

B-factory のための
シリコンマイクロストリップ検出器の開発研究

大阪大学長島研究室 花井浩之

平成5年2月12日

概要

現在 KEK に建設が計画されている B-factory は、B 中間子における CP の非保存の検出などを目的としている [1]。CP の非保存を検出するためには、生成された B 中間子の崩壊点を精密に測定する事が必要である。そのための位置分解能の良い検出器としてシリコンマイクロストリップ検出器が考えられている [1]。そこで今回、シリコンマイクロストリップ検出器用の汎用読み出しシステムを製作し、高エネルギー物理学研究所のテストビームを用いてテスト実験を行い、両面シリコンマイクロストリップ検出器の性能評価を行なった。3 種類の検出器の内、一つはほぼ完全に動作しており、一枚両面で x、y 座標についてそれぞれ $16.8\mu\text{m}$ 、 $15.0\mu\text{m}$ の位置分解能を得ることができた。また、他の 2 種類の検出器を評価することにより、検出器の性能を悪くする要因をつきとめることが出来た。

目次

1	序論	1
2	シリコンマイクロストリップ検出器	6
2.1	一般の半導体検出器	6
2.1.1	ダイオード型半導体検出器の基本特性	7
2.1.2	逆バイアス電圧の印加	7
2.1.3	信号読み出し方法	12
2.2	シリコンマイクロストリップ検出器	13
2.2.1	シリコンマイクロストリップ検出器の構造	13
2.2.2	両面シリコンマイクロストリップ検出器	14
2.2.3	2重金属層	16
2.3	検出器の評価ポイント	19
2.4	浜松製シリコンマイクロストリップ検出器	20
3	信号読み出しシステム	23
3.1	信号読み出し方法	23
3.1.1	Double Correlated Sampling 及び信号の時分割多重化	25
3.1.2	時分割多重化された信号の駆動	28
4	両面検出器の性能評価	29
4.1	ビーム実験の概要	29
4.1.1	ビーム実験のセットアップ	29
4.1.2	バイアス電圧の設定	31

4.1.3	実験で得られるデータ	32
4.1.4	使えないチャンネルの割合	35
4.2	データ処理	36
4.2.1	クラスター探し	36
4.2.2	検出電荷総量の分布	36
4.2.3	リファレンス検出器を用いた飛跡の決定	36
4.3	両面検出器の性能評価	38
4.3.1	S/N 比	38
4.3.2	検出効率	39
4.3.3	位置分解能	41
4.3.4	検出電荷総量の相関	43
4.4	性能を左右する要因	46
5	結論	53
5.1	両面シリコンマイクロストリップ検出器の評価	53
5.2	今後の課題	54
A	シグナル、ノイズ、オフセット	55
B	片面検出器の位置分解能	57
B.1	実験のセットアップ	57
B.2	バイアス電圧の決定	58
B.3	データ解析	59
B.3.1	クラスター探し	59
B.3.2	位置分解能	60
C	MX3 を用いたデータ取得システムの詳細	63
C.0.3	データ捕獲サイクル	63
C.0.4	データ読み出しサイクル	64
C.1	コントロール信号の生成回路	64
C.2	コントロール信号の送受信回路	66

C.2.1	送信回路	66
C.2.2	受信回路	66
C.3	アナログ信号の処理回路	66
C.3.1	ケーブル駆動部	67
C.3.2	入力調整部	68
C.3.3	実際の信号	69
C.4	ADC	72

目次

1.1	CP 非対称の一例	2
1.2	B 中間子の崩壊例	2
1.3	非対称衝突型加速器 KEK B-factory	4
1.4	$B^0 \rightarrow J/\psi K_s$ の場合の Δz 分解能	5
2.1	ダイオード型検出器の基本特性	10
2.2	電荷密度分布及び電場	11
2.3	ダイオード型検出器の読み出し	12
2.4	シリコンマイクロストリップ検出器	13
2.5	両面シリコンマイクロストリップ検出器	15
2.6	n^+ 型ストリップ付近の空乏層の様子	16
2.7	ALEPH のバーテックス検出器	17
2.8	2 重金属層	18
2.9	stereo ambiguity	20
2.10	結合線と MX3	21
3.1	読み出しシステム概念図	24
3.2	MX3 内部の回路	26
3.3	MX3 のタイミングチャート	27
3.4	FADC のサンプリング信号と検出器のタイミング	27
4.1	ビーム実験のセットアップ	30
4.2	検出電荷総量と TDC	33
4.3	鉛ガラス検出器の ADC 分布	34

4.4	典型的なクラスターの形	37
4.5	検出電荷総量分布	37
4.6	ノイズ分布	38
4.7	各ストリップのノイズ	40
4.8	residual 分布	41
4.9	検出電荷総量の相関	43
4.10	stereo ambiguity を解くことが出来る確率	45
4.11	平均的なクラスターの形	48
4.12	検出器の領域分け	48
4.13	平均的なクラスターの形の場所依存性	49
4.14	σ_d を計算する範囲	50
B.1	片面検出器のビーム実験のセットアップ	58
B.2	バイアスと検出電荷総量	59
B.3	位置分解能の角度依存性	62
C.1	コントロール信号を作るための回路図	65
C.2	LT1193 を用いた信号増幅回路	67
C.3	LT1193 の性能表	68
C.4	シャットダウン信号の生成回路	69
C.5	実際の信号	71
C.6	1792 チャンネルのオフセットの分布	72

表 目 次

2.1	浜松製シリコンマイクロストリップ検出器の仕様	22
3.1	MX3 の性能表	25
4.1	各検出器のバイアス電圧	31
4.2	死んでいるチャンネルの割合	35
4.3	ノイズの大きなチャンネルの割合	36
4.4	各検出器の S/N 比	39
4.5	各検出器の検出効率	40
4.6	各検出器の位置分解能	42
4.7	各検出器の μ 及び σ	44
4.8	各検出器の σ_{cl}	51

第 1 章

序論

現在、日本の高エネルギー実験の次期計画の一つとして高エネルギー物理学研究所での B-factory 計画 (KEK B-factory) がある。これは B 中間子を大量に作り、まだ性質がよく知られていない B 中間子についての精密な測定を行うことを目的としている。そのうちで B 中間子における CP 非保存の検証は最も重要な目標である。CP 非保存は、B 中間子と反 B 中間子が同一の CP 固有状態に崩壊する際の非対称性として観測する事が出来る。例として、 $B^0 \rightarrow J/\psi K_s$ と $\bar{B}^0 \rightarrow J/\psi K_s$ の間の CP 非対称を図 1.1 に示す [1]。図の縦軸はイベント数に対応する。横軸は、対生成された $B\bar{B}$ 中間子の一方の粒子種をレプトン等により同定し、もう一方の CP 固有状態を $J/\psi K_s$ への崩壊によって決めた場合の、二つの B 中間子の崩壊の時間差 (Δt) をその寿命 (τ_B) で割ったものである。図の実線はレプトン等によって一方の B 中間子を B^0 と同定し、もう一方が $J/\psi K_s$ に崩壊した場合であり (図 1.2)、点線は一方を \bar{B}^0 と同定し、もう一方が $J/\psi K_s$ に崩壊した場合である。B 中間子において CP が保存している時は $\frac{\Delta t}{\tau_B}$ の分布は 0 を中心にして対称な形になるが、CP が保存していない時は図のように非対称性が現れる。ここで、図 1.1 の場合、CP の破れの大きさは $\sin 2\phi = 0.6$ (ϕ は小林-益川行列における CP を破る位相) としてある。このことからわかるように、CP 非保存を検出するためには Δt を精度良く測定することが必要である。 Δt を精度良く測定するためには 2 つの B 中間子の崩壊バーテックス¹を精密に決める必要があるため、B-factory においては粒子の崩壊バーテックスを精密

¹B 中間子が崩壊して多数の粒子に別れる点

Proper Time Distribution

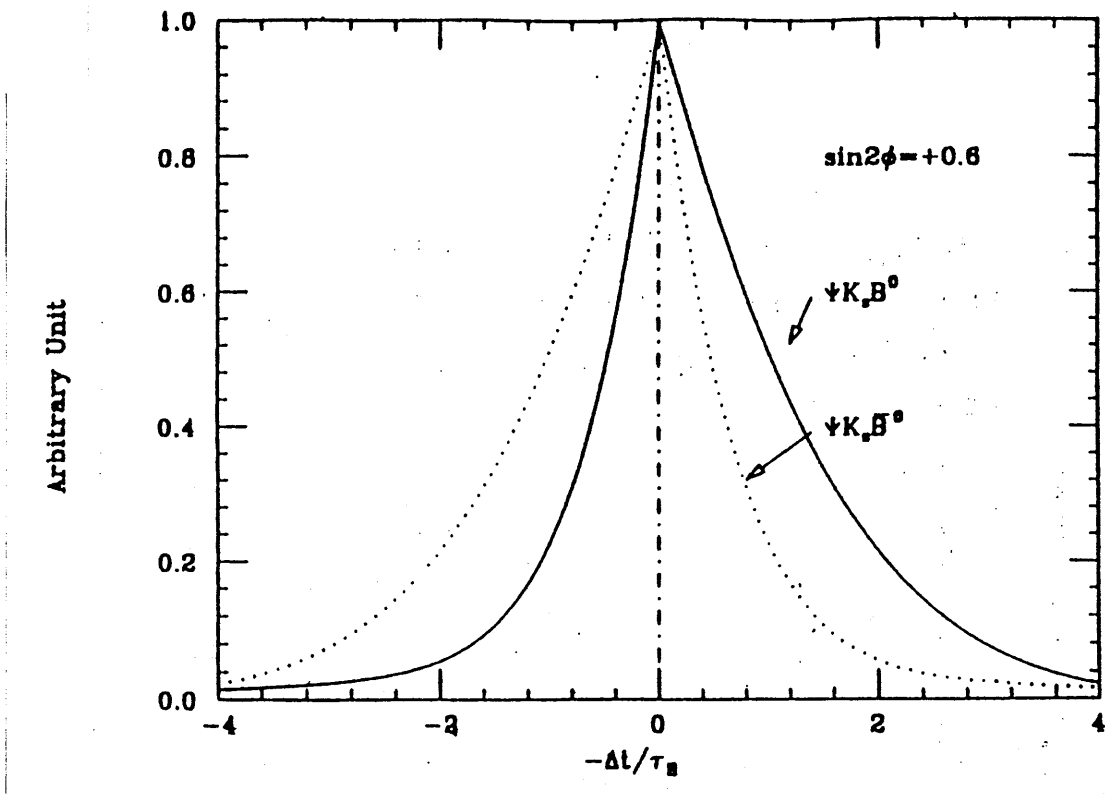


図 1.1: CP 非対称の一例

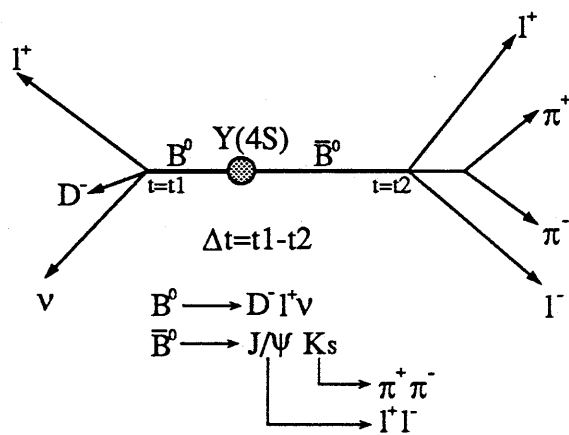


図 1.2: B 中間子の崩壊例

に測定するための検出器 (バーテックス検出器) が非常に重要な役割を果たすことになる。

B-factory は、B 中間子と反 B 中間子を対生成するために、衝突エネルギーが $\Upsilon(4S)$ 粒子の質量と等しい 10.58GeV の電子陽電子衝突型加速器である。 $\Upsilon(4S)$ 粒子はほぼ 100% の分岐比で B 中間子反 B 中間子対に崩壊するため、効率良く B 中間子反 B 中間子対を作る事が出来る。ところが、B 中間子の質量は 5.28GeV であるため、 $\Upsilon(4S)$ 粒子の静止系に対して、その崩壊生成物である B 中間子、反 B 中間子の持つ運動量は $346\text{MeV}/c$ と、ほぼ静止している。B 中間子の寿命は約 1.3×10^{-12} 秒であるので、静止した $\Upsilon(4S)$ 粒子から崩壊した B 中間子の平均崩壊長は $25\mu\text{m}$ と非常に短く、現存の検出器ではその崩壊点を精度良く測定することは出来ない。そこで、電子と陽電子の重心系を異なるエネルギーでの衝突によってブーストさせる²非対称衝突型加速器が世界の様々な研究所で計画されている。KEK B-factory もその一つであり、ビームエネルギーは電子が 8GeV 、陽電子が 3.5GeV である。この場合、 $\Upsilon(4S)$ 粒子は電子ビームの方向にブーストされるため、その崩壊生成物である B 中間子、反 B 中間子も共に電子ビームの方向へブーストされ、平均崩壊長は実験室系で見た場合、約 $160\mu\text{m}$ になる。こういった非対称衝突型加速器の場合、 Δt は

$$\Delta t \simeq \frac{\Delta z}{c\beta\gamma} = \frac{(z_1 - z_2)}{c\beta\gamma} \quad (1.1)$$

と決めることができる。ここで $\beta = c/v$ 、 $\gamma = (1 - \beta^2)^{-1}$ はローレンツ因子、 $\Delta z = (z_1 - z_2)$ は 2 つの B 中間子の崩壊点の z 方向 (ビーム方向) の距離である。CP 非対称パラメーター A_{CP} は

$$A_{CP} = \frac{\Gamma(B^0 \rightarrow J/\psi K_s) - \Gamma(\bar{B}^0 \rightarrow J/\psi K_s)}{\Gamma(B^0 \rightarrow J/\psi K_s) + \Gamma(\bar{B}^0 \rightarrow J/\psi K_s)} \quad (1.2)$$

と定義され、 A_{CP} を統計有意度 3 で測定するためには、バーテックス検出器に対して約 $80\mu\text{m}$ の Δz 分解能の性能が求められる [1]。

これまでの様々な衝突型加速器に組み込まれてきた検出器の中で、精度の良いバーテックス検出器として挙げる事が出来るのは、ドリフトチェンバー等のガスチェンバーである。しかし、これでは $100\mu\text{m}$ 程度の位置分解能しか得られない。しか

²速度を持たせること

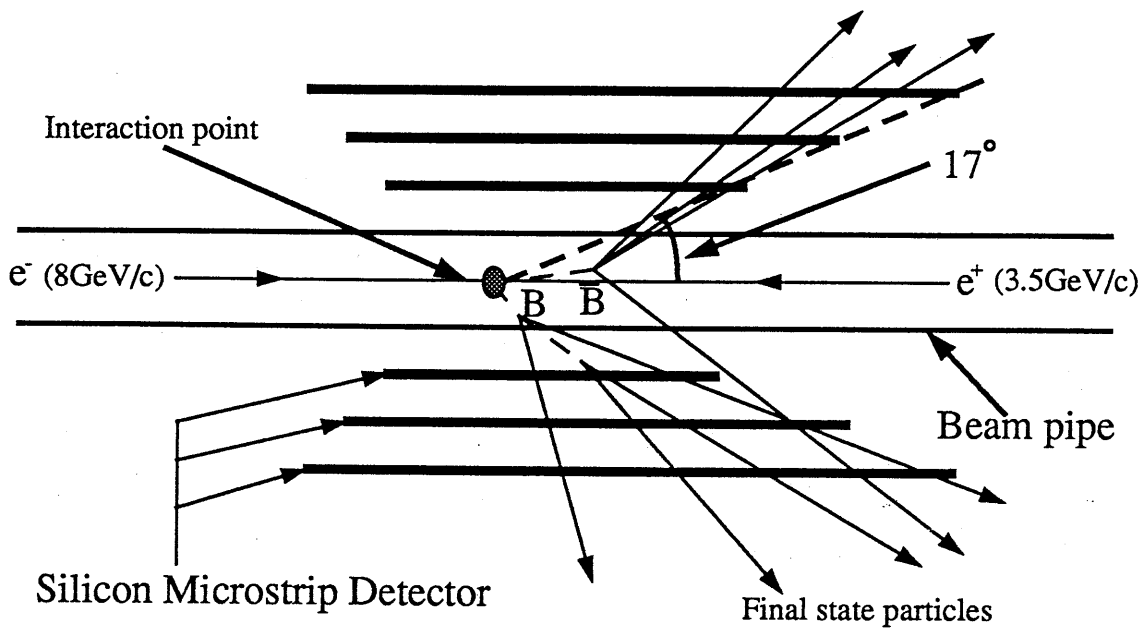


図 1.3: 非対称衝突型加速器 KEK B-factory

も通常、ドリフトチェンバーは高強度ビームを避けて、ビームの周りに円筒状に配置するため、検出される粒子は検出器に対して大きな角度を持って入射する事になる³。従って崩壊点の測定精度はさらに悪くなり、バーテックス検出器として用いる事が不満足であるのは明かである。そこで、もっと位置分解能の良い検出器が要求されることになる。この要求を満たす検出器には、シンチレーションファイバー検出器や、ガスマイクロストリップチェンバー検出器、シリコンマイクロストリップ検出器などがあるが、KEK B-factory にはシリコンマイクロストリップ検出器をバーテックス検出器として組み込む事が考えられている (図 1.3)[1]。付録 B に述べてある 1991 年に行った実験により得た、シリコンマイクロストリップ検出器の様々な入射角に対する位置分解能を用いて B-factory のモンテカルロシミュレーションを行った結果を図 1.4 に示す [2]。図は、 $B^0 \rightarrow J/\psi K_s$ における Δz 分解能を表しており、 $83 \pm 3 \mu\text{m}$ の Δz 分解能が得られることがわかる。従って、シリコンマイクロストリッ

³計画では図 1.3 のように、ビーム軸から 17° のところまでのアクセプタンスを保証することが考えられている [1]。

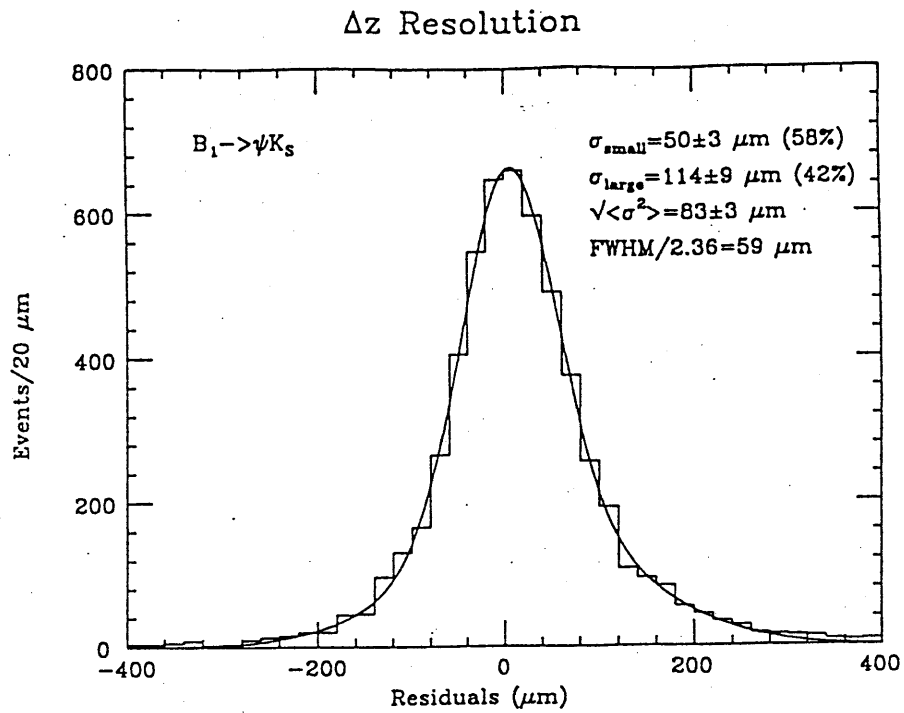


図 1.4: $B^0 \rightarrow J/\psi K_s$ の場合の Δz 分解能

ブ検出器はバーテックス検出器として有望であるといえる。

実際の B-factory には、1 枚で 2 次元の座標を測定することが出来る両面シリコンマイクロストリップ検出器を用いることが考えられている [1]。本論文では、この両面シリコンマイクロストリップ検出器の性能の評価を行い、バーテックス検出器としての性能を満たすことが出来るかどうかを調べた。

第 2 章

シリコンマイクロストリップ検出器

シリコンマイクロストリップ検出器は半導体検出器である。従って、まず一般的な半導体検出器についてその基本的な動作原理を述べ、半導体検出器の特徴などについて説明する。その後、本題であるシリコンマイクロストリップ検出器の動作原理を述べる。

