NaI(Tl) **シンチレータとアレイ**型 APD **を組み合せた** 携帯型放射線モニターの構築

広島大学理学部 高エネルギー宇宙・可視赤外線天文学研究室 B085625 中川 崇之 主査: 深澤 泰司 副査: 樋口 克彦

日付:2012/2/10

概 要

福島第一原子力発電所の事故により¹³⁴Cs、¹³⁷Csを始めとする大量の放射性物質が環境中に放出された。 これにより、放射線のモニタリングは今まで以上に重要性が増した。また、世間的にも放射線への関心が高 まっており、携帯型の放射線モニターの必要性も高くなっている。現在、最も広く出回っている携帯型放 射線モニターは GM 管を利用したものであるが、これでは分解能が悪く放射線の核種を特定できない。一 方、分解能が良い Ge 半導体や CdTe 半導体を使ったものだと高価になってしまう。今回の研究では GM 管 よりも分解能が良く、高価でない NaI(Tl) シンチレータを使うことで放射線の核種の特定を実現する。シ ンチレーション検出器の光読み出し素子として通常は光電子増倍管または APD を組み合わせて使うが、光 電子増倍管の場合は小型化が難しく、APD の場合は高電圧が必要であるという問題がある。これを解決す るために今回は MPPC というアレイ型 APD を使用する。これは APD と同じ程度の大きさの素子で70 V 程度で光電子増倍管に近い増幅率を得られるものである。

本論文ではこれらを用い核種を特定できる携帯型放射線モニターの開発を目指し、その前段階としてそ の各パーツを構築するために基礎的な実験を行った。

目 次

第1章	携帯型放射線モニター	3
1.1	放射線について....................................	3
1.2	放射線検出の原理....................................	6
	1.2.1 電離作用を利用した検出器	6
	1.2.2 蛍光作用を利用した検出器	8
1.3	現在の携帯型放射線モニター・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	10
1.4	本研究の目的	10
第2章	放射線モニターの設計	11
2.1	検出系	11
	2.1.1 NaI シンチレータ	11
	2.1.2 MPPC(Multi-Pixel Photon Counter)	13
2.2	前置・整形増幅器・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	15
	2.2.1 前置増幅器	15
	2.2.2 PZC(Pole-Zero Cancellation)	15
	2.2.3 非反転増幅器	16
	2.2.4 積分増幅器	17
2.3	取込・制御系	18
	2.3.1 ADC	18
	2.3.2 ロジック回路	19
	2.3.3 高圧電源	19
	2.3.4 DAC	20
	2.3.5 CPU	20
第3章	携帯型放射線モニターに向けた基礎実験	21
3.1	MPPC 回路の 出力確認	21
3.2	前置増幅器のパラメータ決定・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	22
3.3	整形増幅器のパラメータ決定・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	28
3.4	センサーとアナログ回路系の確認・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・・	31
3.5	SpW Sampling ADC ボードを使用した測定系構築	34
	3.5.1 ADC の制御	35
	3.5.2 DAC の制御	38
3.6	データ取得のためのプログラム....................................	39

	3.6.1 スレッショルド決定プログラム	40
	3.6.2 波形取得プログラム	40
	3.6.3 波形並び換えプログラム	40
	3.6.4 ヒストグラム化プログラム	41
	3.6.5 DAC 出力値設定プログラム	41
3.7	HVBP-0.5PN による高電圧供給	42
3.8	デジタルカウンタ....................................	43
3.9	構築した測定系での波形取得....................................	45

第4章 まとめと今後

第1章 携帯型放射線モニター

1.1 放射線について

2011 年 3 月 11 日に発生した福島第一原子力発電所での事故により、世間的に放射線への関心は高まっている。この事故で放出された放射性物質は主に¹³⁷Cs、¹³⁴Cs を始めとする人工放射性物質である。しかし、自然界にも様々な種類の放射線が存在している。地球の外部から飛んで来る高エネルギーの宇宙線や地球の岩石に含まれている⁴⁰K を始めとする自然放射性物質からの放射線、また、人間自身も自然界に存在している放射性物質を食べ物を通して吸収し、体内に放射性物質を含んでいる。

放射線にはいくつかの種類があり、以下、代表的なものについて述べる。

 α 線

α線とは高い運動エネルギーをもったヘリウムの原子核のことであり、陽子2個と中性子2個からなる。 荷電粒子であり、物質透過の際は物質中の原子や分子を励起・電離して物質にエネルギーを与え、自らはそ のエネルギーを失う。非常に相互作用しやすいため、物質に対する透過力は弱く、紙一枚で阻止できる。

β線

 β 線とは放射性同位体の崩壊の際に放出される電子線のことであり、陰電子の場合 (β^{-} 線) と陽電子の場合 (β^{+} 線) がある。電離能力は α 線の約 1/50 程度であり、物質透過力は α 線より強いが、薄いアルミニウム板で阻止できる。

$X 線, \gamma 線$

X線、 γ 線は共に極めて波長の短い電磁波のことである。その性質は基本的には同じだが、発生機構に より区別される。 γ 線は原子核の壊変の際に、原子核内から放出されるもので、X線は原子核外で電場や 軌道電子が関与した結果放出されるものである。X線は更に二つに分類できる。一つは電子が核のクーロ ン場により急激に減速された時に発生する制動X線であり、もう一つは軌道電子が外側の電子殻から内側 の電子殻に遷移する過程にそのエネルギー差を放射する特性X線である。特性X線はその遷移の仕方によ りK α 線、L α 線などとも呼ばれる。X線、 γ 線は電荷を持たず、それ自体では物質を電離させる能力はほ とんどないが、物質透過の際、光電効果、コンプトン散乱、電子対生成の過程によって、そのエネルギー の一部または全部を物質中の電子に付与し、それにより運動エネルギーを得た電子が電離作用をもたらす。 このため、X線、 γ 線は間接的に電離能力を有する。しかし、物質と反応する確率は小さいため、物質に対 する透過能力は強い。そのため、阻止するには厚い鉛板を用いる。

中性子線

中性子線とは核反応や核分裂の際に放出される中性子のことである。中性子は原子核の構成要素の一つ で、陽子とほぼ同じ質量を持つが単独では安定でなく半減期 11.7 分で崩壊し、β線を放出して陽子になる。 中性子線も電荷を持たず、それ自体は直接の電離作用を持たないが、物質中の陽子との衝突、核反応等によ

3

り生じた荷電粒子による間接的な電離作用を持つ。また、核に吸収されてその核を放射性核種に変えてし まう。その放射性核種は崩壊により各種の放射線を出す。中性子は物質透過力は強いが、中性子と同程度の 質量を持つ物質との衝突でエネルギーを失わせることができるため、阻止するには水やコンクリートの厚 い壁が必要である。



図 1.1: 放射線の透過力

次に、放射性物質がこれらの放射線を放出する過程を見ていく。不安定な原子核が安定な原子核に変わる際、放射線の放出を伴って壊変していく。

 α 崩壊

α 粒子を放出する壊変であり、次式で表される。

 $^{A}_{Z}X \rightarrow^{A-4}_{Z-2}Y + \alpha$

原子番号は2、質量数は4減少する。α壊変する核種は一般に高原子番号の核種である。

 β^{-} 崩壊

 β^{-} 線を放出する壊変であり、次式で表される。

$${}^{A}_{Z}X \rightarrow {}^{A}_{Z+1}Y + \beta^{-} + \nu$$

原子番号は1増加するが、質量数は変らない。壊変の際に中性微粒子(ニュートリノν)も放出されるが、 物質との相互作用はほとんどしない。

 β^+ 崩壊

 β^+ 線を放出する壊変であり、次式で表される。

$${}^{A}_{Z}X \rightarrow {}^{A}_{Z-1}Y + \beta^{+} + \nu$$

原子番号は1減少するが、質量数は変らない。この壊変も中性微粒子を放出する。

電子捕獲壊変

核内において陽子が過剰にある場合、核外の電子を捕獲し原子核が安定な状態になろうとする壊変である。捕獲される電子は K 殻電子であることが多いが、L 殻や更に外側の電子が捕獲される場合もある。捕獲された電子の軌道に外殻からの電子が落ち込んでくるときに特性 X 線などの放射線が放出される。

