

修士論文

国際リニアコライダーのための
衝突点ビーム形状モニターの研究開発

～ Research and development of an interaction-region beam profile
monitor for the international linear collider ～

東北大学大学院理学研究科
物理学専攻

佐藤 優太郎

平成 21 年

概要

本研究では国際リニアコライダーで使われる衝突点ビーム形状モニタである「ペアモニタ」の研究・開発を行った。国際リニアコライダーは次世代の電子・陽電子衝突型の加速器であり、様々な物理が期待されている。しかし、リニアコライダーでは粒子の衝突する機会が1度しかないため、高いルミノシティを達成するには衝突点でのビームサイズを非常に小さく絞る必要がある。また、高いルミノシティを維持するために衝突点でのビームサイズ等を常にモニタし、加速器の運転にフィードバックすることが重要になる。国際リニアコライダーのビームサイズはこれまでの加速器実験に比べて小さいため、これまでのビームプロファイルモニタではビームサイズを測定することはできない。そこで、衝突時に生成される電子・陽電子ペアを利用して測定する「ペアモニタ」が考案された。電子・陽電子ペアはバンチの作る電磁場により散乱されるため、ビームの情報を持っており、散乱される粒子の位置分布を測定することで衝突点のビーム形状を測定する。本研究の目的はペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒットする位置分布からビームサイズを測定する方法を確立すること、電子・陽電子の位置分布を取得するための読み出し回路を開発することである。

目次

第1章	はじめに	1
第2章	国際リニアコライダー実験 (ILC; International Linear Collider)	3
2.1	ILC 実験で期待される物理	3
2.2	ILC 加速器	6
2.2.1	電子源 (Electron Source)	7
2.2.2	減衰リング (Damping Ring)	8
2.2.3	主線形加速器 (Main Linacs)	8
2.3	ILD 測定器	8
2.3.1	飛跡検出器 (Tracking Detector)	10
2.3.2	カロリメータ (Calorimeter)	13
2.3.3	前方検出器 (Forward Detector)	14
第3章	ペアモニタ	17
3.1	ILC 実験の衝突点付近でのビーム反応	17
3.1.1	ビームストラールング	18
3.1.2	ペアバックグラウンド	19
3.2	ペアモニタの測定原理	19
3.3	ペアモニタのデザイン	21
3.4	研究の目的	21
第4章	ビームサイズ測定方法の研究	23
4.1	概要	23
4.2	シミュレーションツール	23
4.3	シミュレーション・セットアップ	24
4.3.1	磁場	24
4.4	ビームサイズ測定方法	26
4.4.1	ペアモニタのヒット分布からの測定変数	27
4.4.2	BeamCal のエネルギー損失分布からの測定変数	33
4.5	ビームパラメータの再構成	36
4.6	ビームパラメータの再構成結果	37

第 5 章	ペアモニタのための読み出し回路への要求性能	41
5.1	要求性能	41
5.1.1	位置分解能、時間分解能	41
5.1.2	雑音レベル	42
5.1.3	放射線耐性	42
5.1.4	素早いビームサイズ測定	42
第 6 章	CMOS プロセスを用いた読み出し回路の開発	44
6.1	試作回路の構成	44
6.1.1	グルー回路	44
6.1.2	読み出しピクセル (CELLA)	46
6.2	チップの製作及び試験基板の設計・製作	50
6.3	実験セットアップ	50
6.4	動作試験及び性能評価	52
6.4.1	ピクセル選択シフトレジスタの動作確認	53
6.4.2	前置増幅器及び差動増幅器の出力確認	53
6.4.3	8 ビット・カウンタの動作確認	55
6.4.4	ヒット数の読み出し	57
6.4.5	ピンフォトダイオードによる外部信号入力	57
6.4.6	雑音評価	59
6.5	8 ビット・カウンタ回路の修正	61
6.6	まとめ	61
第 7 章	SOI-CMOS プロセス を用いた読み出し回路の開発	63
7.1	SOI 技術とは	63
7.2	回路の構成	64
7.2.1	グルー回路	64
7.2.2	読み出しピクセル (CELLA)	66
7.3	回路の製作及び試験基板の製作	69
7.4	実験セットアップ	69
7.5	動作試験及び性能評価	71
7.5.1	ピクセル選択シフトレジスタの動作確認	71
7.5.2	前置増幅器	72
7.5.3	ポールゼロ補償回路及び整形増幅器	72
7.5.4	オフセット電圧調整回路	72
7.5.5	8 ビット・カウンタの動作確認	74
7.5.6	ヒット数の読み出し	74
7.5.7	雑音評価	76
7.6	放射線耐性試験	78
7.6.1	放射線損傷	78

