修士学位論文

B-Physics に用いる電磁カロリーメーターのアナログエレクトロニクスの開発

奈良女子大学大学院理学研究科

物理学専攻

高エネルギー物理学講座

竹本 めぐみ

1994 年 1 月 12 日

目次

1 Introduction **1**

1.1 B-Physics 1

1.2 KEK B-Factory 6

1.3 B-Physics 用検出器 及び 電磁カロリーメーター 9

2 B-Physics 用電磁カロリーメーター **11**

2.1 B-Physics 用電磁カロリーメーターへ物理から要求される性能 . . . 11

2.2 電磁カロリーメーターの原理 13

2.3 B-Physics 用電磁カロリーメーターの概要 14

2.3.1 シンチレーター 16

2.3.2 フォトダイオード 18

2.3.3 プレアンプ 20

2.3.4 シェイピングアンプ 21

2.3.5 ADC 22

2.4 CsI(Tl) 電磁カロリーメーターのエネルギー分解能 23

2.5 ビームテストの結果 26

2.5.1 フォトダイオードから出てくるフォトエレクトロンの数 . . . 26

2.5.2 エネルギー分解能 28

3 読みだし用アナログエレクトロニクス **31**

3.1 読みだし用アナログエレクトロニクスに要求されること 31

3.2 読みだし用アナログエレクトロニクスのノイズ 34

4 プレアンプの回路設計 **42**

4.1 回路構成 44

4.2 JFET の選定 48

4.2.1 JFET 48

4.2.2 測定項目 51
4.3 SPICE による回路シュミレーション 66
4.3.1 出力波形 67
4.3.2 回路の安定性 67
4.3.3 ダイナミックレンジ 79

5 まとめ **81**

A ビームテストの結果 **82**
A.1 セットアップ 82
A.2 結晶の並べ方 85
A.3 エネルギー分解能の結晶間隙による効果 86
A.3.1 結晶の並べ方による効果 86
A.3.2 入射エネルギーによる効果 88
A.4 リニアリティ 89
A.5 結晶の一様性 90

B 負帰還増幅 **91**

C プレアンプパーツリスト **93**

D DC 特性 **96**

E 構造体 **98**

F 素子の特性 **105**
F.1 BJT 105
F.2 2SK322 106
F.3 2SK932 108
F.4 2SK147 111
F.5 2SK162 115

第 1 章

Introduction

1.1 B-Physics

物質を細分していくときに最後に到達する物質の最小単位は何なのか？

自然界を支配する法則の姿とは何なのか？

これらの疑問を解決しようとする人間の欲求は古代より続いており、そしてその結果様々な物理法則が導きだされた。その過程では、科学の進歩に伴う多様な発見により、一見成り立っているように見える法則に矛盾が生じることもあった。そのとき、人間は新たな理論や模型を導入してさらに新しい法則を導きだして理解を深めていったのである。エネルギー保存則の破っているようにみえる現象をニュートリノの導入により理解したことや、パリティ非保存を Z や W といったボゾンの導入により説明したことなどがその例として挙げられる。

ここで、現在よくまだよく分かっていない保存則の破れに CP 非保存がある。C、P というのはそれぞれ、荷電共役変換（粒子と反粒子の交換）とパリティ変換（空間反転）を示しており、これを同時に行なった変換を CP 変換という。今世紀半ばに至るまでの長い間、CP 変換において物理量は常に保存すると考えられていた。しかし、1965 年に中性 K 中間子（K^0）において CP 保存則が破れていることが発見された。それに対して 1972 年小林誠と益川敏英は「クォークに 3 世代 6 種類あればクォークのミキシングから自然に CP 非保存効果が導き出せる」という理論を発表した [2]。 当時クォークは 2 世代 3 種類しか見つかっていなかったが、現在では 3 世代 5 種類見つかっていることから、この理論は信頼性の高いものとして、素粒子標準模型の一部に採り入れられている。

図 1.1: 素粒子標準模型

小林・益川による理論では、素粒子の 4 つの相互作用（強い相互作用、電磁相互作用、弱い相互作用、重力）のうちの弱い相互作用によりクォークは W ボゾン（$W^{\pm}$）を交換して、同じ世代の別のフレーバーに変わることができる。又、さらにわずかな割合いではあるが別の世代のフレーバーにも変わることができる。これをクォークのミキシングとよんでいる。

図 1.2: クォークのミキシング

このクォークのミキシングは式（1.1）ような 3 行 3 列の行列で表すことができる。この行列を「小林・益川行列」もしくは「KM 行列」とよんでいる。この行列要素は一般に複素数であり、その複素成分によって、CP 非保存を説明しようというのが、小林・益川両氏の提案である。この KM 行列は Wolfenstein のパラメータ表示法を用いると、右のように書くことができる。

$$KM = \begin{pmatrix} V_{ud} & V_{us} & V_{ub} \\ V_{cd} & V_{cs} & V_{cb} \\ V_{td} & V_{ts} & V_{tb} \end{pmatrix} \simeq \begin{pmatrix} 1 & \lambda & A\lambda^3(\rho - i\eta) \\ -\lambda & 1 & A\lambda^2 \\ A\lambda^3(1 - \rho - i\eta) & -A\lambda^2 & 1 \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

このように KM 行列は 4 つのフリーパラメータを含んでおり、このうち、A と λ はこれまでの実験でよく知られている。λ はキャビボ角（Cabibbo angle）[3] と

いい、ストレンジ粒子の崩壊から、

$$\lambda = \sin\theta = 0.221 \pm 0.002$$

と測定された [4] [5] 。また、A は B 中間子のセミレプトニック崩壊の崩壊分岐比から測定され [6]、

$$A = 0.90 \pm 0.18$$

である。あとの 2 つのパラメータ η, ρ が正に CP 非保存をもたらす量であるが、これらについては、まだ、高精度の測定は行なわれていない。

この KM 行列と CP 非保存との関係をみるとき、KM 行列のユニタリー性、

$$V_{td}V_{tb}^* + V_{cd}V_{cb}^* + V_{ud}V_{ub}^* = 0 \tag{1.2}$$

に注目すると解りやすい。

式（1.2）は複素平面上で図 1.3のような三角形を形成する。この三角形をユニタリー三角形とよんでいる。

図 1.3: ユニタリー三角形

このユニタリー三角形の面積が CP 非保存の大きさを表している。つまり、ユニタリー三角形の 3 辺の長さ、3 つの内角を独立に精度よく測定できれば、CP 非保存を調べることができる。

即ち、これは式 (1.1) の A, λ, ρ, η の量を求めれば良いということにもなる。これら、4 つの量は実験的に求めることができる。

しかし、式 (1.1) より、u, d, c, s クォークの崩壊を調べるだけでは λ しか求められないことが分かる。従って、A, ρ, η を求めるためには t または b クォークを調べる必要がある。t クォークはまだ発見されていないが、たとえ発見されて容易に作れたとしても $t \to bW$ が圧倒的に強く、$V_{tb} = 1$ を観測するだけに終ってしまうと予測される。つまり、b クォークを調べることが CP 非保存効果を調べる最も適当な方法であるといえる。

現在、 CP 非保存効果は中性 K 中間子でしか見つかっていない。s クォークと d クォークからなる中性 K 中間子に CP 非保存が起こるのは、弱い相互作用による高次の効果のためである。そのため、CP 非保存は 10^{-3} のオーダーでしか起こらない。しかも強い相互作用による不定性が大きいため、角度 ϕ の測定には不向きである。それに対して、B 中間子は CP 非保存が 10% のオーダーで起こる。しかも、強い相互作用による効果が小さいので、測定に適しているといえる。

B 中間子からの測定モードには、表 1.1のようなものがある。このような測定モードによる B 中間子の物理解析を「B-Physics」とよんでいる。

このように、B 中間子の崩壊モードは非常に多くあるため、それぞれの分岐比は $10^{-4} \sim 10^{-5}$ と非常に小さく、又、元のクォーク状態を特定することが難しい。しかし、B 中間子を大量に作り出すことができ、かつ、それを検出するための精度のよい検出器があれば、B-Physics を行ない、CP 非保存効果を調べることができる。

CP 非保存効果を詳しく調べることことは、現在の素粒子標準模型を確認するばかりでなく、どうして宇宙には反粒子でなく粒子しか存在しないのか、といった根源的な疑問解決の可能性を秘めている。

内角	λ^n	測定モード
ϕ_1	λ^2	$\eta_c K_s$ ψK_s $\psi' K_s$ $\psi'' K_s$ χK_s $\eta_c K^*$ $\eta_c K_s\pi^0$ $D_{1,2}\pi^0$ $D_{1,2}\omega$ $D_{1,2}\rho^0$ ψK^* $\psi' K^*$ $\psi'' K^*$ $\psi K_s\pi^0$ $\psi' K_s\pi^0$ $\psi'' K_s\pi^0$
	λ^3	$D^0\bar{D}^0$ D^+D^- D^*D D^0K_s $D^0K_s\pi^0$ $\eta_c\pi^+\pi^-$ $D^0\bar{D}^0\pi^0$ $D^+D^-\pi^0$ $\psi\pi^+\pi^-$ $\psi'\pi^+\pi^-$ $\psi''\pi^+\pi^-$ $D^*D\pi^0$
ϕ_2	λ^3	$\pi^+\pi^-$ $\pi^0\pi^0$ $\rho^0\pi^0$ $\omega\pi^0$ $\eta\pi^0$ $\pi^+\pi^-\pi^0$ $\eta\pi^+\pi^-$ $\eta\pi^0\pi^0$ $a_1^\pm\pi^\pm$ $\rho^\pm\pi^\mp$ $\rho^+\rho^-$ $\rho^0\rho^0$ $\rho^0\omega$ $\omega\omega$ $\rho^0\pi^0\pi^0$ $\rho^0\pi^+\pi^-$ $\omega\pi^+\pi^-$
	λ^4	$K^\pm\pi^-$
ϕ_3	λ^3	$B_s \to \rho K_s$ $B_s \to \phi K_s$ $B^0 \to K_s D^0$ $B^0 \to D^0 K_s\pi^0$ $B^\pm \to D^0 K^\pm$ $B^\pm \to D^0 K^\pm\pi^0$ $B^\pm \to D^0 K_s\pi^0$
$\lvert V_{ud}V_{ub}^*\rvert$		$B \to \rho\ell\nu$ $B \to \pi\ell\nu$
$\lvert V_{td}V_{tb}^*\rvert$		B_d や B_s のミキシング