2.1 一般の半導体検出器

現在、一般的に用いられている半導体検出器はシリコンフォトダイオード検出器やゲルマニウム検出器に代表されるダイオード型検出器である。これは p 型半導体と n 型半導体を接合 (p-n 接合) させることにより作られ、ダイオード型の構造を持つ (図 2.1(A))。ここで、p 型半導体とは、シリコンやゲルマニウム等の 4 価の元素の結晶中にホウ素等の 3 価の元素を不純物として注入することにより作られるものであり、自由な正孔 (hole) が多数存在する。また、n 型半導体とは、4 価の元素の結晶中にリン等の 5 価の元素を不純物として注入することによって作られるものであり、自由な電子が多数存在する。3 価の不純物はアクセプター、5 価の不純物はドナーと呼ばれる。電子や正孔の濃度が非常に大きい半導体はそれぞれ n^+ 型、 p^+ 型と言われることがある。

2.1.1 ダイオード型半導体検出器の基本特性

p-n 接合部分においては、その両側の電子濃度及び正孔濃度が異なるため、正孔は n 型半導体中へ拡散してゆき、n 型半導体中の電子を捕獲する。同様に電子は p 型半導体中へ拡散してゆき、p 型半導体中の正孔を埋める。その結果、p 型半導体及び n 型半導体はもともとは電氣的に中性であったことを考えると、n 型半導体中には正電荷が、p 型半導体中には負電荷が余分に存在することになる(これを空間電荷という)。この空間電荷により、p-n 接合を横切って電場が作られるが、この電場は電子や正孔の拡散を防ぐことになる。従って、ある程度拡散が進んだところで、その拡散により作られる電場によって拡散は抑えられることになる。この時の p-n 接合付近の電荷密度(ρ)の分布及びそれによって作られる電場(E)の様子を図 2.1(B)、(C)に示す。この電場によって p-n 接合の両側では電位差が生じるが、この電位差を p-n 接合の接合電圧と言い、一般的には約 1V 程度である。図 2.1(B)、(C)の Depleted Zone と書かれている領域は空乏領域と呼ばれており、この領域には上に述べた現象により、自由な電荷は存在しない。従って、この領域で作られたり、外からこの領域に入って来たりした電子や正孔は電場によってこの領域の外へ運ばれる。また、空乏領域内には自由な電荷が存在しないことから、電気抵抗が非常に高いことがわかる。空乏領域のこのような特徴は、放射線検出器として非常に歓迎すべきことである。この領域に入射した荷電粒子等の放射線は電子正孔対を作るが、これらの電荷は領域中の電場によって、再結合などで失われることなく領域外へ運ばれる。従って、空乏領域のすぐ外側に電極があれば、運ばれて来た電荷を取り出すことが出来る。この電荷量を測定することにより、放射線が空乏領域中に落としたエネルギーがわかる。4 価の元素としてシリコンを用いた場合、1 対の電子正孔対を作るために必要なエネルギーは 3.6eV であり、ゲルマニウムを用いた場合には 3.0eV である。

2.1.2 逆バイアス電圧の印加

前節では外部電圧を与えない半導体ダイオード型検出器について述べた。このような検出器は実際に放射線検出器として動作はするが、非常に悪い性能しか示さない。上で述べたように p-n 接合電圧は約 1V であるが、これだけでは作られた電子や正孔を高速で動かすことは出来ない。また、空乏領域の厚さは非常に小さく、そ

のため検出器の容量は非常に大きくなる。従って、電極に集められた電荷を電圧信号に変換するためのチャージアンプ(後で述べる)の入力段に非常に大きなコンデンサーが接続された状況になり、ノイズが大きくなる。以上のような問題は p-n 接合に外部から逆バイアス電圧を印加することにより解決することが出来る(図 2.1(D))。逆バイアス電圧とは p 側に比べて n 側の方が電位が高いような電圧である。この時、図を見ればわかるように検出器内の自由な電荷(電子及び正孔)はそれぞれの電極に引かれてゆき、十分な逆バイアス電圧を与える事により、検出器の大部分を空乏化することが可能である。図 2.1(E) のように、検出器全体が空乏化されなければ、空乏領域で作られた電子正孔対は電極に集められる前に非空乏領域にある電子や正孔と再結合してしまうため、検出器を通過した粒子の情報は失われてしまう。従って、検出器全体を空乏化することは非常に重要なことである。

ここで、逆バイアス電圧を与えた場合の p-n 接合の性質を求めるために、図 2.2(A) のような理想的な電荷密度($\rho(x)$)分布

$$\rho(x) = \begin{cases} eN_D & (-a < x \leq 0) \\ -eN_A & (0 < x \leq b) \end{cases} \quad (2.1)$$

を考える。ここで、 e は電子の電荷、 N_D 、 N_A はそれぞれドナー、アクセプターの濃度である。検出器全体の電荷は 0 であるので、 $aN_D = bN_A$ である。この時、検出器中の任意の点における電位 φ はポアソン方程式

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon} \quad (2.2)$$

を解くことによって得られる。式 2.1 を式 2.2 に代入すると

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = \begin{cases} -\frac{eN_D}{\epsilon} & (-a < x \leq 0) \\ +\frac{eN_A}{\epsilon} & (0 < x \leq b) \end{cases} \quad (2.3)$$

となる。この式を積分することにより、電場 $E(E = -\frac{d\varphi}{dx})$ が得られる。電場は電荷分布の両端で 0 になるという境界条件を適用することにより、

$$E(x) = \begin{cases} -\frac{eN_D}{\epsilon}(x+a) & (-a < x \leq 0) \\ +\frac{eN_A}{\epsilon}(x-b) & (0 < x \leq b) \end{cases} \quad (2.4)$$

と得られる。従って、電場の形は図 2.2(B) のようになる。電場の式 2.4 を積分する事により、電位分布 $\varphi(x)$ が得られるが、積分の際の境界条件は、p-n 接合の接合電圧を V_{bi} 、与えた逆バイアス電圧を V として、 $\varphi(-a) = V + V_{bi}$ 及び $\varphi(b) = 0$ となる。この境界条件を用いて積分を行うと、

$$\varphi(x) = \begin{cases} -\frac{eN_D}{\epsilon}(x+a)^2 + (V + V_{bi}) & (-a < x \leq 0) \\ +\frac{eN_A}{\epsilon}(x-b)^2 & (0 < x \leq b) \end{cases} \quad (2.5)$$

と得られる。p-n 接合の両側での解は $x = 0$ で一致する必要があるため、

$$(V + V_{bi}) - \frac{eN_D a^2}{2\epsilon} = \frac{eN_A b^2}{2\epsilon} \quad (2.6)$$

となるが、これは $aN_D = bN_A$ より、

$$(a+b)a = \frac{2\epsilon(V + V_{bi})}{eN_D} \quad (2.7)$$

と書ける。空乏領域の幅 d は $d = a + b$ である。

ここで、アクセプター濃度がドナー濃度比べて非常に大きいとき、 $N_A \gg N_D$ であるが、この時 $aN_D = bN_A$ により、 $a \gg b$ となる。これは、空乏領域が n 側に長く伸びていることを表している。この時、 $d \simeq a$ と考えられるため

$$d \simeq \sqrt{\frac{2\epsilon(V + V_{bi})}{eN_D}} \quad (2.8)$$

と計算出来る。また、n 型半導体の比抵抗 ρ_d は、電子の易動度を μ とすると、 $\rho_d = 1/e\mu N_D$ で与えられるため、式 2.8 は

$$d \simeq \sqrt{2\epsilon(V + V_{bi})\mu\rho_d} \quad (2.9)$$

と書くことが出来る。通常、逆バイアス電圧は接合電圧よりもかなり高い(数 10 倍以上)ため、空乏領域の幅はバイアス電圧の平方根に比例すると言える。また、同じ逆バイアス電圧で最大の空乏領域を作るためには、比抵抗の大きな半導体が望ましいことがわかる。

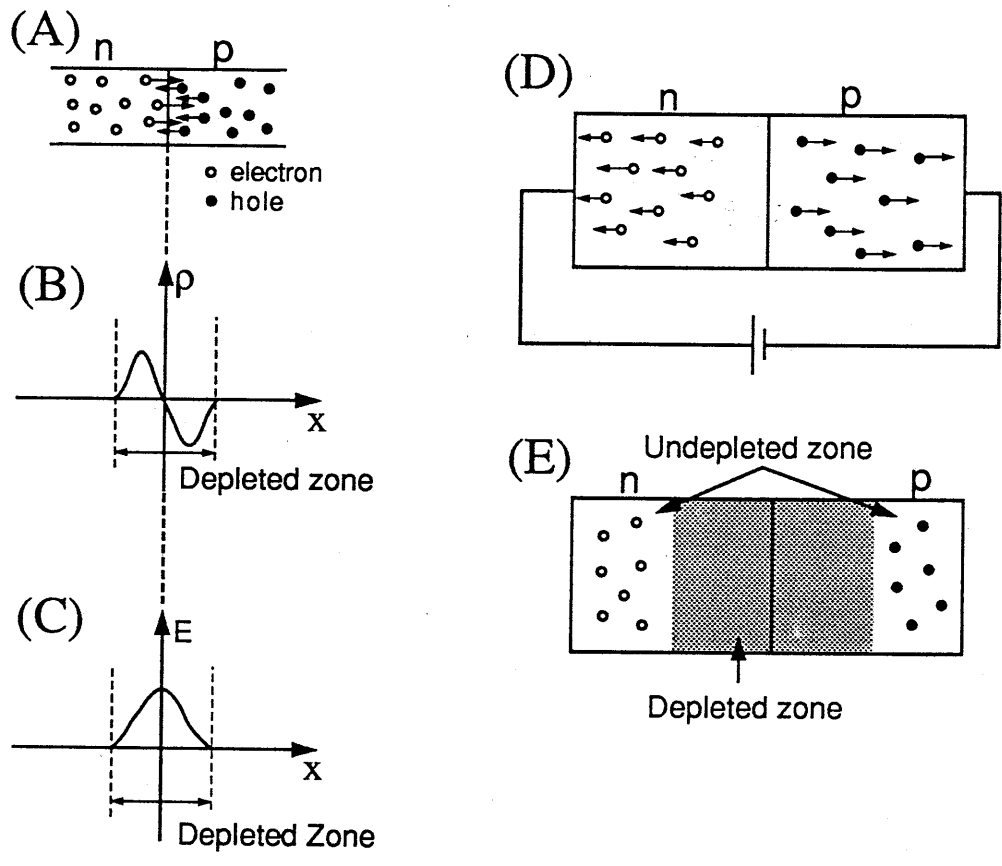


図 2.1: ダイオード型検出器の基本特性

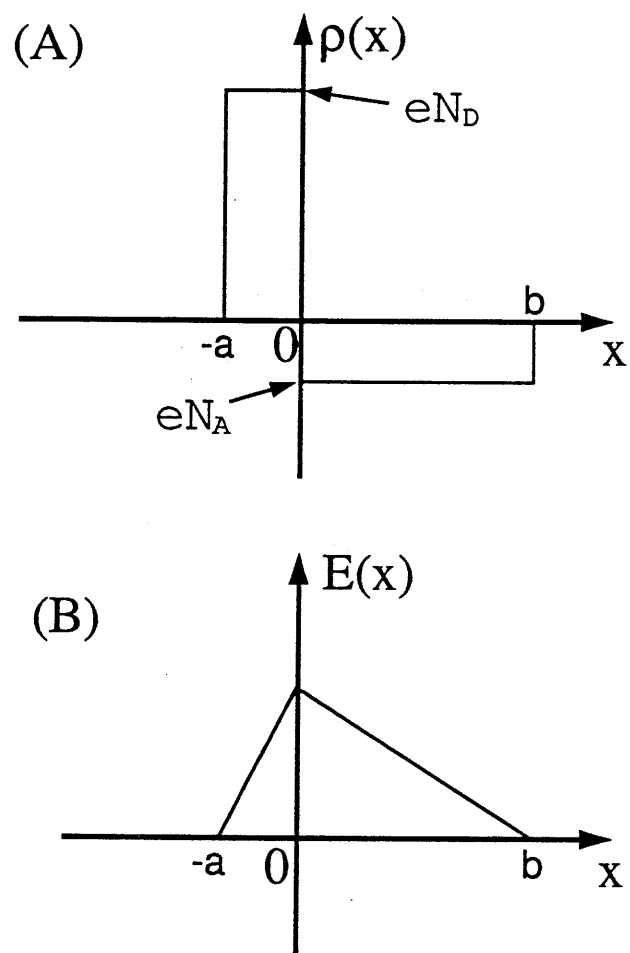


図 2.2: 電荷密度分布及び電場

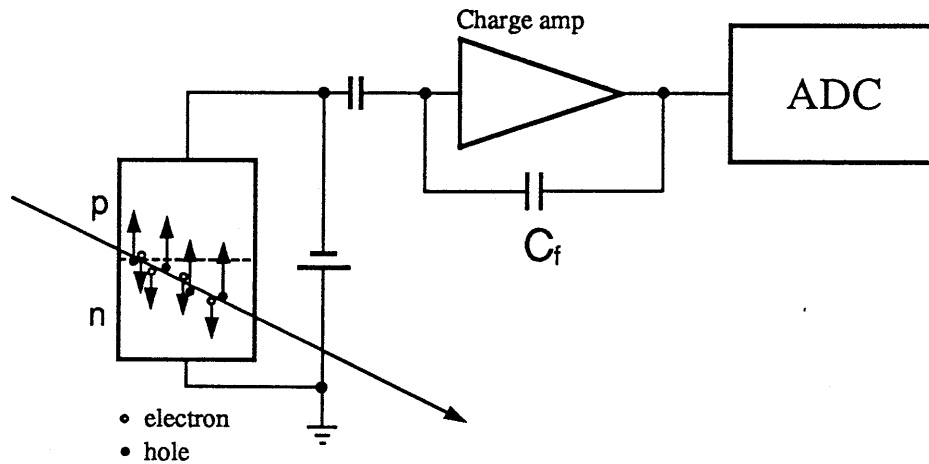


図 2.3: ダイオード型検出器の読み出し

2.1.3 信号読み出し方法

ダイオード型半導体検出器からの信号を読み出すための一般的な方法を以下に述べる。前に述べたように、検出器を通過した荷電粒子により作られた電子や正孔は、検出器内部の電場に従って電極に集められる。電極に集められた電荷は図 2.3 のようにチャージアンプによって電圧に変換される。ここで、電極に集められた電荷を Q 、チャージアンプの出力を V とすると、電荷から電圧への変換はチャージアンプの帰還コンデンサの容量 C_f により、

$$V = \frac{Q}{C_f} \quad (2.10)$$

に従って行われる。チャージアンプにより電圧に変換された信号は、ADC(アナログ-デジタル変換器)に送られる。ADCは入力された信号の大きさをデジタル化することが出来る装置である。ADCによりデジタル化された信号は計算機に取り込むことが出来る。

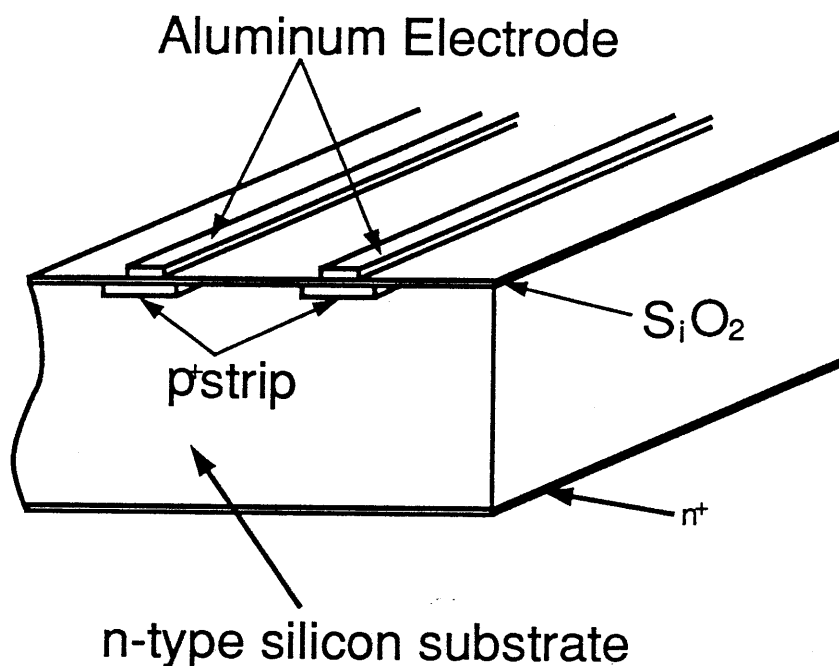


図 2.4: シリコンマイクロストリップ検出器

2.2 シリコンマイクロストリップ検出器

2.2.1 シリコンマイクロストリップ検出器の構造

図 2.4 にシリコンマイクロストリップ検出器の簡単な構造を示す。n 型シリコン基板 (図の n-type silicon substrate) 上の片面に細長い p⁺ 型シリコンのストリップが形成されており、この 1 つ 1 つが前節で述べたダイオード型半導体検出器になっている。p⁺ 型とは、基板に比べて不純物の濃度が大きな半導体であり、これらはシリコン基板に不純物イオンを数 10kV~100kV 程度の加速電圧で打ち込むことによって形成される。一般には、シリコン基板の厚さは 280 μ m~300 μ m、ストリップの間隔は数十 μ m~百 μ m 程度であり、p⁺ 型シリコンを作るための不純物 (アクセプター) はほう素 (B) である。また、ストリップが形成されたシリコン基板の表面には約 2000 Å の厚さの SiO₂ 層があり、信号を読み出すストリップ上には幅 10 μ m 程度のアルミニウム電極が張られている。ストリップと電極は SiO₂ 層を間に挟んでいるため、容量的に結合している。検出器本体の大きさは数 cm~数 10cm であり、その中に数

10 μ m 間隔でストリップが並んでいるため、チャンネル数は数 100 チャンネルから数 1000 チャンネルと非常に多くなる。

この検出器に逆バイアス電圧を印加することにより、p-n 接合部分から空乏領域が発達してゆく。逆バイアス電圧を増加してゆくことによって隣合う p-n 接合部から発達した空乏領域は繋がる。この章の第 1 節で述べたように、空乏領域内では電気抵抗が非常に高いため、隣合う p-n 接合部からの空乏領域が繋がった時点で隣合うストリップは電氣的に分離される。空乏領域は最終的にはシリコン基板の底面にまで達する。この時、シリコンマイクロストリップ検出器は非常に細いダイオード型半導体検出器が連続して並んだ状態となる。検出器に粒子が入射した時、作られた電荷は入射点付近のストリップに集められ、その入射位置がわかる。

粒子が通過した位置を決める精度は原理的にはストリップの間隔によって決まっている。

2.2.2 両面シリコンマイクロストリップ検出器

前節で述べたシリコンマイクロストリップ検出器は 1 枚の検出器で 1 次元の座標を測定するものである。ところが、1 枚で 2 次元の座標を測定することが出来るシリコンマイクロストリップ検出器も試作されている。その構造を図 2.5 に示す。

この検出器は両面シリコンマイクロストリップ検出器 (両面検出器) と呼ばれており、上で述べた 1 次元のみを測定する検出器は片面シリコンマイクロストリップ検出器 (片面検出器) と呼ばれる。図 2.5 を見ればわかるように、片方の面は図 2.4 と同じ構造であるが、その反対の面は p⁺型ストリップに直交するように n⁺型ストリップが形成されている。n⁺型ストリップとは基板に比べて不純物 (ドナー) の濃度が非常に大きい半導体である。この両面シリコンマイクロストリップ検出器に逆バイアスを印加すると、p-n 接合部から空乏領域が発達してゆくことは片面検出器と同じであるが、空乏領域が n 側 (n⁺型ストリップが形成されている側) 表面までとどくことはない。従って、n⁺型ストリップの方は隣合うストリップ間が電氣的に結合したままになってしまう。この時、荷電粒子が作った電荷は複数のストリップにわたって現れるため、荷電粒子が通過した位置を正確に求めることは出来なくなる。従って、n 側の隣合うストリップを電氣的に分離させることが必要である。これは例え