これらの壊変後も、原子核はまだ不安定な場合が多く、電磁波としてエネルギーを放出する。これが γ 線である。

$^{A}_{Z}X \rightarrow^{A}_{Z}X + \gamma$

ここで、主な放射性物質の壊変の過程を見ていく。

カリウム 40

 β^{-} 線 (1.31 MeV) を放出してカルシウム 40 となる。また、軌道電子を捕獲してアルゴン 40 にもなり、 この時 γ 線 (1.46 MeV) を放出する。

セシウム 137

94.4 %が β^- 線 (514 keV) を放出してバリウム 137m となり、その後、半減期 2.6 分で γ 線 (662 keV)、 Ba-K α (32 keV) 線等を放出してバリウム 137 となる。残りの 5.6 %は β^- 線 (1.18 MeV) を放出して直接バリウム 137 になる。

コバルト 60

 β^{-} 線 (311 keV) を放出し、更に 2 本の γ 線 (1.17 MeV、1.33 MeV) をカスケードに放出してニッケル 60 となる。

ラドン 222

 α 線 (5.49 MeV) を放出し、ポロニウム 218 となり、更に鉛 214 → ビスマス 214 → ポロニウム 214 → 鉛 210 と短時間の間に崩壊する。

1.2 放射線検出の原理

放射線を測定するためには、放射線と物質との相互作用の反応を検出することが必要である。主に電離 作用や蛍光作用などの物理現象を検出する方法が用いられる。

1.2.1 電離作用を利用した検出器

放射線には電荷を持ったもの(α 線、 β 線等)と電荷を持っていないもの(γ 線、中性子線等)が存在す る。電荷を持った放射線が物質中に入射したとき、入射粒子の電場の影響により、物質中の原子や分子の周 りの軌道電子がはぎとられ、自由な電子と電子を失った原子や分子(陽イオン)とに分離されることがあ る。この現象を放射線の電離作用という。また、電荷を持たない放射線も物質との相互作用の結果に生じる 電子や陽子により電離作用を起こす。これにより発生した電子や陽イオンを検出することで放射線を測定す ることができる。

この反応を利用した検出器には次のようなものがある。

電離箱

電離箱は最も単純な放射線測定器であり、動作が簡単であることや安定していることから広く利用されている。図 1.2 のように陰極と陽極の間の空間に不活性ガスが封入してあり、そこに放射線が入射することでイオン対(電子と陽イオン)が生じる。電子は陽極に陽イオンは陰極にそれぞれ向かっていき、電気信号として検出される。単純な構造であるが、電離作用を利用した放射線検出器の基本となるものである。



図 1.2: 電離箱の原理 [4]

比例計数管

比例計数管は前述の電離箱において、両電極間の電圧差を一定値以上にし、更に電極間の空間を不活性 ガスやメタンガスで満した構造をしている。この場合、入射した放射線により生成されたイオン対は電極に 向って運動する間に十分なエネルギーを得て、ガス分子を分離する。この状態でイオン対は次々と増植し、 集電極に向かう。このような現象をガス増植という。印加電圧が適当な場合、ガス増幅率はほぼ一定とな る。このため、放射線の入射により生成された一次イオン対の数と最終的に発生するイオン対の数との間 には比例関係ができる。つまり、入射放射線のエネルギーとパルス波高が比例した大きな信号が得られる。

ガイガー・ミュラー計数管

前述の比例計数管において両極間の電圧差を更に上げていくと電子なだれが集電極全体で起こり、一次 イオン対の数に関係なく一様な大きなパルスがでる。このような使い方をしたものがガイガー・ミュラー計 数管である。出力パルスは一次イオン対の数に依存しないため、エネルギーの測定はできず、入射した放射 線数を数えることしかできないが、大きな出力パルスの信号が得られる。



図 1.3: ガイガー・ミュラー管の原理 [4]

半導体検出器

半導体検出器は電離物質として気体の代わりに固体のゲルマニウムまたはシリコンを用いた一種のダイ オードである。図 1.4 は p-n 接合型の検出器の構造である。p 層には添加不純物によりホールが生じ、n 層 には自由電子が生じており、これに整流方向とは逆向きに電圧を印加するとこれら自由電荷はそれぞれ両 電極に引き寄せられ空乏層が生じ電流は流れないが空乏層に電界ができる。この空乏層に放射線が入射し、 イオン対(電子とホール)が生成されると、これらは空乏層の電界により逆極性の電極に向かって移動しパ ルス電流が流れる。



図 1.4: p-n 接合半導体検出器の原理 [4]

1.2.2 蛍光作用を利用した検出器



図 1.5: シンチレーション過程の一例 [3]

物質中に入射した放射線あるいは放射線との相互作用によって発生した荷電粒子により物質中の原子の 軌道電子が励起され、その電子が基底状態に戻るときに光としてエネルギーを放出することがある。この ような現象をルミネセンスといい、特に、放射線のエネルギーを吸収すると瞬時に発行する現象をシンチ レーションという。図 1.5 はシンチレーションの過程の例を表したものである。荷電粒子により、実線のよ うに基底状態 S₀ から励起状態 S** に軌道電子は遷移する。その後、数 ps で破線のように S* に落ち、更 にその後、数 ns で波線のように基底状態 S₀ に戻る。この時、光としてエネルギーを放出する。また、こ の時放出される光の量は放射線のエネルギーに比例しているため、この光を検出することで放射線のエネ ルギーを測定することができる。

この反応を利用した検出器には次のようなものがある。

シンチレーション検出器

上記のようなシンチレーション現象を効率よく行う物質をシンチレータという。シンチレーション検出 器はこのシンチレータからの光を光電子増倍管やアバランシェフォトダイオード (APD) などの光センサー で増幅して電気信号として取り出すものである。



図 1.6: シンチレーション検出器の原理 [4]

図 1.6 はシンチレータからの光を光電子増倍管の光電面で光電効果により電子に変換し、複数のダイノー ドで更に光電効果を起こし、増幅するものである。一般に、シンチレーション光は非常に微弱なため、この ような増幅が必要である。この他に光センサーに APD を使ったシンチレーション検出器もある。APD は p-n 接合の半導体にアバランシェ層というものを付随させたものである。前述の半導体検出器と同様に高い 逆電圧を印加することによって空乏層が生じさせ、そこに光が入射することで電子とホールが生成される。 その後、電子とホールがそれぞれ n 層と p 層に向かう過程で、アバランシェ層にある格子にぶつかり更に ホール電子対生成を起こす。これを繰り返し雪崩増幅し、増倍されるというものである。



図 1.7: APD の原理 [14]

通常はこれらの反応から得た電気信号を更に電気回路で増幅するが、もともとの信号が大きい場合には 少ない増幅ですみ、電気的ノイズが小さくなるという利点がある。増幅した信号を電気的に処理し、画面に 表示したり音を鳴らしたりするようにしたものが放射線モニターである。

1.3 現在の携帯型放射線モニター

放射線モニターは空間線量測定に適したもの、表面線量測定に適したものなど用途によって使い分ける 必要がある。例えば、表面線量を測かる場合は透過力の弱いα線、β線に対して感度が良いものを使い、空 間線量を測かる場合は透過力の強いγ線に対して感度の良いものを使うなどである。今回は空間線量測定 に適した放射線モニターについて述べる。

