わり昇圧を行う。 $S1$ がオンの時、インダクタに V_{in} の電圧がかかり、電力が貯められる。次にスイッチが切り替わり、 $S2$ にスイッチが入るとインダクタに貯められた電力が V_{out} の方へ放出される。インダクタはそれまで自身に流れていた電流を保持しようとする。この時の電流回路の方程式を考えると

$$V_{in} - L \frac{dI}{dt} = V_{out} \quad (\text{A.18})$$

となる。電流は減少する事を考えると、A.18 式から出力電圧は入力電圧よりも大きくなる事が分かる。このスイッチの切替えを連続して、高速で行う事により出力電圧が昇圧される。出力電圧の大きさはスイッチ $S1$ のオン、オフの時間の比であるデューティー比によって決まる。 $S1$ がオンの時の時間を t_{on} 、オフの時の時間を t_{off} とする。 $S1$ がオンの時

にインダクタを流れる電流の変化量を δI_{on} とすると、電流回路の方程式から

$$V_{in} = L \frac{\delta I_{on}}{t_{on}} \quad (A.19)$$

$$\delta I_{on} = \frac{V_{in}}{L} t_{on}$$

の関係が成立する。また S2 のがスイッチが入っている時は式 A.18 より

$$-\delta I_{off} = \frac{V_{out} - V_{in}}{L} t_{off} \quad (A.20)$$

インダクタを流れる電流の増分、減少分が等しいと考え、式 A.19、A.20 より

$$\frac{V_{in}}{L} t_{on} = \frac{V_{out} - V_{in}}{L} t_{off}$$

$$V_{out} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} V_{in} \quad (A.21)$$

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1 - DC}$$

ここでデューティ比 DC を次のように定義した。

$$DC \equiv \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \quad (A.22)$$

デューティ比を調節する事で、出力電圧を制御する事ができる。実際の回路では、スイッチ S1 としてトランジスタや FET を使用し、スイッチ S2 としてダイオードを用いる (図 A.6)。そして、出力電圧の変動をコンパレータでモニタし、それに応じてデューティ比を変えてトランジスタ、FET のオン/オフを制御する。これによって出力電圧が一定に保たれる。インダクタとコンデンサを使用する事から、原理的に電力損失は存在せず、非

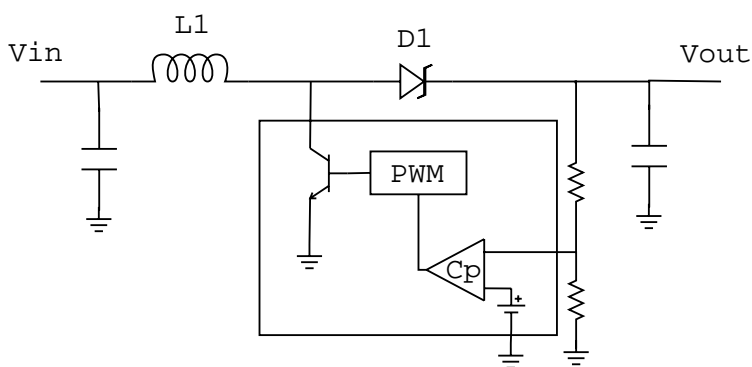


図 A.6: 実際のスイッチングレギュレータの内部ブロック図

常に高い効率で電圧を作る事ができる。一方で、スイッチングに伴うノイズが大きく、実装部品が多く、正常に動作させるために回路の知識と設計力が必要といった使い勝手が悪い面もある。

A.8 コマンド 詳細

APD モジュール制御部に用意されたコマンドの詳細を表 A.7、表 A.8 に示す。

コマンドID(HEX)	0x33	0x34	0x35	0x36	0x37	0x38	0x39	0x3a	0x3b	0x40
コマンド名	Gradual HVS et	Temperature Controle ON	Temperature Controle OFF	APDS switch to A	APDS switch to B	Energy Threshold Set	Counter Reset A	Counter Reset B	Counter Reset All	Data Request
コマンド省略名	GHVSET	TMPCON	TMPCOF	APDSWA	APDSWB	ETHSET	CTRESA	CTRESB	CTRESAll	DATREQ
コマンドByte0 (Command)	0x33	0x34	0x35	0x36	0x37	0x38	0x39	0x3a	0x3b	0x40
コマンドByte1 (Parameter1)	0x33	不使用	不使用	不使用	不使用	閾値のレベル (0x30,0x31,0x32,0x33)	不使用	不使用	不使用	不使用
コマンドByte2 (Parameter2)	設定するHVの値 (0-255)	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
コマンドByte3 (Parameter3)	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
リターンByte0	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]
リターンByte1	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
リターンByte2	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
リターンByte3	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用

コマンドID (HEX)	0x41	0x42	0x43	0x44	0x45	0x46	0x47	0x90
コマンド名	Request HK	Request CounterAa	Request CounterAb	Request CounterBa	Request CounterBb	GainSet30	GainSet50	Gradual HVS et OFF
コマンド省略名	REQHK	REQCAa	REQCAb	REQCBa	REQCBb	GSET30	GSET50	GHVSETOFF
コマンドByte0 (Command)	0x41	0x42	0x43	0x44	0x45	0x46	0x47	0x90
コマンドByte1 (Parameter1)	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
コマンドByte2 (Parameter2)	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
コマンドByte3 (Parameter3)	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用	不使用
リターンByte0	Status Code[*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]	Status Code [*1]
リターンByte1	温度	カウンタAの最上位バイト	カウンタAの4バイト目	カウンタBの最上位バイト	カウンタBの4バイト目	不使用	不使用	不使用
リターンByte2	HV 温度制御のON,OFF (下から1ビット目)、 閾値レベル (下から23ビット目) +カウンタA,B (下から4ビット目)	カウンタAの2バイト目	カウンタAの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)	カウンタBの2バイト目	カウンタBの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)	不使用	不使用	不使用
リターンByte3		カウンタAの3バイト目	不使用	カウンタBの3バイト目	不使用	不使用	不使用	不使用

図 A.7: APD モジュールに用意されたコマンドリスト

コマンドID(HEX)	0x50	0x51	0x70
コマンド名	Request All	Request All with Gain	Send Data
コマンド省略名	REQAll	REQAllWG	SEDATA
コマンドByte0 (Command)	0x50	0x51	0x70
コマンドByte1 (Parameter1)	不使用	不使用	不使用
コマンドByte2 (Parameter2)	不使用	不使用	不使用
コマンドByte3 (Parameter3)	不使用	不使用	不使用
リターンByte0	Status Code[*1]	Status Code[*1]	カウンタAの最上位バイト
リターンByte1	温度	温度	カウンタAの2バイト目
リターンByte2	HV	HV	カウンタAの3バイト目
リターンByte3	温度制御のON,OFF[0,1]	温度制御のON,OFF[0,1]	カウンタAの4バイト目
リターンByte4	閾値レベル	閾値レベル	カウンタAの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)
リターンByte5	カウンタA,B[0,1]	カウンタA,B[0,1]	カウンタBの最上位バイト
リターンByte6	カウンタAの最上位バイト	カウンタAの最上位バイト	カウンタBの2バイト目
リターンByte7	カウンタAの2バイト目	カウンタAの2バイト目	カウンタBの3バイト目
リターンByte8	カウンタAの3バイト目	カウンタAの3バイト目	カウンタBの4バイト目
リターンByte9	カウンタAの4バイト目	カウンタAの4バイト目	カウンタBの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)
リターンByte10	カウンタAの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)	カウンタAの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)	不使用
リターンByte11	カウンタBの最上位バイト	カウンタBの最上位バイト	不使用
リターンByte12	カウンタBの2バイト目	カウンタBの2バイト目	不使用
リターンByte13	カウンタBの3バイト目	カウンタBの3バイト目	不使用
リターンByte14	カウンタBの4バイト目	カウンタBの4バイト目	不使用
リターンByte15	カウンタBの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)	カウンタBの最下位バイト (下位2ビットのみ使用)	不使用
リターンByte16	不使用	ゲイン[30 50]	不使用