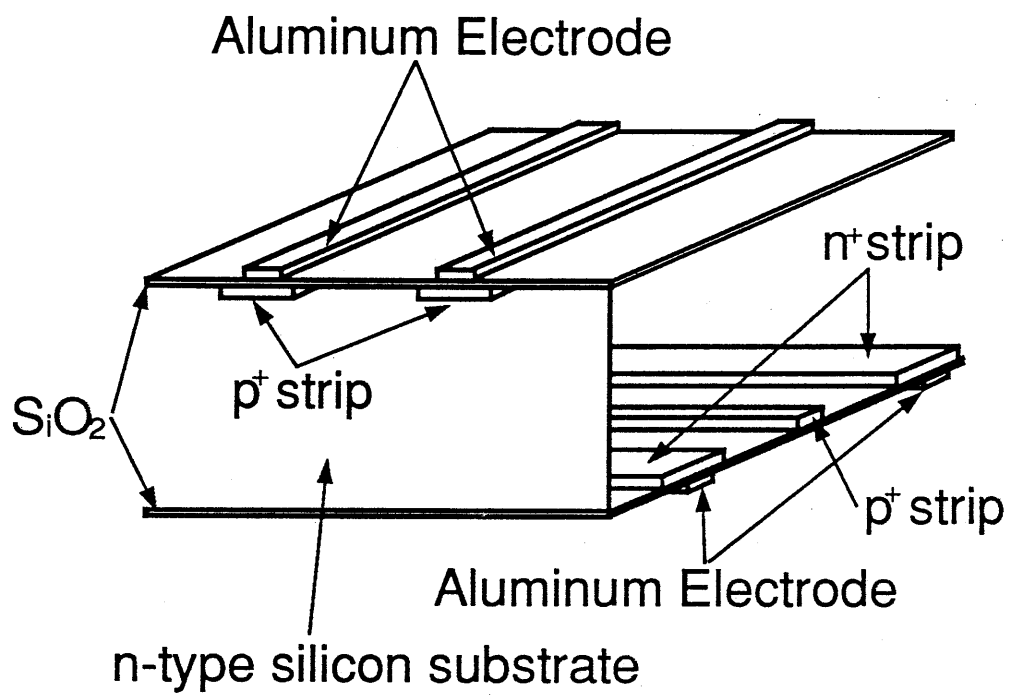


図 2.5: 両面シリコンマイクロストリップ検出器

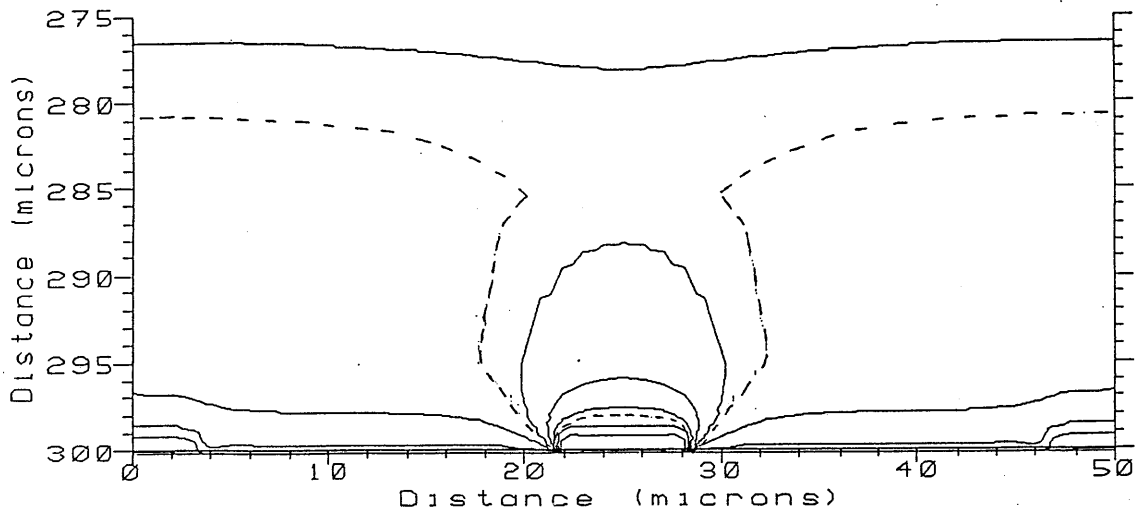


図 2.6: n⁺型ストリップ付近の空乏層の様子

ば図 2.5 のように n⁺型ストリップの間に p⁺型のストリップを作ってやることにより達成することが出来る。この時の n⁺型ストリップの付近の空乏層の様子を図 2.6[3] に示す。縦軸は p 側表面からのシリコン基板中での距離であり、n 側表面が 300 μ m である。横軸はある n⁺型ストリップの中心を原点に取ったときのストリップに垂直な方向の位置であり、隣の n⁺型ストリップの中心の位置が 50 μ m である。分離のための p⁺型ストリップの中心は 2 つの n⁺型ストリップの中点である 25 μ m のところにある。図中の破線が空乏領域と非空乏領域との境界線であり、空乏領域により 2 つの n⁺型ストリップが分離されていることがわかる。バイアス電圧が低くなれば、分離のための p⁺型ストリップの両側の非空乏領域が接触するため、2 つの n⁺型ストリップは電氣的に結合した状態になる。

このように、両側のストリップを電氣的に分離することにより、1 枚の検出器で 2 次元の座標を測定することが出来る。

2.2.3 2 重金属層

CERN の LEP 実験グループの一つである ALEPH グループは既に両面シリコンマイクロストリップ検出器をバーテックス検出器として組み込んでいる [4]。図 2.7

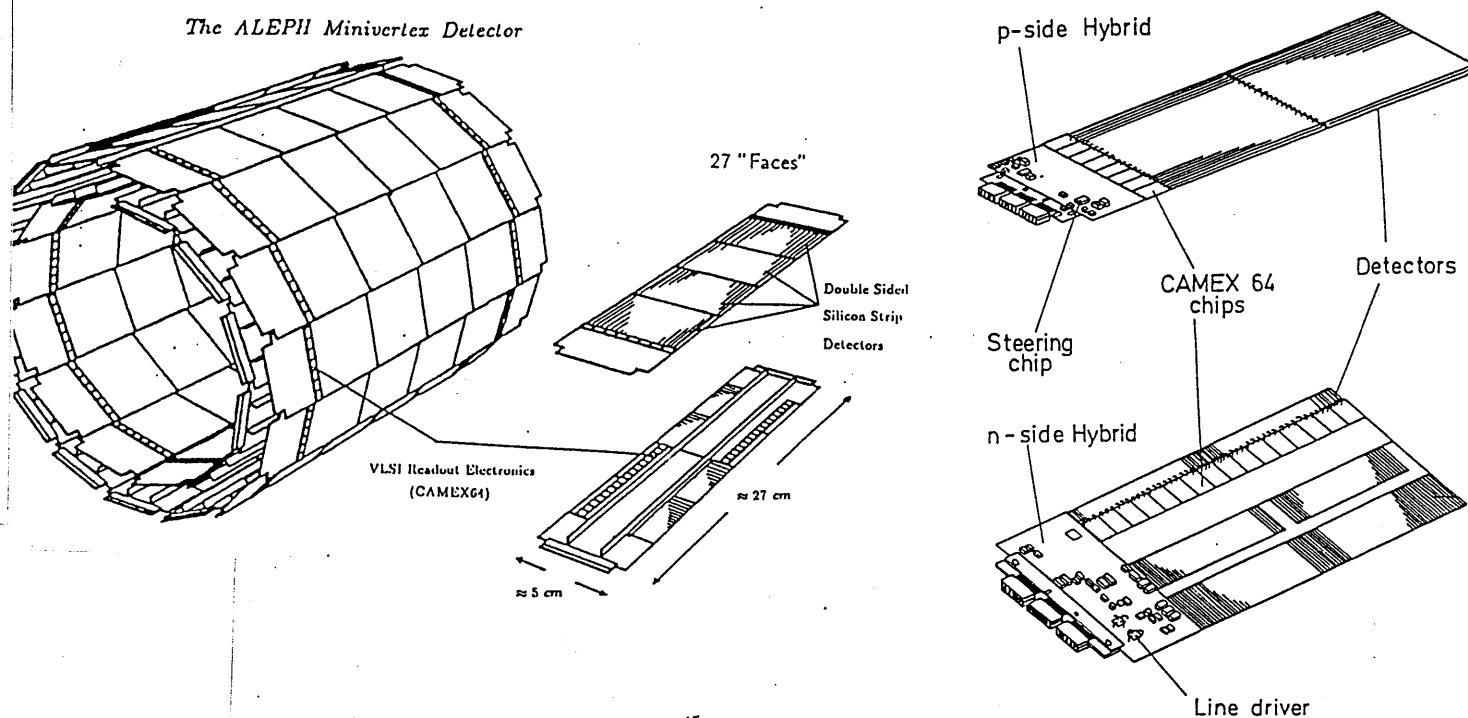


図 2.7: ALEPH のバーテックス検出器

にその簡単な概略図を示す。図を見ればわかるように、検出器の n 側を z 座標の測定に、 p 側を $r-\varphi$ 座標の測定に用いている。従って、 n 側はビームに垂直な方向へ読み出しており、 $r-\varphi$ 方向のアクセプタンスを 100% にするために、読み出し回路の分だけ検出器の物質量は多くなっている。LEP のような非常にエネルギーの高い実験では終状態の粒子の運動量も高いため、こういった物質量の増加はそれほど気にならない。しかし、KEK B-factory のような、エネルギーがそれほど高くない実験においては、こういった物質量の増加は最も避けたい事柄である。そこで、両面とも同じ方向に読み出すようにするために、検出器の片側を図 2.8 のように、絶縁層を挟んで 2 つの直交するアルミニウム電極を配置する構造にする。

読み出す方向をストリップの方向と垂直にしたい面では、図 2.8 の上のように検出器表面にさらにポリイミドの絶縁層を作り、その上に読み出し用のアルミニウム電極をストリップと垂直に張る。このようにポリイミドの層を挟んでアルミニウム電極が張られている事から、これを 2 重金属層と言ひ、ポリイミドとシリコン基板の間にある層を第 1 層、ポリイミドの表面にある層を第 2 層という。この二つのア

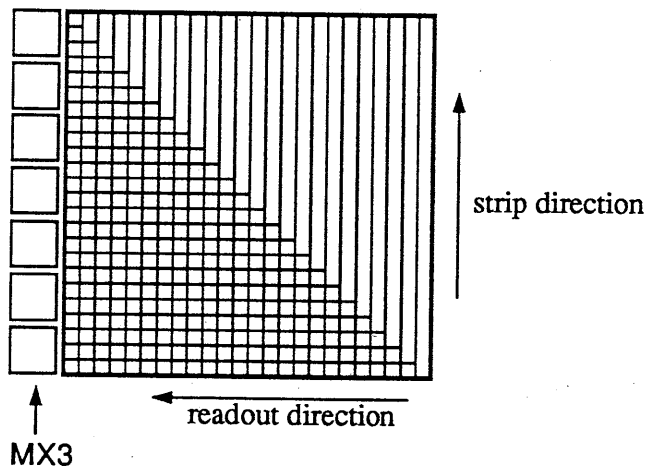
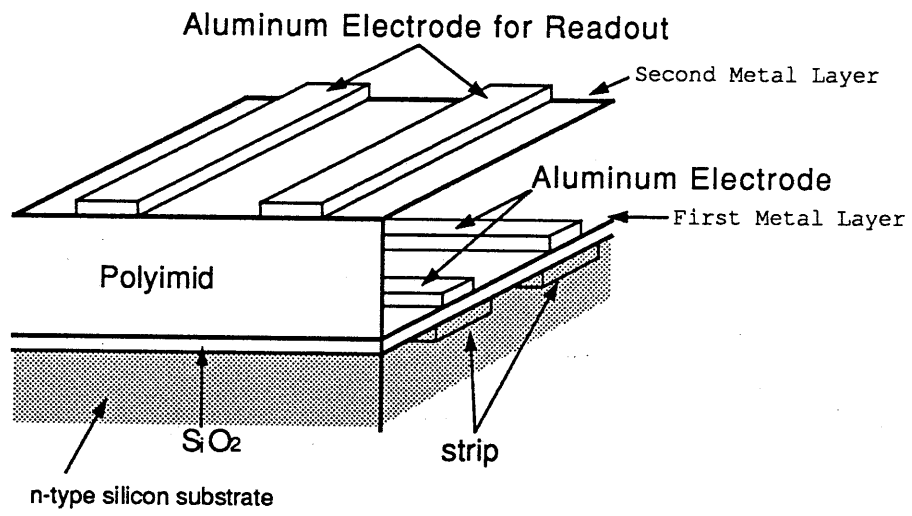


图 2.8: 2 重金屬層

ルミニウム電極を接触させる事により、図2.8の下のように両側の信号を同じ方向に取り出す事が出来る。

2.3 検出器の評価ポイント

シリコンマイクロストリップ検出器をバーテックス検出器として用いるためには、位置分解能を評価することが最も大きな課題である。2.2.1の最後で述べたように、位置分解能は原理的にはストリップの間隔によって決まる。通過する粒子の信号が常に1つのストリップのみに現れる場合、その検出器の固有の位置分解能 σ_{int} は、ストリップ間隔を p として、

$$\sigma_{int} = \frac{p}{\sqrt{12}} \quad (2.11)$$

である。しかし実際には、通過する粒子により作られる電荷はいくつかのストリップに分割される。この時、粒子の通過位置は、付録Bに述べてあるように、各ストリップに集められた電荷の重心(付録B式B.4)と考えられ、上に述べた σ_{int} よりも良い位置分解能が得られる。但し、ノイズによって集められる電荷値にはばらつきが生じるため、粒子の通過位置はノイズの影響を受ける。従って、位置分解能はS/N比に左右されることになり、ノイズを評価することが重要なポイントである。前節で述べた2重金属層により、検出器の容量は大きくなると考えられるが、これはノイズを大きくし、S/N比を悪くする原因となり得る。従って、2重金属層によるノイズの増加を評価することは重要である。

n 側での良い位置分解能を得るためには、前節で述べたように隣合うストリップが分離していなければならない。従って、 n 側のストリップの分離の様子を評価することは重要である。

また、一般に、1次元測定器の組み合わせにより2次元を測定する検出器ではstereo ambiguityという不定性が常に存在する。図2.9のように2つの粒子が同時に両面検出器に入射し、ストリップX1、X2、Y1、Y2にその信号が現れた場合、粒子はA点とC点に入射したのか、B点とD点に入射したのか、区別がつかない。この不定性がstereo ambiguityである。この不定性は次のように両面検出器の両側での検出電荷総量は原理的には等しい、ということから解くことが出来る。

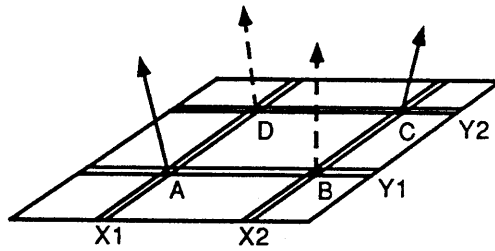


図 2.9: stereo ambiguity

粒子が検出器中に落すエネルギーはランダウ分布という分布に従う¹。従って、検出器に2つの粒子が同時に入射した場合、それらが検出器中に落すエネルギーはランダウ分布に従ってばらつく。両面検出器では、粒子が検出器中に落すエネルギーを同時に p 側と n 側で測定していることになるため、2つの粒子が落すエネルギーが異なる時、p 側と n 側での検出電荷総量が等しいような組み合わせを選ぶことにより stereo ambiguity を解くことが出来る。従って、p 側と n 側での検出電荷総量の相関は評価すべきことである。

今回のビーム実験の解析は以上のことに焦点を絞って行った。

2.4 浜松製シリコンマイクロストリップ検出器

ビーム実験で使用したシリコンマイクロストリップ検出器は浜松ホトニクス社製の片面検出器 (HAMAMATSU SSDMX3) 及び両面検出器 (HAMAMATSU 2DSSDMX3) である。これらは検出器本体に、読み出し用の信号増幅時分割多重化 VLSI² をアルミニウム製の結合線で繋いだセット物である。図 2.10はこの結合線と VLSI の結合部分を 200 倍の顕微鏡により拡大したものであり、アルミニウム線を圧着してあるパッドの間隔が $100\mu\text{m}$ である。

片面検出器は付録 B にあるように、一昨年7月に性能評価したものであり [10]、今回はこれをリファレンス検出器にして3種類の両面検出器の性能を評価した。3

¹第4章の図 4.5がこの分布である。

²時分割多重化とは、複数の信号を時間で分割して1つの信号線に乗せることである。

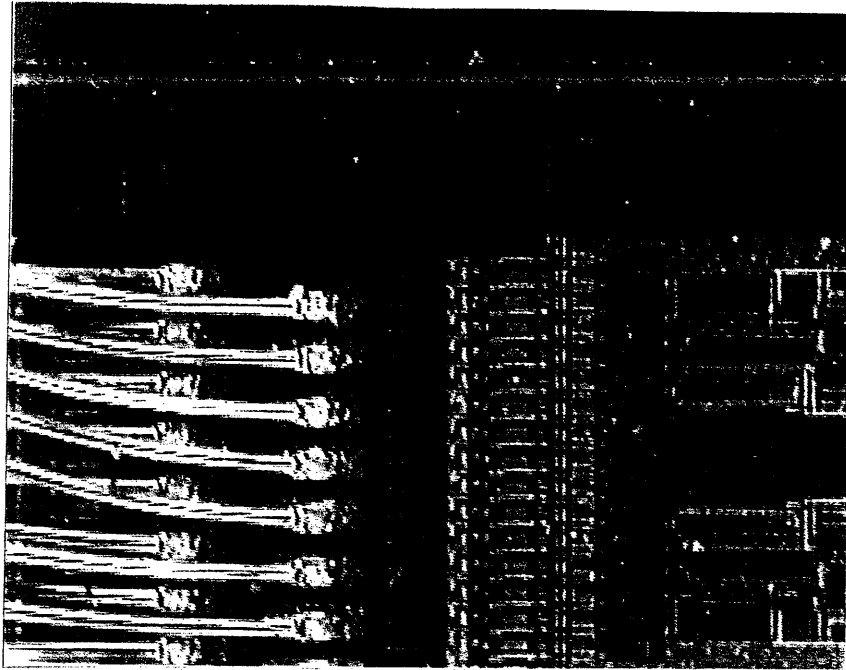


図 2.10: 結合線と MX3

種類の違いは、検出器 c-1-5 には 2 重金属層が無く、a-4-5 には p 側に 2 重金属層があり、a-5-7 には n 側に 2 重金属層がある、という点のみである。使用した片面検出器及び両面検出器の仕様をそれぞれ表 2.1 に挙げる。表からわかるように、片面検出器からは 1 枚で 256 チャンネル、両面検出器からは 1 枚で両面合わせて 768 チャンネルの信号が出力される。

面積 [cm ²]	6.5×2.56
ストリップの幅 [μm]	10
アルミ電極の幅 [μm]	10
ストリップ長 [cm]	6.5
ストリップ間隔 [μm]	25
読み出し間隔 [μm]	50
ストリップ数	512
読み出しチャンネル数	256
基板の厚さ [μm]	300
S _i O ₂ 層の厚さ [Å]	2200

試料名	c-1-5	a-4-5	a-5-7
面積 [cm ²]	1.92×1.92	1.92×1.92	1.92×1.92
ストリップの幅 (p,n)[μm]	30,20	30,30	30,20
アルミ電極の幅 (p,n)[μm]	26,16	26,16	26,16
ストリップ長 (p,n)[cm]	1.92,1.92	1.92,1.92	1.92,1.92
ストリップ間隔 (p,n)[μm]	50,50	50,50	50,50
読み出し間隔 (p,n)[μm]	50,50	50,50	50,50
ストリップ数 (p,n)	384,384	384,384	384,384
読み出しチャンネル数 (p,n)	384,384	384,384	384,384
基板の厚さ [μm]	300	300	300
S _i O ₂ 層の厚さ (p,n)[Å]	2200,2200	2200,2200	2200,2200
2重金属層	無し	p側	n側
ポリイミドの厚さ [μm]		2-2.5	2-2.5
第2層アルミ電極の幅 [μm]		10	10

表 2.1: 浜松製シリコンマイクロストリップ検出器の仕様 (上:片面検出器、下:両面検出器)

第 3 章

信号読み出しシステム

3.1 信号読み出し方法

前章の第 2 節 (2.2.1) で述べたように、シリコンマイクロストリップ検出器はチャンネル数が 1cm 当り 200~400 チャンネル、と非常に多い。従って、第 2 章で述べた一般の半導体検出器の読み出し方法のようにそれぞれのチャンネルからの信号を独立に処理していたのでは、膨大な数の ADC が必要である。そこで、各チャンネルに集められた電荷を、独立したチャージアンプによって電圧に変換した後、検出器に直結された信号増幅時分割多重化 VLSI によって信号を 1 つの信号線に乗せ、単一の ADC に送る方法が一般的に採られている。浜松ホトニクス社製のシリコンマイクロストリップ検出器に直結されている信号増幅時分割多重化 VLSI は、英国ラザフォードアップルトン研究所 (RAL) で開発された MX3 である。この MX3 を用いた信号読み出しシステムを図 3.1 に示す。信号読み出しシステムは、MX3 を駆動するためのコントロール信号を作る部分、MX3 から出力される検出器の信号を増幅し、ADC のための入力調整をする部分、及び信号を計算機に取り込むための ADC から構成される。この読み出しシステムについて以下に簡単に説明する。