表 1.1: $\phi_1, \phi_2, \phi_3, V_{ud}V_{ub}^*, V_{td}V_{tb}^*$ の B 中間子からの測定モード

1.2 KEK B-Factory

茨城県つくば市にある高エネルギー物理学研究所（KEK）では、トリスタン実験と呼ばれる電子·陽電子衝突実験が進行中である。この第 3 期拡張計画として、「B-Factory」計画を計画している。[7]

ここでは、次のようにして B 中間子を生成する。

まず、b クォークと反 b クォークの共鳴状態であるウプシロン粒子の第 4 共鳴状態（$\Upsilon(4s)$）を電子・陽電子対消滅反応から作る。この $\Upsilon(4s)$ は作り出されるとすぐに B 中間子（B）とその反粒子（$\overline{B}$）に崩壊する。

$$e^+e^- \rightarrow \Upsilon(4s) \rightarrow B^0\overline{B^0} \quad \text{or } B^+B^-$$

こうして生成された B 中間子は様々なモードで崩壊する。

このとき検出される粒子が B から崩壊したものである確率と $\overline{B}$ から崩壊したものである確率の違いによって CP 非保存効果が表される。しかしこの確率は B 中間子の寿命より長い時間で積分すると 0 になって消えてしまう。そこで、CP 非保存を観測するためには B と $\overline{B}$ が生成されてからの時間変化を別々に観測しなくてはならない。しかし、B 中間子の寿命は長くても $1.3psec$ しかない。そこで、時間の代わりに B 中間子の飛行距離を測定すれば良い。

しかし従来のトリスタン実験のように対称な重心系エネルギーの電子・陽電子衝突実験では、生成された B 中間子の飛行距離の差は $10\mu m$ のオーダーでしかない。このようなわずかな距離を測定するのは現在の技術では不可能である。そこで、電子と陽電子の重心系エネルギーを非対称にして衝突させ、B 中間子を「走らせる」。（図 1.4参照）そうすると、飛行距離はローレンツブーストされて、約 $150\mu m$ まで引き延ばされ大きくなるので、測定が可能になる。

図 1.4: B 中間子を「走らせる」

さらに、CP 非保存効果を調べるためには、統計的な問題について考えておかなくてはならない。B 中間子は数多くの崩壊モードがある。しかし、それぞれの分岐比は小さい（$\sim 10^{-4}$）ので CP 非保存効果を調べるためには大量の B 中間子を生成しなくてはならない。少なくとも 10^7 [event] 以上なくては解析できない。1 年間でこれを達成するには 10^{33} $[cm^{-2}sec^{-1}]$ 以上のルミノシティ（衝突頻度）でなくてはならない。（最終的な目標としては 10^{34} [$cm^{-2}sec^{-1}$] のルミノシティを目指す。）

このように大量の B 中間子を作り、非対称な重心系エネルギーで衝突させることからこの加速器は「Asymmetric B-Factory」とよんでいる。

KEK の Asymmetric B-Factory では 3.5GeV の陽電子（e^+）と 8GeV（e^-）の電子を衝突させる。加速のメインリングについては図 1.5に示すように、現存する TRISTAN のリングを用いるか、それとも新たに B-Factory 用のリングを建設するか目下検討中である。また、衝突させる場所についても、現在の TOPAZ の位置、もしくは VENUS の位置のどちらかを考えている。

図 1.5: Asymmetric B-Factory

1.3 B-Physics 用検出器 及び 電磁カロリーメーター

図 1.6は現在考えている KEK B-Physics 用の検出器の全体図である。内側から、位置を測定する装置、粒子判別するための装置、エネルギーを測定する装置が置かれている。

図 1.6: B-Physics 用検出器

但し、図 1.6 に書き込まれている記号はそれぞれ、下記の測定器に対応している。

SVD	···	シリコンバーテックス検出器 (Silicon Vertex Detector)
PDC	···	精密ドリフトチェンバー (Precision Drift Chamber)
CDC	···	中央ドリフトチェンバー (Central Drift Chamber)
RICH	···	リングイメージチェレンコフカウンター (Ring ImageCHerencov counter)
TOF	···	時間測定法 (Time Of Fright counter)
CsI	···	CsI(Tl) 電磁カロリーメーター
Muon Chamber	···	ミューオンチェンバー

本論文では、これらの測定器のうち、特に電子 (e)、光子 (γ) のエネルギーを測定するためのカロリーメーターの開発及び基礎研究について詳しく記述する。

中でも、その読みだしエレクトロニクスの開発を 2 年間重点的に行なってきたので、その詳しい報告がこの論文の主テーマである。

以下、第 2 章では、B-Physics 用電磁カロリーメーター全体について、第 3 章では読みだし用アナログエレクトロニクスについて、第 4 章では読みだし用アナログエレクトロニクスの中でも、最も検出器に近く、その性能に最も大きな影響を与えるプレアンプの回路設計について報告する。最後に第 5 章ではこれらのまとめを述べる。

第 2 章

B-Physics 用電磁カロリーメーター

2.1 B-Physics 用電磁カロリーメーターへ物理から要求される性能

我々、奈良女子大学の高エネルギー物理学講座は B-Physics 用電磁カロリーメーターの開発、研究を行なっている。

カロリーメーターとは、粒子のエネルギーを完全に吸収する形で測定する装置のこと総称で、大きく電磁カロリーメーター及びハドロンカロリーメーターに分けられる。特にこの B-Physics 用カロリーメーターは電子（e^-）、陽電子（e^+）と、光子（γ）のエネルギーを測定するための電磁カロリーメーターである。この電磁カロリーメーターは B-Physics の解析上次のような 2 点で特に重要である。

電子の識別

電子を他のハドロンから区別することは、崩壊時に B^0 又は $\overline{B^0}$ のどちらであったかを判別する上で、非常に重要である。

光子、及び π^0 の検出

ユニタリー三角形の角度 ϕ_i を測定するための B からの崩壊モードには、π^0 を含んだものが多くある。（表 1.1参照）
この π^0 は

$$\pi^0 \to \gamma \cdot \gamma$$

という崩壊をする。つまり、γ のエネルギー及び方向を精度良く測定することは、π^0 を効率良く、良い S/N 比で検出するために重要である。

この 2 つが十分に行なえるためには、次の 3 つの条件が満たされていなくてはならない。

1. 幅広いエネルギー領域で測定可能であること

(20MeV ∼ 15GeV)

2. 良いエネルギー分解能であること

(目安として $2\%/\sqrt{E}$)

3. 良い位置分解能であること

(3mm ∼ 5mm)

cf) 従来の 電磁カロリーメーター (*TOPAZ BCL : lead grass*)

エネルギー領域 : $200MeV \sim 30GeV$

エネルギー分解能 : $4.2\% / \sqrt{E}$

位置分解能 : $1.2cm$

この 3 つの条件のうち第 1 番目の条件で、衝突エネルギーが最高 8GeV であるのにもかかわらず 15GeV まで測定可能にしているのは、CsI(Tl) 結晶によって個性が異なるので、予定以上のゲインがあった場合でも入射エネルギーと出力データの間に比例関係が成り立つように余裕を持たせているからである。

これら 3 つの条件を満たすような高精度の電磁カロリーメーターをつくるためには、その読みだし系の性能が非常に重要である。この章では、読みだし系の話をする前に B-Physics 用電磁カロリーメーター全体について述べる。

以下

電磁カロリーメータの原理

B-Physics を行なう上で最も重要なエネルギー分解能

ビームテストによって解ったいくつかの基礎特性

について説明する。

2.2 電磁カロリーメーターの原理

図 2.1: カロリーメーターの原理

電磁カロリーメーターは電子 (electron) と光子 (γ) のエネルギーを測定する装置であるカロリーメーターに使われる物質には様々なものがあるが、ここでは本測定器に使用する無機シンチレーターの場合を例にとって話を進める。その基本カロリーメーターの原理を以下、図 2.1 に沿って説明する。

無機シンチレーターに高エネルギーの γ が入射すると、電子対生成を行なう。対生成された e^+ と e^- はそれぞれ、γ を放出する。この過程を繰り返すことを カスケードシャワーという。

カスケードシャワーにより生成された $e^+ \cdot e^-$ は無機シンチレーター内の原子を励起する。(この際に、$e^+ \cdot e^-$ はエネルギーを失う。入射した γ からすると、エネルギーを無機シンチレーター内に置いていくわけであるから、このエネルギーをデポジットエネルギーという。) この励起された原子が励起状態から定常状態に戻るときにシンチレーション光 (蛍光) を発する。

シンチレーション光はシンチレーターの端に取り付けられているフォトダイオードに集められ、電気信号に変わる。

ここで出てくる電気信号は非常に微弱なので、増幅器で増幅してから ADC に送られる。ADC はアナログ信号をデジタル信号に変える装置で、このデジタル信号がデータとして計算機に送られる。

このとき、

入射粒子のエネルギー $\propto$ シンチレーション光

となるように、無機シンチレーターの後方からシャワーがもれないように結晶の長さを決めてやらなくてはならない。又、

シンチレーション光 $\propto$ 電気信号

となるようにフォトダイオードのバイアス電圧を設置し、増幅器 · ADC の回路設計をしなくてはならない。

2.3 B-Physics 用電磁カロリーメーターの概要

図 2.2: カロリーメーターの概要

先に述べた物理から要求される 3 つの条件を満たす最適の B-Physics 用電磁カロリーメーターとなるようにために、カロリーメーター用の物質として、従来の電磁カロリーメーターで使われている鉛ガラスよりもさらに優れたエネルギー分解能を持つ CsI(Tl) を選んだ。

又、粒子のエネルギーや位置を正確に測定するためにはカロリーメーターの前面にある物質をなるべく少なくしてエネルギーの損失や吸収を避けなければならない。測定器には 電磁カロリーメーターの他に、磁場によって荷電粒子の進路を曲げ

てその飛跡から運動量を測定するトラッキングチェンバーがある。現在のトリスタン実験の検出器ではこのトラッキングのために使われる電磁石がカロリーメーターの前面にあり、エネルギー損失の原因の一つとなっている。そこで、B-Physics 用検出器ではこのエネルギー損失を避けるためにカロリーメーターを電磁石のの前面に設置する。

シンチレーション光を電気信号に変換する装置としては磁場の影響を大きく受ける光電子増倍管（フォトチューブ）を使用することはできないので、半導体検出器の一種であるフォトダイオードを使用する。この際、なるべく多くのシンチレーション光を受けるために 1 つの CsI(Tl) 結晶に対して 2 枚のフォトダイオードを取り付ける。