図 A.8: APD モジュールに用意されたコマンドリスト

A.8.1 リアルタイムデータのダウンリンクフォーマット

6.2.1項で述べたように、可視時間中に観測したリアルタイムデータのデータフォーマットは、その時に設定されている FM パケットモードによって異なる。FM パケットモードは、FM MODE NORMAL 1FRAMES、FM MODE NORMAL 2FRAMES、FM MODE NORMAL 3FRAMES、の3種類ある。いずれのモードも、APD モジュールを含む、衛星に搭載されている全てのセンサからデータをダウンリンクする。それぞれのモードでのダウンリンクフォーマットを表 A.10、表 A.11、に示す。

FM_MODE_NORMAL_1FRAME							
Frame 0							
0	SatStatus0	32	EPS Main /2	64	SunSensorC1	96	Temp_0
1	SatStatus1	33	EPS 3.3V /2	65	SunSensorC2	97	Temp_1
2	SatStatus2	34	EPS Batt V/2	66	SunSensorC3	98	Temp_2
3	SatStatus3	35	EPS Batt A	67	SunSensorC4	99	Temp_3
4	PDAStatus0	36	EPS Cell A	68	SunSensorC5	100	Temp_4
5	PDAStatus1	37	EPS Cell B	69	SunSensorD1	101	Temp_5
6	PDAStatus2	38	EPS Cell C	70	SunSensorD2	102	Temp_6
7	PDAStatus3	39	EPS Cell D	71	SunSensorD3	103	Temp_7
8	lastCommand	40	EPS Cell E	72	SunSensorD4	104	Temp_8
9	lastCommandParam1	41	EPS Cell F	73	SunSensorD5	105	Temp_9
10	resultLastCommand	42	GyroX	74	SunSensorE1	106	Temp_10
11	answer0	43	GyroY	75	SunSensorE2	107	Temp_11
12	answer1	44	GyroZ	76	SunSensorE3	108	Temp_12
13	answer2	45	GyroTempX	77	SunSensorE4	109	Temp_13
14	answer3	46	GyroTempY	78	SunSensorE5	110	Temp_14
15	errorCode	47	GyroTempZ	79	APD Status	111	TempCommBatt
16	TimeA_0	48	MagnetX	80	温度	112	TempCommBox
17	TimeA_1	49	MagnetX	81	印加電圧	113	RADEFET_A
18	TimeA_2	50	MagnetY	82	増幅率制御	114	RADEFET_B
19	TimeA_3	51	MagnetY	83	閾値レベル	115	RADEFET_C
20	TimeA_4	52	MagnetZ	84	冗長系	116	TorquerA_Re
21	TimeA_5	53	MagnetZ	85	A系カウンタ	117	TorquerA_X
22	TimeA_6	54	SunSensorA1	86	A系カウンタ	118	TorquerA_Y
23	TimeA_7	55	SunSensorA2	87	A系カウンタ	119	TorquerA_Z
24	TimeA_8	56	SunSensorA3	88	A系カウンタ	120	RSVD
25	TimeA_9	57	SunSensorA4	89	A系カウンタ	121	RSVD
26	TimeA_10	58	SunSensorA5	90	B系カウンタ	122	RSVD
27	TimeA_11	59	SunSensorB1	91	B系カウンタ	123	RSVD
28	TimeA_12	60	SunSensorB2	92	B系カウンタ	124	RSVD
29	TimeA_13	61	SunSensorB3	93	B系カウンタ	125	RSVD
30	EPS 6.0V/2	62	SunSensorB4	94	B系カウンタ	126	RSVD
31	EPS 5.0V/2	63	SunSensorB5	95	増幅率	127	RSVD
Total						128 bytes	

図 A.9: FM MODE NORMAL 1FRAMES モードのダウンリンクフォーマット。

FM_MODE_NORMAL_2FRAMES							
Frame 0				Frame 1			
0	SatStatus0	40	MagnetY	0	SatStatus0	40	A系カウンタ
1	SatStatus1	41	MagnetY	1	SatStatus1	41	B系カウンタ
2	SatStatus2	42	MagnetZ	2	SatStatus2	42	B系カウンタ
3	SatStatus3	43	MagnetZ	3	SatStatus3	43	B系カウンタ
4	PDAStatus0	44	SunSensorA1	4	PDAStatus0	44	B系カウンタ
5	PDAStatus1	45	SunSensorA2	5	PDAStatus1	45	B系カウンタ
6	PDAStatus2	46	SunSensorA3	6	PDAStatus2	46	増幅率
7	PDAStatus3	47	SunSensorA4	7	PDAStatus3	47	Temp_0
8	lastCommand	48	SunSensorA5	8	lastCommand	48	Temp_1
9	lastCommandParam1	49	SunSensorB1	9	lastCommandParam1	49	Temp_2
10	resultLastCommand	50	SunSensorB2	10	resultLastCommand	50	Temp_3
11	answer0	51	SunSensorB3	11	answer0	51	Temp_4
12	answer1	52	SunSensorB4	12	answer1	52	Temp_5
13	answer2	53	SunSensorB5	13	answer2	53	Temp_6
14	answer3	54	SunSensorC1	14	answer3	54	Temp_7
15	errorCode	55	SunSensorC2	15	errorCode	55	Temp_8
16	TimeB_0	56	SunSensorC3	16	TimeA_0	56	Temp_9
17	TimeB_1	57	SunSensorC4	17	TimeA_1	57	Temp_10
18	TimeB_2	58	SunSensorC5	18	TimeA_2	58	Temp_11
19	TimeB_3	59	SunSensorD1	19	TimeA_3	59	Temp_12
20	EPS 6.0V/2	60	SunSensorD2	20	TimeA_4	60	Temp_13
21	EPS 5.0V/2	61	SunSensorD3	21	TimeA_5	61	Temp_14
22	EPS Main /2	62	SunSensorD4	22	TimeA_6	62	TempCommBatt
23	EPS 3.3V /2	63	SunSensorD5	23	TimeA_7	63	TempCommBox
24	EPS Batt V/2	64	SunSensorE1	24	TimeA_8	64	RADEFET_A
25	EPS Batt A	65	SunSensorE2	25	TimeA_9	65	RADEFET_B
26	EPS Cell A	66	SunSensorE3	26	TimeA_10	66	RADEFET_C
27	EPS Cell B	67	SunSensorE4	27	TimeA_11	67	TorquerA_Re
28	EPS Cell C	68	SunSensorE5	28	TimeA_12	68	TorquerA_X
29	EPS Cell D	69	Quaternion_0_high	29	TimeA_13	69	TorquerA_Y
30	EPS Cell E	70	Quaternion_0_low	30	APD Status	70	TorquerA_Z
31	EPS Cell F	71	Quaternion_1_high	31	温度	71	RSVD
32	GyroX	72	Quaternion_1_low	32	印加電圧	72	RSVD
33	GyroY	73	Quaternion_2_high	33	増幅率制御	73	RSVD
34	GyroZ	74	Quaternion_2_low	34	閾値レベル	74	RSVD
35	GyroTempX	75	Quaternion_3_high	35	冗長系	75	RSVD
36	GyroTempY	76	Quaternion_3_low	36	A系カウンタ	76	RSVD
37	GyroTempZ	77	RSVD	37	A系カウンタ	77	RSVD
38	MagnetX	78	RSVD	38	A系カウンタ	78	RSVD
39	MagnetX	79	RSVD	39	A系カウンタ	79	RSVD
Total				80 bytes			