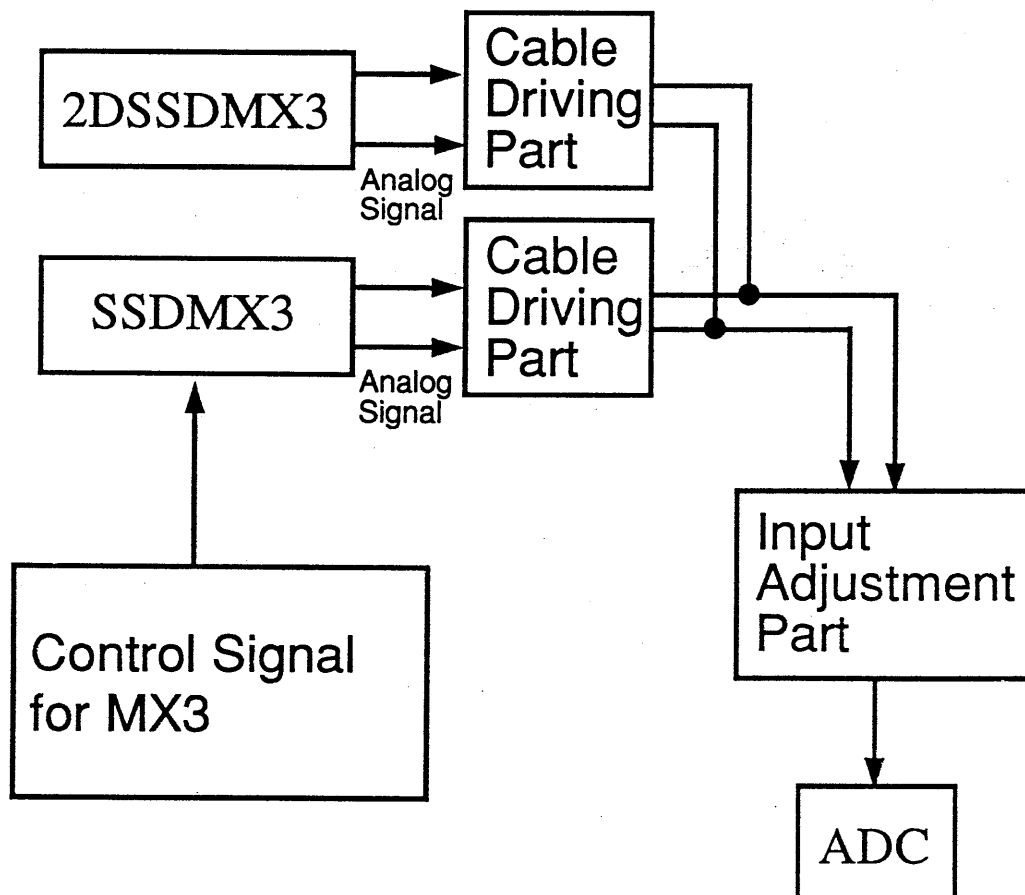


図 3.1: 読み出しシステムの概念図

MX3	
FUNCTION	128 low noise Charge Amplifiers. Amplifier outputs multiplexed onto one line.
SIGNAL INPUTS	128 inputs to charge amplifiers. Each line has input protection.
INPUT RANGE	1000 to 3,000,000 electrons positive charge , 3,000,000 negative charge.
FEEDBACK CAPACITANCE	Amplifiers have 0.4pf feedback capacitors.
INPUT CAPACITANCE	5pf static. 1nf dynamic.
NOISE	000 electrons ENC RMS. 4000 with 75pf load. Lower with increased capture times.
SIGNAL CAPTURE SPEED	240ns rise time.
LINEARITY	Better than 5%.
GAIN	2.5E-10 (Amps/electron) on output of analogue bus with 0.2mA standing current.
OUTPUT CIRCUIT	128 channels multiplexed onto one differential output.
READOUT CLOCK RATE	Better than 5MHz.
RESET	1us pulse.
OUTPUT MULTIPLEXING OF MULTIPLE CHIPS	Up to 10 chips can be multiplexed onto one differential bus.
DC POWER SUPPLY	55mW at 5V.
CHIP SIZE	6.28 mm by 6.80 mm.
INPUT BONDING PITCH	128 pads on 44 micron pitch arranged in two rows of 64.
CONTROL PADS	25 pads on 200 micron pitch.
RADIATION TOLERANCE	50 krad gamma.

表 3.1: MX3 の性能表

3.1.1 Double Correlated Sampling 及び信号の時分割多重化

表 3.1に MX3 の性能を表し、図 3.2に MX3 の内部回路図を示す。コンデンサー C1 には粒子が検出器に入射する直前のストリップの信号 (Before) が保持され、コンデンサー C2 には入射した荷電粒子による信号 (After) が上積みされて保持される。これを Double Correlated Sampling といい、2つの信号の差がストリップに集められた電荷に対応する。この動作は MX3 に $\overline{\text{RESET}}$ 、 $\overline{\text{S1}}$ 、 $\overline{\text{S2}}$ というコントロール信号を図 3.3 のようなタイミングで入力することにより行われる。また、MX3 は数 100kHz で繰り返すアクティブウィンドウという期間を持っており、この期間に粒子が通過した時のみ、その信号が C1、C2 に保持される。

MX3 内部には図 3.2の回路が 128 回路集積されており、128 チャンネルの信号を次のように一つの信号線に乗せることが出来る。128 チャンネルのアナログ信号

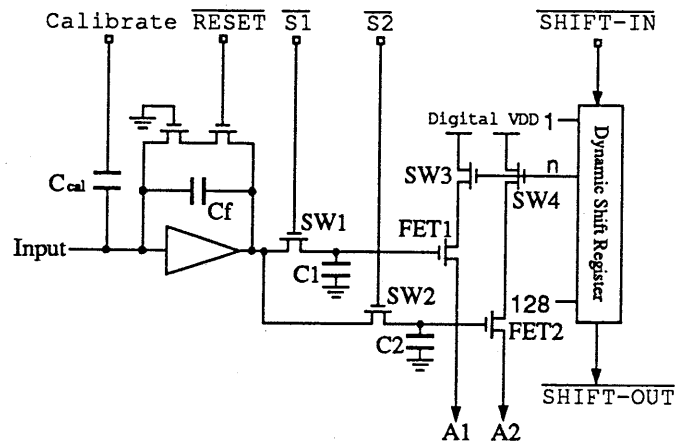


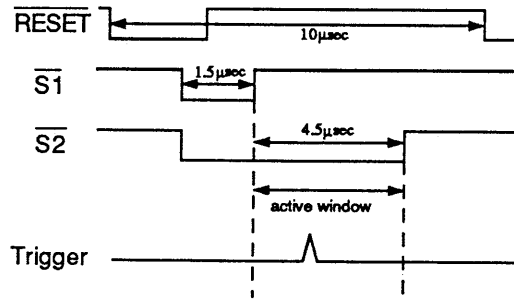
図 3.2: MX3 内部の回路

(Before、After) はスイッチ (図中の FET1、FET2) を通して単一の信号線 (A1、A2) に繋がれている。スイッチはシフトレジスターによってコントロールされており、SHIFIT-IN信号を入れることにより順次スイッチが閉じる仕組みとなっている。このようにして1つの信号線に寄せられたアナログ信号は図 3.3 の最下部 (Signal) のようなものとなる。また、SHIFIT-IN信号は最後にSHIFIT-OUT信号として出力されるが、これを別の MX3 の SHIFIT-IN信号とすることにより、256 チャンネルの信号を1つの信号線に乗せることが出来る。このようにして最大1280 チャンネルの信号を1つの信号線に乗せる (最大10個の MX3 を繋ぐ) ことが可能である。

このようなアナログ信号を読み出すための ADC として FADC (フラッシュ ADC) がある。これは、アナログ信号と同期したサンプリング信号により、アナログ信号を A/D 変換することが出来るものである。図 3.4 は今回使用した FADC でシリコンマイクロストリップ検出器の信号を読み出すためのタイミングチャートである。サンプリング信号がハイレベルからローレベルに移行した時点でのアナログ電圧値が A/D 変換され、メモリに格納される。

MX3 を駆動するためのコントロール信号を作る回路を今回製作したが、その詳細は付録 C に譲る。

Data Capture Cycle (100kHz Repetition)



Data Readout Cycle (1MHz clock)

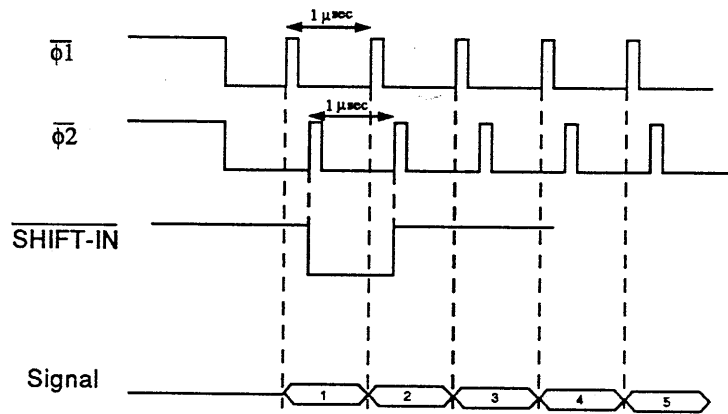


図 3.3: MX3 のタイミングチャート

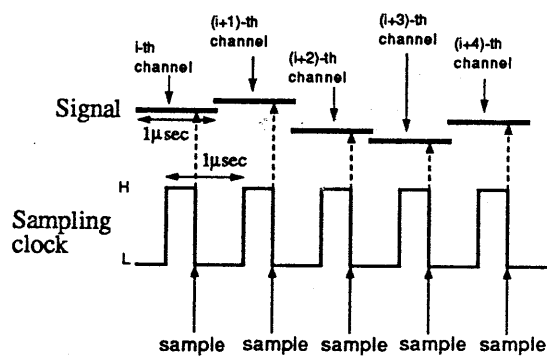


図 3.4: FADC のサンプリング信号と検出器のタイミング

3.1.2 時分割多重化された信号の駆動

通常、信号を計算機に取り込むための FADC と検出器とは数メートルから数 10 メートル離れている。ところが、MX3 には数 10 メートルのケーブルを駆動する能力はないため、MX3 の直後で信号を増幅し、数 10 メートルのケーブルを駆動するための増幅回路が必要である。また、MX3 からは上で述べたように Before と After の 2 つの信号が出力される。ストリップに集められた電荷はこの 2 つの信号の差であるため、FADC へは 2 つの信号の差を入力することが必要である。

図 3.1 の Cable Driving Part は MX3 の出力信号を増幅し、ケーブルを駆動する部分であり、Input Adjustment Part は 2 つの信号の差を取り、FADC へ入力する部分である。Before と After の 2 つの信号の差は FADC の直前で取っているため、それまでに混入してくるコモンモードノイズ¹は排除することが出来る。ここで簡単に述べたアナログ信号処理の詳細も付録 C で述べる。

¹コモンモードノイズとは 2 つの信号線に同じ位相で混入するノイズである。

第 4 章

両面検出器の性能評価

4.1 ビーム実験の概要

浜松ホトニクス社製の両面検出器の性能を評価するため、1992 年 11 月から 12 月にかけて高エネルギー物理学研究所の AR-IT4 のテストビームを用いてビーム実験を行った。AR-IT4 では $1\text{GeV}/c \sim 6\text{GeV}/c$ の運動量を持った電子のビームを取り出す事が出来る。今回の実験では、最も輝度の高い $4\text{GeV}/c$ の電子ビームを用いた。

今回性能を評価した検出器は 3 種類の浜松ホトニクス社製の両面検出器であり、その仕様は第 2 章の表 2.1 に挙げてある。

4.1.1 ビーム実験のセットアップ

図 4.1 に検出器の配置図及びデータ収集のための回路図を示す。両面シリコンマイクロストリップ検出器 (D) の上流及び下流にそれぞれ 2 枚の片面シリコンマイクロストリップ検出器 (X_u, Y_u, X_d, Y_d) を、それぞれのストリップが直交するように置き、これらをリファレンス検出器とする。4 枚のリファレンス検出器は付録 B に述べてあるような位置分解能を持っており、これらは通過した電子の予想飛跡を決めるために用いた。 X_u 及び X_d 検出器は x 座標を測定することが出来、 Y_u 及び Y_d 検出器は y 座標を測定することが出来る。これら 4 枚の片面検出器と 1 枚の両面検出器の総チャンネル数は 1792 チャンネルになり、これを単一の FADC(前節 3.1.1 参照)

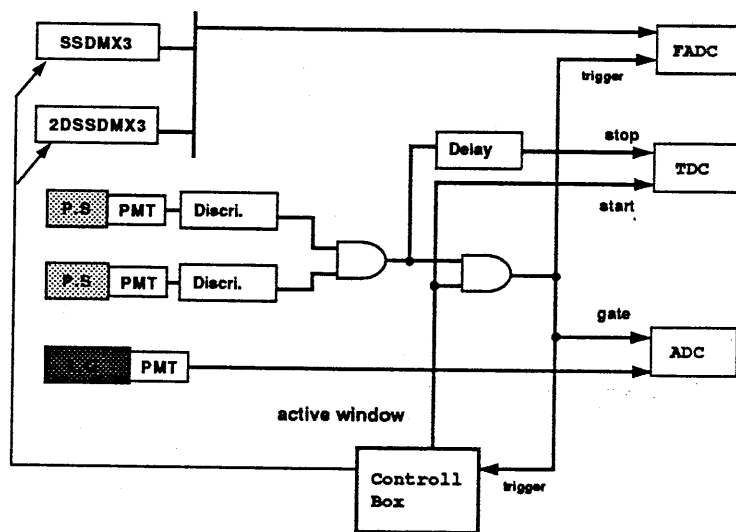
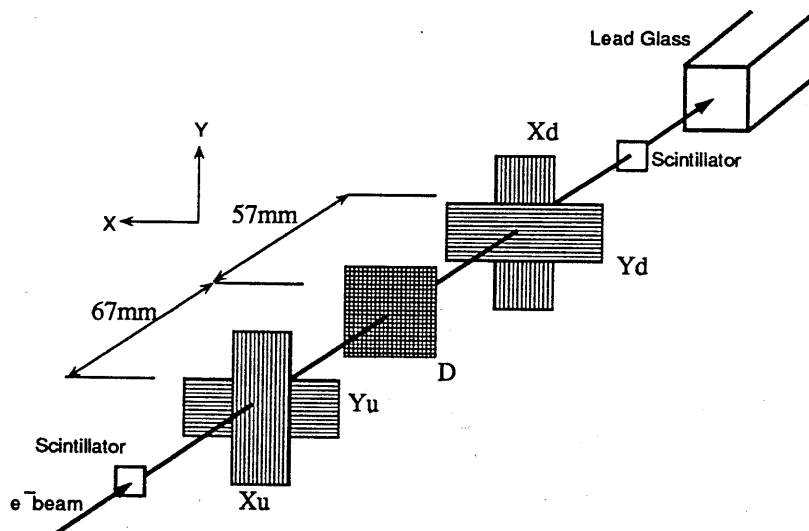


図 4.1: ビーム実験のセットアップ

検出器	電圧 [V]
c-1-5	75
a-4-5	80
a-5-7	75
片面検出器	80

表 4.1: 各検出器のバイアス電圧

で読み出した。これらのシリコンマイクロストリップ検出器群の上流及び下流に、1cm×1cm×1cm のプラスチックシンチレーター検出器を置き、2つのプラスチックシンチレーター検出器からの信号の同時計測をシリコンマイクロストリップ検出器へのトリガーとした。さらに最下流には、電子のエネルギーを測定するための鉛ガラス検出器を置き、その信号は ADC を用いて読み出した。

4.1.2 バイアス電圧の設定

付録 B の第 2 節に述べるように片面検出器のバイアス電圧は、検出電荷総量が検出器全体が空乏化するまでは \sqrt{V} (V はバイアス電圧) に比例する (図 B.2)、という関係を用いて、検出器が壊れない範囲で検出器全体が十分に空乏化していると思われる電圧に設定すればよい。ところが第 2 章で述べたように、両面検出器の場合、空乏層は p-n 接合の部分から発達してゆくため、検出器全体がほとんど空乏化した状態でも n 側のストリップは電氣的に十分に分離されていない可能性がある。従って、バイアス電圧を決める際には検出電荷総量の大きさとともに n 側のストリップが分離されていることも確認する必要がある。これは後の節で述べるクラスターの形の拡がりを見ることによって確認することが出来る。

表 4.1 に各検出器について、図 B.2 及びクラスター拡がりを見ることにより決定したバイアス電圧を表す。以降のデータ解析で示す図は特に指定しない限りこの電圧値を用いた時のものである。

4.1.3 実験で得られるデータ

今回の実験では各イベント毎に次のような情報を記録した。

- シリコンマイクロストリップ検出器の各チャンネルの ADC 値 (第 3 章 (3.1.1) 参照)
- 2つのプラスチックシンチレーション検出器で作るトリガーとアクティブウィンドウ (第 3 章 (3.1.1) 参照) のタイミングを表す TDC¹ 値
- シリコンマイクロストリップ検出器を通過した電子のエネルギーを表す鉛ガラス検出器の ADC 値

以下に、それぞれの情報を後の解析にどのように用いるか説明する。

各ストリップの ADC 値

各チャンネルの ADC 値はそのストリップに集められた電荷を表す。付録 C(C.4) で述べるように各チャンネルはオフセットを持っているため、ADC 値をそのままそのストリップに集められた電荷と解釈することは出来ない。つまり、得られた ADC 値からオフセット値を差し引いたものがそのストリップに集められた電荷である (これをシグナルと呼ぶことにする)。シグナルはビームが当たっていない時は原理的には 0 であるが、実際にはノイズの混入により 0 にはならず、0 を中心にしてある幅でふらついている。この、シグナルのふらつきの標準偏差をノイズと定義する。ノイズは検出器自体の容量や MX3 内のチャージアンプの帰還容量、そして今回製作した読み出しシステムの信号を処理する部分の浮遊容量などを通してアナログ信号線に混入してくるものと思われる。また、一つの検出器全体、または一つの MX3 全体のチャンネルに、外部から同時にノイズが乗ることがある。この場合、検出器全体、または MX3 全体のチャンネルのオフセットが一斉に同じ量だけ変化するという現象が現れ、これをコモンモードシフトという。これはシグナルを計算する前にオフセットから差し引いておかなければならない。

¹入力された 2 つの信号の時間差をデジタル化し、数値化する装置

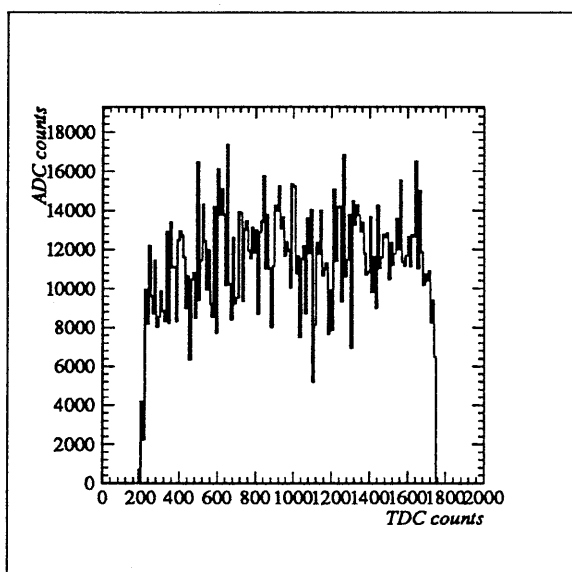


図 4.2: 検出電荷総量と TDC

さらに、各チャンネルのオフセット値は時間的に変動することがあり得るために各イベント毎に更新した。

上に述べたように、各チャンネルの ADC 値からはそのチャンネルのオフセット、ノイズ、ストリップに集められた電荷が得られるが、それらのデータの計算方法は付録 A に述べる。以降、 n イベント目における i 番目のチャンネルのノイズ、シグナルをそれぞれ σ_n^i 、 Q_n^i とする。