フォトダイオードからの信号の増幅はノイズを少なくするためプレアンプ（前置増幅器）とシェイピングアンプ（整形増幅器）の 2 つによって行なう。

以下、これら B-Physics 用電磁カロリーメーターとして使用されるものについて簡単に説明する。

2.3.1 シンチレーター

結晶	タリウム活性ヨウ化セシウム結晶 (CsI(Tl))
大きさ	5.5 × 5.5 × 30(25) [cm]
本数	9408 本 バレル ϕ : 144 本 θ : (前方) 27 本 (後方) 21 本 エンドキャップ ϕ : 96 本 θ : (前方) 14 本 (後方) 12 本
カバー領域	$12^\circ \leq \theta \leq 160^\circ$
総重量	46.2t (結晶が全て 30cm のとき)

表 2.1: B-Physics 用電磁カロリーメーターのシンチレーター

図 2.3: θ , ϕ の定義

CsI(Tl) は透明な無機結晶で荷電粒子、X 線、ガンマ線を検出するためのシンチレーターの一種である。20 年も前に開発されたものであるが、その後あまり使用されなかった。最近になって CsI(Tl) 結晶とフォトダイオードという組合せで再び注目されている。素粒子物理学の分野ではコーネル大の B-Physics 用検出器 CLEO-II などで使用されている。この CsI(Tl) の基本的な物理量、性質には次のようなものを挙げられる。

- 密度は 4.51 g/cm^3 。
- 電子などは平均的に 1.86cm 動く毎に電磁気的に反応。
- π 中間子などは平均的に 36.8cm 移動する毎に強い相互作用によって反応。
- 電磁シャワーの特徴的な半径は 3.8cm 。
- パルス高の温度勾配はフォトダイオード読みだしの場合、摂氏 0 度から 20 度までは 0.4 % ／度 であり、20 度以上であると一定。
- 放射線による損傷性は多少ある。B-Physics 用電磁カロリーメーターのバレル部分は問題ないがエンドキャップ部の中心付近は損傷の可能性があると考えられる。
- 潮解性は NaI に比べるとほとんどないが湿度コントロールは必要。通常、短期的に湿度があるところに露出しておく場合でも相対湿度 30 % 以下のところでなくてはならない。
- へき解性もなく熱的ショックに強く加工が容易である。

又、CsI(Tl) のエネルギー分解能やリニアリティなど、ビームテストの解析により調べられた結果についてはあとの節で述べる。

2.3.2 フォトダイオード

フォトダイオードは光信号を電気信号に変える光検出器の一種である。光検出器には他に TOF などで使われている光電子増倍管などがあるが、フォトダイオードは半導体検出器なので、光電子増倍管などに比べてずっとコンパクトに収まることと磁場中でも使用できるといった利点がある。

この フォトダイオードの原理を説明する。

フォトダイオードは図 2.4 のように正孔をキャリヤーとする P 型半導体と電子をキャリヤーとする N 型半導体により構成される。

図 2.4: フォトダイオードの原理

その接合面は空乏層とよばれるキャリヤーを持たない電気的に中性の領域になっている。この空乏層に荷電粒子や光子（γ）が入射すると入射粒子のエネルギーによって正孔と電子のペアが生成される。生成された正孔は P 型半導体に、電子は N 型半導体に移動するので、逆電流の方向に電流がながれる。（光電流）この光電流は PN 接合面の影響を受けやすいので、なるべく空乏層を厚くして影響を受けないようにする必要がある。そこで、適当な逆バイヤス電圧をかけて空乏層が フォトダイオードのほぼ全域を占めるようにする。そうすると入射した粒子の量に比例した電流信号が得られるようになる。

今回の B-Physics 用電磁カロリーメーターの読みだしに用いる予定のフォトダイオード（HAMAMATSU 2744-03）は厚さ約 $1\mu m$ の P 型半導体と厚さ $300\mu m$ の N 型半導体から成り立っている。このフォトダイオードの特性、形状は次に示すとおりである。

- 広い感光面（$10mm \times 20mm$）を持つ。
- 量子効率（quantum efficiency) が良い。（約 69%　*cf.*）光電子増倍管のは約 *8%*)
- 静電容量（ディテクターキャパシタンス）が小さい。（約 100pF）
- 面積の割には暗電流が少ない。（〜 4nA）
- バイアス電圧を低い値に設置して使えるので、消費電力を節約できる。
- 応答速度が速い。
- 低ノイズ、高安定性。
- エネルギー分解能が良い。

図 2.5: B-Physics 用電磁カロリーメーターの読みだしに使用される予定のフォトダイオード（HAMAMATSU 2744-03）の形状

2.3.3 プレアンプ

増幅器の役目は入力信号の忠実な拡大図を後続の入力端子に送ることである。しかし、この増幅器に入っている信号にノイズが乗っていると、そのノイズも増幅してしまうことになり、全体の S/N 比が悪くなる。増幅器からすると、よくシールドされた静かな部屋で測定できればそれに越したことはないのであるが、実際にそのようなことは難しい。

そこで、増幅器を 2 つ（プレアンプと シェイピングアンプ）に分け、そのうちのプレアンプ（前置増幅器）を検出器に連結して置き、この出力をケーブルを通して離れたところにあるシェイピングアンプ（主増幅器）に導く、という方法を用いる。増幅器全部を検出器のそばに置くのが一番良いのであるが、これは配置上の問題がありできない。（本実験では、$5 \times 5 \times 5[cm]$ の空間しかない。図 E.2参照。）しかし、プレアンプをコンパクトにして検出器のすぐそばに取り付け、検出器出力回路の浮遊容量を小さくし、パルス波高を大きくすることにより、増幅器全部を遠くはなれたところに置くよりもケーブルからのノイズに対して S/N 比が良くなる。

今回の実験では、プレアンプとして、図 2.6に示すようなキャパシタンスと抵抗によるフィードバック（負帰還）を取り付けた回路を用いる。このフィードバックキャパシタンス（C_F）の働きで入力電荷量に比例した電圧信号が出力されることになる。このようなプレアンプを電荷有感型プレアンプという。

図 2.6: プレアンプ概略図

今回の実験ではプレアンプはフォトダイオードからの電流信号を受けることになる。フォトダイオードは高インピーダンスであるから、このプレアンプの入力インピーダンスも大きな値にして受けないと信号の持つ情報に悪影響が及ぼされる。又、このプレアンプの出力がさらにシェイピングアンプで増幅されることになるので、このプレアンプで、なるべくシグナルとノイズの比（S ／ N 比）をかせいでおかなくてはならない。

このプレアンプについてはあとの章で詳しく説明する。

2.3.4 シェイピングアンプ

プレアンプからの出力波形は初め急速にピーク値まで立ち上がり、次いでゆっくりした次定数で減衰してゆく。そのため、シェイピングアンプの入力端には、図2.7(a) のような波形が生じる。そこで、シェイピングアンプでは図 2.7(b) のような波形に整形して、信号の発生時刻およびプレアンプ出力信号のピーク値に関する情報を保持しなくてはならない。

図 2.7: シェイピングアンプの (a) 入力波形 (b) 出力波形

実際には、ここでは微分してから積分するような回路（図 2.8 参照）が置かれている。

図 2.8: シェイピングアンプ等価回路

2.3.5 ADC

ADC というのは、Analog-to-Digital Comberter の略で、アナログ信号をデジタル信号に変換する装置である。

ADC には Peak sensitive ADC と Charge sensitive ADC がある。
Peak sensitive ADC というのは入力電圧信号のピーク値を読みとってそれをデジタル信号に変換するような ADC のことで、Charge sensitive ADC というのは、入力信号を積分し電荷に比例する値に換算してからデジタル信号に変換するような ADC である。

図 2.9: Peak sensitive ADC と Charge sensitive ADC

本実験のセットアップでは、入射粒子のエネルギーは電圧信号に換算されるので、Peak sensitive ADC を使うことが望ましい。しかし、現在市販のものでは B-Physics 用電磁カロリーメーターの読み出しとして使えるようなものは存在しないので、Peak sensitive ADC をつかうのであれば、自己開発しなくてはならない。ADC は高集積回路 (LSI) になるため、開発には非常にコストがかかる。

そこで、いくらかリニアリティなどの点で劣るが Charge sensitive ADC を Peak sensitive ADC の代わりに使用する考えもある。

どちらの ADC を使用するかはコストパフォーマンスと物理解析の両視点から目下検討中である。

2.4 CsI(Tl) 電磁カロリーメーターのエネルギー分解能

CsI(Tl) 電磁カロリーメーターの性能がどのような因子によって決まっているかを見るため、そのエネルギー分解能について、以下詳しく述べる。

電磁カロリーメーターのエネルギー分解能を決める要素は次のように示される。

$$\frac{\sigma}{E} = \sqrt{\left(\frac{\sigma}{E}\right)^2_{side} + \left(\frac{\sigma}{E}\right)^2_{back} + \left(\frac{\sigma_{noise}}{E}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{p.e.}}{E}\right)^2} \qquad (2.1)$$

それぞれ

$\left(\frac{\sigma}{E}\right)_{side}$ $\cdots$ シャワーの横方向からのもれ
$\left(\frac{\sigma}{E}\right)_{back}$ $\cdots$ シャワーの後ろ方向からのもれ
$\left(\frac{\sigma_{noise}}{E}\right)$ $\cdots$ エレクトロニクスのノイズ
$\left(\frac{\sigma_{p.e.}}{E}\right)$ $\cdots$ フォトダイオードから出てくるフォトエレクトロンの数

による要素である。

図 2.10: エネルギー分解能を決める要素

そこで、図 2.11のような 9 本の結晶の中央に e もしくは γ が入射したときについて EGS シュミレーションを行なった結果を図 2.12示す。

図 2.11: EGS によるシュミレーション

この際に実際的な値として

$$\left(\frac{\sigma_{\mathbf{noise}}}{\mathbf{E}}\right) = 3MeV$$

$$\left(\frac{\sigma_{\mathbf{p.e.}}}{\mathbf{E}}\right) = 0.07\%$$

という値を使った。（これは CLEO-II での測定値である。この節以降の我々のスタディではずっと良い値にしている。）

図 2.12: EGS によるシュミレーションと実験データ

高いエネルギーに於いて、実験結果（CLEO-II、KEK(1992.1 於 $\pi 2$ ビームライン)）とよく合っていることからこの EGS によるシュミレーションはカスケードシャワーの様子をかなりよく再現しているといえる。