図 A.10: FM MODE NORMAL 2FRAMES モードのダウンリンクフォーマット。

FM MODE NORMAL 3FRAMES			
	Frame 0	Frame 1	Frame 2
0	SatStatus0	0 SatStatus0	0 SatStatus0
1	SatStatus1	1 SatStatus1	1 SatStatus1
2	SatStatus2	2 SatStatus2	2 SatStatus2
3	SatStatus3	3 SatStatus3	3 SatStatus3
4	PDAStatus0	4 PDAStatus0	4 PDAStatus0
5	PDAStatus1	5 PDAStatus1	5 PDAStatus1
6	PDAStatus2	6 PDAStatus2	6 PDAStatus2
7	PDAStatus3	7 PDAStatus3	7 PDAStatus3
8	lastCommand	8 lastCommand	8 lastCommand
9	lastCommandParam1	9 lastCommandParam1	9 lastCommandParam1
10	resultLastCommand	10 resultLastCommand	10 resultLastCommand
11	answer0	11 answer0	11 answer0
12	answer1	12 answer1	12 answer1
13	answer2	13 answer2	13 answer2
14	answer3	14 answer3	14 answer3
15	errorCode	15 errorCode	15 errorCode
16	TimeA_0	16 TimeB_0	16 TimeB_0
17	TimeA_1	17 TimeB_1	17 TimeB_1
18	TimeA_2	18 TimeB_2	18 TimeB_2
19	TimeA_3	19 TimeB_3	19 TimeB_3
20	TimeA_4	20 APD Status	20 SunSensorA1
21	TimeA_5	21 温度	21 SunSensorA2
22	TimeA_6	22 印加電圧	22 SunSensorA3
23	TimeA_7	23 増幅率制御	23 SunSensorA4
24	TimeA_8	24 閾値レベル	24 SunSensorA5
25	TimeA_9	25 冗長系	25 SunSensorB1
26	TimeA_10	26 A系カウンタ	26 SunSensorB2
27	TimeA_11	27 A系カウンタ	27 SunSensorB3
28	TimeA_12	28 A系カウンタ	28 SunSensorB4
29	TimeA_13	29 A系カウンタ	29 SunSensorB5
30	EPS 6.0V/2	30 A系カウンタ	30 SunSensorC1
31	EPS 5.0V/2	31 B系カウンタ	31 SunSensorC2
32	EPS Main /2	32 B系カウンタ	32 SunSensorC3
33	EPS 3.3V /2	33 B系カウンタ	33 SunSensorC4
34	EPS Batt V/2	34 B系カウンタ	34 SunSensorC5
35	EPS Batt A	35 B系カウンタ	35 SunSensorD1
36	EPS Cell A	36 増幅率	36 SunSensorD2
37	EPS Cell B	37 Temp_0	37 SunSensorD3
38	EPS Cell C	38 Temp_1	38 SunSensorD4
39	EPS Cell D	39 Temp_2	39 SunSensorD5
40	EPS Cell E	40 Temp_3	40 SunSensorE1
41	EPS Cell F	41 Temp_4	41 SunSensorE2
42	GyroX	42 Temp_5	42 SunSensorE3
43	GyroY	43 Temp_6	43 SunSensorE4
44	GyroZ	44 Temp_7	44 SunSensorE5
45	GyroTempX	45 Temp_8	45 RADFET_A
46	GyroTempY	46 Temp_9	46 RADFET_B
47	GyroTempZ	47 Temp_10	47 RADFET_C
48	MagnetX	48 Temp_11	48 TorquerA_Re
49	MagnetX	49 Temp_12	49 TorquerA_X
50	MagnetY	50 Temp_13	50 TorquerA_Y
51	MagnetY	51 Temp_14	51 TorquerA_Z
52	MagnetZ	52 TempCommBatt	52 RSVD
53	MagnetZ	53 TempCommBox	53 RSVD
54	Quaternion_0_high	54 RSVD	54 RSVD
55	Quaternion_0_low	55 RSVD	55 RSVD
56	Quaternion_1_high	56 RSVD	56 RSVD
57	Quaternion_1_low	57 RSVD	57 RSVD
58	Quaternion_2_high	58 RSVD	58 RSVD
59	Quaternion_2_low	59 RSVD	59 RSVD
60	Quaternion_3_high	60 RSVD	60 RSVD
61	Quaternion_3_low	61 RSVD	61 RSVD
62	RSVD	62 RSVD	62 RSVD
63	RSVD	63 RSVD	63 RSVD
	Total	64 bytes	

☒ A.11: FM MODE NORMAL 3FRAMES モードのダウンリンクフォーマット。

A.9 シングルイベント現象の詳細

A.9.1 シングルイベントアップセット (SEU)

一つの荷電粒子が IC 内部に生成した電荷の作るノイズ電流によってビット反転が生じ、ソフトウェアエラーを引き起こす現象をシングルイベントアップセット (SEU) という。SEU の発生原理を図 A.12 に示す。p₁、n₁ もしくは p₂、n₂ の組合せはインバータの働きをする。図の様に宇宙線が入射し、それによって生じたノイズ電流が p₁、n₁ のロジックレベルを反転させると、反転したロジックレベルが R_G を介して p₂、n₂ につたわり、p₂、n₂ のロジックレベルが反転してしまう。このようにして起きた SEU によるビット反転はメモリの書き直しによって元に戻る。

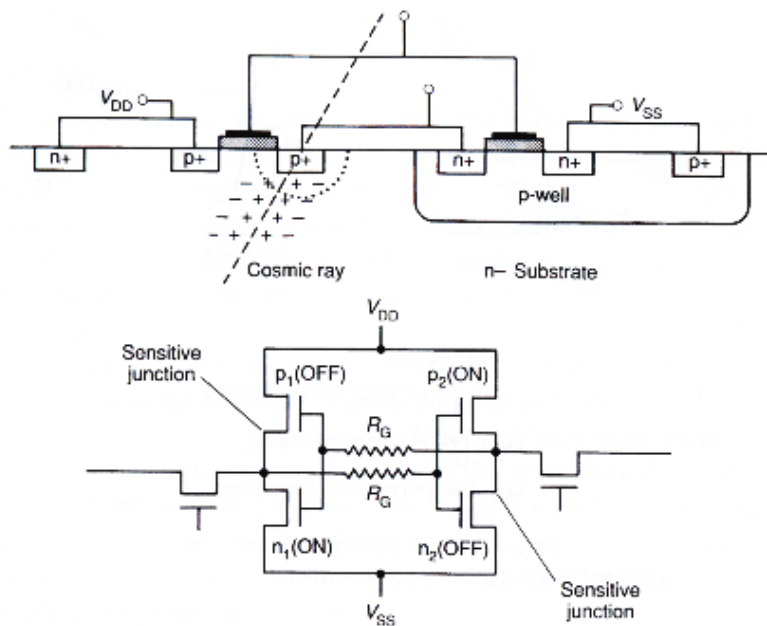


図 A.12: メモリに起きる SEU の原理図 [23]。

A.9.2 シングルイベントラッチアップ (SEL)