TDC 値

第 3 章で述べたように、MX3 は Double Correlated Sampling により、粒子が通過する直前の信号及び粒子が通過したときの信号を出力する。従って、衝突型加速器等のように、粒子が検出器を通過するタイミングが前もってわかっている実験に用いるような場合には、そのタイミングに合わせてアクティブウィンドウを作ってやればよい。第 3 章に述べたようにアクティブウィンドウとは検出器が生きている期間であり、この期間に検出器を通過した粒子の信号が読み出される。ところが今回のビーム実験では、ビームがやって来るタイミングをあらかじめ知っておくことは出来ないため、ある周波数で繰り返すアクティブウィンドウにたまたまトリガー

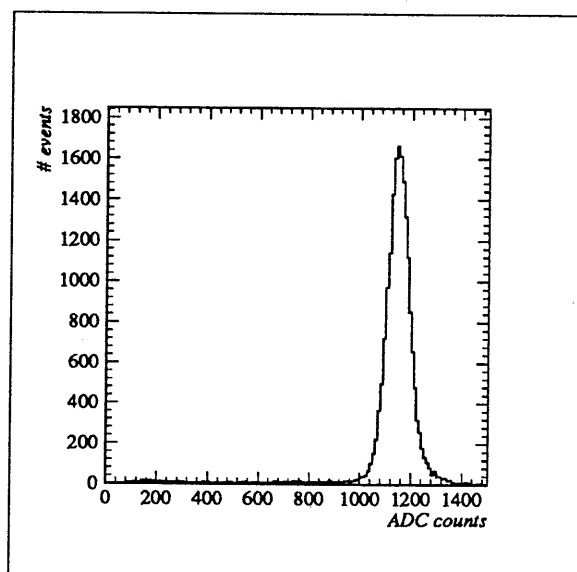


図 4.3: 鉛ガラス検出器の ADC 分布

が入るのを待つ、という方式を取らざるを得ない。従って、アクティブウィンドウが開いてすぐにトリガーが来る場合や、アクティブウィンドウが終る直前にトリガーが来る場合がある。このような場合には、MX3 内の FET のスイッチング特性により、通過した荷電粒子により作られた電荷の全てを取り込むことが出来ないことがある。そこで、アクティブウィンドウとトリガーとのタイミングを TDC を用いて測定した。図 4.2 はこの TDC 値と後で述べる検出電荷総量 (荷電粒子が検出器中に落したエネルギーに相当) の関係である。TDC 値が 200 の時、アクティブウィンドウが開き、TDC 値が 1750 の時、アクティブウィンドウが終ることを表している。図から見てとれるように、アクティブウィンドウの両端付近にトリガーが来た場合、検出電荷総量は下がっており、全ての電荷を集めることが出来なかったことがわかる。従って、TDC 値が 400 以下、または 1600 以上であったイベントは捨てた。

鉛ガラス検出器の ADC 値

AR-IT4 では、磁場を変えることにより様々な運動量を持った電子ビームを取り出すことができることは前に述べた。しかし、磁場によって設定した電子ビームのエネルギーは、実際にはそのエネルギーのまわりにある幅を持って分布していると

検出器	c-1-5		a-4-5		a-5-7	
バイアス電圧	75V	80V	65V	75V	65V	40V
p 側 [%]	3.4	1.3	1.3	1.0	1.0	1.6
n 側 [%]	4.9	1.3	1.0	9.6	7.8	30.0

表 4.2: 死んでいるチャンネルの割合

考えられる。シリコンマイクロストリップ検出器の位置分解能を評価する際には、多重散乱により電子ビームの軌道が曲げられることによる効果を評価しなければいけないが、この効果は電子ビームの運動量に依存している (式 4.5)。従って、電子の運動量揃えておくためにシリコンマイクロストリップ検出器を通過した電子のエネルギーを鉛ガラス検出器で測定し、電子のエネルギーが平均値から離れている場合にはそのイベントは捨てた。図 4.3 に鉛ガラス検出器の ADC 値の分布を示す。電子の運動量が大きい場合には、多重散乱による効果は小さい (式 4.5)。従って、電子の運動量が小さい (ADC 値で 1000 以下) イベントのみ捨てた。

4.1.4 使えないチャンネルの割合

検出器と MX3 との間の結合線が切れてしまったりして信号が出てこないチャンネルや、非常にノイズの大きなチャンネルの付近を荷電粒子が通過した場合、そのチャンネルのシグナルはノイズに埋もれてしまう。これらは検出器の検出効率を下げる原因となるため、このようなチャンネルの割合は、検出器を評価する上で前もって知っておく必要がある。ノイズ値が 2 ADC counts より小さいものを死んでいるチャンネルとし、20 ADC counts より大きなものをノイズの大きなチャンネルとした時、死んでいるチャンネルの割合を表 4.2 に、ノイズの大きなチャンネルの割合を表 4.3 に表す。

検出器	c-1-5		a-4-5		a-5-7	
バイアス電圧	75V	80V	65V	75V	65V	40V
p 側 [%]	0.3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
n 側 [%]	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	13.8

表 4.3: ノイズの大きなチャンネルの割合

4.2 データ処理

4.2.1 クラスタ探し

荷電粒子により検出器中に作られた電荷は、粒子が通過した付近のストリップに集められる。従って、粒子が通過した付近のストリップのシグナルは大きくなり、クラスタを形成する。解析はまず、この通過した荷電粒子により形成されるクラスタを見つける事から始まる。これは次のようにして行った。

一つの検出器のなかで $Q_n^i > 3\sigma_n^i$ を満たす一本以上の連続したストリップの集まりのうち、 $\sum_i Q_n^i$ の最も大きいものをクラスタとする。図 4.4 に入射角が 30° の時の典型的なクラスタの形が見られる。

4.2.2 検出電荷総量の分布

クラスタを形成するストリップの Q_n^i の和、すなわち $\sum_{i \in \text{cluster}} Q_n^i$ は、荷電粒子がその検出器中に落としたエネルギーと考えられ、これを検出電荷総量 (Q_{sum}) と言う事にする。この検出電荷総量の分布はランダウ分布に従うと考えられるが、図 4.5 に検出器 a-4-5 の p 側、n 側での検出電荷総量の分布を示す。

4.2.3 リファレンス検出器を用いた飛跡の決定

第 2 章で述べたように、検出器の S/N 比は位置分解能を左右する。この章の第 1 節に述べてあるように、荷電粒子の両面検出器上での予想通過位置はリファレンス

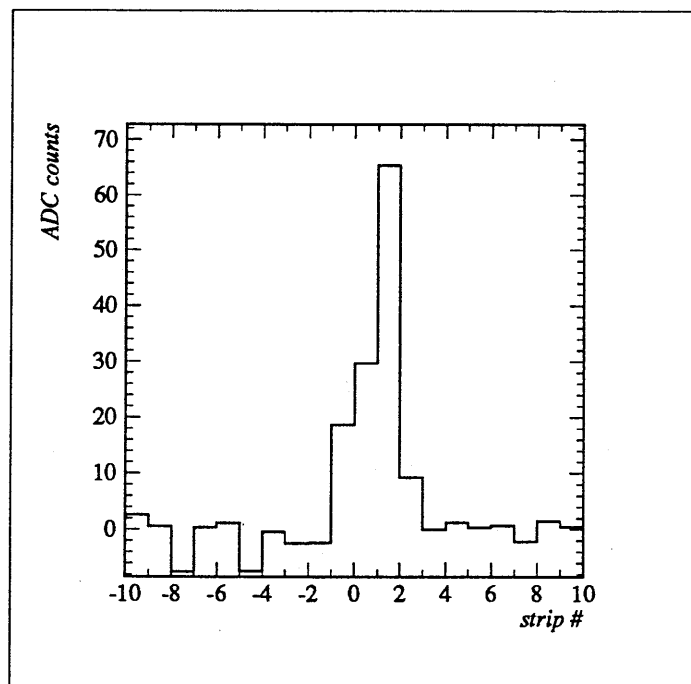


図 4.4: 典型的なクラスターの形 (粒子の入射角:30°)

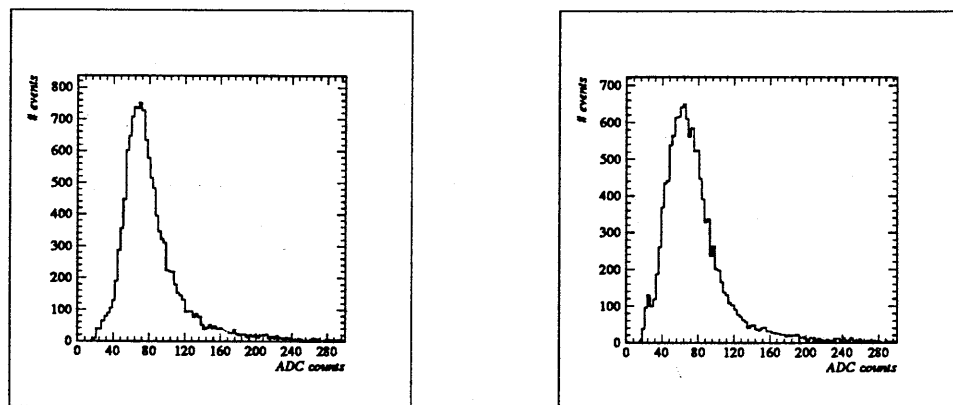


図 4.5: 検出電荷総量 検出器 a-4-5 左:p 側 右:n 側

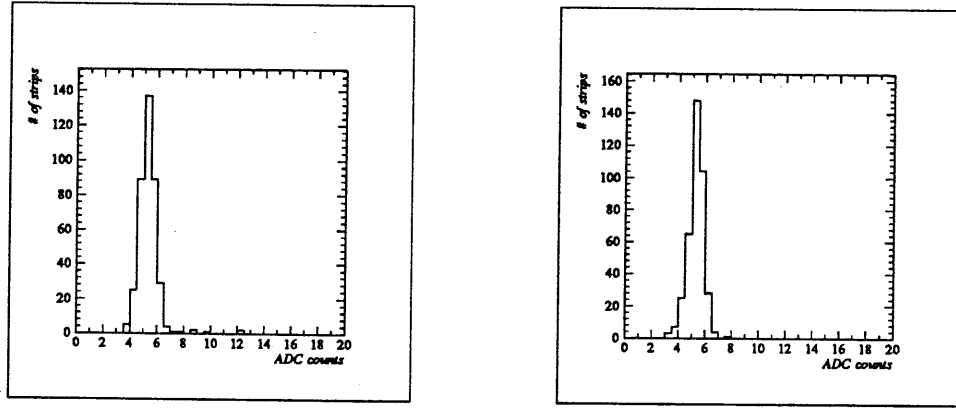


図 4.6: ノイズの分布 検出器 a-4-5 左:p 側 右:n 側

検出器 (図 4.1 の X_u, Y_u, X_d, Y_d) を用いて決定した。リファレンス検出器 X_u, X_d での粒子通過位置をそれぞれ x_u, x_d とすると、両面検出器上での粒子の予想通過位置の x 座標 x_{exp} は

$$x_{exp} = \frac{l_1 x_d + l_2 x_u}{l_1 + l_2} \quad (4.1)$$

と求めることが出来る。ここで、 l_1 は X_u 検出器と両面検出器との距離、 l_2 は X_d 検出器と両面検出器との距離である。

4.3 両面検出器の性能評価

4.3.1 S/N 比

S/N 比を見積もるために図 4.6 に 5000 イベント後の検出器 a-4-5 の p 側及び n 側のストリップのノイズの分布を示す。S/N 比は

$$S/N = \frac{\text{検出電荷総量分布のピーク値}}{\text{ノイズ分布のピーク値}} \quad (4.2)$$

と定義する。図 4.5 と図 4.6 から検出器 a-4-5 の p 側、n 側の S/N 比はそれぞれ 13.5 及び 12.4 とわかる。表 4.4 に各検出器の S/N 比を表す。また、リファレンスに使った片面検出器の S/N 比は 10~12 であった。付録 B で述べている実験の時は、同じ片面検出器で S/N 比が約 15 であった [10] ことに比べると、今回は少し悪くなって

検出器	c-1-5	a-4-5	a-5-7
p 側	14.2	13.5	13.6
n 側	9.8	12.4	7.4

表 4.4: 各検出器の S/N 比

いる。2つの実験で異なるところは読み出しシステムであることから、原因は今回の実験で用いた読み出し回路または信号線の取りまわし方が良くなかったためと思われる。

第2章(2.3)に述べたように、検出器の構造に2重金属層を加えた場合、検出器の容量が増えるため、ノイズが大きくなると考えられる。図2.8からわかるように、ストリップ番号が大きくなるにつれて、第2層のアルミ電極は長くなる(最大で1.92cm)構造になっているため、2重金属層を検出器の構造に加えたことによるノイズの増加は、チャンネル番号が大きいほど、大きくなると考えられる。図4.7は検出器a-4-5のp側について、横軸をストリップ番号に取り、各チャンネルのノイズをプロットしたものである。2重金属層によるノイズの増加が見られる場合、図の各点は傾きを持った直線上に乗ると考えられるが、図ではそのような傾向は見られない。同様に、検出器a-5-7についてもそのような傾向は見られなかった。従って、この大きさの検出器では、2重金属層によるノイズの増加は無視出来る。

4.3.2 検出効率

リファレンス検出器から決めた荷電粒子の飛跡(4.2.3参照)が両面検出器の中にあるイベントのうち、両面検出器中にクラスターがあるイベントの割合を検出効率と定義する。但し、この検出効率は死んでいるストリップやノイズが大きなストリップは除いてある。表4.5に各検出器の検出効率をまとめる。

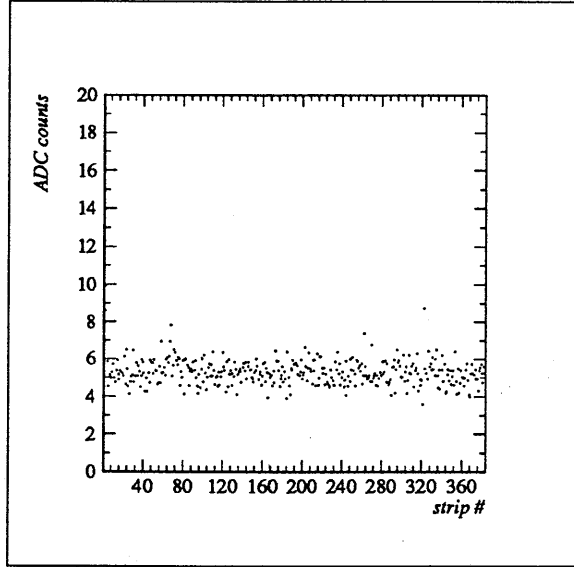


図 4.7: 検出器 a-4-5 の p 側の各ストリップのノイズ

検出器	c-1-5		a-4-5		a-5-7	
バイアス電圧	75V	80V	65V	75V	65V	40V
p 側 [%]	96.8	99.7	100	99.6	99.3	99.5
n 側 [%]	93.7	98.2	89.3	91.0	84.5	81.0

表 4.5: 各検出器の検出効率

4.3.3 位置分解能

位置分解能は、前節で決めた荷電粒子の予想飛跡の両面検出器上での位置と、実際に両面検出器上で求めた粒子の通過位置との差の分布 (residual 分布) の標準偏差として与えられる。粒子の通過位置はクラスターの中心であり、これは AC 法 (Analog Centroid Method)(付録 B) を用いて求めた。AC 法は付録 B にあるように、クラスター中のシグナルの重心をクラスター中心とする方法であり、検出器 A での粒子通過位置 x_A は

$$x_A = \frac{\sum_{i \in \text{cluster}} x^i Q^i}{\sum_{i \in \text{cluster}} Q^i} \quad (4.3)$$

と計算できる。ここで x^i は各ストリップの位置である。図 4.8 は検出器 a-4-5 (バイアス 80V) の p 側の residual 分布である。誤差棒の付いた点がデータ、曲線と右上の

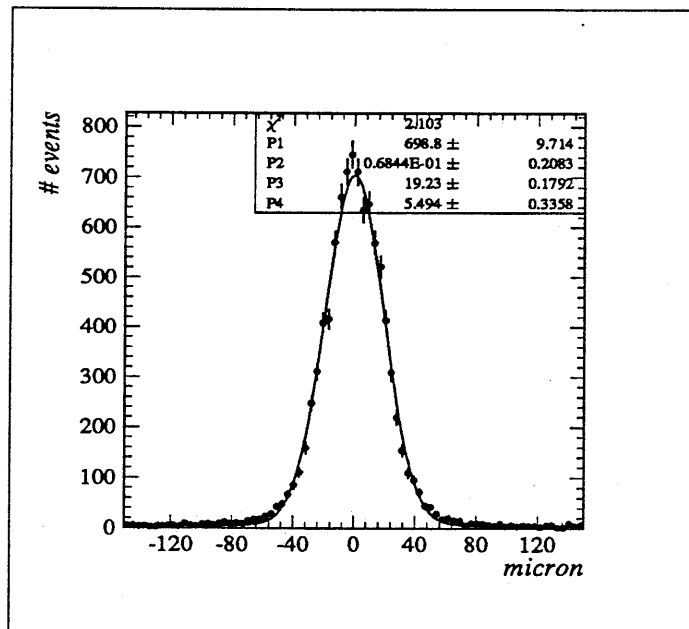


図 4.8: residual 分布

数字は (ガウス関数+定数)

$$f(x) = Ae^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} + C \quad (4.4)$$

検出器	c-1-5	a-4-5	a-5-7
p 側 [μm]	14.8 \pm 0.3	16.6 \pm 0.2	17.3 \pm 0.2
n 側 [μm]	15.6 \pm 0.3	15.1 \pm 0.1	19.4 \pm 0.4

表 4.6: 各検出器の位置分解能

で自由パラメータを A, μ, σ, C として最適化した結果である²。分解能はこの residual 分布の標準偏差、すなわち σ であり、図より $\sigma = 19.2 \pm 0.2 \mu\text{m}$ と得られた。但し、これは検出器の固有の位置分解能ではなく、荷電粒子の予想飛跡を決める際のリファレンス検出器の有限の分解能や多重散乱による予想飛跡の誤差も含まれている。従って、これらの効果を差し引いたものが検出器 a-4-5 の p 側の固有の位置分解能である。

リファレンス検出器の位置分解能は付録 B より $5.7 \mu\text{m}$ であるが、今回の実験では S/N 比が異なるため、そのまま用いることは出来ない。従って、付録 B で述べている実験のデータにノイズを加えて解析し直すことにより、今回の実験の S/N 比でのリファレンス検出器の位置分解能を求めた。

また、多重散乱の効果 (σ_{mul}) は PDG の式 [8]

$$\theta_0 = \frac{13.6 \text{MeV}}{\beta c p} z \sqrt{\frac{x}{X_0}} (1 + 0.038 \ln(\frac{x}{X_0})) \quad (4.5)$$

により $\sigma_{mul} = l\theta_0$ と求められる。ここで、 x はシリコン基板の厚さ、 X_0 はシリコンの放射長、 βc は入射粒子の速さ、 p は入射粒子の運動量、 z は入射粒子の電荷数、 l は両面検出器から下流のリファレンス検出器までの距離である。

リファレンス検出器の分解能の効果を σ_{ref} とすると、検出器の固有の位置分解能 σ_{int} は

$$\sigma_{int} = \sqrt{\sigma_{obs}^2 - \sigma_{ref}^2 - \sigma_{mul}^2} \quad (4.6)$$

と計算できる。図 4.8 の検出器 a-4-5 の p 側の場合、 $\sigma_{ref} = 4.5 \mu\text{m}$ 、 $\sigma_{mul} = 8.6 \mu\text{m}$ となり、 $\sigma_{int} = 16.8 \mu\text{m}$ と得られる。これは、ストリップ間隔が $50 \mu\text{m}$ であるということから予想される位置分解能 $\frac{50}{\sqrt{12}} = 14.4 \mu\text{m}$ とほぼ一致するため、予想される性能はほぼ出ていると思われる。表 4.6 に 3 種類の検出器の位置分解能を表す。