メーカー	製品名	検出器	寸法(cm)	質量 (g)	測定範囲(μSv/h)	価格	備考
POLIMASTER	Polimaster PM1 203M	GM管	12.5×4.2×2.4	90	0.01~2000	5万円台~~	000000
	Polimaster PM1610M	エネルギー補償GM管	5.8×5.8×1.8	70	0.01~12000000	8万円台~	
QUARTA	RADEX RD1503	GM管	6.0×10.5×2.6	90	0.05~9.99	1万円台~	
	RADEX RD1 008	GM管	6.4×14.0×2.6	175	0.1~999	6万円台~~	
Ludium Measurements	NaI(TI)Scintillation Survey meter 2241-3	NaI(TI)シンチレータ	8.9×16.5×21.6	1600(検出器除<)	0.001~50	2	
システムトークス	放射線検出器 GC-S1	GM管	5.5×7.5×2.0	80(電池含む)	0.1~100000	4万円台	
日立アロカメディカル	電離箱式サーベイメータ ICS331 B	円筒型電離箱	約9×17×10	約 600(電池含む)	1~10000		
	GMサーベイメータ TGS-131	端窓形ハロゲンGM管	約11×21×16	約1400(検出器、電池含む)	0~300	2	
	ポケットサーベイメータ PDR-111	Csl(TI)シンチレータ	62×135×27	200(電池含む)	0.001~19.99		
テクノエービー	ミニドーズレートメータ TC100	CsI(TI)シンチレータ	6.7×11.5×2.8	約180	0.001~50.000	13.2万円~	
	ミニスペクトルメータ TA100U	CdTe半導体	6.7×11.5×2.8	約180	0.01~10000	21.2万円	核種同定可
HORIBA	環境放射線モニタ PA-1000	Csl(TI)シンチレータ	6.8×12.1×2.8	175(電池除<)	0.001~9.999	12.5万円	
クリアバルス	環境放射線モニタ A2700	Csl(TI)シンチレータ	75×135×2.7	約 300(保護カバー付)	0.001~9.999	2 - 2000-00 1	

図 1.8: 携帯型放射線モニター一覧 [15]~[22]

図 1.8 は現在販売されている放射線モニターの極一部である。最も広く使われている携帯型放射線モニ ターは検出器としてガイガー・ミュラー計数管を利用したものである。これは放射線に対する感度が非常に 高いことや、検出器からの出力信号が大きいため電気回路による増幅も少なくてすみ、小型化しやすく安 価であることなどが理由である。しかし、この場合は放射線の数を数えるのには適しているが、入射放射線 の種類に関係なく一定の出力をするため放射線の種類を特定することは不可能である。

また、シンチレーション検出器や半導体検出器を利用した放射線モニターも使われている。これらの検 出器は放射線のエネルギーにより出力も変わるため放射線核種の特定もできる。しかし、NaI(TI) シンチ レータや CsI(TI) シンチレータではエネルギー分解能がそれほど高くなく特定できる核種も限られるため 放射線の数を数えるだけに留めてある製品が多い。エネルギー分解能が極めて高い検出器としては Ge 半導 体や CdTe 半導体などがあるが高価である。

1.4 本研究の目的

本研究では放射線源の種類を特定でき、携帯して持ち運べる程度の大きさの放射線モニターを試作する ことを目指し、その前段階として検出部、信号増幅部、制御部、表示部を含む測定系の構築を行う。検出 部としては γ 線を検出するために無機シンチレーション検出器を用い、光センサーには後述の Multi-Pixel Photon Counter(MPPC)を使うことで小型化を目指す。以上を通じて、検出器システム構築について学ぶ。

第2章 放射線モニターの設計

想定している放射線モニターは携帯して持ち運べる程度の大きさ $(10 \times 10 \times 5 \text{ cm}$ 前後) で乾電池による5 V 電源で動作できるものを目指しており、価格は10万円以下でできるように考えている。検出する放射線 は γ 線でエネルギー領域は¹³⁷Cs(662 keV)、⁴⁰K(1.46 MeV) を主なターゲットとした100 keV ~ 2 MeV で ある。検出部は NaI(Tl) シンチレータにより放射線を感知し、MPPC を用い、光を電気信号に変換する。 その後、前置・整形増幅器により電気信号を AD 変換できる波形にし、論理回路で ADC からの波形を取 得、画面への表示を行う。また、MPPC を動作させるのに高電圧が必要なため、その制御も論理回路で行 う。表示方法としては線源をある程度特定できるのでスペクトル表示等を考えている。図 2.1 はその概念図 である。



図 2.1: 放射線モニター概念図

2.1 検出系

2.1.1 NaI シンチレータ

放射線検出のために用いられるシンチレータには大別すると無機シンチレータと有機シンチレータがあるが、今回は γ 線の測定に適した無機シンチレータを用いる。無機シンチレータには NaI、CsI、BGO などがある。NaI と CsI は純粋な結晶のままでは光量が少ないが、これに Tl または CsI の場合は Na を混ぜた結晶にすると光量は極めて高くなる。これらのシンチレータの特徴を図 2.2 にまとめる。

シンチレータ	密度(g/cm^3)	屈折率	相対光量	蛍光波長(nm)	時定数(ns)
NaI(TI)	3.67	1.85	100	415	230
CsI(TI)	4.51	1.79	45	565	1000
CsI(Na)	4.51	1.84	85	420	630
BGO	7.13	2.15	12	480	300

図 2.2: シンチレータ比較

NaI は全てのシンチレータの中で最も光量が高く、γ線の測定に最も広く使われている。ただし、潮解性 があるため、扱いには注意が必要である。CsI は光量は NaI に劣るが、非潮解性のため光量が問題にならな い時は代わりに用いられる。BGO は密度が高いため、単位体積当りの γ線の光電吸収率はかなり高いが、 常温では光量が著しく低く今回開発する放射線モニターには適していない。

今回は図 2.3 のようなサンゴバン社の NaI を使う。これは潮解性のある NaI をガラスとアルミニウムで 密封してあり、ただちに γ 線の測定に使えるようにされたものである。



図 2.3: NaI シンチレータ

ここで今回主なターゲットとしている 600 keV 付近のこの NaI(Tl) シンチレータの反応確率を求めておく。反応確率は以下の式で求められる。

$$P = 1 - exp(-\rho d\sigma)$$

 ρ :物質の密度

d:物質の厚さ

 σ :反応断面積

今回の検出器で捕えたい反応は光電効果であり、その 600 keV の入射 γ 線に対する NaI の反応断面積は $1.079 \times 10^{-2} \text{ cm}^2/\text{g}$ である。 [8]

よって、長さ 2 cm の NaI シンチレータの反応確率 P は

 $P = 1 - exp(-3.67 \times 2.0 \times 1.079 \times 10^{-2}) = 7.61\%$

と計算される。

2.1.2 MPPC(Multi-Pixel Photon Counter)

シンチレーション光は微弱なため、光電子増倍管や APD 等で電気信号に変換するとともに増幅しなけ ればならない。今回は浜松ホトニクス社の MPPC(Multi-Pixel Photon Counter) というアレイ型ガイガー APD を使用する。その性能を他の光センサーの特徴と比較したものを次の図 2.4 に示す。

	大きさ(mm)	動作電圧(V)	増幅率	量子効率(%)
光電子増倍管	10~760	800~1800	10^5~10^8	20~30
APD	0.04~10	~400	1~100	~80
MPPC	1~3	~80	10^5~10^6	~80

図 2.4: 光センサー性能比較

光電子増倍管はその構造上ある程度の大きさになってしまい、また、動作させるために数100 V 以上の 電圧が必要である。APD は小型だが、増幅率は光電子増倍管よりかなり低く、動作電圧も400 V 程度にも なる。これらに比べ、MPPC は大きさは APD 並みに小型であるにも関らず、光電子増倍管に近い程度の 増幅率を持っている。また、動作電圧も100 V 以下と比較的低い。これらの優れた特徴から MPPC は現在 大きく注目されている。