CMOS デバイスの中には寄生バイポーラトランジスタが含まれている。この寄生バイポーラトランジスタによって、p-n-p-n のサイリスタ構造が作られてしまう (図 A.13)。デバイスが通常動作している時はサイリスタ構造は動作せず、電極間のインピーダンスは高く保たれている。しかしながら、シングルイベントによって一旦サイリスタ構造が動作

し始めると、Tr1が on になって Tr2が on になり、Tr2が on になったので Tr1 が on になるという正帰還により大電流が発生してしまう。このような現象をシングルイベントラッチアップ (SEL) と言う。正帰還が働いているため大電流が流れ、放置しておくとも最終的に回路が焼き切れてしまうという危険がある。焼き切れるまでにかかる時間はデバイス、条件等に異なり、早い場合には数 msec であり遅い時には数時間かかることがある。一旦 SEL が起きてしまうと、電源を落す以外に止める手段がなく、一早く SEL を感知し回路を保護する様な機構が必要とされる。

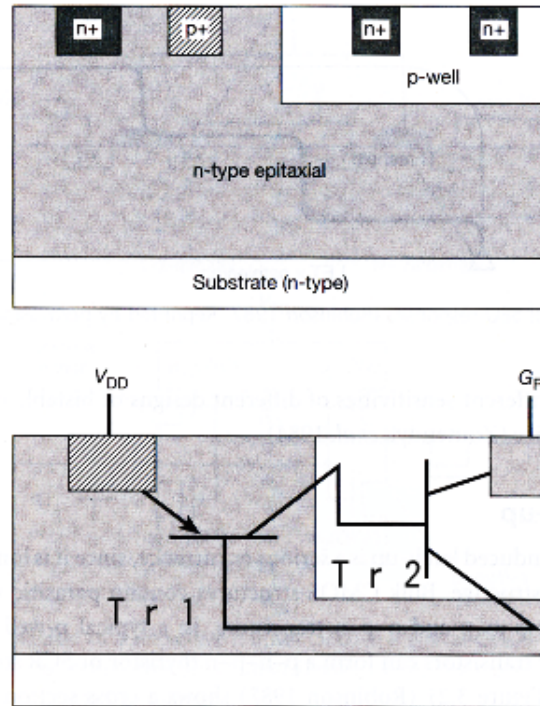


図 A.13: CMOS に存在する寄生サイリスタ構造によって SEL が起きる [28][23]。

A.10 PDA 陽子照射試験の詳細な結果と

FM へのシングルイベント 対策

A.10.1 照射量 1 年分:照射 ID No.1 ~ 照射 ID No.9

照射 ID No.1 ~ No.9 までの実験はおよそ 1 年分に相当する照射量を各部位に照射したものである。これらの実験のうち照射 ID No.5 の照射中に PDA が一旦フリーズしたが、こ

れは制御室側のPCによる制御ミスであると考ている。再度同じ部位で試験した結果、フリーズは発生しなかった。およそ軌道1年相当の被爆量ではシングルイベントの発生率は極めて低いことが予想される。

A.10.2 SDカードの放射線耐性

照射ID No.10～No.14の試験では、軌道上の環境が予想した以上に厳しい状況を考え、10年分に相当する陽子線を照射した。照射部位は最もシングルイベントに弱いと考えられるメモリ部分、SDカード、である。照射ID No.10からの試験で初めてシングルイベントによると思われる現象が観察された。各試験IDについてその時の結果を示す。

照射ID No.10

60 MeVの陽子を強度 3×10^8 [protons/cm²/sec] (ファラデーカップの電流値 0.5nA) で照射した。PDAの通信が途絶えてから、しばらくしてWDTのリセット機能をoffした。このあと十分待っても通信が復帰しなかったため、照射を中断し確認をPDAの動作を行った所、故障したことが判明した。

表 A.3: 照射ID No.10のログ

経過時間	備考
0 秒	照射開始
690 秒	PDAからの通信途絶える
715 秒	WDTの機能off。PDAの復帰を待つ
790 秒	PDA復帰せず
照射後	PDA1台目の故障を確認

照射ID No.11

故障したPDAを交換し、減衰板に9mm厚Al板を使用し陽子のエネルギーを35 MeVに落して照射する事にした。ファラデーカップの電流値が0.5nAになる様に調節し、強度が 3×10^8 [protons/cm²/sec] となる様に設定し照射した。照射ID No.10の時と同様にPDAとの通信が途絶えてから、しばらくしてWDTのリセット機能をoffした。40秒程待った

ところ PDA との通信が復帰し、その後、WDT の機能を復帰させた。PDA との通信が途絶えても 2 度目までは復帰したが、3 回目には PDA が壊れてしまい、PDA との通信が復帰する事は無かった。

表 A.4: no11 のログ

経過時間	備考
0 秒	照射開始
110 秒	PDA からの通信途絶える
123 秒	WDT の機能 off。PDA の復帰を待つ
165 秒	PDA からの通信復帰
210 秒	WDT を on
580 秒	PDA からの通信途絶える
615 秒	WDT の機能 off。PDA の復帰を待つ
655 秒	PDA からの通信復帰
700 秒	WDT を on
1075 秒	PDA からの通信途絶える
1105 秒	WDT の機能 off。PDA の復帰を待つ
1180 秒	PDA 復帰せず
照射後	PDA2 台目故障

照射 ID No.12

照射 ID No.12 の実験ではビームエネルギー、強度を照射 ID No.10 のパラメータに戻して実験を行った。これは照射 ID No.10 と照射 ID No.11 とで見られた症状が全く異なったため、再現性を確かめる事を目的としている。

はじめて PDA との通信が途絶えてから復帰する事なく、そのまま PDA は故障してしまった。故障に至るまでの時間は照射 ID No.10 の時間よりも多少早いものの、症状としては照射 ID No.10 の実験を再現していると考えられる。

表 A.5: no12 のログ

経過時間	備考
0 秒	照射開始
180 秒	PDA からの通信途絶える
200 秒	WDT の機能 off。PDA の復帰を待つ
470 秒	PDA 復帰せず
照射後	PDA3 台目

照射 ID No.13

照射 ID No.12 の試験において 60 MeV での症状の再現性が確認できたので、再度エネルギーを落とし、35 MeV にした。強度は照射 ID No.11 の実験よりも一桁落とし、 3×10^7 [protons/cm²/sec] となるように調節し、照射試験を行った。

照射から 180 秒後に、PDA から返されたデータに異常文字が含まれるようになり、しばらく後に正常データが返されるようになった。このような異常文字が返されるという現象が照射終了までに合計 3 回発生した。PDA との通信が途中途切れる事は無かった。照射後、PDA の動作を確認したところ正常に立ち上がる事を確認できた。

表 A.6: 照射 ID No.13 のログ

経過時間	備考
0 秒	照射開始
180 秒	PDA からのデータに異常文字
2610 秒	再び PDA からのデータに異常文字
2903 秒	再び PDA からのデータに異常文字
3000 秒	実験終了

照射番号 照射 ID No.14

最後に減衰板の厚さを調節して、30 MeV と 60 MeV の中間にあたる、45 MeV の陽子線を照射した。強度は 3×10^7 [protons/cm²/sec] であった。

30 MeV の陽子線を照射した時(照射 ID No.13)に見られたデータエラーと異なり、データの一部が欠損していたり、文字番号のずれなどが生じた。また、35 MeV(照射 ID No.13)照射時には起きなかった PDA との通信が途絶えるという現象も見られた。照射中に PDA との通信が合計 4 回途切れ、そのうち 3 回は WDT の機能に頼らず、自動的に復帰した。1500 秒以後は照射終了まで PDA との通信は復帰しなかったが、これは WDT の機能を落した時に操作ミスを犯し、これ以後 PDA には常にリセットがかかる状態にしてしまったと考えられる。実際、照射終了後の動作確認では PDA が壊れる事はなく正常に起動する事が確認されている。