²図中の P1、P2、P3、P4 はそれぞれ A, μ, σ, C に対応する

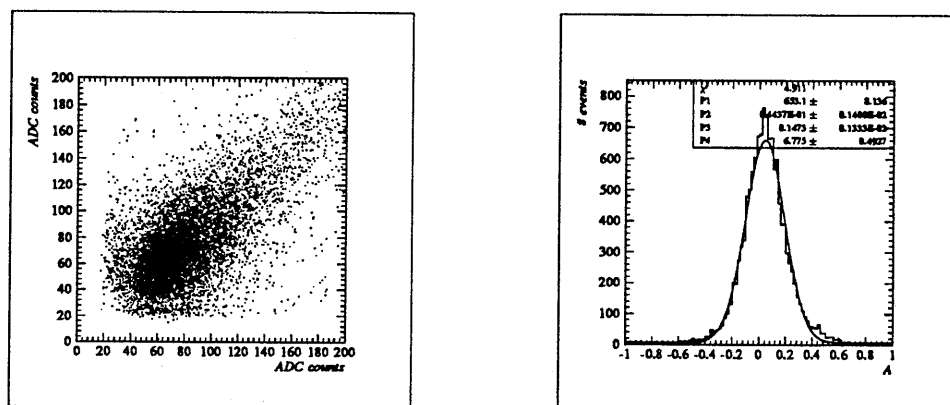


図 4.9: 検出電荷総量の相関

4.3.4 検出電荷総量の相関

電荷収集が完全であり、ノイズの全くない検出器では、1つの粒子のp側とn側での検出電荷総量は等しい。この関係は第2章第3節(2.3)で述べたように、stereo ambiguityを解くために用いることが出来る。従って両面の検出電荷総量の相関を評価することは重要である。図4.9の左の図は両側の検出電荷総量の相関を、横軸にp側の検出電荷総量(Q_{sum}^p)、縦軸にn側の検出電荷総量(Q_{sum}^n)をとって、スクエアープロットで表したものである。理想的な検出器の場合、この図の各点は傾き45°の直線上に乗る。この相関を定量的に見積もるために

$$A = \frac{Q_{sum}^p - Q_{sum}^n}{Q_{sum}^p + Q_{sum}^n} \quad (4.7)$$

という量を定義し、その分布を取ったのが図4.9の右の図である。ヒストグラムはデータであり、曲線及び右上の数字は式4.4の関数で最適化した結果である。表4.7に各検出器についてA分布の中心値(μ)及び、標準偏差(σ_A)を表す。分布の中心値、 μ 、はp側とn側での検出電荷総量の大きさの違いを表わしている。p側とn側での検出器以降の回路の増幅率の違いが10%程度あることから検出器a-4-5の μ の値は説明できるが、他の検出器の値はそれでは説明できない。これはn側では電荷の収集が完全ではないことを表している。一方、分布の標準偏差 σ_A は荷電粒子が落したエネルギーを、検出器以降の回路を通してFADCでサンプルした時のばらつきを表しているが、これは15%~20%と、大体同じ値である。このばらつきにはノイズに起因する部分と各チャンネルの増幅率のばらつきに起因する部分とがある。

	μ	σ
c-1-5	0.11	0.16
a-4-5	0.044	0.15
a-5-7	0.28	0.20

表 4.7: 各検出器の μ 及び σ

ここで、 σ_A のうちノイズに起因する部分、 σ_A^{noise} 、は次のように計算出来る。荷電粒子が検出器中に落したエネルギーを E とし、p 側、n 側のクラスター中のノイズをそれぞれ n_p 、 n_n とすると、 A は

$$A = \frac{(E + n_p) - (E + n_n)}{(E + n_p) + (E + n_n)} \quad (4.8)$$

書ける。従って、 E 、 n_p 、 n_n が独立だとすると、ノイズによる A の標準偏差 σ_A^{noise} は

$$\sigma_A^{noise} = \frac{2\sqrt{\left(\frac{n_p - n_n}{E}\right)^2 (\sigma_E)^2 + \left(1 + \frac{n_n}{E}\right)^2 (\sigma_{n_p})^2 + \left(1 + \frac{n_p}{E}\right)^2 (\sigma_{n_n})^2}}{E\left(2 + \frac{n_p}{E} + \frac{n_n}{E}\right)^2} \quad (4.9)$$

と計算できる。ここで、 $E \approx 70$ 、 $\frac{n_p}{E} \sim \frac{n_n}{E} \ll 1$ 、 $\sigma_{n_p} \approx \sigma_{n_n} \approx \sqrt{\sum_{i \in \text{cluster}} (\sigma_i)^2}$ を代入すると、 $\sigma_A^{noise} \approx 0.07$ となる。すなわち、15%~20%の内、7%はノイズによるものであると考えられる。

先に述べた、各チャンネルの増幅率のばらつきは、MX3 内のチャージアンプの増幅率のばらつきによるものと思われる。このばらつきは MX3 内のチャージアンプの帰還コンデンサー (第3章図 3.2 の C_f) の容量のばらつきである。これは MX3 を作る過程で生じるばらつきであるが、大体 10%程度と考えられる。また、検出器自体の容量にも場所によってばらつきがあり、p 側と n 側のストリップが同じ電荷を集めても、チャージアンプに入る電荷が異なることによるばらつきが約 5%程度ある。以上のことから σ_A の値は大体理解できる。 σ_A を小さくするためには検出器以降の回路の増幅率の較正を全チャンネルに渡って行なう必要があり、これにより $\sigma = A$ はノイズに起因する部分のみになり、 $\sigma_A \approx \sigma_A^{noise} \sim 0.07$ 程度の値は達成できるものと期待される。さらに、ノイズを抑えることにより、例えば S/N 比 20 が達成され

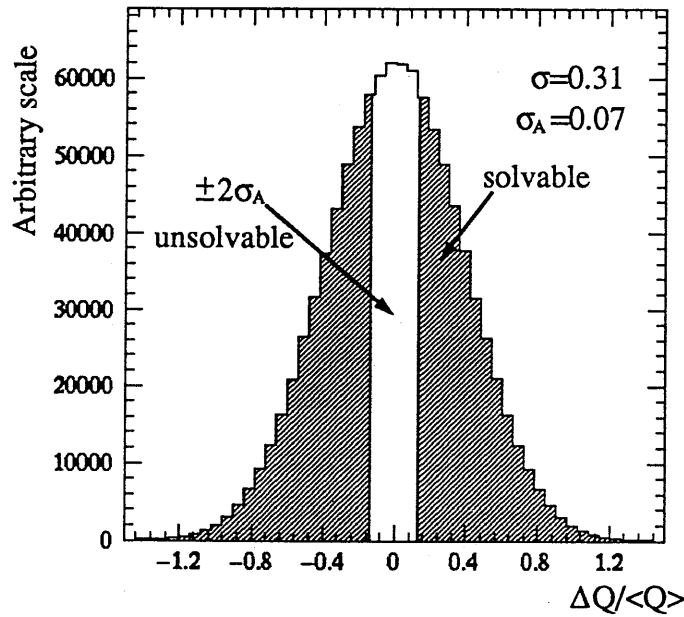


図 4.10: stereo ambiguity を解くことが出来る確率

れば、 σ_A は約0.05になる。従って、 σ_A を小さくするためにはS/N比を上げることも重要である。

ここで、各チャンネルの較正を精密に行うことによって、上で述べた stereo ambiguity を解くことの出来る確率を考察する。

簡単のため、検出電荷総量(Q_{sum})はガウス分布に従うとする。図4.5より、検出器 a-4-5 の場合、 Q_{sum} 分布の幅は p 側で約24%、n 側で約32%である。各チャンネルの較正を精密に行うことによって、 $\sigma_A \sim 0.07$ が達成されることが考えられるが、この時、 Q_{sum} 分布の幅は $(\sqrt{24^2 - 10^2}) \sim 22\%$ になると考えられる。従って、同時に入射した2つの粒子の検出電荷総量の差を ΔQ 、検出電荷総量分布の中心値を $\langle Q \rangle$ とした時、 $\Delta Q / \langle Q \rangle$ は0を中心に $\sigma = \sqrt{0.22^2 + 0.22^2} = 0.31$ (31%)の幅のガウス分布に従うと考えられる。従って、stereo ambiguity を統計有意度2、つまり95%の信頼度で解くことの出来るイベントは図4.10の斜線部に入るイベントであり、これ

は全体のイベント数に対して

$$1 - \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-2\sigma_A}^{+2\sigma_A} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx = 0.65 \quad (4.10)$$

すなわち 65% である。従って、 $\sigma_A \sim 0.07$ が達成出来た時、95% の信頼度で stereo ambiguity を解くことの出来る確率は 65% であると考えられる。

4.4 性能を左右する要因

前節で、両面シリコンマイクロストリップ検出器の性能として、S/N 比、2 重金属層によるノイズの増加、検出効率、位置分解能、及び両面の検出電荷総量の相関を評価した。それぞれの結果から得られた 3 種類の検出器の違いを以下に挙げる。

1. S/N 比 p 側は全てはほぼ同じ値であるが、n 側は a-4-5 のみ p 側と同程度であり、他の検出器では低かった。
2. 2 重金属層によるノイズの増加 2 重金属層によるノイズの増加は見られなかった。このことから、検出器の構造の違いによる性能差はないことがわかる。
3. 検出効率 3 種類とも p 側はバイアス電圧に依らずほぼ 100% に近い値が得られたが、n 側は a-4-5 のみバイアス電圧 80V で p 側とほぼ同等な値が得られた。また、バイアス電圧が下がると、全ての検出器について n 側での検出効率は下がっている。
4. 位置分解能 検出器 a-5-7 の n 側のみが、ストリップ間隔から期待される分解能 (14.4 μ m) に比べて悪かった。
5. 検出電荷総量の相関 式 4.7 で定義した A について、その分布の中心値は検出器 a-4-5 のみは読み出し回路の増幅率の違いで説明出来る (前節参照) が、他の検出器はそれでは説明出来ない程ずれていた。また分布の幅は MX3 内の各チャンネルの増幅率のばらつきにより説明出来る。

2 に述べているように検出器の構造の違いによる性能の差は見られないことがわかった。また、3 種類とも p 側にはほとんど差がないことがわかる。一方、1、3、4、5 から、n 側については差が見られたが、これをまとめると次のようになる。

- 検出器 a-4-5 のみ、バイアス電圧 80V ではほぼ p 側と同程度の性能が得られた。
- 検出器 c-1-5 は位置分解能については p 側と同程度の値が得られたが、S/N 比及び検出効率が低く、A 分布 (4.3.3) の中心値の正方向へのずれが見られた。
- 検出器 a-5-7 は全ての性能について良い結果が得られなかった。
- バイアス電圧を下げると、全ての検出器について、検出効率の低下が見られる。

これらは、検出器 a-4-5 以外では、n 側において通過する荷電粒子によって検出器中に作られた電荷を全て収集することが出来ていないことを示している。また、バイアス電圧を下げることにより、全ての検出器で電荷収集が完全でないことがわかる。

n 側の分離が悪くなることによってクラスターが広がった時、クラスター中のそれぞれのストリップに集められる電荷の量は少なくなる。この時ノイズの影響によりこういった現象が現れる。そこで、各検出器のクラスターの形を見ることにより、クラスターの広がりをチェックした。

各イベント毎にクラスターの形を決めようとする時、ノイズのためにクラスターを決める時の数居値によって不定性が出る。特に、小さな電荷が集められたストリップのシグナルはノイズに隠れてしまうため、正しいクラスターの形はわからなくなる。こういった問題を避けるため、数 1000 イベントの平均のクラスターの形を見ることにした。各イベントにおいて、シグナルの最も大きなチャンネルのストリップ番号を 0 番にしておき、その前後 10 チャンネルについて、各チャンネル毎に数 1000 イベント分のシグナル Q の和をとる。このように数 1000 イベント分の和をとることにより、正負に分布しているノイズはキャンセルされ、平均的なクラスターの形が得られる。図 4.11 に検出器 a-4-5 の 80V のときの p 側及び n 側の平均のクラスターの形を示す。平均的にはほとんどの電荷は 1 本のストリップに集められることがわかる。

さらに検出器の中でのクラスターの形の一様性を調べるために、検出器中でビームが当たっている領域を図 4.12 のように p 側、n 側でそれぞれ 3 分割し、それぞれの領域で平均のクラスターの形をバイアス依存性も合わせて見た。図 4.13 に検出器 a-4-5 の 65V の時の n 側の各領域での平均のクラスターの形を示す。図より n 側では領域によって平均のクラスターの形が異なっていることがわかる。3n の領域では

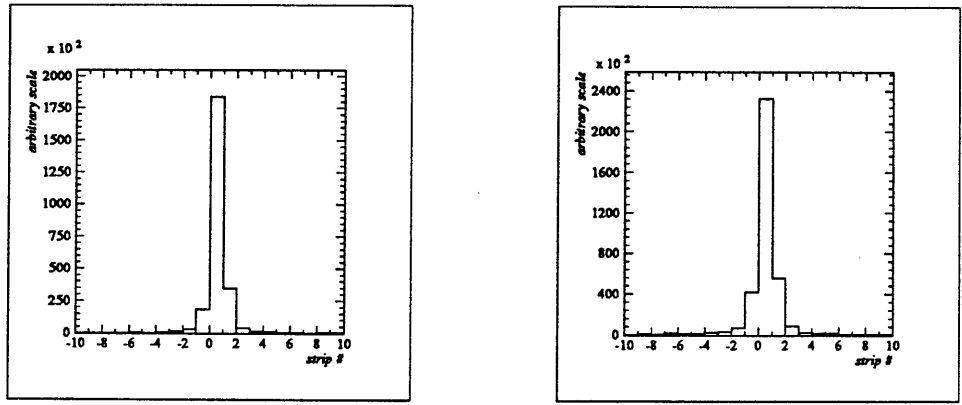


図 4.11: 平均的なクラスターの形 検出器 a-4-5 左:p 側 右:n 側

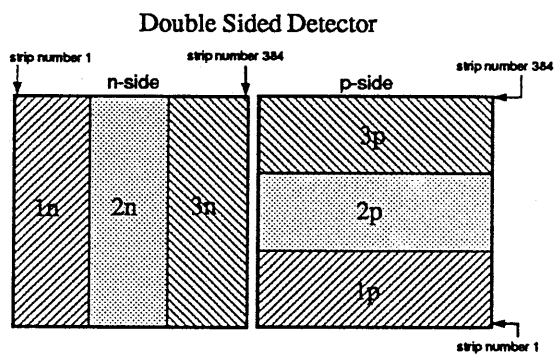
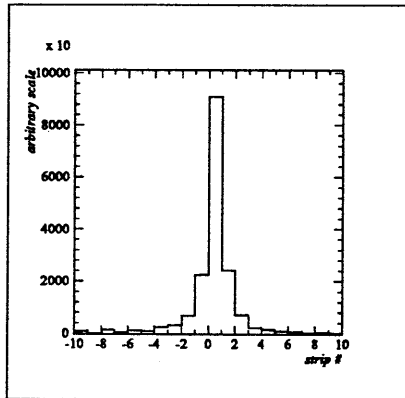
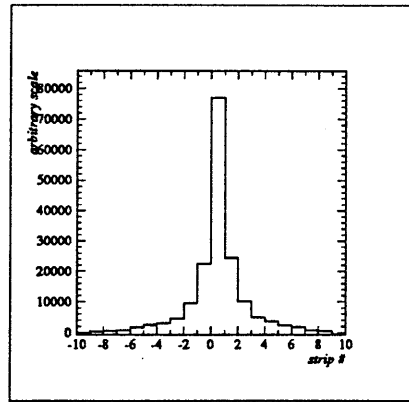
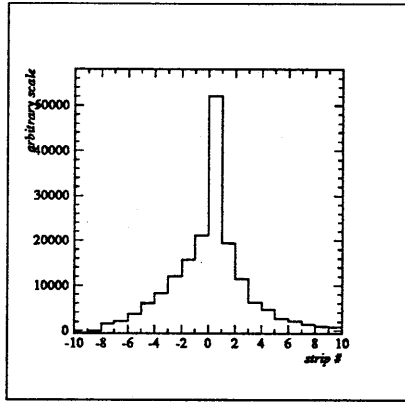


図 4.12: 検出器の領域分け



左上：領域 1n

上：領域 2n

左：領域 3n

図 4.13: 平均的なクラスターの形の場所依存性 検出器 a-4-5 65V

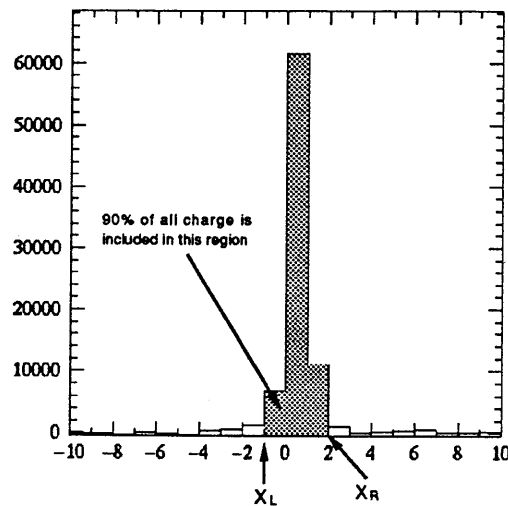


図 4.14: σ_d を計算する範囲

クラスターは拡がっておらず、 $2n$ の領域ではそれに比べ少し拡がっており、 $1n$ の領域ではさらに拡がっていることがわかる。クラスターが拡がる原因は、バイアス電圧が下がることにより、図 2.6 の空乏層が n 側のストリップから離れてゆき、それまで分離されていた n 側のストリップが電気的に導通してしまったことによると考えられる。さらにこの現象は検出器の n 側全体に同時に起こるのではなく、一部分から起こり、バイアスが下がるにつれて検出器全体へと拡がっていくと思われる。このことは、検出器の厚さが一つの検出器の中においても一様ではないことを示していると考えられる。実際、検出器の厚さの精度は 10% 程度でしか保証されていない。従って、検出器 a-4-5 の場合、 $3n$ の領域は検出器の厚さが比較的薄いため、バイアス電圧が 65V でも n 側のストリップはほぼ分離されているが、ストリップ番号が小さくなるにつれて検出器の厚さが厚くなり、 n 側ストリップを分離するためにはバイアス電圧が 65V では不十分であると言える。

この平均的なクラスターの形を数値化するために、検出電荷総量は全て ± 10 ストリップの中にあるものとして、検出電荷総量の 90% を含む中心部 (図 4.14 の影の部分) の標準偏差 σ_d を計算した。図 4.14 で横軸を x 、縦軸を $Q(x)$ とすると、図の X_L

、 X_R を用いて、 σ_{cl} は

$$\sigma_{cl}^2 = \frac{\sum_{x=X_L}^{X_R} x^2 Q(x)}{\sum_{x=X_L}^{X_R} Q(x)} \quad (4.11)$$

と計算出来る。

各検出器の各バイアス電圧について、 σ_{cl} を表4.8に表す。

検出器	c-1-5	a-4-5		a-5-7		
バイアス電圧	75V	80V	65V	75V	65V	40V
1p	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.4
2p	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
3p	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
1n	0.6	0.3	5	1.5	4	20
2n	0.4	0.3	2	0.9	2	20
3n	0.5	0.3	0.6	1	3	20

表 4.8: 各検出器の σ_{cl}

この表からわかることをまとめると、次に挙げる。

1. p 側については、どの検出器もほぼ同じような値を示している。また、それぞれの検出器中での場所による差はなく、検出器全体で一様である。これは、バイアス電圧が65Vに下がってもいえることである。
2. 検出器 a-4-5 の n 側はバイアス電圧80Vで、p 側と同程度の値を示している。また、検出器内での場所による差も見られない。
3. 検出器 c-1-5 及び a-5-7 の n 側はバイアス電圧が最も高い75Vにおいても、クラスターが p 側よりも拡がっており、n 側の分離が完全ではないことを示している。特に a-5-7 の拡がりは大きい。また、検出器内での場所による差も見られる。

4. バイアス電圧を低くした時、全ての検出器の n 側では、クラスターが拡がり、分離が不完全になることがわかる。また、検出器内部の場所による拡がりの差も見られる。

1 及び 2 は、この章の最初に述べたことと一致している。3 に述べてあるように、検出器 a-5-7 の n 側はバイアス電圧が最も高い時においてもクラスターの拡がり大きい。これは、a-5-7 の n 側の位置分解能が悪い原因であると思われる。また、バイアス電圧が下がることにより、n 側のクラスターは拡がるが、p 側では拡がりが見られない、という結果は次のように理解することが出来る。

第 2 章 (2.2.2) で述べたように、空乏領域は p-n 接合部から発達し、バイアス電圧が上がるにつれて n 側の方へ拡がってゆく。従って、バイアス電圧が少し下がっても、p 側にはその影響はほとんど及ばない。ところが、n 側においては、バイアス電圧が少し下がることにより、ストリップ付近が全て非空乏領域になる。従って、隣合う n 側ストリップは導通し、クラスターが拡がる。

また、前に考察したように、同一検出器中での σ_d の差は検出器の厚さの非一様性を表していると考えられ、全ての検出器でこの非一様性が見られる。

以上のことからわかったことをまとめると、次のようになる。

- n 側を分離するためには十分なバイアス電圧が必要である。
- バイアス電圧を少し下げることにより、n 側はその影響を受け、クラスターが拡がるが、p 側は影響を受けない。