ここで、低エネルギー領域について注目してみると、主にエレクトロニクスによるノイズとシャワーの横方向からのもれによる要素が効いている。シャワーの横方向からのもれについては足し合わせる結晶の数を増やすことによって良くすることができる。しかしそうすると今度はエレクトロニクスによるノイズがさらに増大することになる。

低エネルギー領域におけるエネルギー分解能をよくするためにはエレクトロニクスによるノイズを小さくすることが最も大きな課題である。

2.5 ビームテストの結果

本章では、読みだし用アナログエレクトロニクスの詳細について記述する前に、既存のエレクトロニクスを用いて行なった CsI(Tl) カロリーメーターの基礎特性を知るビームテストの結果についてまとめておく。特に本章では、読みだし用アナログエレクトロニクスに関係した解析の結果についてのみ報告する。詳しいセットアップやその他の解析結果については付録 A に記す。

2.5.1 フォトダイオードから出てくるフォトエレクトロンの数

1992 年 1 月 16 日から 29 日にかけて KEK の PS カウンターホール $\pi 2$ ビームラインでビームテストを行なった。

このビームテストで使われた CsI(Tl) の結晶の大きさは 5.5 × 5.5 × 30 or25 cm^3 で、それを 9 本並べて使った。また、使われたフォトダイオード 3204-05 （浜松ホトニクス） は厚さ 500μm で、感応面積は、3.2cm^2 （1.8×1.8[cm^2]）である。信号の増幅はプレアンプとシェイピングアンプでなされ、そのゲインはそれぞれ、1.0, 2.0 である。ADC は Peak sensitive 型の C008 （Houshin 社）を用いた。

まず、入射エネルギー（E）とフォトエレクトロンの数（N_e）の間にどのような関係が成り立っているかを調べるためにプレアンプにテストパルスを入れて較正を行なった。

図 2.13: 入射エネルギーとフォトエレクトロンの数

図 2.14はプレアンプの入力に入れたテストパルス（ステップパルス）の大きさに対する ADC の出力（カウント数）をプロットしたものである。

図 2.14: 入力テストパルス（電圧）に対する ADC チャンネル数

このプロットがほとんど一直線上に並んでいることは一目瞭然である。そこで、これを最小 2 乗法で $y = A + Bx$ にラインフィットし、その直線の式から、実際に $1GeV$ の 電子ビームを入射したときの ADC のカウント数をステップパルスの電圧の大きさ（V_{ADC} ）に換算した。

すると、下式からフォトダイオードから出てくるフォトエレクトロンの数を計算することができる。

$$\begin{aligned} Q_{in} &= CV_{ADC} \qquad\qquad C = 1.0 \times 10^{-12} \\ N_e &= Q_{in}/1.6 \times 10^{-19}/1000 \quad [\text{個}/MeV] \end{aligned}$$

この計算から CsI(Tl) の長さが 30cm のとき、$1MeV$ に対して $\underline{\text{約}1800\ [electron]}$ のフォトエレクトロンが得られることが解った。

2.5.2 エネルギー分解能

図 2.15のように CsI(Tl) 結晶を並べ、9 本の結晶の中心に電子ビームを入射し、その 9 本のエネルギーデポジットを足し合わせたときの分布を図 2.16に示す。9 本の分布を足し合わせる前に、それぞれの結晶の中心に $1GeV$ の電子ビームを入射し、そのエネルギーデポジット分布からコンスタントを決め、同じエネルギーのビームが入ったときには同じ大きさの ADC 値が得られるように設定してある。

図 2.15: ビームテストでの結晶の並べ方

まず、この測定における、エネルギーデポジットの分布を図 2.16 に示す。• が実験データで、ヒストグラムが EGS によるシュミレーションの結果である。この分布より EGS のシュミレーションがエネルギーデポジットをだいたい再現していることがわかるが、やや実験データの方が幅が広い。

図 2.16: 1GeV の e^- を入射したときのエネルギーデポジット分布

入射エネルギーに対するエネルギー分解能について調べた結果は図 2.17の通りである。EGS によるシュミレーションは、実験結果より少し良い値になっているが、これは EGS によるシュミレーションでは結晶間隙の効果が入っていないためではないかと考えられる。

図 2.17: エネルギー分解能

第 3 章

読みだし用アナログエレクトロニクス

物理測定にアナログエレクトロニクスは欠かすことのできない大切な技術である。技術の進歩に伴い、実験室のエレクトロニクスは真空管時代からみると様相を一変した。近代的な測定方式はアナログ方式とデジタル方式に二大別される。デジタル方式では測定する量が電圧とか電気抵抗のような連続量であるのを量子化し、パルスとして扱う。これに対して測定量をそれに比例した電圧や電流に直して計算するのがアナログ方式である。

今回の B-Physics 計画においても、物理測定にかかる量の大部分がアナログ量である。最終的なデータはデジタル方式によって解析されることになるがデータ収集の段階ではアナログ方式を用いる。

第 1 章で述べたような B-Physics 用電磁カロリーメーターへの要求を満たすためには 読みだし用アナログエレクトロニクスに対してかなり厳しい要求があり、工夫をしなくてはならない。

この章では、B-Physics 用電磁カロリーメーターに用いられる 読みだし用アナログエレクトロニクスに対して物理から要求されることについて述べる。

3.1 読みだし用アナログエレクトロニクスに要求されること

第 1 章で述べたような B-Physics 用電磁カロリーメーターへの要求を満たすためには 読みだし用アナログエレクトロニクスに対して以下のような条件を満たしていなくてはならない。

1. **低ノイズであること**

   低エネルギー領域においてエネルギー分解能を良くするためにはエレクトロニクスのノイズを小さくしなくてはならない。

B-Physics を行なう上で、特に **20MeV では少なくとも 10% のエネルギー分解能**を得たいと考えている。そうすると、1つの粒子がカロリーメーターに入ってきた際、2 5本の結晶のエネルギーデポジットを足し合わせることにすると、結晶1本当たりのエレクトロニクスのノイズを 0.4MeV $\left(=\frac{20\times0.1}{\sqrt{25}}\right)$ 以下に抑えなくてはならない。

この値を実際に観測されるシグナルの量に換算すると、前章で述べたビームテストの結果より、入射粒子のエネルギー（E）とフォトダイオードから出てくるフォトエレクトロンの数（$n_{p.e.}$）の関係は

$$n_{p.e.} = 1800\ [electron/MeV] \times E\ [MeV]$$

となっている。この関係から

$$0.4MeV \rightarrow 700electron$$

となる。つまり、**エレクトロニクスのノイズを** 700electron **以内に抑えなくてはならない。**

2. **幅広いダイナミックレンジであること**

第2章で述べたように B-Physics 用電磁カロリーメーターは $20MeV$ という小さなエネルギーから $15GeV$ という大きなエネルギーまで測定できなくてはならない。これは、プレアンプのテストパルス入力端子が $1pF$ のキャパシタンスで切っているときの電圧に換算すると約 $3mV$ から $4V$ という、3桁の範囲を測定することになる。幅広いダイナミックレンジであるためには、優れた直線性（リニアリティ）を持つことが必要である。

3. **特性が揃っていること**

CsI(Tl) の結晶が1万本近くあるので、その数に対応したエレクトロニクスが必要になる（プレアンプについては 1万 × 2個必要となる）。あとで行なうキャリブレーションなどの関係から、特性が揃っていることが要求される。

4. **安価であること**

ほぼ （1万1千個） × 2 のエレクトロニクスチャネルが必要となるので、各チャネルあたりの金額は低く抑えなくてはならない。
プレアンプについては1個あたり2000円程度のものを考えている。
市販のもので B-Physics に使えるような高性能のものは非常に高価なので、自己開発しなくてはならない。

cf. ） *CS-507*（浜松ホトニクス） : *3*万円／個

3.2 読みだし用アナログエレクトロニクスのノイズ

前節で述べた 3 つの条件のうちのノイズについて考察する。B-Physics 用電磁カロリーメーターの 読みだし用アナログエレクトロニクスのノイズはこのように記述される。[10] [11]

$$ENC^2[C^2] = A_n^2 \left(i_p^2 \cdot \tau_m + \frac{C^2 \cdot v_s^2}{\tau_m} \right) /2 + A_{\frac{1}{f}}^2 \qquad (3.1)$$

ここで、

A_n ：シェイピングの形によって決まる要素

$A_{\frac{1}{f}}$ ： 1/f ノイズ（フリッカノイズ）

$i_p^2 = 2q(I_D + I_G) + 4kT/R_F + 4kT/R_B$

$v_s^2 = 4kT \cdot (2/3) \cdot (1/g_m)$

$C = C_D + C_G$

g_m	：	プレアンプ入力初段に取り付けるの JFET の相互コンダクタンス
I_D	：	検出器（フォトダイオード）からの電流
C_D	：	検出器（フォトダイオード）の静電容量
I_G	：	FET のゲートに流れる電流
C_G	：	FET のゲート・ソース間の静電容量
R_F	：	フィードバック抵抗
R_B	：	フォトダイオードのバイアス抵抗
τ_m	：	シェイピング時間
k	：	ボルツマン定数（$1.38 \times 10^{-23}[J/^\circ K]$）
T	：	絶対温度 $[^\circ K]$
e	：	指数関数（2.718）
q	：	電荷（$1.6 \times 10^{-19}[C]$）

である。

一般にノイズは大きく2つの種類に分けられる。直流成分（パラレル成分）と交流成分（シリーズ成分）である。それぞれ、式（3.1）では、$i_p^2 \cdot \tau_m$、$(C^2 \cdot v_s^2)/\tau_m$ がそれに相当する。1/f ノイズは交流成分のノイズに含まれるが、この場合、小さくてほとんど無視できるものとする。ノイズ全体の大きさは電流性のノイズと電圧性のノイズの2乗の和に相当する。

式（3.1）より、シェイピング時間 τ_m が短いときは主に電圧性のノイズが全体に効き、τ_m が長くなると電流性のノイズが効いてくることになる。

ここで、どうしてプレアンプの入力初段に取り付けるトランジスタが JFET でなければならないのか、ということについて説明することができる。図 3.1 はシェイピング時間を変えた時のエレクトロニクスのノイズの大きさを表している [11]。このとき、ノイズの大きさは電子数に換算してある。

図 3.1: エレクトロニクスのノイズ（ $C_D = 30pF,\ I_D = 10nA$ ）

バイポーラトランジスタはその構造上、ベースからエミッタやコレクタに電流が流れ込んでしまうことを避けられない。そのため、シェイピング時間（τ_m）が大きくなるにつれて全体のノイズも大きくなってしまう。そしてそのノイズは我々が