表 A.7: 照射 ID No.14 のログ

経過時間	備考
0 秒	照射開始
140 秒	データ文字が一部欠損
245 秒	PDA からの通信途絶える
260 秒	リセット無しで通信復帰、データに文字番号のずれ
660 秒	文字番号のずれ回復
685 秒	文字番号のずれ再発
830 秒	PDA からの通信途絶える
1345 秒	PDA からの通信途絶える
1358 秒	リセット無しで通信復帰
1470 秒	PDA からの通信途絶える
1500 秒	WDT を off(操作ミス)
1720 秒	復帰しなかったため、実験中断

A.10.3 PDA の放射線試験の結果を受けたシングルイベント対策

A.10.4 ウォッチドックタイマ (WDT)

ウォッチドックタイマ (WDT) が PDA の監視を行う周期を短くすれば、原理的に SEL により回路が焼き切れる前にリセットをかける事が可能である。PDA のソフトウェア面での問題により、1 秒より短い間隔で PDA が WDT のカウンタをクリアしようとする、

PDAがフリーズしてしまう現象が確認されているため、フライトモデルのWDTによる監視周期は1秒を最小とするが、1秒の場合でもSELによる破壊までに間に合わない可能性があるため、WDTは主にSEU対策として使用する事になる。なお、監視周期は1、4、32、64秒のいずれかに設定できる。

A.10.5 過電流防止回路

本実験後、フライトモデルにおいて新たにSEL対策として実装されたのが過電流検出回路である。過電流検出回路はメインバスに設置されており、ここに過剰電流が流れた時にバスをリセットする。メインバスには常時およそ800mA~1500mAの電流が流れており、衛星起動時のラッシュカレントはおよそ1800mAに達するため、それカレントリミットはそれ以上の値に設定する必要がある。また、軌道上でリセットがかかった時に偶然APDモジュールとPDAが立ち上がる様な事も考えられ、この時は更にラッシュカレントが大きくなると予想される。以上の事を考慮し、衛星の安定な起動のために、約3A以上の電流がメインバスに流れた時にバスがリセットするように設計している。

A.11 APDの陽子線照射試験で見られたアニーリング効果

暗電流のアニーリングは指数関数の和で与えられる事が知られている [8, 7]。

$$\frac{I_d(t)}{I_d(0)} = \sum_i g_i \exp\left(-\frac{t}{\tau_i}\right) \quad (\text{A.23})$$

各指数関数はAPD内にできた欠損ごとの回復を示しており、 τ_i はその欠損が修復する時定数、 g_i は重みを示している。バルク成分のアニーリングは結晶内にできた格子欠損の移動によって起きる¹。

APDに陽子線を照射した後、室温、印加しない状態で保存した時に見られたアニーリングの様子を図A.14に示す。 $I_d(0)$ は照射直後の増幅率25の暗電流の値とした。30MeVも50MeVも一つの時定数成分を持つ事が分かる。表A.8に30MeVと50MeVのデータを

¹ 格子欠損は温度が高い時に移動しやすくなるため、アニーリングの時定数 τ は温度にも依存する事が知られており、その依存性は次のように書かれる [8, 7]。

$$\tau = \theta \exp\left(\frac{E_A}{k_B T}\right) \quad (\text{A.24})$$

ここで θ は規格化定数であり、 E_A は活性エネルギー (activation Energy) と呼ばれ、アニーリングを起こすのに必要なエネルギーである。APDを含むSi半導体検出器では一般的に1eV程度の値をとることが知られている [8, 6]。

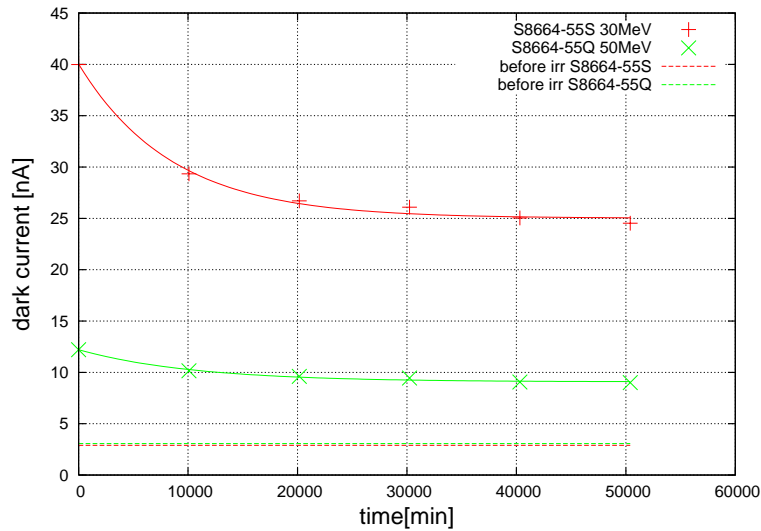


図 A.14: 増幅率 25 の時のアニーリングの様子。10000 分程度の時定数で減衰している事が分かる。点線は照射前の増幅率 25 の時の暗電流の値を示している。

ある時定数で減衰を示す指数関数と定数成分からなる関数でフィッティングした。その結果、得られたパラメータを示す。30MeV、50MeV の両方において、十分な時間を置いてもこれ以上の改善はほとんど期待できない。

表 A.8: 各 APD に見られたアニーリングのパラメータ。時間が経つに従って指数関数的に減衰する成分 (e) と定数成分 (c) の和のモデルでフィッティングした。

APD	model	g_1	τ [min]	定数 [nA]	温度 [度]
S8664-55(S)	e + c	0.373	8621	25.0	20 ~
S8664-55(Q)	e + c	0.255	10520	9.07	20 ~