検出器の性能は n 側のストリップの分離の完全さに左右されることがわかった。今回は垂直入射による評価のみ行ったが、序論でも述べたように実際の B-factory においては最悪で 17° までの斜め入射があり得る (4 ページ脚注)。そのような大角度入射の場合には、付録 B に述べるように、粒子の通過位置の情報はクラスターの両端にあると考えられる。この時、ストリップ 1 本当りの S/N 比はさらに悪くなるため、n 側のストリップの分離が完全でない時にはクラスターの両端の不定性が大きくなる。従って、パーテックス検出器として十分な性能を得るためには n 側ストリップを完全に分離させることがさらに重要であると思われる。

第5章

結論

5.1 両面シリコンマイクロストリップ検出器の評価

シリコンマイクロストリップ検出器のための読み出しシステムを作り、それを用いて3種類の浜松ホトニクス社製の両面シリコンマイクロストリップ検出器の性能を評価した。

わかったことは次の通りである。

- 3種類の検出器の内、検出器 a-4-5 のみがほぼ完全に動作することがわかった。
- どの検出器も p 側については問題がなかった。
- 検出器の構造の違いによる性能の差は見られなかった。
- n 側のストリップの分離状況が検出器の性能を左右する要因になることがわかった。

検出器 a-4-5 では p 側で $16.8\mu\text{m}$ 、n 側で $15\mu\text{m}$ の位置分解能が得られ、KEK B-factory のバーテックス検出器として有望であると思われる。この a-4-5 のような検出器が大量に生産出来るようになれば、B-factory のバーテックス検出器として十分実用に耐え得るとと思われる。

5.2 今後の課題

今回評価した両面シリコンマイクロストリップ検出器は、表 2.1にあるように、 $1.92\text{cm} \times 1.92\text{cm}$ という大きさであった。しかし、実際にバーテックス検出器として用いる場合には、 $3.4\text{cm} \times 6.7\text{cm}$ 程度の両面検出器を 4~6 枚繋いだものを用いることが考えられている。図 1.3を見ればわかるようにビームから離れるに従って検出器は長くする必要がある。最も外側の層では 6 枚の検出器を繋ぐことが考えられており、検出器の容量は 40 倍程度 ($6 \times (3.4 \times 6.7) / (1.92 \times 1.92)$) 増加するものと思われる。さらに 2 重金属層による容量の増加も考えられる。これらの検出器の容量の増加により、S/N 比は約 1/2 に低下すると思われる [9]。従って、できるだけノイズの小さな読み出しシステムを構築することが必要である。そして、実際に B-factory に組み込む検出器を用いてビーム実験を行い、今回評価した事や様々な入射角に対する位置分解能を評価することが必要である。

付録 A

シグナル、ノイズ、オフセット

第3章(3.1.1)で述べるように、シリコンマイクロストリップ検出器から得られるデータは各チャンネルのADC値である。付録C(C.4)で述べるように、各チャンネルはオフセットを持っており、得られたADC値から各チャンネルのオフセット、ノイズ、シグナルを求める処理は次のようにして行った。

オフセットは粒子が通らない時の各チャンネルのADC値の平均を表しており、各チャンネルによって異なる。i番目のチャンネルのnイベント後のオフセット $OFST_n^i$ は

$$OFST_n^i = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n ADC_j^i \quad (\text{A.1})$$

と求められる。ここで、 ADC_j^i はi番目のチャンネルのjイベント目のADC値である。但し、オフセットは時間依存性を持つため、各イベントごとに更新する必要があり、今回は次のように計算した。

$$OFST_n^i = \frac{ADC_n^i + (N_{update} - 1)OFST_{n-1}^i}{N_{update}} \quad (\text{A.2})$$

ここで、 N_{update} は更新の際に用いる過去のイベントの数であり、今回は $N_{update} = 50$ とした。つまりそのイベントを含めて過去50イベントのADC値の平均をオフセットとしている事になる。

コモンモードシフト(第4章4.1.3)は一つの検出器全体で計算したためnイベン

ト目の検出器 A のコモンモードシフト CMS_n^A は

$$CMS_n^A = \frac{1}{N_A} \sum_{i=1}^{N_A} (ADC_n^i - OFST_n^i) \quad (A.3)$$

となる。ここで N_A は検出器 A のストリップ数である。

得られた ADC 値に対して以上の処理を行なった後、各ストリップのシグナル Q_n^i は

$$Q_n^i = ADC_n^i - OFST_n^i - CMS_n^A \quad (A.4)$$

と得られる。

第 4 章で述べたように、上で求めたシグナルは 0 を中心にふらついており、このふらつきがノイズ σ_n^i である。

ノイズ σ_n^i は、最初の n イベントを用いて

$$(\sigma_n^i)^2 = \sum_{j=1}^n ((ADC - OFST - CMS) - (ADC_j^i - OFST_j^i - CMS))^2 \quad (A.5)$$

と計算し、その後

$$(\sigma_n^i)^2 = \frac{(ADC_n^i - OFST_n^i)^2 + (N_{update} - 1)(\sigma_{n-1}^i)^2}{N_{update}} \quad (A.6)$$

とイベント毎に更新した。また、今回の解析では $n=50$ とした。

ビームが当たっているチャンネルにおいて上のような処理を行った場合、オフセットは大きくなり、正しいシグナル値は得られない。また、この時、ノイズも大きくなってしまいうため、正しいデータ解析は出来なくなる。従って、ビームが当たっているチャンネルではオフセット、ノイズの更新は行わないことにした。

付録 B

片面検出器の位置分解能

今回の実験でリファレンス検出器として用いた片面検出器は、1991年の7月にビーム実験を行ない、性能を評価したものである [10]。この実験について簡単に述べておく。

この実験では斜め入射に対するシリコンマイクロストリップ検出器の位置分解能の評価を主な目的とした。これは、第1章でも述べているように、シリコンマイクロストリップ検出器を KEK B-factory のバーテックス検出器として用いる場合、非常に大きな角度を持って入射する粒子が多いためである。計画では第1章の図 1.3 にあるように、ビーム軸から 17° のところまでのアクセプタンスを保証したいため、入射角が $0^\circ \sim 75^\circ$ までの範囲で位置分解能の角度依存性を測定した。ここで、入射角 0° は垂直入射を表す。

B.1 実験のセットアップ

5枚の片面検出器 (HAMAMATSU SSDMX3) を図 B.1 のように配置し、その上流及び下流にトリガー用のプラスチックシンチレーション検出器を置いた。中心の X_m 検出器は回転できるようになっており、さまざまな角度で粒子を入射することが出来る。MX3 からの信号は SSDMX3 に直結しているカード上のビデオ増幅器 $\mu A733$ により増幅された後、トランジスターを用いたエミッターフォロワ回路によって電力増幅され、SIROCCO に送られる。SIROCCO は CERN の LEP 実験グループの一つ

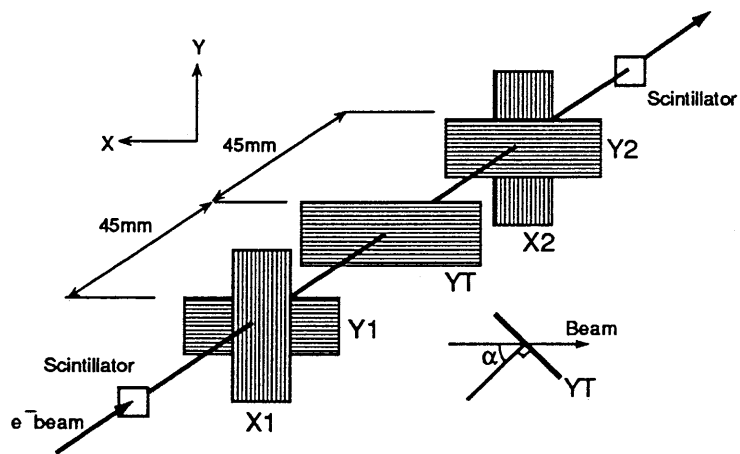


図 B.1: 片面検出器のビーム実験のセットアップ

である DELPHI グループによって開発された、シリコンマイクロストリップ検出器用の FADC の CAMAC モジュールであり、分解能は 10 bits である [11]。SIROCCO からのデータは DEC 社の VAXstation 3200 に取り込んだ。

B.2 バイアス電圧の決定

シリコンマイクロストリップ検出器に与える逆バイアス電圧を決めるために、バイアス電圧による検出電荷総量の変化を見た。(クラスターの定義はこの後の節で述べる)。検出電荷総量は空乏層の厚さ x に比例するが、 x はバイアス電圧 V と次のような関係がある [8]。

$$x = \sqrt{\frac{2\epsilon(V + V_{bi})}{ne}} = \sqrt{2\rho\mu\epsilon(V + V_{bi})} \quad (\text{B.1})$$

ここで、 n 、 e 、 ϵ 、 ρ 、 μ 、 V_{bi} は

n ... 単位体積あたりの不純物の数 (cm^{-3})

e ... 電子の電荷 ($=1.6 \times 10^{-19} \text{C}$)

ϵ ... シリコンの誘電率 ($\approx 1 \text{pF/cm}$)

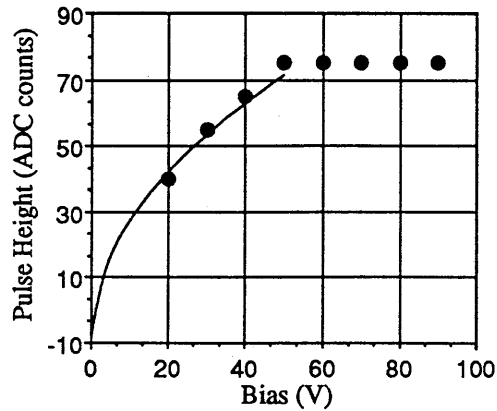


図 B.2: バイアスと検出電荷総量

ρ ... シリコン基板の抵抗係数 (典型的には $1-10\text{k}\Omega\text{cm}$)

μ ... 電荷の易動度 (電子は $1350\text{cm}^2/\text{V/s}$ 、正孔は $450\text{cm}^2/\text{V/s}$)

V_{bi} ... p-n 接合の接合電圧 (数 $\text{k}\Omega\text{cm}$ の抵抗係数では約 0.8V)

である。

従って、シリコン基板全体が完全に空乏化するバイアス電圧までは、検出電荷総量は \sqrt{V} に比例すると考えられる。

図 B.2に垂直入射の時の検出電荷総量のバイアス電圧依存性を示す。図より、バイアス電圧が約 50V より高いところでは検出電荷総量は一定であるから、シリコン基板は約 50V で完全に空乏化していることがわかる。これを式 B.1に適用することにより、シリコン基板の不純物濃度は約 $7 \times 10^{12}\text{cm}^{-3}$ と推察される。また、バイアス電圧は余裕を見て 80V に設定した。

B.3 データ解析

B.3.1 クラスタ探し

得られたデータに対して付録 A の処理を行なった後、クラスタ探しを行なうが、これは第 4 章に書いてある方法とは異なり、次のように行なった。

各検出器において連続する N_w 本のストリップのシグナル Q_n^i の和

$$Q_{sum} = \sum_{i \in N_w} Q_n^i \quad (\text{B.2})$$

が

$$Q_{sum} > 1.5 \sum_{i \in N_w} (\sigma_n^i)^2 \quad (\text{B.3})$$

を満たすもののうち、最も大きいものをクラスターとした。ここで、 N_w は入射角 α に依存しており、 $N_w = 1.1D \tan \alpha / p + 2$ (D はシリコン基板の厚さ ($300 \mu\text{m}$)、 p は読み出しストリップ間隔 ($p = 50 \mu\text{m}$)) と定義した。

B.3.2 位置分解能

位置分解能を求めるために荷電粒子の通過位置を求めなければならないが、これは2つの方法 (AC 法、CGC 法) を用いて行なった。

AC 法

これは従来行なわれてきた方法で、クラスター中のシグナルの重心を粒子通過位置とする方法である。この方法での検出器 A の粒子通過位置 x_A は

$$x_A = \frac{\sum_{i \in \text{cluster}} x^i Q^i}{\sum_{i \in \text{cluster}} Q^i} \quad (\text{B.4})$$

と計算できる。ここで、 x^i は i 番目のストリップの座標を表す。この式からわかるようにノイズが大きい場合、 Q^i の誤差が大きくなるため、 x_A の誤差も大きくなる。従って、この AC 法は S/N 比に非常に敏感である。

CGC 法

上で述べた AC 法は入射角が小さく、垂直入射に近い時には非常に良い結果を生む。ところが、入射角が大きな時には、荷電粒子が通過するシリコン基板の厚さが大きくなるため、 δ 電子が出る確率が大きくなること、及び、クラスターの幅が非常

に大きくなることにより、 δ 電子が出た付近のストリップのシグナルは非常に大きくなる。そのために、AC法は入射角が大きい時には正しいクラスター中心の計算ができなくなる、という欠点を持っている。そこで、次のように新しいクラスター中心の決定方法を開発した。

大角度入射の場合、粒子の通過した位置の情報はクラスターの両端にあると思われる。この考えのもとに各イベント毎にクラスターの形を

$$F(x) = A \frac{\int_{x_L}^{x_R} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} d\mu}{\int_{x_L}^{x_R} e^{-\frac{(x_L+x_R-\mu)^2}{2\sigma^2}} d\mu} + B \quad (\text{B.5})$$

という Gaussian Convolved 関数 $F(x)$ でフィットした。これは、荷電粒子によって作られた電子や正孔が、シリコン内部の電場によってストリップへ集まる際に、横方向へは標準偏差 σ のガウス分布に従って拡がって行くため、クラスターはガウス分布関数を重ね合わせた形をしているという考えのもとに選んだ関数である。ここで、 x_R 、 x_L はクラスターの両端の位置を表し、フィットの際の自由パラメータは A 、 B 及び x_R 、 x_L とした。

粒子の通過位置 x_A はフィットによって求めた x_R 、 x_L を用いて、

$$x_A = \frac{x_L + x_R}{2} \quad (\text{B.6})$$

とした。

以上二つの方法を用いて測定したさまざまな入射角でのシリコンマイクロストリップ検出器の位置分解能を図 B.3 に示す。

入射角が小さく、垂直入射に近い時には、AC法を用いた方が良い位置分解能が得られ、 0° 入射すなわち垂直入射では $5.7\mu\text{m}$ の位置分解能が得られた。これは、ストリップ間隔が $25\mu\text{m}$ であることを考えれば非常に良い値であると言える。ここで、図の曲線はノイズとクラスターパルスハイトのばらつきから簡単に計算した AC 法での位置分解能であり、データをよく説明している。

一方、入射角が大きい時には、CGC法を用いた方が良い位置分解能が得られ、 75° 入射で $39.8\mu\text{m}$ の位置分解能が得られた。これは、フィットを行うことにより、 δ 電子の影響を AC 法よりも少なくすることが出来たためであると考えられる。また、 60° 以上の入射角での位置分解能を測定したのはこの実験が世界で初めてである。

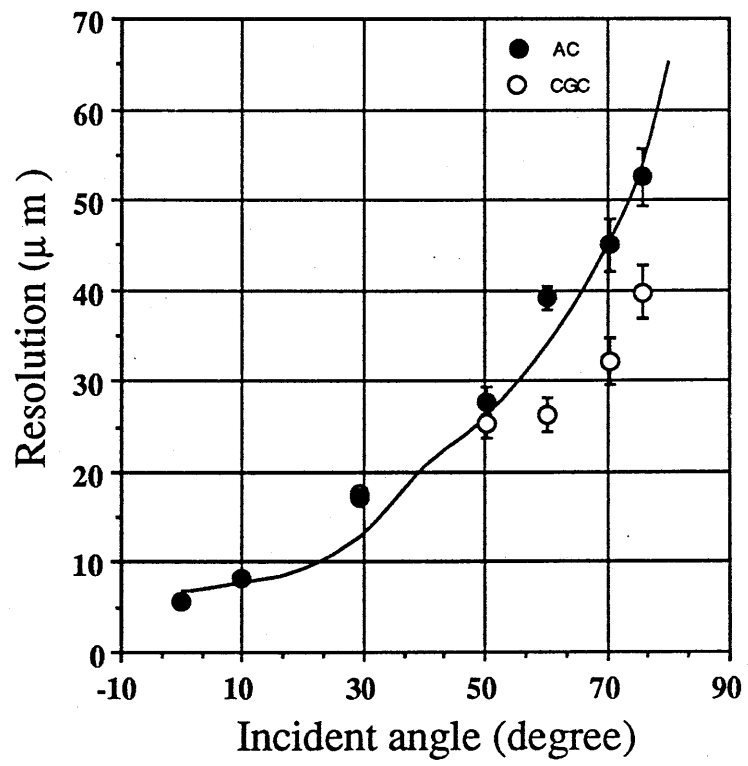


図 B.3: 位置分解能の角度依存性

付録 C

MX3 を用いたデータ取得システムの 詳細

本文第 3 章で述べるように、シリコンマイクロストリップ検出器からの信号は信号増幅時分割多重化 VLSI を駆動することによって読み出すことが出来る。今回用いた浜松ホトニクス社製のシリコンマイクロストリップ検出器にはこの信号増幅時分割多重化 VLSI として MX3 が直結されている。図 3.3にあるように、MX3[6]にはデータ捕獲サイクル (Data Capture Cycle) とデータ読み出しサイクル (Data Readout Cycle) の 2 つのサイクルがある。以下、それぞれについて説明する (図 3.2、3.3)。

C.0.3 データ捕獲サイクル

MX3 のデジタル部は CMOS ロジックに従い、0V の状態を L、5V の状態を H とする。MX3 の駆動は、まずデータ捕獲サイクルから始まる。データ捕獲サイクルは 100KHz で繰り返す $\overline{\text{RESET}}$ 、 $\overline{\text{S1}}$ 、 $\overline{\text{S2}}$ という信号から構成される。まず、 $\overline{\text{RESET}}$ 信号が L、すなわちチャージアンプが死んでいる間に $\overline{\text{S1}}$ 、 $\overline{\text{S2}}$ 信号が L になる。このときスイッチ SW1、SW2 は ON の状態になるため、チャージアンプの出力電圧がコンデンサー C1、C2 に保持される。この時点では、まだチャージアンプは死んでいるため、これらのコンデンサーにストリップからの信号は来ない。SW1、SW2 が ON になってから約 500n 秒後に $\overline{\text{RESET}}$ が H、すなわちチャージアンプが生き返り、

この時点からストリップからの信号はコンデンサー C1、C2 に保持されるようになる。この後、約 1μ 秒後に SW1 が OFF ($\overline{S1}$ が H) になり、それからさらに約 3μ 秒後に SW2 が OFF ($\overline{S2}$ が H) になる。従って、SW1 が OFF になってから SW2 が OFF になるまでの約 3μ 秒の間 (これをアクティブウィンドウという) に荷電粒子が検出器を通れば (トリガーがあれば)、コンデンサー C1 には粒子がエネルギーを落す直前のストリップの信号 (*Before*) が、さらにコンデンサー C2 には荷電粒子による信号 (*After*) が上積みされて保持される。これを double correlated sampling と言い、2つの信号の差がストリップに集められた電荷に対応する。このように、アクティブウィンドウ内にトリガーが入り、コンデンサ C1、C2 にストリップからの信号が保持された時点から、MX3 のサイクルはデータ読み出しサイクルへ移る。但し、データ読み出しサイクル中に、SW1 や SW2 がオン・オフを繰り返していたのでは、信号を正しく読み出すことは出来ない。従ってデータ読み出しサイクルに移る時点でデータ捕獲サイクルは止めなければいけない。

C.0.4 データ読み出しサイクル

データ読み出しサイクルは、図 3.3 のように ϕ_1 、 ϕ_2 、 $\overline{\text{SHIFT-IN}}$ という信号から構成される。 ϕ_1 、 ϕ_2 はシフトレジスタへのコントロール信号、 $\overline{\text{SHIFT-IN}}$ はシフトレジスタのシフト信号である。つまり、図のようなタイミングで ϕ_1 、 ϕ_2 信号をシフトレジスタに入れてやることにより、シフト信号はアドレス 1 から 128 を 1μ 秒間隔で指し示してゆく。回路図 3.2 からわかるように、シフト信号がアドレス n を指している時、SW3、SW4 が ON になり n 番目のストリップの信号がアナログ信号線 A1、A2 に現れる。

C.1 コントロール信号の生成回路

図 C.1 にコントロール信号を作り、MX3 へ送るための回路図を載せる。

回路のほとんどの部分は TTL-IC から構成し、一部 NIM の信号を送ったり受けたりするために ECL-IC を用いた。それぞれのコントロール信号はマスタークロックから作ったが、これはシングルショットマルチバイブレータを 2 個使うことによ