使用したい領域で問題になってくる。

又、MOS-FET については、ゲートとドレインやソースの間に酸化膜があるため、電流は完全に遮断されている。しかし、MOS-FET には非常に大きな 1/f ノイズが測定される。これは酸化膜を作る際のデバイスの表面が完全に平らでないためではないか、と考えられているがはっきりした原因はまだ良く分かっていない。

これらに対して JFET は電圧によってドレイン・ソース間の電流を操作するため、ゲートからの電流の洩れはあまりない。また、1/f ノイズの影響もほとんどない。実際に我々が設定したいシェイピング時間はだいたい $1 \sim 3\mu sec$ の範囲（これについては第 4 章で詳しく述べる）である。

この領域においては JFET がもっとも低ノイズになっており、電磁カロリーメーターの入力初段に取り付けるのにふさわしいといえる。

室温（$T = 27°C$）のときについて式（3.1）を整理すると、式（3.2）のように表せる。このとき、g_m や静電容量などの読みだし用アナログエレクトロニクスのノイズの大きさを決める要素について、実際のオーダーに合わせて記述している。

$$\begin{aligned} ENC^2[electron^2] &= (628)^2 \times \frac{(C_G + C_D[100pF])^2}{g_m[10mS] \times \tau_m[\mu sec]} \\ &+ (107)^2 \times \tau_m[\mu sec] \times (I_D + I_G[nA]) \\ &+ (77)^2 \times \tau_m[\mu sec] \div R_F[100M\Omega] \\ &+ (77)^2 \times \tau_m[\mu sec] \div R_B[100M\Omega] \end{aligned} \tag{3.2}$$

但し、

$$\begin{aligned} A_n^2 &= \frac{e^2}{4} \\ A_{\frac{1}{f}}^2 &= 0 \end{aligned}$$

を代入している。

このノイズが、実際にはどのくらいの大きさのノイズになるか計算してみると、式（3.3）のようになる。この式の各項は式（3.2）の各項に対応している。この式より、主に第1項と第2項が効いていることが分かる。

$$\begin{aligned} ENC^2[electron^2] &= (309)^2 + (214)^2 + (109)^2 + (109)^2 \\ &= (395)^2 \end{aligned} \tag{3.3}$$

但し、実際的な値として次のようなものを代入している。

$$\begin{array}{llll} g_m = 25\ [\mathrm{mS}] & & \tau_m = 2\ [\mu\ \mathrm{sec}] \\ C_G = 10\ [\mathrm{pF}] & & I_G = I_D = 1\ [\mathrm{nA}] \\ C_D = 100\ [\mathrm{pF}] & & R_F = R_B = 100\ [\mathrm{M}\Omega] \end{array}$$

図 3.2: 読みだし用アナログエレクトロニクスのノイズを決定する要素

さらにどの要素が全体のノイズにどの程度影響するかを調べてみた。但し、調べる要素以外のものについては先ほどの式 (3.3) に用いた値と同じものを代入している。

キャパシタンス (C_D, C_G)

この図から明らかなようにキャパシタンスは小さいほど良い。C_D については、フォトダイオードによって決まってしまうが、C_G についてはなるべく小さい JFET を選んだ方が良い。

図 3.3: キャパシタンスを変えたときのノイズ

シェイピング時間 (τ_m)

ノイズはシェイピング時間によって、下図のように変わる。そのため、最も低ノイズになるようなシェイピング時間を選ばなくてはならない。

図 3.4: シェイピング時間を変えたときのノイズ

抵抗 (R_F, R_B)

下図からわかるようにフィードバック抵抗（もしくはバイアス抵抗）が
$10M\Omega$ 以上になると、ほとんど全体のノイズには影響しない。

図 3.5: 抵抗値を変えたときのノイズ

以上の計算結果より、低ノイズの読みだし系にするためには、以下の点に注意しなくてはならない。

- プレアンプ入力初段に取り付ける JFET は、そのゲートキャパシタンスがなるべく小さくて、g_m の大きい素子を選ぶ。
- 最も低ノイズになるシェイピング時間を選ぶ。
- プレアンプのフィードバックに取り付ける抵抗は少なくとも $10M\Omega$ 以上にする。

次の章では、以上の点に留意して行なったプレアンプの回路設計について述べる。

第 4 章

プレアンプの回路設計

プレアンプはアナログエレクトロニクス系の中でも最も検出器に近く、全体の雑音特性に支配的であるため、物理解析に大きな影響を与える。ここでは前に述べた 読みだし用アナログエレクトロニクスへの要求をすべて満たす プレアンプの回路設計について述べる。

図 4.1が設計したプレアンプの回路図である。この回路を設計するに当たってノイズ、安定性、リニアリティなどについて、測定やシュミレーションの結果を行ない調べた。

以下、次の事項について報告する。

- 設計したプレアンプの回路構成について
- JFET の選定について
- SPICE による回路シュミレーションの結果について

下図が設計したプレアンプの回路図である。ピンが 8 本出すようになっている。それぞれ、

入力信号	2 本 （フォトダイオード用、テストパルス用）
出力信号	2 本 （エミッタ側、コレクタ側）
電源	2 本 （ $+15V$ 、 $-5V$ ）
グラウンド	2 本

である。また、フィードバックのキャパシタンス（$C2$）には $1pF$ 、フィードバック抵抗（$R14$）には $50M\Omega$ もしくは $10M\Omega$ を取り付ける予定である。

図 4.1: B-Physics 用電磁カロリーメーターの プレアンプの回路図

4.1 回路構成

図 4.1 を解りやすく描くと図 4.2のようになる。

図 4.2: プレアンプの回路概念図

この図からも解るようにプレアンプは三角形で示される増幅器本体の部分と、フィードバック（出力の一部を入力に帰還するような回路）から成る。

このプレアンプ回路のそれぞれの部分の役割について説明する。

フィードバック

フィードバックキャパシタンスの働きで、入力電荷が電圧となって出力される。この出力電圧の大きさ（V_{out}）は式（4.1）で示すように入力電荷をフィードバックキャパシタンスで割った値となる。また、出力波形の立ち下がりは $\exp(-t/R_F C_F)$ に比例している。（図 4.3参照。）つまり、プレアンプ本体の素子の影響はほとんどうけずにフィードバックによって出力が決定される。（付録 B参照。）

$$V_{out} = \frac{Q_{in}}{C_F} \quad (C_F = C2) \tag{4.1}$$

図 4.3: 出力波形（便宜上、正にしている。）

増幅器本体

図 4.2 で三角形で表されているプレアンプ本体の内、主な部分は 図 4.4 に示すような回路構成になっている。ここでは、約 $10^5 \sim 10^6$ のゲイン（オープンループゲイン）が得られている。

図 4.4: プレアンプの主要部分

$Q1$ が入力初段の JFET で、これはノイズに支配的であるばかりでなく、プレアンプ全体の個性を決定する。$Q4$, $Q6$ は主に $Q1$ に常に一定の電流を流させるための働きをする。

$+15V$, $-5V$ の電圧は目的のダイナミックレンジを得るためにかけている。

ドライブのための工夫

$Q2$, $Q10$ は出力に大きな電流を流すために取り付けられたトランジスタである。

このように 2 つのトランジスタのコレクタが共通で、1 つ目のトランジスタのエミッタが 2 つ目のトランジスタのベースに接続されているような接続をダーリントン接続という。[12] ダーリントン接続された 2 つのトランジスタは 1 つのトランジスタと同じような振舞いをする。しかし、1 つのトランジスタだけのときよりも、インプットインピーダンスがずっと大きくなり、又カレントゲインも大きくなるといった利点がある。

さらに 1 つ目のトランジスタを JFET にすることで、BJT のときよりもインプットインピーダンスが大きくなり安定性が増す。

図 4.5: ダーリントン接続

その他の部分

- 発振を防ぐための抵抗

インプットインピーダンスが負であれば、その回路は発振している。$R1$ はインプットインピーダンスが負にならないようにするための“保険”の抵抗である。しかし、この抵抗はノイズの原因の 1 つとなるので、あまり大きすぎるのは良くない。

- 安定性を良くするためのトランジスタ

回路の安定性（インプットインピーダンス、負側の電源電圧の振れに対して）を良くするためには、$R4$, $R5$ には大きな抵抗が必要である。そこで、$Q7$, $Q8$ のトランジスタを電流源として使用することによりエミッタ側からの抵抗を無限大としている。

- フィルター

$C5$, $Q5$, $C7$, $R8$ （ $C6$, $Q9$, $C8$, $R7$ ）で構成される部分は電圧のノイズを拾わないためのフィルターである。

図 4.6: フィルター

- JFET 保護用

$Q3$ は、誤って入力端子に大きな電圧をかけてしまっても、電流が $Q1$ には流れないようにするための素子である。ここでは $Q3$ は ダイオードと同じ働きをしている。

図 4.7: JFET 保護用のトランジスタ（ダイオード）

4.2 JFET の選定

測定回路で大切なのはなんといってもトランジスタ（バイポーラ、FET）などの能動素子である。特にプレアンプの入力初段に取り付ける JFET は読みだし用アナログエレクトロニクスのノイズに大きく関わっている。また、この JFET によってプレアンプの特性がほとんど決定されてしまう。その為、JFET は慎重に選ばなくてはならない。そこで、入手可能かつ B-Physics 用電磁カロリーメーターのプレアンプの入力初段に取り付けるのにふさわしいと考えられる素子全てについて調べた。

この節では、JFET の選定のために行なったことについて述べる。

4.2.1 JFET

FET というのは Field Effect Transistor （電界効果トランジスタ）の略で、通常よく知られているバイポーラトランジスタとは少し異なる。バイポーラトランジスタは N 型半導体と P 型半導体が NPN （もしくは PNP）とサンドイッチのように並べられており、この真中のベースに少数のキャリヤーを注入して電子及び正孔の運動を制御し、増幅作用を得ている（図 4.8(a)(b) 参照）。