7.6.2	X線発生装置 (FR-D)	79
7.6.3	放射線吸収量の見積もり	80
7.6.4	放射線吸収量及び照射時の設定	81
7.6.5	試験結果	81
7.7	まとめ	85
第8章	まとめ	88
付録A	ビーム・ビームスキャン	90
付録B	CMOS プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図	92
付録C	光速パルス駆動回路及び、ピンフォトダイオードを用いた受光回路	93
付録D	SOI プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図	94
謝辞		95

目次

2.1	ヒッグス粒子の質量に対する制限	4
2.2	ヒッグス粒子の生成過程 $e^+e^- \rightarrow ZH$	4
2.3	ヒッグス粒子の崩壊分岐比	5
2.4	ヒッグス粒子との結合の強さ	5
2.5	ヒッグス粒子の自己結合の測定 $e^+e^- \rightarrow ZHH$	5
2.6	ILC 加速器	6
2.7	電子源	7
2.8	陽電子源	7
2.9	RF-ユニット	9
2.10	9 個のセルを持つ加速空洞	9
2.11	ビームエネルギーの広がり	9
2.12	ILD 測定器	10
2.13	崩壊点検出器の外観図	11
2.14	シリコン飛跡検出器の外観図	12
2.15	主飛跡検出器の外観図	13
2.16	前方検出器	14
2.17	LumiCal の外観図	15
2.18	BeamCal の外観図	15
3.1	ペアバックグラウンドの生成過程	19
3.2	バンチの作る電磁場による散乱の様子	20
3.3	ペアモニタの外観図	21
4.1	ヒット分布	24
4.2	ペアモニタの設置位置	25
4.3	測定器内の磁場	26
4.4	総ヒット数の逆数 $1/N_{\text{all}}$	28
4.5	動径方向のヒット分布	29
4.6	最大半径 R_{max}	29
4.7	散乱方向 ϕ' の定義	30
4.8	散乱方向 ϕ' 分布	30
4.9	ヒット数の比を定義するための領域 d, D, U	31
4.10	ヒット数の比 N_d/N_{all}	32

4.11	ヒット数の比 N_U/N_D	32
4.12	総エネルギー損失の逆数 $1/E_{all}$	33
4.13	平均半径 R_{ave}	34
4.14	E_D/E_{all}	35
4.15	E_U/E_D	35
4.16	ペアモニタの測定変数を用いたビームパラメータの再構成結果	39
4.17	ペアモニタの測定変数を用いたビームパラメータの再構成精度	40
5.1	ILC 実験のビーム構造	42
5.2	ペアモニタと BeamCal の 1 年間の放射線吸収量	43
6.1	チップの全体図	45
6.2	CAPT の内部構成	47
6.3	読み出しピクセル (CELLA) の全体図	48
6.4	CHAIN1 回路 の内部構成	49
6.5	パッケージされたチップの外観図	51
6.6	動作試験のための試験基板	51
6.7	CMOS プロセスを用いた試作回路用の実験セットアップ	52
6.8	ピクセル選択シフトレジスタの全体図	53
6.9	ピクセル選択シフトレジスタの動作確認	54
6.10	増幅器の出力	54
6.11	TOT(Time-Over-Threshold)	55
6.12	カウンタ	56
6.13	カウンタ回路の内部構成	57
6.14	ヒット数の読み出し結果	58
6.15	ピンフォトダイオードによる入力信号に対する差動増幅器の出力 (MON3)	58
6.16	しきい値スキャンに対する雑音の影響	59
6.17	しきい値スキャンで得られた S-カーブ	60
6.18	しきい値スキャン結果	60
6.19	回路修正した 8 ビット・カウンタ回路の内部構成	62
6.20	回路修正した 8 ビット・カウンタ回路の動作確認	62
7.1	SOI pixel detector	64
7.2	チップの全体図	66
7.3	CHAIN1 回路の内部構成	67
7.4	オフセット電圧調整回路	68
7.5	6 ビット電流 DAC6B	68
7.6	パッケージされたチップの外観図	70
7.7	動作試験のための試験基板	70
7.8	SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路用の実験セットアップ	70
7.9	シフトレジスタの動作確認	71