A.12 フライトモデルの回路図

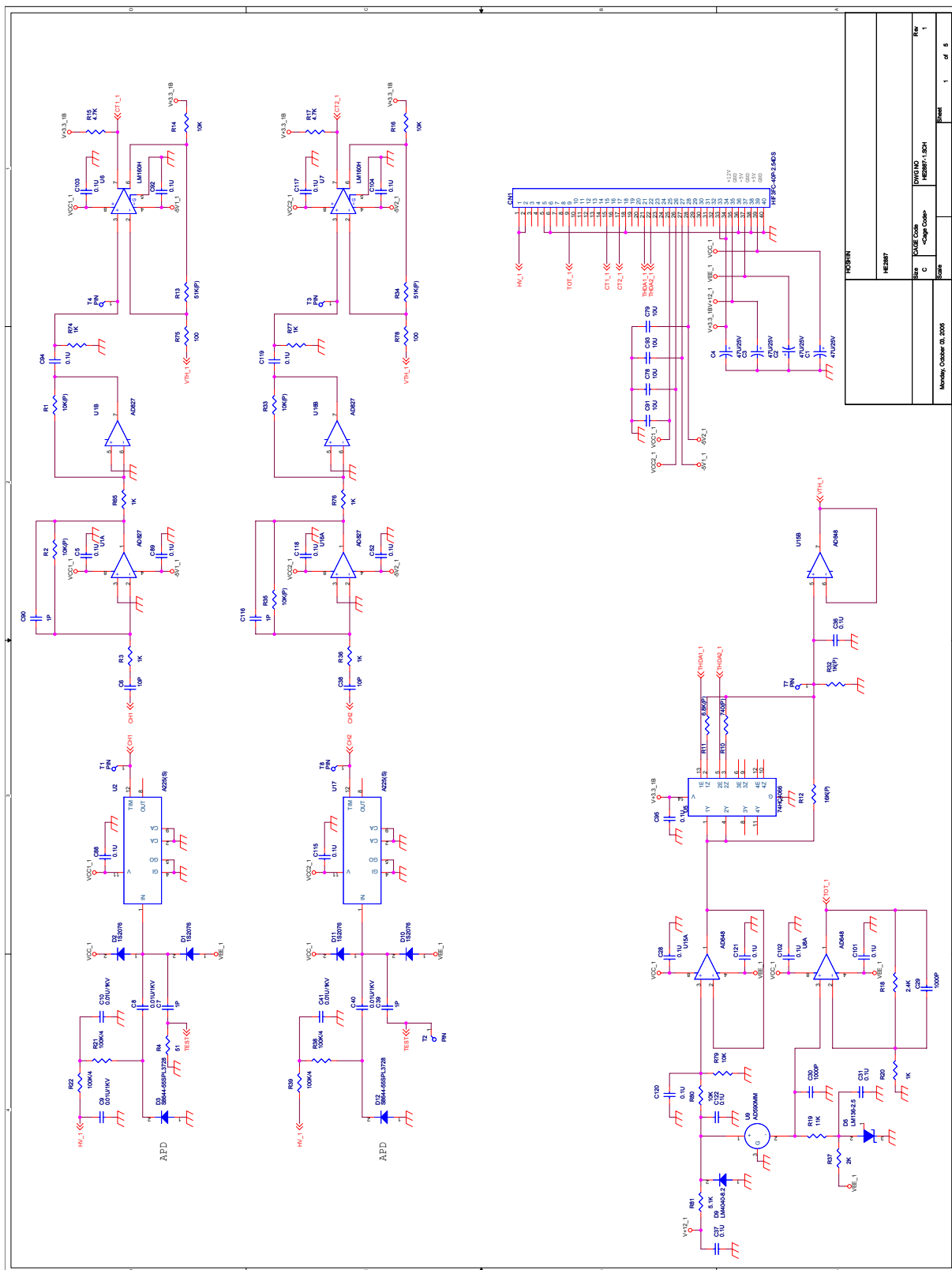


図 A.15: フライトモデルの回路図

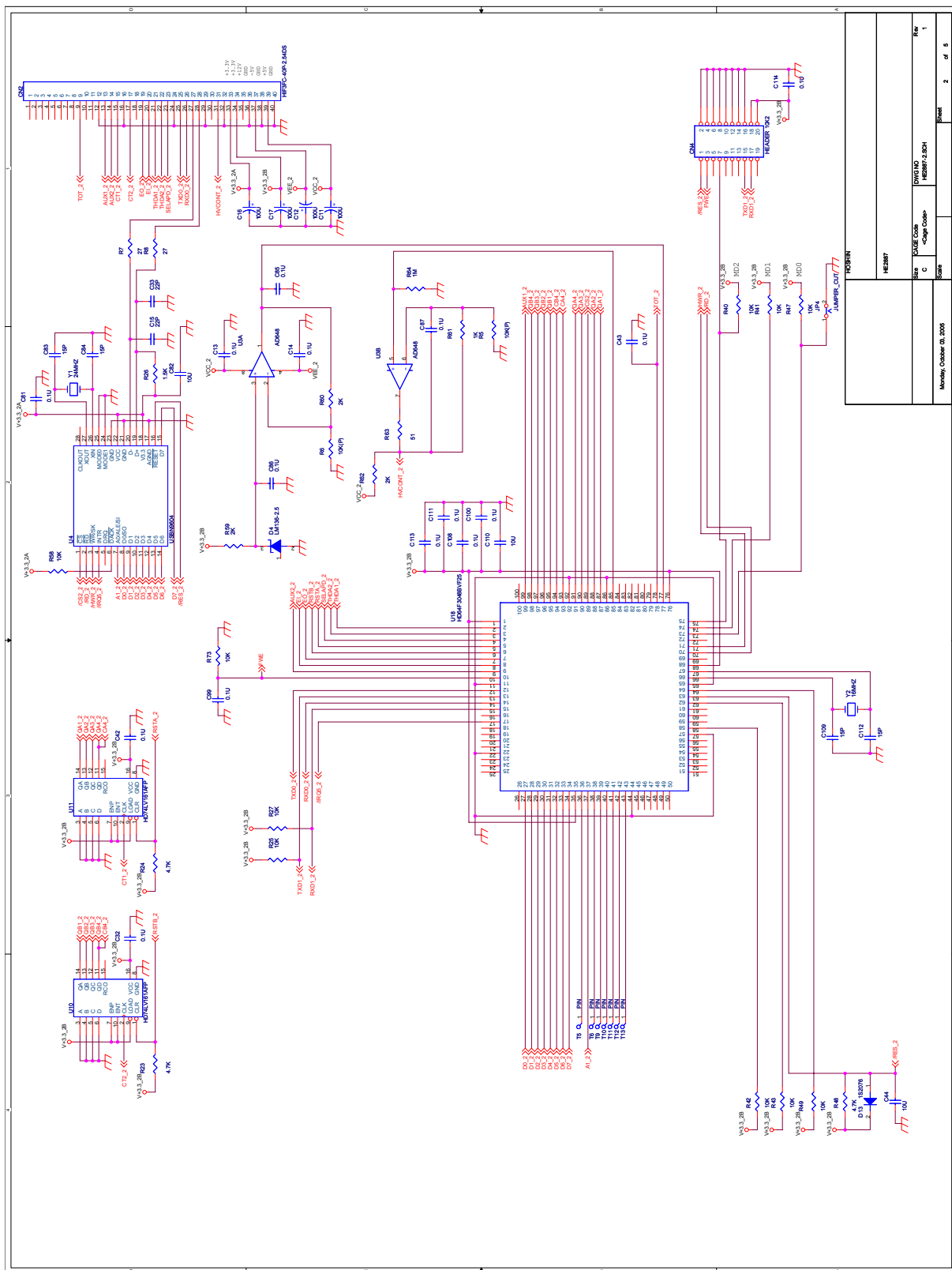


図 A.16: フライトモデルの回路図

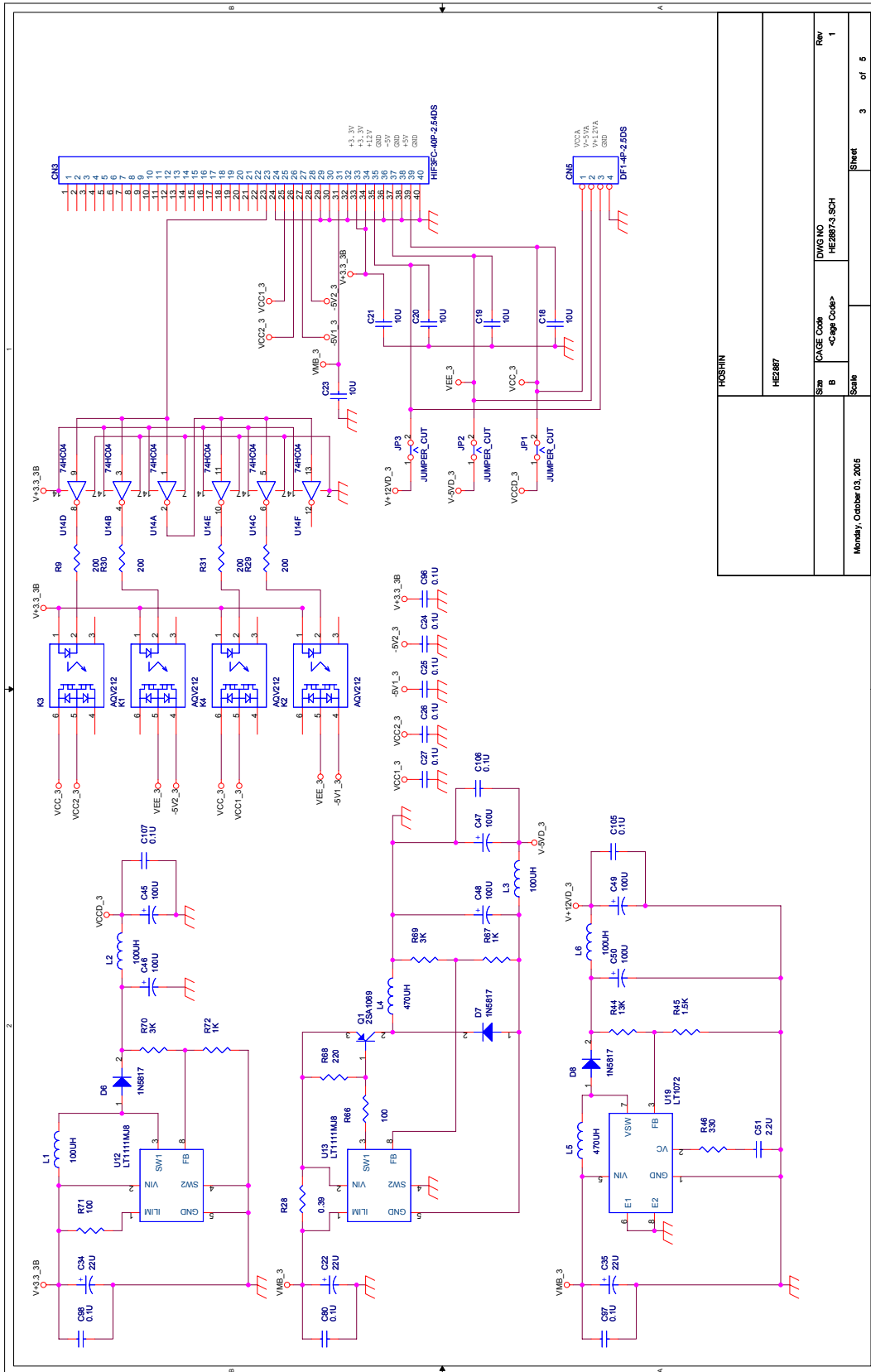


図 A.17: フライトモデルの回路図

ROSEHIN		HE2887	
Site	CAGE Code	DWG NO	Rev