MPPCはAPDをピクセル化したもので、APDに降伏電圧(ガイガーモードで動作させるためのしきい値)以上をかけたガイガーモード状態で使う。



図 2.5: MPPC の概念図



図 2.6: MPPC の等価回路 [14]

図 2.5 のように γ 線が入射すると、光電子が弾きだされ、ガイガーモードの APD で電子雪崩が起きる。 また、図 2.6 のように APD にはクエンチング抵抗が直列につながれており、電子雪崩が発生したピクセル に電流が流れることで電圧降下が起き、電子雪崩は終息するようになっている。

この時、1 ピクセルからの電荷量 Q_{pix} は、1 ピクセルの電気容量 C_{pix} 、印加電圧 V、APD をガイガー モードで動作するための降伏電圧 V_{bd} とすると次式で表される。

$$Q_{pix} = C_{pix}(V - V_{bd})$$

ガイガーモードの1つ1つの APD は入ってきたフォトン数によらず一定の値を出力するが、受光面の ピクセル数 *N* を入射光子数 *n* に対して十分多く分割することで1つの APD に複数の光子が入る確率を無 視でき、1 つ 1 つのピクセルの出力電荷の和で表される MPPC の出力電荷 *Q* は入射光子数に比例したもの になる。

$$Q = \sum_{i}^{N} Q_{i} = NQ_{pix} \propto n$$

ただし、読み取ることができる光子数はピクセル数によって制限されるので測定できるエネルギーに上 限がある。

今回使用する MPPC は浜松ホトニクス社の型番号 S10362-33-100C という受光面サイズが 3 × 3 mm で 1 ピクセルのサイズが 100 × 100 µm の型である。これと NaI シンチレータを図 2.7 のように組み合せる。 MPPC と NaI の接着面にはオプティカルグリース (タナック社:TSK5353) を塗る。また、接着面の隙間か ら光が入り込まないように暗幕で覆う。



図 2.7: Nal シンチレータと MPPC の接着図

MPPC は最初は図 2.8 のような回路で使うことにする (後述するとおり、一部のパラメータは後で変更 する)。これは浜松ホトニクスの MPPC のデータシートにある標準的な使い方で、HV は 70 V 程度で使用 する。



図 2.8: MPPC の接続回路 [23]

2.2 前置・整形増幅器

ここでは、MPPCからのアナログ電気信号を増幅・整形し、デジタル回路で扱える信号に変換する過程 について記述する。

2.2.1 前置増幅器

MPPC からの電気信号は電荷であり、出力インピーダンスもかなり高い。この回路の後ろに直接、低イ ンピーダンスの回路を接続するとパルスがつぶれ、波形も崩れたものになるなど不都合がある。そのため、 高入力インピーダンスの前置増幅器を MPPC のすぐ後ろに接続し、微少な電荷パルスを積分し、電圧パル スに変換、増幅し低インピーダンスで後ろの回路に出力するのが望ましい。図 2.10 は今回設計した前置増



図 2.9: 前置増幅器の回路図

幅器の回路図である。この回路の出力電圧 V_{out} は入力電荷 Q、コンデンサーの電気容量 C_1 とすると

$$V_{out} = -\frac{Q}{C_1}$$

で表される。また、信号の立ち上がりからの減衰時定数auは抵抗 R_1 と電気容量 C_1 の積で決まる。

 $\tau = R_1 \times C_1$

2.2.2 PZC(Pole-Zero Cancellation)





図 2.10: RC 微分の回路図



前置増幅器の出力信号は比較的ゆっくりと減衰するパルスであるため、次のイベントと波形が重なりや すい上、後段の回路での処理もしにくい。そのため、この信号を微分回路を用いて減衰時間を短くするが、 通常の RC 微分回路ではアンダーシュートを生じる。このアンダーシュートは前置増幅器のゆっくりした減 衰時定数に従うので不都合である。そこで、RC 微分回路のコンデンサー C_2 に並列に抵抗 R_2 を接続する。 こうすることで、 C_2 で微分した波形に R_2 、 R_3 で減衰した波形を足し合せることになり、アンダーシュー トのない短いパルスにできる。この時、 C_2 、 R_2 のパラメータは前置増幅器からの時定数 τ_1 を考慮し

 $\tau_1 = C_2 \times R_2$

となるように調節すると、この回路からの出力波形の減衰時定数 72 は

$$\tau_2 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C_2$$

となる。

2.2.3 非反転增幅器



図 2.12: 非反転増幅器の回路図

この回路でパルス波形の主な増幅を行う。増幅率 A は抵抗 R4、R5 を使って

$$A = 1 + \frac{R_5}{R_4}$$

と表せる。2つの抵抗を変えるだけで簡単に増幅率を変えられることがこの回路の利点である。また、この回路は前段の PZC の出力インピーダンスが後段の積分増幅器に影響しないようにする役割もある。

2.2.4 積分増幅器

前置増幅器や PZC の波形は立ち上がりが非常に速く、最大波高値を維持する時間も非常に短い。この波 形を積分することで、立ち上がりが緩やかなガウス波形になる。こうすることで後続の ADC にて安定して AD 変換ができる。



図 2.13: 積分増幅器の回路図

図 2.14 が今回設計した積分回路である。積分時定数 τ_R は電気容量 C_3 と抵抗 R_7 の積で決まる。

$$\tau_R = R_7 \times C_3$$

通常、この積分時定数 τ_R は PZC の微分 (減衰) 時定数 τ_2 に合せて使う。つまり、

$$\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} C_2 = R_7 \times C_3$$

となるようにパラメータを決定するとよい。

また、この回路は反転増幅作用も持っており、その増幅率 A は

$$A = -\frac{R_7}{R_6}$$

で表される。以上の PZC と積分増幅器を複合したものを整形増幅器という。

2.3 取込·制御系

ここでは、今回の携帯型放射線モニターにおいて MPPC 動作、波形取込、表示等を制御する系について 記述する。これらの回路は全て 5 V 電源で動作することを想定している。

2.3.1 ADC

整形増幅器からのアナログ信号を後続のデジタル回路で扱えるようにするため ADC(Analog to Digital Converter) により AD 変換を行う。今回はパイプライン型の ADC を使う。図 2.15 にその原理を示す。



図 2.14: パイプライン型 ADC の原理

アナログ信号が入力されると初段のパイプライン・ステージにて1ビット A-D 変換され MSB(最上位の ビット数)が決り、その MSB を1ビット D-A 変換でアナログ信号にいったん戻し、残差アンプでアナログ 入力信号との差をとる。この差を次段のパイプライン・ステージで再び1ビット A-D 変換して MSB-1を 決める。これを繰り返して LSB(最下位のビット数)まで决める。パイプライン・ステージ数が多いほど分 解能が良くなる。

特定のアナログ入力信号に関して見ると、LSB が決定するまでステージ数分のクロック数がかかるが、 以降は毎クロックごとにデジタルコードが確定するので変換時間は1クロックである。

2.3.2 ロジック回路

ロジック回路では今回開発する携帯型放射線モニター全体の制御を行う。以下にその例を示す。

- ADC の制御
- 液晶モニターで放射線情報の表示
- MPPC 動作のための高圧電源の制御

今回は、FPGA(Field-Programmable Gate Array) という書き換えが可能なロジック IC を使用する。こ れはハードウェア記述言語 (HDL) により機能を記述することでロジック回路を構築できるものである。こ れにより、上記の機能をプログラムしていく。