図 4.8: バイポーラトランジスタ (BJT) (a)N 型 BJT (b)P 型 BJT

これに対してFETは電子または正孔の一方の運動を電界によって制御する。FETにはJFET（Junction FET）とMOSFET（Matal Oxiside Silicon FET）がある。JFETというのは図4.9(a)に示すようにゲートに負の電圧をかけ、そのときにできる空乏層の厚さを調整することによってドレイン・ソース間に流れる電流を制御する。また、MOSFETについては図4.9(b)にN型のMOSFETの例を示している。これは、P型のシリコンの基盤の2箇所に高濃度の、ドナーとよばれるN型の電極がつくってある。この一方がドレイン、もう片方がソースとなる。このドレインとソースの間の基盤の表面に絶縁性の酸化被膜（SiO_2）をつくる。その上に金属を蒸着してゲート電極にする。（つまり、ゲートとドレイン・ソース間には電流は流れない。）このゲートに高い正の電圧をかけると絶縁膜の下側に電荷が引き寄せられてN型の反転層ができるので、ここを通って電流が流れることができる。つまり、これもJFETと同じくゲートにかける電圧によって電流を制御している。

図 4.9: (a)JFET (b)MOSFET

ここで、電圧が微小変化したときの電流の変化量を相互コンダクタンス（g_m）と定義する。

$$g_m = \left(\frac{\partial I_{ds}}{\partial V_g} \right)_{V_d} \tag{4.2}$$

ただし、I_{ds} はドレイン・ソース間の電流、V_g はゲートの電圧、V_d はドレインの電圧である。

プレアンプに取り付けてB-Physicsの解析を行なうことのできること、かつ、入手可能（日本製）であること、ということで候補として選んだ素子を表 4.1に示した。

素子	製造会社	C_G [pF]	外形	その他
2SK147-V	TOSHIBA	75	(a)	L3 で使用
2SK162	NEC	55		
2SK190-F	HITACHI	75		
2SK369-V	TOSHIBA	75		
2SK371-GR	TOSHIBA	75		
2SK194-L	NEC	75		
2SK715-V	SANYO	10		
2SK322-WP	HITACHI	10	(b)	TOPAZ-TPC, FCL で使用
2SK980-XAG01	HITACHI	10		
2SK932-22	SANYO	10		

表 4.1: JFET の候補

図 4.10: 外形

4.2.2 測定項目

JFET の選定の為に行なった測定は次の 4 つである。

1. g_m

2. 1/f ノイズ

3. 素子のばらつき

4. テスト用回路に組み込んだときのノイズ

最初の 3 項目については Semiconductor Noise Analyser (Quan Tech 社) で測定した。4 番目の項目については既存の回路 (TOPAZ-TPC) に調べようとする JFET を付けかえて、サンプリングのできるデジタルオシロスコープで測定した。

それぞれの測定結果について報告する。

1. g_m の測定

式 (3.2) から、低ノイズの読みだし系にするためには、なるべく g_m が大きくて C_G の小さな素子を選ぶ必要がある。そこで、前述の 10 種類の素子について g_m の測定を行なった。

図 4.11: FET のゲート幅 (W) と長さ (L) の定義

測定結果を示す前に g_m と JFET の構造との関係について考察する。

JFET のゲート幅 (W) と長さ (L) が図 4.11のようであるとき、g_m は式 (4.3) のような形で表すことができる。

$$g_m = \sqrt{2\frac{W}{L}k_p I_d}$$

$$= \frac{\sqrt{2\mu C_G I_d}}{L} \tag{4.3}$$

但し、

$$k_p = \frac{\mu C_G}{WL} \quad , \qquad \mu : mobility$$

である。この式より

$$g_m \propto \sqrt{C_G}$$

ということがいえる。

そこで、実際に行なった g_m の測定は図 4.12に示す。この図はドレイン電流を変えた時の g_m の値をプロットしたものである。このとき、ドレイン・ソース間の電圧を 2.2V は固定している。この結果では、ゲート容量（C_G）の値によって 2 組に分かれており、式（4.3）を再現しているといえる。

消費電力などを考えて、実際に流せる予定のドレイン電流は 5mA 付近である。そのときの g_m の値は C_G が同じ値のものはほとんど同じ値になっており、それぞれ、

(a) 40mS $(C_G = 55$ 又は 75 [pF])

(b) 25mS $(C_G = 10$ [pF])

である。

図 4.12: ドレイン電流を変化させたときの g_m

2. 1/f ノイズ

1/f ノイズというのはその名前のとおり、周波数に反比例するような特性をもったノイズをいう。もし、1/f ノイズがあれば、低周波になるにつれて大きくなるようなノイズが見られるはずである。そこで、周波数を変えた時のノイズを測定した。その結果は図（4.13） に示してあるとおりである。この図も C_G の値によって 2 つに分けている。(a) は C_G= 55 又は 75pF のものについてであり、(b) は C_G= 10pF のものについてである。このとき、どちらの場合もドレイン・ソース間の電圧は 2.2V、ドレイン電流は 5mA に設置している。

図（4.13）から分かるように、

(a) C_G が 55 又は 75pF の素子については 1/f ノイズと考えられるノイズはどの素子についても見られなかった。

(b) C_G が 25mS の素子については 2 種類の素子に f/1 ノイズと考えられるノイズが見つかった。

cf. ） *CMOS-FET* の場合は *JFET* の $\sim 10^3$ 倍の *1/f* ノイズが観測される。

図 4.13: 周波数を変化させたときのノイズ

3. 素子のばらつき

先ほどの g_m と 1/f ノイズの測定結果から良い JFET の代表として

(a) C_G= 55 又は 75 [pF]

2SK147 (C_G= 75 pF)

2SK162 (C_G= 55 pF)

(b) C_G= 10 [pF]

2SK322

2SK932

の 4 種類を選んだ。

そして、それぞれ 1 種類の素子につき (a)30 個ずつ (b)20 個ずつ 、g_m を測定して、そのばらつきを調べた。(b) タイプの素子の数を少なくしたは、その形状がが非常に小さいため、はんだ付けが困難であること、また、そのはんだをはがすときに素子を破壊しやすいことからである。

結果は図 4.14のとおりである。それぞれの素子のばらつきは、

$\underline{2SK147 \quad 4.1\%}$

$\underline{2SK162 \quad 1.3\%}$

$\underline{2SK322 \quad 2.1\%}$

$\underline{2SK932 \quad 2.0\%}$

であった。

図 4.14: 素子のばらつき

4. テスト用回路に組み込んだときのノイズ

既存の回路（TOPAZ-TPC のプレアンプ）を使って実際にプレアンプの入力初段に JFET を組み込んだときのノイズを測定した。

この測定のフローチャートは図 4.15に示すとおりである。

図 4.15: ノイズ測定のフローチャート

1. まず、パルサー（pulser）からステップパルス（電圧信号）を出しアテネーター（Attenuator）で適当な大きさのステップパルス（V_{in}）に変える。

2. この信号はプレアンプの入力部に取り付けられた 1pF のキャパシタンスによって微分され、デルタパルスになる。このとき、1pF にかけられた電圧（V_{in}）と入力電荷（Q_{in}）との関係は $Q_{in} = 1pF \cdot V_{in}$ で与えられる。

3. このデルタパルスはプレアンプ、シェイピングアンプを通って増幅され、デジタルオシロスコープで測定される。このデジタルオシロスコープはサンプ

リングが出来るようになっているので、シグナルの大きさだけでなく、その変動の幅も測定することが出来る。

又、この測定においてはフォトダイオードの静電容量（C_D）相当のキャパシタンスをプレアンプの入力に並列にとりつけている。

測定に使用したプレアンプ（TOPAZ-TPC 用）の回路図は図 4.16に示す。

図 4.16: TOPAZ-TPC のプレアンプの回路図

又、使用したシェイピングアンプは Model 450 Research Amplifier （EG & G ORTEC 社）で、シェイピングの形はセミガウシャン（Semi-Gaussian）である。ポールゼロキャンセルについてもこのシェイピングアンプで行なっている。

まず、シェイピング時間を変えたときのノイズ測定の結果を示す。このとき、

$$\text{入力電荷数} = 62500[electron]$$

$$C_D = 100[pF]$$

$$\text{シェイピングアンプのゲイン} = 200$$

に設置している。また、ノイズの大きさはエレクトロン数に換算されている。

この結果は第 3 章で述べたシェイピング時間（τ_m）の値によって電圧性のノイズが効いている部分（$\tau_m \leq 0.5\mu sec$）と電流性のノイズが効いている部分（$5\mu sec \leq \tau_m$）がみられ、τ_m が $1\mu sec \sim 3\mu sec$ のときが最もノイズが少ないということがいえる。

図 4.17: シェイピング時間を変えたときのノイズ

ここで、B-Physics の測定 において、実際に行なわれる予定のデータ収集は図 4.18 にようになっている。

図 4.18: B-Physics の測定におけるデータ収集のフローチャート

プレアンプから出た信号は 2 つに分けられる。1 つはシェイピングアンプ $\rightarrow ADC$ という経路で解析用のデータとして送られるためで、残るもう 1 つはトリガー用である。このトリガーに要する時間は約 $2\mu sec$ である。従って、ADC に正確なシグナルの大きさを伝えるためには、シグナルがピークになるときの時間が $2\mu sec$ 以上でなくてはならない。又、遅くなり過ぎるとトリガーのゲートを待たせることになり、検出器全体のトリガーレートを悪くすることになる。そこで、図 4.19 に示すように τ_m を変えたとき、シェイピングアンプの出力がピークになる時間がどのようになるかを測定し、最も良いシェイピングの時間を考察した。

図 4.19: シェイピング時間を変えたときの出力のピーキングタイム

この結果より、ピークとなる時間 $2\mu sec$ 以上になるのは、τ_m が $1\mu sec$ のときである。また、シェイピング時間を $5\mu sec$ 以上にすると、ピークの時間は $10\mu sec$ 以上になってしまうことから、τ_m は $1 \sim 3\mu sec$ が良いと思われる。

そこで、τ_m を $1\mu sec$ に固定したときのノイズ測定の結果を図 4.20に示す。C_D 相当のキャパシタンスをつけかえて測定した。

実際に使われる予定のフォトダイオードの静電容量は 100 pF 前後である。このときにおけるノイズは、この図から、

どの素子についても 500 [electron] 程度である。

ということがいえる。我々の目標としているノイズは 700[electron] 以内であるから、ここで調べた素子についてはどれも B-Physics 用電磁カロリーメーターのプレアンプに使えるものであるといえる。