B	<Cage Code>	HE2887-3 SCH	1
Scale		Sheet	3 of 6
Monday, October 03, 2005			

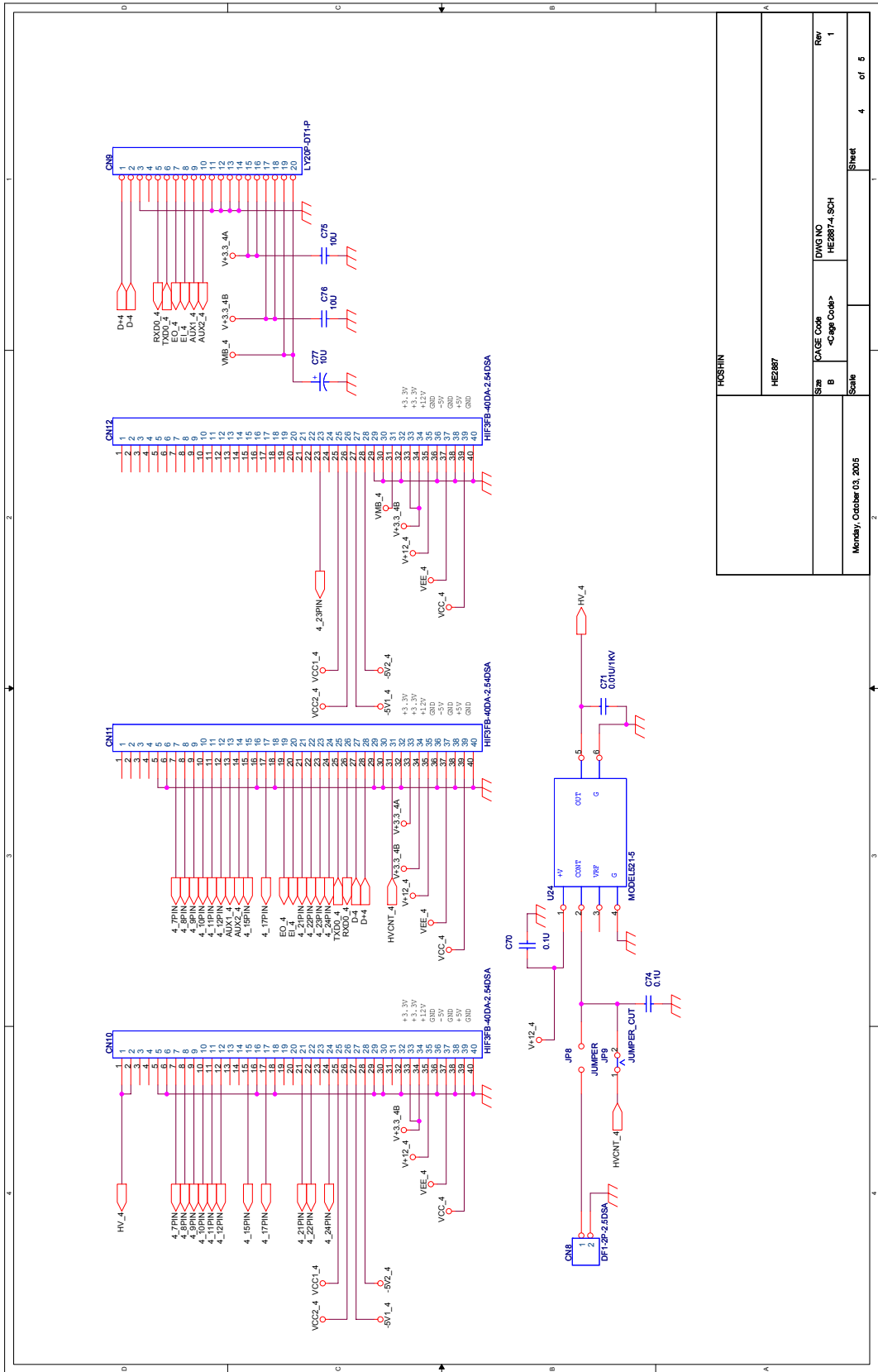


図 A.18: フライトモデルの回路図

HOSEHN		HE2887	
Site	CAGE Code	DWG NO	Rev
B	<Cage Code>	HE2887-4 SCH	1
Scale	Monday, October 03, 2005		Sheet 4 of 6