2.3.3 高圧電源

MPPCを動作させるためには約70 V の電圧が必要である。この電圧を供給するために高圧電源(HV)を携 帯型放射線モニターに組込む必要がある。今回は松定プレシジョン社の超小型オンボード電源 HVBP-0.5PN を使用する。これは0~24 V の入力電圧に比例して、0~500 V の電圧を出力するというものである。これ により、携帯型放射線モニター内で高電圧を発生することが可能である。今回は回路全体は5 V 電源で動作 させるため高圧電源に入力できる電圧も5 V までに限られるので、結果的に100 V までしか制御できない。



図 2.15: 超小型オンボード電源 HVBP-0.5PN [24]

2.3.4 DAC

FPGA で高圧電源を制御する際、FPGA からの出力はデジタル信号だが高圧電源への入力は連続して電 圧を変化できるアナログ信号の方が適している。このため DAC(Digital to Analog Converter)を用いてデ ジタル信号をアナログ信号に変換する。FPGA で制御するのは実質的には DAC になる。今回使う DAC は 抵抗ストリング型である。図 2.16 にその原理を示す。



図 2.16: 抵抗ストリング型 DAC の原理

抵抗が直列に繋がれており、デジタル入力に応じてスイッチを開閉することでアナログ出力を决める。

2.3.5 CPU

FPGA の回路設計は複雑であるため、簡単なデジタル I/O の場合は CPU(Central Processing Unit)を 使って処理した方が簡単である。また、大規模な演算を必要とする処理がある場合、FPGA の演算能力だ けでは追い付かない。この場合は CPU を使って演算する必要が出てくる。今回構築する放射線モニターで はマイコン (マイクロコンピュータ、マイクロコントローラ) という小型 CPU を用いる。

第3章 携帯型放射線モニターに向けた基礎実験

ここでは、第二章に記述した設計で携帯型放射線モニターを開発することを目指し、その各パーツを構 築するために行った実験について述べる。

3.1 MPPC 回路の出力確認



図 3.1: MPPC 出力測定のセットアップ

NaI(Tl) と MPPC を接着し、それを図 3.1 のようなセットアップで MPPC からの出力波形を見る。線源 は今回、主なターゲットとしている¹³⁷Cs を用い、高圧電源は現段階では外部のもの (クリアパルス:MODEL E6665) を使用し実験する。

図 3.2 は印加電圧 70 V の時の出力波形である。印加電圧を上げていった場合、図 3.3 のような波高値の 変化が見られたが、71 V の時点でノイズが大きくなったため印加電圧は 70 V に決定する。



図 3.2: MPPC 出力波形



図 3.3: MPPC 出力の HV 依存性

3.2 前置増幅器のパラメータ決定

ここでは、製作した前置増幅器の特性を調べる。今回は実際に回路を作成する前に Linear Technology 社の「LTspice IV (ver. 4.11z)」によるシミュレーションを行う。これを行うことにより回路を作成する前 に予想が大きく違っていないかを確認することができる。

図 3.4 において、抵抗 $R_1 = 1 M\Omega$ 、電気容量 $C_1 = 100 pF$ としてシミュレーションした。式より、減 衰時定数 $\tau = 100 \mu s$ となるはずである。



図 3.4: 前置増幅器のパラメータ

この回路に電荷信号を入力するために図 3.5 のような回路を使う。これに時間 t = 0 で電圧が 0 V から V₀ V まで変化するような電圧信号を入力すると電圧が変化する時だけ電荷が流れる。



図 3.5: テストパルス発生器

図 3.6 はそのシミュレーション結果である。横軸は一目盛 40 µ s である。



図 3.6: 前置増幅器シミュレーション結果

予想通り、時定数 $\tau = 100 \ \mu \ s$ で減衰しているのが分かる。

次に、実際に前置増幅器を作成し、それに電荷信号を入力してその出力を調べる。MPPC からの電荷信号を読み取る前に、図 3.5 の回路によるテストパルスを入力して実験する。今回は $V_0 = 900 \text{ mV}$ の電圧信号を入力した。これにより前置増幅器に流れる電荷 Q は

$$Q = CV = 47[pF] \times 900[mV] = 4.23 \times 10^{11}[c]$$

である。これと式より前置増幅器の立ち上がりの出力電圧は、

$$V_{out} = -\frac{4.23 \times 10^{11} [c]}{100 [pF]} = 423 [mV]$$

となる。この値は信号の立ち上がり時間に対して十分長い時定数で微分した場合なので実際はこの値より 小くなる。実際にオシロスコープで測定した信号が図 3.7 である。

立ち上がりの電圧値 $V_{out} = 230 \text{ mV}$ で、時定数 $\tau = 100 \mu \text{ s}$ で減衰する波形となっている。



図 3.7: テストパルス入力時の前置増幅器の出力

次に、MPPCからの信号を前置増幅器に入力した場合の出力を測定する。



図 3.8: MPPC-前置増幅器出力測定のセットアップ

図3.8のようなセットアップで前置増幅器からの出力波形を測定した結果得られた波形が図3.9である。



図 3.9: MPPC-前置増幅器の出力

テストパルスを入力した時より時定数が小くなっていることが分かる。これは本来フィードバックコン デンサー C_1 に蓄積された電荷をフィードバック抵抗 R_1 を通る経路によって解放するところを、MPPC 回 路とオシロスコープのグランドを通る経路によっても解放しているためである。これを解消するにはグラ ンドに繋ぐ抵抗値をフィードバック抵抗 R_1 に対して十分大きくする必要がある。しかし、大きくし過ぎる と今度は前置増幅器からの出力が小さくなり後続の整形増幅器への入力として不都合である。このため、今 回は 50 Ω を 1 M Ω に変更し、グランドによる減衰をなるべく抑え、且つ、出力が小さくなり過ぎないよ うにする。

この状態で前置増幅器からの出力を測定した結果が図 3.10 である。



図 3.10: パラメータ変更後の MPPC-前置増幅器の出力

また、フィードバック抵抗 R_1 、フィードバックコンデンサー C_1 の値を変更して時定数 τ が R_1 、 C_1 の 積になっているかを確認したところ図 3.11 のような結果が得られた。

	C1 = 100pF		R1 = 1MΩ
R1 (Ω)	時定数(s)	C1 (F)	時定数(s)
300k	32	33p	32
510k	50	47p	52
1M	95	100p	95
2M	170	220p	204

図 3.11: R₁、C₁ 変更による時定数の変化

ほぼ R_1 、 C_1 の積になっていることが分かる。 $R_1 = 2 M\Omega$ の場合はグランドへ繋いだ抵抗 $1 M\Omega$ よりも大きいのでグランドによる減衰の影響が現れている。

以上の実験より、MPPC回路と前置増幅器のパラメータは図3.12のように決定した。



図 3.12: MPPC-前置増幅器のパラメータ

3.3 整形増幅器のパラメータ決定

前置増幅器からの波形を考慮して整形増幅器のパラメータを決定していく。ここでも、前置増幅器の時 と同様、回路を作成する前に「LTspice IV」によるシミュレーションをしておく。回路のパラメータは前置 増幅器からの波形の減衰時定数 $\tau = 100 \ \mu \text{ s}$ なので PZC の C₂、R₂ の積が 100 $\mu \text{ s}$ となるように决め、最 初は積分時定数 $\tau_R = 1 \ \mu \text{ s}$ で実験することにし、

$$\frac{R_2R_3}{R_2+R_3}C_2 = R_7 \times C_3 = 1[\mu s]$$

となるように決定する。また、増幅率は非反転増幅器のみで決めることとし、 $R_6 = R_7$ とする。非反転増幅器の増幅率は最初は 5 倍にすることとし、 $R_5 = 5R_4$ となるように決める。図 3.13 が最初の整形増幅器のパラメータである。



図 3.13: 整形増幅器のパラメータ

この回路に前置増幅器からの信号を入力してシミュレーションを行った結果、図 3.14 の緑のような出力 が得られた (青は前置増幅器からの入力)。横軸は一目盛は 4 µ s である。