また、このキャパシタンスによるノイズ特性は、ほとんど 1 直線上にラインフィットできる。そこで、その傾きと切片を調べた。

それぞれの傾き、切片は次の通りである。

$2SK147$（傾き $= 2.04\ [e/pF]$, 切片 $= 342\ [e]$ ）

$2SK162$（傾き $= 1.98\ [e/pF]$, 切片 $= 323\ [e]$ ）

$2SK322$（傾き $= 2.71\ [e/pF]$, 切片 $= 220\ [e]$ ）

$2SK932$（傾き $= 2.79\ [e/pF]$, 切片 $= 233\ [e]$ ）

図 4.20: ディテクターキャパシタンス（C_D）を変えたときのノイズ

以上の結果をまとめると、下の表 4.2.2のようになる。

	(a)$C_G = 55or75[pF]$	(b)$C_G = 10[pF]$
形状・大きさ	○	○
g_m (@ $I_d = 5mA$)	40	25
1/f ノイズ	なし	なし
テスト用回路に組み込んだときのノイズ	$\sim 500e$	$\sim 500e$
素子のばらつき	2SK147 : △ 2SK162 : ○	2SK322 : ○ 2SK932 : ○

従って、この 4 種類の素子の中から B-Physics 用電磁カロリーメーターのプレアンプに取り付けるのにふさわしい JFET と考えられるものは、

$$\underline{(a)\ 2SK162} \qquad \underline{\text{(b) 2SK322 , 2SK932}}$$

の 3 種類である。

ここで、2SK322 と 2SK932 については表面実装用なので、非常に小さくて、プレアンプ全体をハイブリッド化することが可能になる。そうすると、限られた空間を有効につかうことができ、都合が良い。

以上より、B-Physics 用電磁カロリーメーターのプレアンプには

2SK322 もしくは **2SK932**

のいずれかを入力初段に取り付ける JFET として選ぶのが最も適当であるという結果を得た。

4.3 SPICE による回路シュミレーション

電子回路が動作するかどうか確かめる現実的な方法は、実際に回路を組んでみることである。

しかし、シュミレーションプログラムを用いることにより、実際に回路を組み立てる前に電子回路の動作シュミレーションを行うことができ、実際のハードウェアに触れることなく、回路に変更が必要かどうかを知ることができる。このようなシュミレーションプログラムは近年非常に精密なものが開発されており、実際に作った回路の特性をよく再現することが知られている。そのため、会社などでも回路設計によく用いている。

今回は SPICE というプログラムを使ってその回路特性を詳しく調べた。SPICE とは Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis（集積回路に重きをおいたシュミレーションプログラム）の略で 1970 年代に開発された CANCER というシュミレーターをカリフォルニア大学バークリー校で改良したアナログ回路用シュミレーターである。そのあと、さらに改良が加えられ、現在では、より現実に近いシュミレーションが行なえるようになっている。例えば、バイポーラトランジスタや FET などの能動素子の特性パラメーターを入れてシュミレーションすることができる。すると素子を変えたときの違いまでシュミレーションで分かってしまう。また、実際には行なえないような測定もすることができる。しかも、回路を壊してしまう恐れもない。

この節では、SPICE を用いて行なったシュミレーションについて報告する。また、プレアンプの入力初段の JFET には、2SK322 相当のパラメータを入れている。このパラメータは 2SK322 の特性を実際に測定し、その結果を SPICE に入れたものである。

4.3.1 出力波形

SPICE を使ってプレアンプにステップパルスを入れたとき出力は下図のようになる。但し入力信号の大きさは $1V$、立ち上がり時間は $1nsec$ である。

図 4.21: プレアンプの出力波形

4.3.2 回路の安定性

プレアンプの回路を設計するに当たって、低ノイズであることも大切であるが、それ以前に安定な回路であることが必要である。発振しない、又、温度や電源電圧のふらつきによって出力信号が影響されないような回路でなくてはならない。

SPICE で回路の安定性を見るには次のようなことを調べることによってよく評価できる。

1. インプットインピーダンスについて
2. アウトプットインピーダンスについて
3. 電源電圧のふらつきに対して
4. 前の 3 つの項の温度変化に対して

以下、それぞれについて調べた結果を報告する。

1. インプットインピーダンス

インプットインピーダンス（Z_{in}）というのは、入力から見た回路の抵抗値のことである。もし、このインプットインピーダンスの実数部分が正（$Real(Z_{in}) < 0$）であれば入力よりも大きなパワーが返ってくることになるので、発振していることになる。全く理想的な回路では $Real(Z_{in})$ が無限大に大きい。

この B-Physics 用電磁カロリーメーター用に設計したプレアンプに関しては入力に 10Ω の抵抗がつけてあるので、発振していなければ $Real(Z_{in}$ は 10Ω 以上になるはずである。

そこで、温度が $25°C$ のときの、周波数に対するインプットインピーダンスを調べた。測定に使った回路図を図 4.22に示す。又、その結果は図 4.23 である。

図 4.22: インプットインピーダンスの測定に使った回路

図 4.23より、低周波に於いては大変安定であることがわかる。周波数が大きくなるにつれて インプットインピーダンスの実数部分の値は小さくなっていくが、$f = 1GHz$ に於いてでも $Z_{in} = 16\Omega$ となっており、発振しておらず十分安定であるといえる。

図 4.23: $25°C$ におけるインプットインピーダンス

2. アウトプットインピーダンス

アウトプットインピーダンス（Z_{out}）というのは、出力から見た回路の抵抗値のことである。このアウトプットインピーダンスに関してはその実数部分が $1 \ll Real(Z_{out})$ であれば、出力からの反射がかえってくることになるので、$Real(Z_{out}) \sim 0$ であることが望ましい。

この B-Physics 用電磁カロリーメーター用に設計したプレアンプに関しては 50Ω の同軸ケーブルでドライブする予定なので、出力に 50Ω の抵抗がつけた。従って、アウトプットインピーダンスの実数部分は 50Ω であることが望ましい。

そこで、温度が $25°C$ のときの、周波数に対するアウトプットインピーダンスを調べた。

図 4.24 はアウトプットインピーダンスを調べるために用いた回路図で、図 4.25 はその結果である。

図 4.24: コレクタ側のアウトプットインピーダンスを調べるために使用した回路図

図 4.25 より、$1MHz$ まではほとんど $Real(Z_{out}) = 50\Omega$ となっており、かなり高範囲にわたって安定であるといえる。

図 4.25: $25°C$ における (a) コレクタ側のアウトプットインピーダンス (b) エミッタ側のアウトプットインピーダンス

3. 電源電圧のふらつきに対して

正側（もしくは負側）の電源電圧に、ふらつき ΔV_{plus} （又は ΔV_{minus}）を与えたとき、出力電圧（V_{out}）にどの程度影響がみられるかを調べた。（図 4.26参照）

図 4.26: ΔV_{out}, ΔV_{plus}, ΔV_{minus}

影響の受ける度合を次の式（4.4）の R で表す。

$$R[dB] = 20 \log \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{plus}} \tag{4.4}$$

つまり、最も理想的なのは R が $-\infty$ となることである。R の測定に使用した回路の回路図は図 4.27である。又、この R の周波数特性を調べた結果を図 4.28 に示す。

図 4.27: 電源電圧のふらつきによる影響を調べるために使用した回路図

図 4.28 から、正側、負側のどちらにふらつきを与えたときについても R は十分に小さくあまり出力に影響を与えない。一番悪いときでも、$R \sim -22\ [dB]$ なので、出力にはふらつきの 13 分の 1 が伝わるだけである。

図 4.28: $25°C$ における、周波数に対する電源電圧のふらつきによる影響 (a) 正側の電圧電源を振ったとき (b) 負側の電源電圧を振ったとき

4. 温度変化に対して

$25 \pm 5\,[^{\circ}C]$ の温度変化があったときの回路の安定性を調べた。以下、インプットインピーダンス、アウトプットインピーダンス、電源電圧のふらつきを与えたときの温度変化させたときの周波数特性を示す。それぞれの図から明らかなように $25 \pm 5^{\circ}C$ の温度変化では、どれもほとんど変化がなく、安定しているといえる。。

- インプットインピーダンス

図 4.29: 温度変化によるインプットインピーダンスの変化

- アウトプットインピーダンス

図 4.30: 温度変化によるアウトプットインピーダンス（コレクタ側）の変化

図 4.31: 温度変化によるアウトプットインピーダンス（エミッタ側）の変化

- 電源電圧のふらつきに対して

図 4.32: 温度変化に対する正側の電源電圧のふらつきの影響

図 4.33: 温度変化に対する負側の電源電圧のふらつきの影響

4.3.3 ダイナミックレンジ

第1章で述べたように B-Physics 用電磁カロリーメーターには $20Mev \sim 15GeV$ のダイナミックレンジが要求されている。このような高領域に渡って、直線性を保ち続けるのは、とても難しいことである。そこで、ADC では、シェイピングアンプからの出力を 3 つのパートに分ける。そのため、プレアンプについては、 0.1% ($\simeq 2^{-10}$; 10 ビット) 以内の積分非直線性 (Integral Nonlinearity) が要求される。

この積分非直線性の定義は入力信号を変えたときの実際の出力と完全な直線性を持った出力の差 (Δ) を入力の最大値 (A) で割った値で表される。(図 4.34参照) [14]

図 4.34: 積分非直線性の定義

ここで、プレアンプの積分非直線性について SPICE によるシュミレーションで調べた結果を図 4.35に示す。$25 \pm 5[^{\circ}C]$ の温度変化があったときについても同図に載せている。

この結果から、プレアンプの積分非直線性は

$$\underline{\text{約 } 0.02 \text{ \% } (\simeq 2^{-12} = 12 \text{ ビット})}$$

であり、十分目的を達せられるものであるといえる。

図 4.35: プレアンプの積分非直線性

第 5 章

まとめ

B-Physics 用電磁カロリーメーターのプレアンプの設計を行なった。

まず、最も適当な JFET を探すために 10 種類の素子について調べた。調べた事柄は、g_m、ノイズ、素子のばらつきについてである。その結果、最も適当な候補として

2SK322 （C_D を付けかえたときの特性：傾き $= 2.71$, 切片 $= 220$ ）

2SK932 （C_D を付けかえたときの特性：傾き $= 2.79$, 切片 $= 233$ ）

が選ばれた。

そこで、この 2 種類のうちの 2SK322 をプレアンプの入力初段に組み込んだときに、B-Physics 用電磁カロリーメーターの読みだしとして使うのに適当な回路を SPICE によるシュミレーションで設計した。設計にあたって調べた事柄は、回路に組み込んだときの安定性（インプットインピーダンス、アウトプットインピーダンス、電源電圧のふらつきに対して、温度変化に対して）とリニアリティについてである。