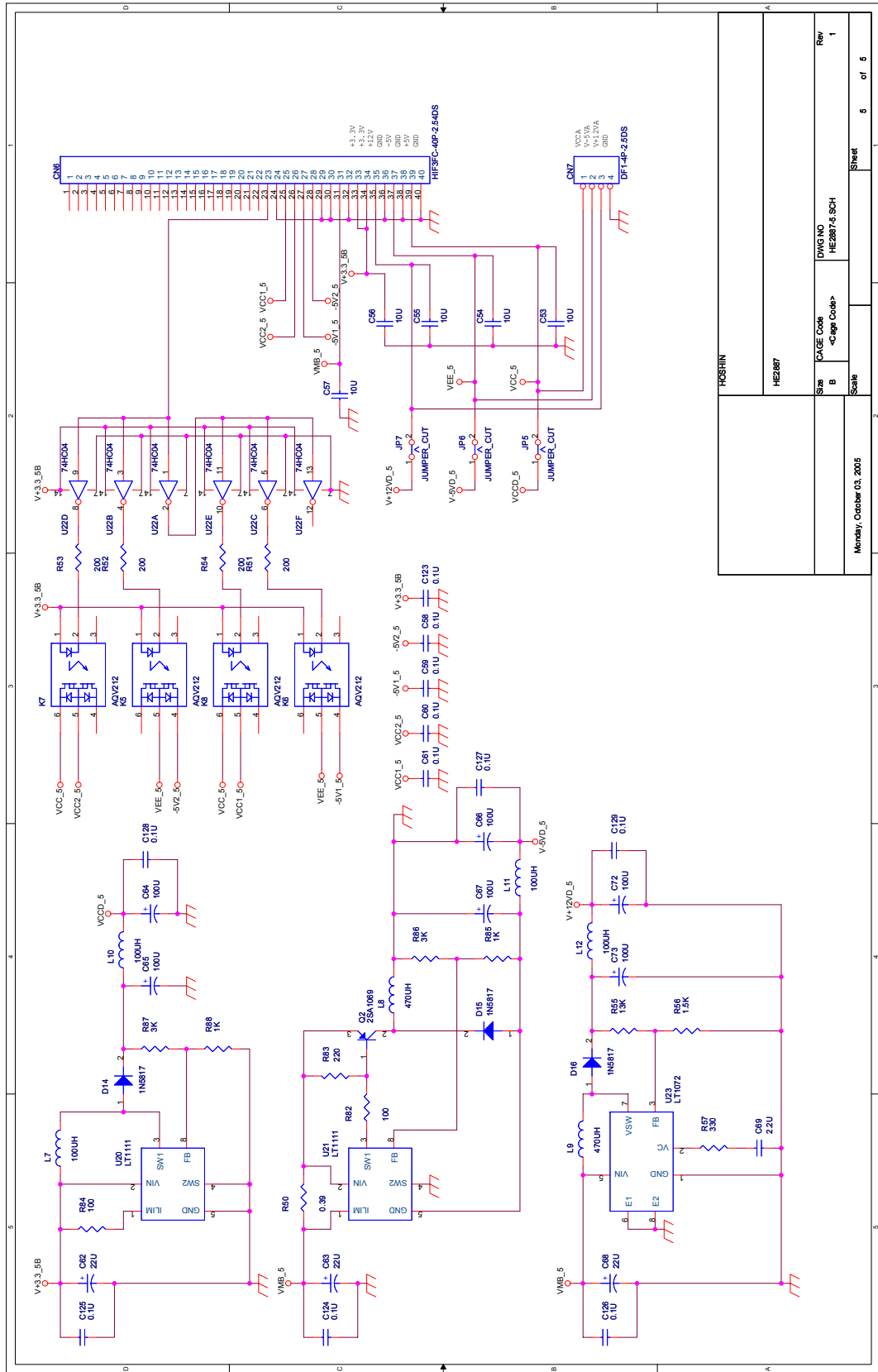


図 A.19: フライトモデルの回路図

関連図書

- [1] T.Goka. *IEEE.Trans.on.Nucl.Science*.
- [2] P.P.webb et al. *RCA Review*, Vol. 35, p. 234, 1974.
- [3] Th.Kirn et al. *Nucl Instr A* , Vol. 387, p. 202, 1997.
- [4] S.Kisimoto et al. *Rev sci inst*, Vol. 69, p. 384, 1998.
- [5] G.Anzivino et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 430, p. 100, 1999.
- [6] G.Lindstrom et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 426, p. 1, 1999.
- [7] M.Moll Ph.D Thesis University of Hamburg DESY-THESIS-199-040. 1999.
- [8] S.Baccaro et al. *Nucl Instr A* , Vol. 426, p. 206, 1999.
- [9] K.Deiters et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 442, p. 193, 2000.
- [10] K.Deiters et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 453, p. 223, 2000.
- [11] Y.Musienko et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 447, p. 437, 2000.
- [12] M.Huhtinen. *Nucl Instr A* , Vol. 491, p. 194, 2002.
- [13] M.Moszyinsky et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 515, p. 640, February 2002.
- [14] G.Lindstrom. *Nucl Instr A* , Vol. 512, p. 30, 2003.
- [15] T.Ikagawa et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 538, p. 671, December 2003.
- [16] D.Bailleux et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 518, p. 622, 2004.
- [17] J.Kataoka et al. *Nucl Instr A* , Vol. 541, p. 398, 2005.
- [18] T. Ikagawa et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 515, p. 640, February 2005.

- [19] Z.Antunovic et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 537, p. 379, 2005.
- [20] J.Kataoka et al. *Nucl Instr A* , 2006. submitted.
- [21] R.Sato et.al. *Nucl Instr A* , Vol. 515, p. 640, January 2006.
- [22] Y.Yatsu et al. *Nucl Instr A* , 2006. submitted.
- [23] HOLMESSIEDLE & ADAMS. *Handbook of radiation effects*. OXFORD.
- [24] AMPTEC. A225 スペックシート.
- [25] APD モジュール開発チーム. 代替 IC の ^{60}Co 照射試験.
- [26] MAXIM. IC スペックシート.
- [27] 宮本径. Cute-1.7 の振動試験レポート.
- [28] 五家建夫. 宇宙開発特論 A 集中講義資料.
- [29] 斎藤孝男. 修士論文「2次元 APDarray と VLSI を用いた x 線 γ 線用撮像検出器の開発」. February 2006.
- [30] 五十川知子. 修士論文「宇宙利用に向けた X 線・ γ 線検出用アバランシェ・フォトダイオードの開発」. February 2005.
- [31] 石川智浩. 高崎原研 -cpu 放射線試験結果, 2000.
- [32] 宮下直己. Cute-1.7+APD:APD モジュールソフトウェア実装仕様書.
- [33] 東京工業大学松永研究室. Cute-I プロジェクトホームページ.
- [34] 浜松ホトニクス. スペックシート, 2004.
- [35] 文部科学省 国立天文台編. 理科年表. 丸善.
- [36] 谷津陽一. 卒業論文「アバランシェフォトダイオードの軟 X 線検出特性」. 東京工業大学, 2003.

謝辞

学部4年から数えて3年間の間、Cute-1.7の開発に携わり、多くの人と仕事をする機会を得る事ができました。この様な機会を与えて下さった河合教授、片岡助手、そして松永教授に深く感謝致します。理学プロジェクトマネージャーである古徳氏、また宮下氏を始めとする松永研究室の皆様には本当に良くして頂きました。シングルイベント現象について教えて下さり、照射試験への助言を下されたJAXAの五家氏、また照射試験ではKEKの岸本氏、RCNPの嶋氏に大変お世話になりました。基板を製作して頂いた豊伸電子の寄林氏、松井氏には時間的に無茶なお願いにも、何度も答えて頂きました。多くの事を学んだ谷津氏、五十川氏を始めとする河合研究室、渡辺研究室の方々にもお世話になり、そして御迷惑をおかけしました。最後に、自分を支えて下さった家族に感謝して終りしたいと思います。