図 3.14: 整形増幅器のシミュレーション結果

積分時定数は1 µs 程度になっていることが分かる。整形増幅器全体での増幅率は約1倍となっているが 変化させる必要がある場合は簡単に行えるので、まずこれで回路を作成する。

実際に作成した回路に前置増幅器からの波形を入力するとその出力は図 3.15 の青のようになった (黄は 前置増幅器からの入力)。



図 3.15: 整形増幅器の出力

積分時定数は1 μs 程度になっているが、増幅率はシミュレーション結果の2倍程度になっている。この 原因を調べるために整形増幅器を部分ごと(PZC、非反転増幅器、積分増幅器)に分けて波形を確認したと ころ、PZCの部分での出力(微分された波形)はシミュレーションと実測波形は一致していたが、非反転増 幅器においてシミュレーションでは微分波形を約3倍しかしていないのに対し、実測では微分波形を約5倍 しているためこのような違いができていることが判明した。



図 3.16: 部分ごとのシミュレーション結果



図 3.17: 微分後の出力



現在のところシミュレーション結果が何故異なるかは不明だが、計算上は非反転増幅器での増幅率は5 倍と予想していたのでこの状態で実験を行う。

3.4 センサーとアナログ回路系の確認

センサーとアナログ回路系の性能を確認するため、AMPTEK 社の MCA8000A を用いてスペクトルを 取得する。図 3.19 がそのセットアップである。



図 3.19: スペクトル測定のセットアップ



図 3.20: 整形時間 1 µs での ¹³⁷Cs(662 keV) のスペクトル

図 3.20 が 5 分間測定して取得したスペクトルである。ガウスフィットしてある部分が ¹³⁷Cs(662 keV) の 光電吸収によるピークのスペクトルである。検出器のエネルギー分解能が良くなるとピークがよりデルタ 関数的な分布に近づき、様々な放射線源を特定することが可能になる。エネルギー分解能はスペクトルの ピークエネルギー値 E_0 、そのピークの半値幅を ΔE とした時、 $\Delta E/E_0$ で表される。

今回取得した ${}^{137}Cs(662keV)$ のスペクトルのエネルギー分解能は

$$\frac{\Delta E}{E_0} = \frac{32.196}{461.28} = 16.4 \pm 0.6\%$$

である。

このエネルギー分解能は整形増幅器の整形時間(時定数)に依存しているので整形増幅器のパラメータを 変化させてエネルギー分解能が最も良くなる整形時間を探っていく。今回作成した回路では R₃ を変化する ことで微分時定数を変え、C₃ を変化することで積分時定数を変えることにより増幅率に大きな影響無く整 形時間を変化できる。また、今回は微分時定数と積分時定数は一致させることにしている。

実際に作成した回路の整形時間を変えた時のそれぞれのエネルギー分解能を図 3.21 に示す。

整形時間(s)	エネルギー分解能
1u	16.4 ± 0.6%
2.2u	15.6 ± 0.5%
3.3u	11.2 ± 0.3%
4.7u	13.5 ± 0.3%
10u	13.7 ± 0.3%

図 3.21: 整形時間によるエネルギー分解能の変化

この実験結果から整形時間が $3.3 \ \mu \ s$ の時、エネルギー分解能が最も良くなることが分かる。これより、 整形時間が $3.3 \ \mu \ s$ の時のパラメータである $R_3 = 3.3 \ k\Omega$ 、 $C_3 = 3.3 \ nF$ に値を決定する。

ここまでの回路でエネルギー値が分っている線源を置いてスペクトルを取得し、エネルギー値とピーク チャンネルの関係を確認しておく。以下 (図 3.22 ~ 図 3.25) が今回取得したスペクトルである。



図 3.22: Cs(662 keV) のエネルギースペクトル



図 3.24: Na(511 keV) のエネルギースペクトル



図 3.23: K(1.46 MeV) のエネルギースペクトル



図 3.25: Na(1.27 MeV) のエネルギースペクトル

これらのピーク値のチャンネルとエネルギー値の関係を表したグラフが図 3.26 である。誤差は半値全幅 にしてある。これよりピークチャンネルはエネルギー値に比例していることが分かる。



図 3.26: エネルギー値-ピークチャンネル

3.5 SpW Sampling ADC ボードを使用した測定系構築

今回の実験では ADC、FPGA、DAC は SpW Sampling ADC ボード (図 3.27) に付随しているものを使 用する。SpW Sampling ADC ボードとは JAXA とシマフジ電機によって開発された宇宙機用のデータ通 信仕様 (Space Wire) に対応するテストボードである。



図 3.27: SpW Sampling ADC ボード

このボードには FPGA(UserFPGA) として Xilinx 社の XC3S1000 が塔載されており、これに ADC、 DAC 制御等の機能を書き込む。ADC は Texas Instruments 社の ADS5271 が UserFPGA に接続されてい る。ADS5271 は 8 ch 入力 12 bit のパイプライン型 ADC で最高 50 Msps で動作し、デジタル出力はシリア ル化されたデータが出力される。DAC は Analog Devices 社の AD5324 が UserFPGA に接続されている。 AD5324 は 4 ch 出力 12 bit の抵抗ストリング型 DAC である。また、SpW Sampling ADC ボードにはもう ーつ FPGA(SpWFPGA) が塔載されており、これには Space Wire で通信するための機能が既に書き込ま れている。これらを使用することで整形増幅器からの波形取込、高圧電源の出力、CPU との通信等が可能 である。

UserFPGAの開発ツールは Xilinx 社の「ISE Project Navigator (O.76xd)」を使用し、VHDL 言語で記述をする。VHDL での FPGA 用ロジック開発では「機能ごとのロジックモジュール」、「FPGA 全体の構造を記述するトップファイル」を作成した後、各 FPGA に依存するピン番号と信号名の対応付けを行い、FPGA に書き込むためのファイルを作成し、それを FPGA に書き込んで使用する。

UserFPGA 内でユーザーが具体的な処理を行う部分であるユーザーモジュールの新規開発や、UserFPGA と SpWFPGA のバス接続などのロジック回路については東京大学の湯浅氏や JAXA の小高氏を中心に作成されたテンプレートがあり、UserFPGA 上のメモリ配置を决めるアドレスマップライブラリ、ピンアサインを設定するユーザー制約ファイルもこのテンプレートに含まれる。

SpW Sampling ADC ボードにて ADC、DAC の制御を行うためのモジュールは広島大学大学院 2007 年 度田中修士論文にてテンプレートを使用して作成されたものがあるため、それを使用する。 実際に「ISE Project Navigator」で作成したファイルを UserFPGA に書き込む際には、ダウンロード ケーブルが必要である。今回は Xilinx 社の DLC9G を使用して書き込みを行った。

3.5.1 ADC の制御

ここでは UserFPGA にて ADC(ADS5271) を制御する仕組みについて記述する。まず、UserFPGA と ADS5271 は SPI(Serial Peripheral InterFace) 通信によるデータのやり取りを行っている。SPI 通信とはオ ンボード IC 間 (Master IC,Slave IC 間) の通信方式の一つで、一般に受信、送信とそのタイミングを决め るクロックの 3 つの信号線によって通信を行うものである。単純であるが凡庸性が高いため広く使われて いる。

図 3.28 は UserFPGA から ADS5271 に送られるシリアルデータである。CS はデータ送信の開始を指示 する信号、SCLK はデータ送信のタイミングを决める信号、SDATA は ADS5271 の動作をコントロールす る (例えば、どのチャンネルで AD 変換をするか决める)信号である。一方、ADS5271 から UserFPGA に 送られてくるシリアルデータが図 3.29 である。AD 変換された波形データは UserFPGA のクロックから生 成された更に速いクロックのタイミングで ADS5324 から UserFPGA に送信されるようになっている。ま た、ADS5271 の分解能は 12 bit であるため D0~D11 までで 1 セットのデータが送られてくる。