十分安定で、かつ、リニアリティについても目的にかなった回路が設計できた。今後はこのプレアンプを実際に作ってその性能評価をする。

付録 A

ビームテストの結果

本論文 2.5 節 で CsI(Tl) の基礎特性を知るためのビームテストの結果について少し触れたが、ここでは、そこでは述べなかった解析結果について報告する。

A.1 セットアップ

1992 年 1 月 16 日から 29 日にかけて KEK の PS カウンターホール $\pi 2$ ビームラインでビームテストを行なった。この実験の詳しいセットアップを図 A.1に示す。また、この実験に用いたフォトダイオード、プレアンプ、シェイピングアンプ、ADC は表 A.1 に示す通りである。

図 A.1: ビームテストのセットアップ

A.2 結晶の並べ方

このビームテストでは、9 本の結晶を図 A.2のような 3 通りの並べ方で並べた場合について調べた。

図 A.2: 結晶の並べ方

A.3 エネルギー分解能の結晶間隙による効果

A.3.1 結晶の並べ方による効果

B-Physics 用電磁カロリーメーターの $\theta = 90°$ 付近では、図 A.2 (a) のように結晶の前面が揃っているが、$\theta = 30°$ 付近では (b) のように結晶の前面が大きくずれている。そこで、(a)、(b) のように並べたとき、結晶の間隙付近ではエネルギーデポジットのピーク値とエネルギー分解能がどのようになるかを調べた。

図 A.3: エネルギーデポジットのピーク値の結晶間隙の効果

図 A.4: エネルギー分解能の結晶間隙の効果

図 A.3 、図 A.4 より、結晶間隙付近では 6% 程度のシャワーの洩れが見られ、そのため、エネルギー分解能も約 5% にまで悪くなる。

又、図 A.3 、図 A.4 では、本来は結晶間隙に対して対称な形になるはずであるが、そうなっていない。これは、右側にもう結晶がないので、横からのシャワーのもれが大きいためと考えられる。

図 A.5: カスケードシャワーのもれ

A.3.2 入射エネルギーによる効果

次に 図 A.2(b) のように結晶の前面が大きくずれているとき（$\theta = 30°$ 付近）について、入射エネルギーを変えたとき結晶の間隙付近でのエネルギーデポジットのピーク値とエネルギー分解能がどのようになるかを調べた。図 A.6、図 A.7から解るように入射エネルギーが高くなるほど結晶間隙の影響を受けやすい。

図 A.6: エネルギーデポジットのピーク値の結晶間隙の効果

図 A.7: エネルギー分解能の結晶間隙の効果

A.4 リニアリティ

図 A.8 は図 A.2(a) のように結晶を並べ、9 本のエネルギーデポジットを足し合わせたとき、入射エネルギーによってエネルギーデポジットのピーク値がどの程度の直線性（リニアリティ）を示しているかを調べた。最小 2 乗法により $y = Ax$ 又は $y = Ax + B$ にラインフィットし、その直線からのずれをプロットした。左側は実験データで、右側は EGS のシュミレーションによって得られた値である。実験データについては、

$y = Bx$ にラインフィットしたときについては 5% 以内、

$y = A + Bx$ にラインフィットしたときについては 2% 以内

のリニアリティが得られた。

図 A.8: リニアリティ

A.5 結晶の一様性

CsI(Tl) の結晶はその製造過程により、個性がある。そこで、図 A.2(c) のように結晶の横方向からビーム（主に π 中間子）を当て、5cm ずつ位置をずらしたときのエネルギーデポジット分布のピークの値を調べた。図 A.9はこのピークの値の位置による変化を示している。

25cm のものはほとんど一様であったが、30cm のものについては 25% 程度の非一様性がみられた。

図 A.9: 結晶の一様性

付録 B

負帰還増幅

プレアンプの役目は入力信号の忠実な拡大図を後続の入力端子に送ることであるから、入力振幅や周波数に拘らず常に一定の比例関係が成り立っていなくてはならない。しかし、コイル（L）キャパシタンス（C）抵抗（R）の回路網には必ず特定の周波数特性を有するし、増幅を受け持つ素子は本質的に非直線性を示すから、忠実な拡大像を大振幅、広帯域に渡って確保することはかなりむつかしい。この点を解決するために工夫されたのが、負帰還増幅方式である。[8]

図 B.1: 負帰還増幅

図 B.1に示すようにゲイン A の増幅器の出力の β 倍を入力に帰還してやると、入力端子に加わる電圧は $(V_{in} + \beta V_{out})$ となる。この A 倍が V_{out} に等しいから、

$$V_{out} = A(V_{in} + \beta V_{out}) \tag{B.1}$$

となる。つまり、帰還後のゲイン A_F は

$$A_F = \frac{A}{1 - A\beta} \tag{B.2}$$

である。ここで、

$$|1 - A\beta| < 1 \quad \text{のとき、} \quad A_F > A \text{ なので、正帰還}$$
$$|1 - A\beta| > 1 \quad \text{のとき、} \quad A_F < A \text{ なので、負帰還}$$

とよんでいる。特に $A\beta \gg 1$ であれば、

$$A_F \simeq -\frac{A}{A\beta} = -\frac{1}{\beta} \tag{B.3}$$

となってゲインは β 、即ちフィードバックの定数値だけによって決定され、A、即ち能動素子を含んだ回路網には影響されない。

また、式 (B.2) より、

$$\frac{dA_F}{A_F} = \frac{1}{(1 - A\beta)} \cdot \frac{dA}{A} \tag{B.4}$$

となり、A の変動の割合の $(1 - A\beta)^{-1}$ しか A_F の変動には効いてこないことがわかる。

つまり、負帰還増幅を行なうことで、能動素子の回路定数の変化、電源電圧の変化によるゲインの変化はそれだけ減少し、入出力の直線性も良くなると考えられる。

付録 C

プレアンプパーツリスト

B-Physics 用電磁カロリーメーターのプレアンプに使う抵抗、キャパシタンス、トランジスタは図 C.1 に書き込んである通りである。

ノード番号	抵抗値 [Ω]
R1	10
R2	51
R3	820
R4	1k
R5	1k
R6	5.1k
R7	10k
R8	10k
R9	27k
R10	68k
R11	33k, 51k
R12	56k, 33k
R14	10M, 50M

表 C.1: パーツリスト（抵抗）

ノード番号	素子の名前
Q1	2SK322, 2SK932
Q2	2SK322
Q3	2SC3115
Q4	2SA1226
Q5	2SC3115
Q6 Q7 Q8	2SC2223, 2SC3115
Q9	2SC2859, 2SC3265, 2SC4366, 2SC3742

表 C.2: パーツリスト（トランジスタ）

ノード番号	キャパシタンス $[F]$
C1	1p
C2	1p
C3	0.1μ
C4	0.1μ
C5	0.1μ
C6	0.1μ
C7	0.1μ
C8	0.1μ

表 C.3: パーツリスト（キャパシタンス）

図 C.1: プレアンプ回路図

付録 D

DC 特性

フィードバック抵抗が $10M\Omega$ のときと、$50M\Omega$ のときについて設計した回路での DC 特性を SPICE で調べた。図 D.2 、図 D.1 がその結果である。

どちらの場合についても正常な電流値、電圧値となっており、プレアンプが正しく働くと考えられる。

図 D.1: フィードバック抵抗が $50M\Omega$ のときの DC 特性

図 D.2: フィードバック抵抗が $10M\Omega$ のときの DC 特性

付録 E

構造体

プレアンプ周辺の様子は図 E.1のようになっている。

図 E.1: プレアンプ周辺の概要図

また、プレアンプを置くための空間は下図のようになっている。プレアンプのシールドなどについても、以降の図に示す。

図 E.2: プレアンプを置くための空間

付録 F

素子の特性

使用する予定の BJT についてその特性のうち、特に重要なものを表 F.1 に示す。また、JFET の選定に用いた素子についてカタログに載っている特性も以下に示す。

F.1 BJT

素子名	社名	最大定格 I_C [mA]	h_{FE}	f_T [MHz]	C_{ob} [pF]
2SA1226	NEC	−30	100	400	1.1
2SA1247	NEC	−50	500	80	2.2
2SC2223	NEC	20	90	600	1
2SC2859	TOSHIBA	500	120	300	7
2SC3115	NEC	50	500	110	1.6
2SC3265	TOSHIBA	800	200	120	13
2SC3742	NEC	1000	200		
2SC4366	HITACHI	300	1400	250	5

表 F.1: 使用する BJT の特性

F.2 2SK322

F.3 2SK932

F.4 2SK147

F.5 2SK162

謝辞

本研究を行なうにあたり、多くの方々の御協力を得ましたことを心より感謝致します。

特に藤原先生、野口先生、林井先生には、2年間多大な御講義、御指導を頂きましてありがとうございました。高エネルギー物理学研究所の田中真伸さん、池田博一先生にも貴重な御助言、御指導を頂戴し、深く感謝します。

また、カロリーメーターグループの皆様には数々の助言を頂きましてありがとうございました。

最後になりましたが、奈良女子大学高エネルギー講座の皆様には数々の御協力を頂きまして心よりお礼申し上げます。

参考文献

[1] Chistenson,J.H., J.Cronin, V.Fitch, and R.Turlay, Phys. Rev. Lett. 13, 138(1964).

[2] M.Kobayashi and T.Masukawa, Prog. Theor. Phys.49,282 (1972).

[3] N.Cabibbo, Phys. Rev. Lett. 10, 531 (1963).

[4] H.Leutwyler and M.Roos, Z.Phys. C25, 91 (1984).

[5] M.Bourquin et al., Z. Phys. C21 27 (1983).

[6] H.Albert et al., Phys. Lett. 229B 175 (1989).

[7] 高崎史彦 “B-Factory 建設計画 ” 日本物理学会誌 vol.46 (1991).

[8] 佃正 “ 放射線計測のエレクトロニクス ” 岩波書店

[9] 霜田光一 “ エレクトロニクスの基礎 ” 裳華房

[10] H.Ikeda “Lecture Note on Circuit Technology for High Energy Physics Experiment.” KEK Report 92-9 (1992)

[11] E.Gatti, P.F.Manfredi “Processing the Signal from Solid-State Detectors in Elemenrary Particle Physics.” LA RIVISTA DEL NUOVO CIMENTO vol.9 (1986)

[12] Dennis Roddy, John Coolen “Electronics Theory, Devices, and Circuits.” Reston Publishing Company, Inc. (1982).

[13] P.Holowitz and W.Hill “The art of electronics” Cambridge University Press (1980)

[14] IEEE Standards Board “IEEE Standard Test Procedures for Amplifiers and Preamplifier used with Detector of Ionizing Radiation.” (1988)