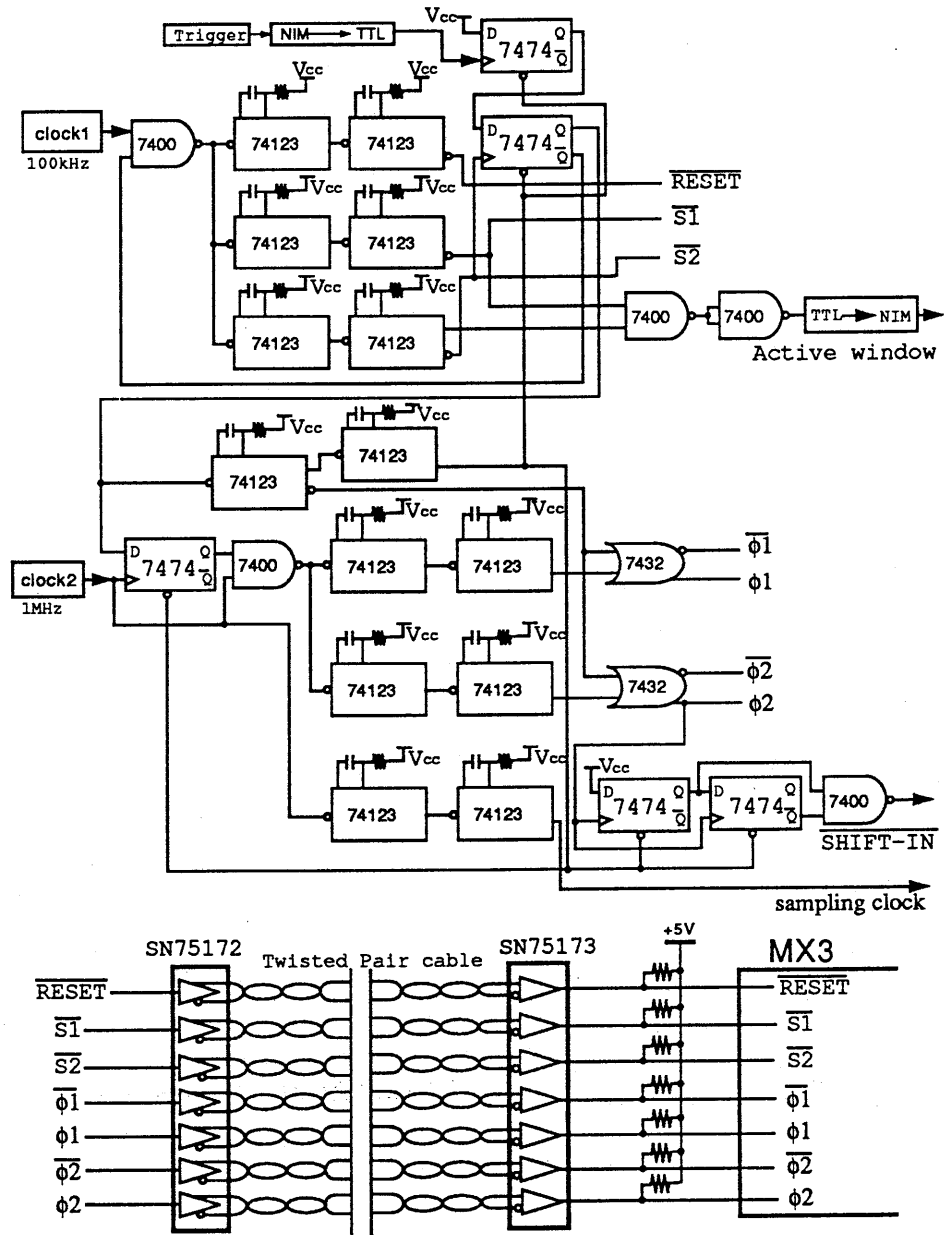


図 C.1: コントロール信号を作るための回路図

り、タイミングと幅を自由に変えることが出来るようにした。

C.2 コントロール信号の送受信回路

図 C.1 の下の方の回路図がコントロール信号の送受信のための回路である。

C.2.1 送信回路

シフト信号を除くコントロール信号は、全ての MX3 に同時に送るためにバス構造にした。また、検出器とコントロールボックスとの距離が数十メートルあり得ることを考慮して、ツイステッドペアケーブルを用いて差動で送ることにした。以上の条件を満たすために SN75172 という IC を用いた。これは入力の TTL パルスを差動で出力する IC であり、数 100m の距離のデータ転送が可能である。

C.2.2 受信回路

差動ドライバ SN75172 によって送られて来る信号は、SN75173 という差動レシーバで受けることができる。SN75173 の出力は TTL コンパチブルであるため、これを直接 MX3 への入力とすることは出来ない。これは MX3 が CMOS ロジックに従うためである。そこで SN75173 の出力を 5V 電源でプルアップし、コントロール信号が正しく 0V から 5V までスイングするようにした後、これらを MX3 への入力とした。

C.3 アナログ信号の処理回路

第 3 章で述べたように MX3 から出て来るアナログ信号の処理は 2 つの部分に分けた。1 つは MX3 から出て来る 2 つの信号 (*Before* と *After*) を、その直後でそれぞれ増幅し、ツイステッドペアケーブルを駆動するケーブル駆動部 (Cable Driving Part) であり、もう 1 つは 2 つの信号の差を取り、増幅率やオフセットの調整を行った後 ADC へ送る入力調整部 (Input Adjustment Part) である。図 C.2 に回路図を示

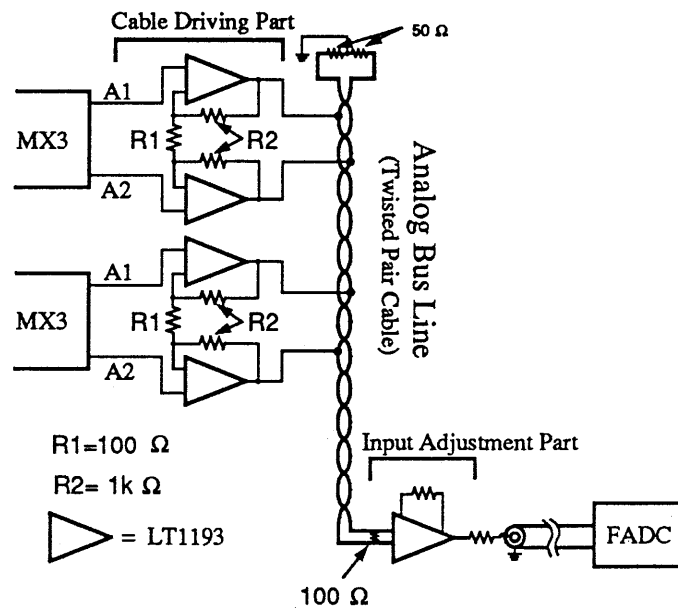


図 C.2: LT1193 を用いた信号増幅回路

す。ケーブル駆動部は SSDMX3 や 2DSSDMX3 に直結するカード上に実装し、入力調整部は全ての検出器に共通のものとした。

C.3.1 ケーブル駆動部

ここで用いる増幅器には次のような性能が求められる。

- 周波数帯域が数十 MHz 程度あること。
- ツイステッドペアケーブルをドライブするために 100mA 程度の出力電流が得られること。
- 出力をバス構造にするためにシャットダウンが可能で、しかもシャットダウン時に出力インピーダンスが大きいこと。

以上の要求を満たす増幅器として、リニアテクノロジー社の LT1193 を採用した。この増幅器は周波数帯域が 80MHz、出力電流が 150mA であり、5 番ピンに -5V を入れることでシャットダウン出来、シャットダウン時の出力インピーダンスは 15k Ω 、

■	差動またシングル-イントのゲインブロック (可変型)	
■	-3dBバンド幅、 $A_v = \pm 2$: 80MHz
■	スルーレート	: 500V / μ s
■	低価格	
■	出力電流	: ± 50 mA
■	セトリング時間	: 180nS to 0.1%
■	CMRR @ 10MHz	: >40dB
■	微分利得エラー	: 0.02%
■	微分位相エラー	: 0.03deg
■	単一5V電源動作	
■	ケーブルの直接駆動が可能	
■	出力シャットダウン機能	

図 C.3: LT1193 の性能表

と我々の目的に非常に適した増幅器である。図 C.3に LT1193 の性能表を載せておく。図 C.2の Cable Drive Part がこの部分である。図からわかるように、ここでの増幅率 ($R1/R2$) は 10 倍にした。

また LT1193 が MX3 から信号が出力されている時のみ生きているという状態にするためのコントロール信号 (シャットダウン信号) を SHIFT - IN、SHIFT - OUT を入力にして図 C.4のように CMOS のゲート 74HC00 とトランジスタ 2SC752、2SA999 で作り、LT1193 の 5 番ピンの入力とした。

C.3.2 入力調整部

ここでの動作は、2つの差動アナログ信号の差を取り ADC へ送ることと、ゲイン、オフセットの調整を行うことである。ここで用いる増幅器に求められる性能は次のようなものである。

- 周波数帯域が数十 MHz 程度あること。

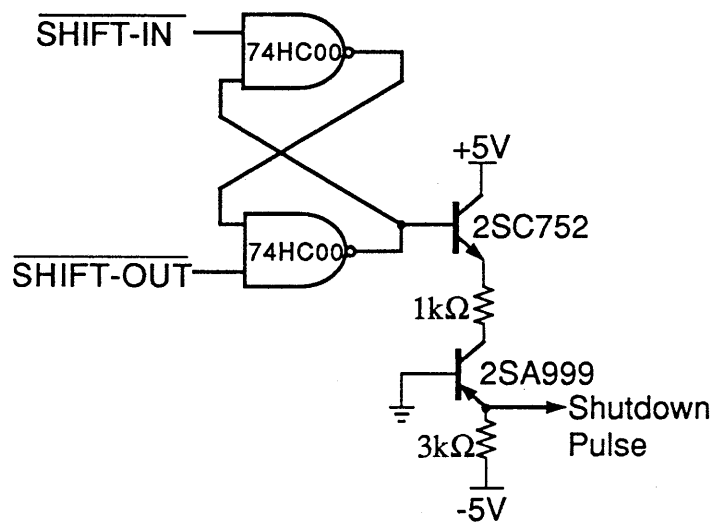


図 C.4: シャットダウン信号の生成回路

- ADC は 50Ω のシングルエンド入力であるため、 50Ω の同軸ケーブルをドライブ出来ること。すなわち、 100mA 程度の出力電流が得られること。
- オフセット調整が簡単に出来ること。

ケーブル駆動部で用いた LT1193 はこれらの要求も満たしているのでここでも LT1193 を用いることにした。またここでは増幅度は 4 倍にした。2 つの信号 (Before と After) の差はここで取っているため、ここまでに混入して来るコモンモードノイズは排除することが出来る。

C.3.3 実際の信号

図 C.5 に、ADC に入る直前の実際の信号のオシロスコープ写真を載せる。上の写真は一枚の片面検出器からの信号とシャットダウン信号をオシロスコープで見た写真である。上側が検出器からの信号であり、256 チャンネル分の信号が時間で区切られて $1\mu\text{s}$ 毎に現れるため、検出器全体で $256\mu\text{s}$ の幅の信号となっている。また、下側の信号がシャットダウン信号であり、検出器から信号が出ている時のみ 0V になっており、それ以外では -5V になっている。この写真の縦軸は $1\text{V}/\text{DIV}$ 、横軸

は $36.3\mu\text{sec}/\text{DIV}$ である。

一方、下の写真は検出器からの信号の一部を拡大したものと FADC のサンプリング信号であり、縦軸は $500\text{mV}/\text{DIV}$ 、横軸は $500\text{nsec}/\text{DIV}$ である。検出器からの信号には、チャンネルが変る時にとげが見られるが、これは MX3 内部での ϕ_1 、 ϕ_2 信号によるスイッチングノイズであると考えられる。また、前 (3.2.2) にも述べたように、サンプリング信号が立ち下がる時のアナログ信号の電圧値が A/D 変換され、計算機に取り込まれる。

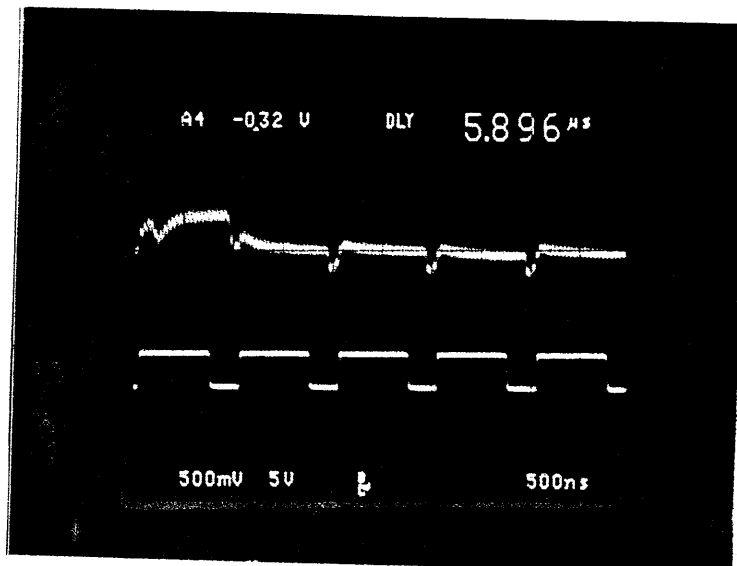
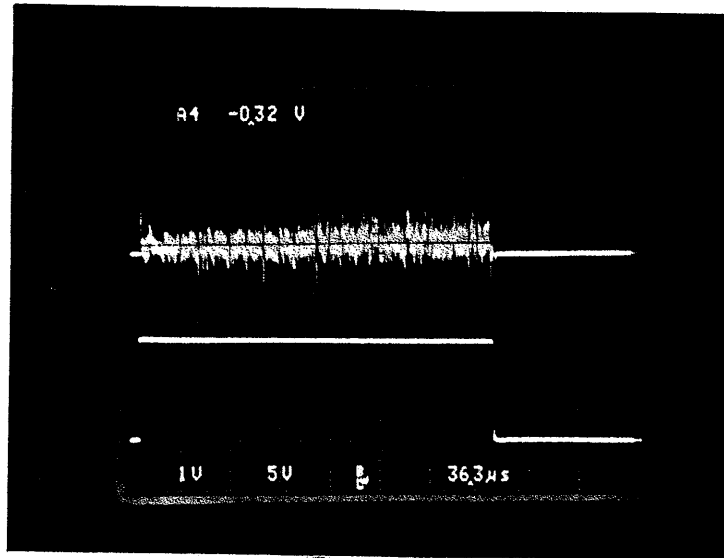


図 C.5: 実際の信号

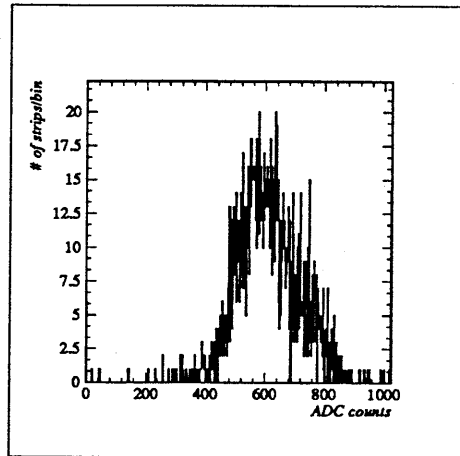


図 C.6: 1792 チャンネルのオフセットの分布

C.4 ADC

第3章(3.2.2)で述べたように、シリコンマイクロストリップ検出器からの信号はFADCによってコンピューターに取り込むのであるが、このFADCに求められる性能は次のようなものである。

- サンプルング周波数が1MHz以上
- 10 bits以上の分解能
- 外部からサンプルングクロックの入力が可能
- 外部トリガー可能

分解能についての要求は次のようなことから出てくる。各チャンネルのシグナルのダイナミックレンジに対しては8 bitsの分解能で十分なのであるが、次の章で述べるように1792チャンネルを一つのADCで読み出す場合、チャンネル毎のオフセットのばらつきが大きいと、それだけ大きなダイナミックレンジが必要になり、分解能も精度の良いものが望ましい。図C.6は1792チャンネルのオフセットの分布である(これは10 bitsのFADCでサンプルしたものである)。荷電粒子による信号は後の章からわかるが、大きくても200 ADCcounts程度であるから、オフセットの拡が

りの方が信号よりも大きいことになる。以上のことから FADC には 10 bits の分解能を要求した。但し、付録 B で述べている実験のデータを 8 bits に変換して解析した結果から、位置分解能は 8 bits でも 10 bits でも変わらないことがわかっている [7]。従って、オフセットの拡がり小さければ、データ量を減らすためにも、分解能は 8 bits の方が良いと思われる。

ところで、このオフセットの拡がり、MX3 内部で、最後に信号をアナログバスラインに乗せるところにおいて、FET を用いたソースフォロワ回路 (図 3.2 の FET1、FET2) を採用していることによるものと思われる。これは FET のゲート-ソース間電圧にばらつきがあるためであり、ソースフォロワ回路を採用している限り避けられないものである [3]。この問題を避けるために、ソースフォロワ回路のかわりにカレントミラー回路を採用した VLSI も試作されている [3]。

上で述べた要求を満たす FADC として、サンシステムサプライ社の ADV-10A を用いた。この ADC は NEC や EPSON のパソコンの拡張スロットに差し込むタイプのものであり、次に挙げる特徴を持っている。

- 最大サンプリング周波数 16MHz
- 256kW のメモリ
- 10 bits の分解能
- 外部トリガー可能
- 外部サンプリングクロック入力可能

この FADC の大きな特徴はメモリが非常に大きなことである。チャンネル数が 2000 チャンネル程度より少なければ、このメモリサイズには 100 イベント程度以上のデータを収めることが出来るため、ビームの輝度が大きくなり、トリガー頻度が大きくなっても対応できるという利点がある。

謝辞

本論文を終えるに当り、まず、私に高エネルギー物理学を勉強する機会を与えて下さり、また物理学全般に渡る知識を与えて下さった長島教授に心から感謝します。私の修士2年間に渡り日々指導して頂き、実験に対する姿勢や、得られたデータに対する考察の仕方など、実験物理学の全てを教えて頂いた幅助手には感謝の念が尽きません。山中助教授は研究室ミーティングの際などに様々な意見を下さいました。感謝しております。幅助手同様、未熟な私に様々なことを教えて頂き、また多大なる資料及び意見を提供して下さいました高エネルギー物理学研究所の松田先生、池田先生、尾崎先生、坪山先生その他の諸先生方に対し、感謝の意を表します。瀧田助手は特に私が大学4年生の時、様々なことを教えて頂き、また修士課程に進学してからも昼夜を問わず様々な質問に答えて頂きました。心から感謝します。

長島研究室の博士課程在学の高木さん、神田さん、中家さんには私の研究に対して、様々な意見を寄せて頂きました。感謝しております。鈴木州さん、横山さん、湯浅さん及びその他の大阪大学長島研究室OBの方にはいろいろ御迷惑をおかけしたことをお詫びするとともに、日頃から私の無知な質問に答えて頂いたことに対し感謝します。修士同学年の方々とは、様々な意見を交換し、互いに知見を深めることが出来、また楽しい学生生活を送ることが出来たと思っております。

長島研究室の秘書である続木さんは様々な事務処理の手助けをして頂き、また研究室の雰囲気をもろくして頂きました。ありがとうございます。長島研究室の研究員であるアンドレアス・クリューガー氏には DESY 等、ドイツの研究所のことを教わりました。感謝しております。

長島研究室の修士1年、及び4年生の皆様には、研究室がとても楽しい雰囲気であったこと、研究を手伝ってもらったことを感謝すると共に、至らない先輩であったことをお詫びします。

最後に、大阪大学原子核研究施設の皆様、特に回路室の岩田さん水田さんは本研究で使用した回路を製作するに当り、様々な指導をして頂きました。ここに感謝します。

参考文献

- [1] B Physics Task Force, Physics and Detector of Asymmetric B Factory at KEK, February 1991, p50
- [2] B Physics Task Force, Progress Report on Physics and Detector at KEK Asymmetric B Factory April 1992,p12-p13
- [3] Private communication with Prof. Ikeda(KEK)
- [4] P.Holl *et al*, N.I.M. **A257** (1987), 587
- [5] W.Buttler *et al*, N.I.M. **A279** (1989),204
- [6] J.C.Stanton, IEEE Trans. Nucl. Sci., **36** (1989), 522
- [7] H.Hanai, SVD-note, September 1992
- [8] Particle Data Group, Review of Particle Properties (1992)
- [9] Private communication with Prof. Ozaki(KEK)
- [10] H.Hanai *et al*, N.I.M. **A314** (1992), 455
- [11] A.Lang and J.P.Vanuxem, CERN-EP-Electronics note 86-01