図 3.28: ADS5271 への送信タイミングチャート [25]



図 3.29: ADS5271 からの受信タイミングチャート [25]

図 3.30 に UserFPGA(Master IC) と ADS5271(Slave IC) との間で行っているシリアル通信の構造を示す。

UserFPGA が CS='0'を出力すると同時に UserFPGA のクロックのタイミングで ADS5271 の動作を指定するデータを送信し、AD 変換が開始する。AD 変換された波形データは更に速いクロックのタイミング で ADS5324 から UserFPGA に送信されるようになっている。



図 3.30: UserFPGA-ADS5271 間 SPI 通信

また、この他にトリガーモジュールというものがある。これはユーザーが指定したスレッショルドと ADS5271からの入力信号を逐次比較して、入力信号がスレッショルドより大きい時だけ'1'を出力し、UserF-PGA がデータ取得を開始するようにしているものである。これによりノイズ等の不要なデータまで処理す ることを回避できる。

3.5.2 DAC の制御

ここでは UserFPGA にて DAC(AD5324) の制御を行う仕組みを記述する。UserFPGA と AD5324 間も シリアル通信をしており、そのタイミングを図 3.31 に示す。



図 3.31: AD5324 タイミングチャート [26]

図 3.32 に UserFPGA(Master IC) と AD5324(Slave IC) との間の SPI 通信の構造を示す。



図 3.32: UserFPGA-AD5324 間 SPI 通信

UserFPGA に DAC の出力値を設定する入力があると CS='0' となり、UserFPGA のクロックのタイミングで AD5324 にデータが送信され、電圧が出力されるようになっている。

3.6 データ取得のためのプログラム

SpW Sampling ADC ボードで取得した波形データは UserFPGA に保存されており、SpWFPGA によ リ外部から UserFPGA にアクセスできるようになっている。これをユーザーが取得するにはデータが保存 されたアドレスに SpW-GbE(Space Wire-to-Gigabit Ethernet :図 3.33) 経由でアクセスする必要がある。 SpW-GbE は東京大学の湯浅氏とシマフジ電機が共同で開発した Space Wire と TCP/IP の仲介に特化し た機器で Space Wire 通信クロックが 100 MHz の時に 70 Mbps を達成する。これにより、SpW Sampling ADC ボードとパソコンの通信が可能である。図 3.34 にその接続を示す。



 \boxtimes 3.33: Space Wire-to-Gigabit Ethernet



SpW Sampling ADCボード

図 3.34: SpW Sampling ADC ボード - パソコンの接続図

ここでは、今回構築した測定系が正しく動作しているかを検証するために Linux パソコン上で使用した データ取得、解析等の C++プログラムについて説明する。図 3.35 にこれらのプログラムのブロック図を示 しておく。



図 3.35: データ取得プログラムのブロック図

3.6.1 スレッショルド決定プログラム

AD 変換されたデータを取得する際、ノイズ等の不要なデータを除去するためにスレッショルドを指定 しておくと効率的に必要なデータを取得できる。今回は srtrigstartup というプログラムを使用した。これ は UserFPGA に書き込まれているアドレスマップに対応したアドレスにアクセスし、指定した値を書き込 むことでスレッショルド以下のデータを除去するというものである。

3.6.2 波形取得プログラム

Linux で波形を取得する際は srRead_WF というプログラムを使用した。このプログラムでは時間を指定 し、指定した時間だけ UserFPGA に保存されている 12 bit で 1 サンプルの波形データを取得し、そのデジ タル値を 10 進数に変換して 1 行につき 1024 個の波形データを並べたテキスト形式の dat ファイルを作成 する。

3.6.3 波形並び換えプログラム

得られた波形データを視覚化して確認するときは srDisplayWF というプログラムを使用した。取得した dat ファイルはイベント番号が1個、波形データが1024個の合計 1025 個のデータが1列に並んだ状態で、 このままではグラフ化が困難である。そのため srDisplayWF を使用し、dat ファイルを1列目にイベント 内でのデータ番号、2列目に波形データの値となるように並べ変て別の dat ファイルとして保存する。こう することで gnuplot や ROOT などの解析ソフトでグラフにし易くなる。

3.6.4 ヒストグラム化プログラム

得られたデータの波高値をヒストグラムかする際は srReadHistogram というプログラムを使用した。 srReadHistogram では取得データ列について 3 点前の値と順次比較していき波形の最高点を判断するが、 波高値の決定には基準となるベースラインが必要である。ベースラインは図 3.36 のように入力したスレッ ショルドからディレイタイム分前の値と決定し、最高点の値とベースラインの差分を波高値としてヒストグ ラム用の dat ファイルに保存していく。今回はスレッショルドは 100、ディレイタイムは 5 とした。



図 3.36: 波高値の決定方 [13]

3.6.5 DAC 出力値設定プログラム

DAC からの出力電圧を設定する際には main_rmaphongo というプログラムを使用した。このプログラ ムでは DAC の出力値の設定や DAC の出力値を確認することができる。出力値の設定の際には DAC のど のチャンネルで出力するかを指定した後、値を 16 進数で入力すると UserFPGA と DAC が通信して電圧が 出力されるようになる。

3.7 HVBP-0.5PN による高電圧供給

ここでは、今回使用する高圧電源 HVBP-0.5PN を実際に構築する測定系で使用するまでに行った実験について記述する。



図 3.37: HVBP-0.5PN の校正のための接続

図 3.37 の接続で HVBP-0.5PN において入力電圧に対する出力電圧の校正を行った。その結果が図 3.38 である。これより、入力電圧 3.19 V で出力電圧 70.0 V になることが分かる。



図 3.38: HVBP-0.5PN 入力-出力図

DAC と HVBP-0.5PN を組み合わせることで 70.0 V を出力できることが分ったので、実際の測定系に組み込んで波形取得を行うことにする。

今回は図 3.39 のようなローパスフィルタを通して MPPC に電圧をかけることにした。



図 3.39: 高圧電源接続

3.8 デジタルカウンタ

今回設計する放射線モニターは最終的にはスペクトル表示を目標としているが、SpW Sampling ADC ボードではデジタル出力が3 bit までしかできないため、本実験の測定系では簡易的なカウント表示をする 表示器を取り付ける。使用する表示器は Curtis Instruments 社の 703-025 MODULE D12/48 というデジ タルカウンタである。デジタル波の入力数をカウントし表示するというものである。



図 3.40: デジタルカウンタ接続図

図 3.40 はこの表示器の接続図である。デジタル入力にパルス幅 1 ms 以上のデジタル波の入力があると その数をカウントするようになっている。また、リセットスイッチを開閉することでカウント数を 0 に戻 すことができる。

トリガーモジュールが一定の波高値以上の波形を捕えたときに出力する'1'(デジタル波)を数えることで 放射線の数をカウントすることができる。ただし、トリガーモジュールにより出力されるデジタル波はパル ス幅 1 µs 程度なため、パルス幅を 1 ms に直すためのモジュールが必要である。図 3.41 がそのブロック図 である。



図 3.41: パルス出力モジュールのブロック図

トリガーからの入力'1'があるとデジタル波を出力すると同時に内部クロックをカウントし始め、カウントが一定値に達すると出力を止める。これにより出力するパルス幅を調整できる。

ただし、SpW Sampling ADC ボードからのデジタル出力は 3.3 V であり、このデジタルカウンタでは認 識できなかった。そのため、間に増幅器を入れ波高値を上げたところカウントができるようになった。ま た、このデジタルカウンタは動作電圧が 12 V のため実際に開発する放射線モニターでは使用することはで きないが、トリガー出力によるカウントができるかを確かめるために使用した。



図 3.42: デジタルカウンタ

3.9 構築した測定系での波形取得

図 3.43 が以上の実験から構築した測定系である。この測定系で実際に放射線の測定を行っていく。



図 3.43: 設計した測定系

まず、バックグラウンドの放射線の測定を行う。測定時間は 10 分でスペクトル (図 3.44) を取得した。この時はスレッショルド 100 ch に設定してデジタルカウンタによる表示は 2126 カウントであった。



図 3.44: 構築した測定系で取得したバックグラウンドのスペクトル

次にアナログ回路系のみの確認の時と同様、放射線源¹³⁷Cs(662keV)を検出器の近くに置き図 3.45 の測 定系でスペクトルを取得した。測定時間は 5 分では十分なスペクトルが得られなかったため、10 分間測定 した。図 3.46 がそのスペクトルである。この時はスレッショルド 100 ch に設定してデジタルカウンタによ る表示は 15143 カウントであった。





図 3.45: 構築した測定系で取得した ¹³⁷Cs のスペク トル

図 3.46: ¹³⁷Cs のカウント数

オフセットを 0 ch として 1200 ch ~ 1600 ch 付近に ¹³⁷Cs(662keV)の光電吸収ピークのスペクトルが見 えている。このエネルギー分解能は

$$\frac{\Delta E}{E} = 16.6 \pm 0.6\%$$

である。これはアナログ回路系のみで MCA8000A を使用して取得したスペクトルの分解能よりもかなり悪 くなってい。また、十分なスペクトルを得るための測定時間も MCA8000A を使用した時よりも長かった。 原因としては AD 変換の分解能や速さが違うことなどが考えられる。MCA8000A は正の波形のみを 4000 ch に分割して測定しているのに対し、SpW Sampling ADC ボードの方は 2100ch をオフセットとして正負 両方の波形を 4096 ch に分割する仕様になっている。実際に開発する際には前者の方が適しているのでその ようにする。また、デジタルカウンタは線源を近付けた時とバックグラウンドを比較すると放射線をカウン トしていることが分かる。トリガーするスレッショルドのチャンネルを変えることでバックグラウンドやコ ンプトン散乱によるスペクトルを取り除いてカウントできる。

また、この系で MPPC に高電圧をかけた状態で半日放置した後にスペクトル取得を行っても同様なスペクトルが取得できた。

以上の実験より、設計した系での放射線測定が可能であることが分かった。エネルギー分解能は現段階では悪いので改良の余地はあるが、¹³⁷Csのように特定の放射線源に絞ればスペクトルから判断することができる。

第4章 まとめと今後

本研究では携帯して持ち運べる放射線モニターを開発するためにNaI(Tl)シンチレータ、MPPCを用いた放射線モニターを設計し、その測定系を構築するための基礎的な実験を行った。実験によりNaI(Tl)シンチレータとMPPCを組み合せ、作成したアナログ回路系の出力をMCA8000Aで測定したところ¹³⁷Csの光電吸収ピークのスペクトルはエネルギー分解能11.2±0.3%程度で特定できるという結果が得られた。 また、デジタル回路部分は現段階ではSpW Sampling ADCボードとパソコンを用いているが設計した回路で放射線測定ができるということは分かった。ただし、現段階ではアナログ回路系のみ測定に比べエネルギー分解能は悪くなっているので改良していかなければならない。

今後は今回構築した測定系で自然界の放射線源を特定するのにどの程度の時間サンプリングすればよい かの検証、放射線のエネルギーと取得する波高値の精密な校正等の性能を決定するための実験を行う。ま た、携帯して持ち運べる程度の大きさにするためADC、DAC、FPGA、マイコンを1つのボードに塔載し、 そのボード上のADC、DAC、FPGA、マイコンを通信できるようにし、波形取込、高圧電源制御等をでき るようにする必要がある。その過程でAD変換によるエネルギー分解能の劣化が発生しないように注意し なければならない。MCA8000Aで測定した時と同程度のエネルギー分解能が得られるようにできれば、そ の後、スペクトルから放射線源の種類を特定し液晶モニターに表示するように放射線モニターを構築して いく。最終的にはNaI(Tl)シンチレータ、アナログ回路系を含め、これら全てを携帯できる程度の大きさに 収められるように開発を行っていく。

謝辞

この卒業論文を執筆するにあたり、多くの方々に協力して頂きました。指導教官の深沢先生には前置増 幅器や整形増幅器の設計が思うようにいかない時に回路の動作の説明や実験の方法などを教えて頂き、理 解を深めることができました。本論文の構成に関しても多くのアドバイスをして頂き、おかげで卒論を最 後まで書き進めることができました。大杉先生には放射線に関するセミナーをして頂き、この放射線モニ ターを構築する際にも放射線や回路のことについて教えて頂きました。また、卒論の内容についてもアドバ イスして頂くなど大変お世話になりました。水野先生には前置増幅器の時定数が予想と合わなかった時に、 その原因を丁寧に教えて頂きました。ひろたかさんには SpW Sampling ADC ボードの使い方や DAC によ る高圧電源の制御をする時にアドバイスをして頂きました。大野さんにはデジタルカウンタの動作を確認 する実験で多くのアドバイスを頂き、また、カウントリッセトのためのプッシュボタンを自腹で買ってきて くださいました。後藤さんには SpW Sampling ADC ボードの使い方やそれによるデータ取得のプログラ ムの使い方、それと VHDL について教えて頂きました。ありがとうございました。

この他にも多くの方の協力のおかげで知識を深めながら楽しみながら卒業論文を書くことができました。 本当にありがとうございました。

関連図書

- [1] 三浦功、管浩一、俣野恒夫 「放射線計測学」
- [2] 河田燕「放射線計測技術」
- [3] William R.Leo ^r Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiments J
- [4] 高度情報科学技術研究機構 HP「環境放射線の測定法」(http://www.rist.or.jp/atomica/data/dat_detail.php?Title_No=09-01-05-03)
- [5] 緊急被ばく医療研修のホームページ 「詳細版 第五章 放射線検出の原理」 (http://www.remnet.jp/lecture/forum/sh05_01.html)
- [6] 原子力資料室 (CNIC) HP (http://cnic.jp/)
- [7] YOKOGAWA HP 「高速 A-D 変換のしくみと IC 活用術」 (http://www.yokogawa.com/jp-ymi/tm/TI/keimame/ad/welcome.htm)
- [8] NIST XCOM (http://physics.nist.gov/PhysRefData/Xcom/html/xcom1.html)
- [9] 横山将志、魚住聖 「Multi Pixel Photon Counter の研究開発」
- [10] 湯浅孝行、SpaceWire User Group Japan 「SpaceWire/SpaceCube Tutorial」
- [11] 田中琢也「広島大学 2007 年度修士論文」
- [12] 松岡正之「広島大学 2010 年度修士論文」
- [13] 後藤国広 「広島大学 2010 年度卒業論文」
- [14] 宇井崇紘 「広島大学 2010 年度卒業論文」
- [15] 日立アロカメディカル HP
 - (http://www.hitachi-aloka.co.jp/)
- [16] HORIBA HP (http://www.horiba.com/jp/careers/horiba-ltd/)

[17] システムトークス HP

(http://www.system-talks.co.jp/)

- [18] テクノエーピー HP (http://www.techno-ap.com/)
- [19] **クリアパルス** HP

(http://www.clearpulse.co.jp/)

- [20] POLIMASTER HP (http://www.polimaster.com/)
- [21] QUARTA HP (http://www.quarta-rad.ru/en/)
- [22] Ludlum Measurements HP (http://www.ludlums.com/)
- [23] 浜松ホトニクス 「MPPC S10362-33 シリーズデータシート」
- [24] 松定プレシジョン 「HVBP シリーズデータシート」
- [25] Texas Instruments 「ADS5271 データシート」
- [26] アナログ・デバイセズ 「AD5324 データシート」
- [27] Curtis Instruments 「LCD Counter and Hour Meter Modules データシート」