7.10	前置増幅器の出力	72
7.11	整形増幅器の出力	73
7.12	MON3 のオフセット電圧	74
7.13	カウンタの動作確認	75
7.14	ヒット数の読み出し	75
7.15	しきい値スキャンで得られた S-カーブ	76
7.16	しきい値スキャン結果	77
7.17	雑音の検出器容量依存性	78
7.18	雑音の安定性	79
7.19	X 線発生装置 FR-D	80
7.20	放射線吸収量	82
7.21	電源電圧	82
7.22	放射線照射前後及びハンドル層の電位による補償時の前置増幅器出力	84
7.23	信号波形を回復させるハンドル層の電位と放射線吸収量の関係	84
7.24	放射線吸収量ごとのしきい値スキャン結果	85
7.25	放射線吸収量の増幅率に対する影響	86
7.26	放射線吸収量の線形性に対する影響	87
7.27	放射線吸収量の等価雑音電子数に対する影響	87
A.1	LEP 実験でのビーム・ビームスキャン	91
B.1	CMOS プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図	92
C.1	高速パルス駆動回路	93
C.2	ピンフォトダイオードを用いた受光回路	93
D.1	SOI プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図	94

表 目 次

3.1	加速器実験の衝突点でのビームサイズ	17
4.1	ILC のビームパラメータ	25
4.2	測定器モデル	26
4.3	定義した測定変数	36
6.1	CMOS プロセスを用いた試作回路のアナログ入力信号	45
6.2	CMOS プロセスを用いた試作回路のデジタル入力信号	45
6.3	バイナリコードとグレイコードのカウンタビットの動き	50
6.4	チップの基本仕様	51
6.5	バイナリコードとグレイコードのカウンタビットの動き	56
7.1	SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路のアナログ入力信号	65
7.2	SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路のデジタル入力信号	65
7.3	チップの基本仕様	69

第1章 はじめに

素粒子物理学において標準理論は過去の実験で高い精度で検証され、その正当性が確認されてきた。しかし、標準理論の粒子であるヒッグス粒子は未発見である。また、標準理論にも問題があることが分かっている。たとえば、ダークマターの候補が存在しないこと、ヒッグス粒子の質量が量子補正によって2次発散してしまうことなどが挙げられる。ヒッグス粒子などの質量の重い新粒子を探索する方法は、十分な高エネルギー素粒子反応で粒子を生成し、検出し、その性質を調べることである。そのためには、粒子を高いエネルギーに加速させ、衝突させる加速器が必要である。

加速器は衝突させる粒子の種類観点から見ると、2種類に分類される。1つ目は、陽子・反陽子を衝突させるハドロンコライダーである。ハドロンコライダーとしては、2009年11月に運転を再開した陽子・陽子衝突型円形加速器 LHC(Large Hadron Collider) 実験が世界最高エネルギーを達成しており、最大 14 TeV までの重心系エネルギーを目指している。LHC 実験はヒッグス粒子の発見、超対称性粒子の発見などが期待されているが、内部構造をもつ陽子同士の衝突であるため精密測定には向かない。2つ目は電子・陽電子を衝突させるレプトンコライダーである。レプトンコライダーは内部構造を持たない電子・陽電子の衝突なので、ハドロンコライダーに比べてバックグラウンドの少ない環境で高精度な物理測定を行うことができる。レプトンコライダーとしては、2000年に運転を終了した電子・陽電子円形加速器 LEP(Large Electron Positron Collider) 実験が、重心系で最大 210 GeV のエネルギーを達成している。LEP 実験においても、ヒッグス粒子の探索は行われたが、未だ発見には至っていない [1]。そのため、ヒッグス粒子などの質量の重い粒子を発見及び精密測定するには、さらにエネルギーの高いレプトンコライダーが必要と考えられる。しかし、質量の軽い電子・陽電子を円形加速器で加速すると制動放射によるビームのエネルギー損失の影響が大きいため、円形のレプトンコライダーでは LEP 実験のエネルギーが限界であると言われている。そこで提案されているのが、粒子を直線的に加速させる国際リニアコライダー (ILC;International Linear Collider) 実験である。

リニアコライダーは制動放射の影響を受けないという長所の反面、粒子の衝突する機会が1度しかないという短所がある。そのため、高いルミノシティを達成するには、衝突点でのビームサイズを非常に小さく絞り、ビームが交叉する1回当たりの衝突確率を上げる必要があり、ILC 実験のビームサイズは衝突点において、ナノメートルサイズまで絞り込まれる。ビームを小さく絞る技術はもちろん必要であるが、高いルミノシティを維持するためには、ビームの状態を把握する技術も必要である。極小にまで絞られたビームはバンチの作る電磁場による影響などで、ビームサイズは変動する。そのため、ビームの大きさを常に把握し、加速器の運転にフィードバックすることは重要である。ナノメートルサイズのビームの大きさを測定する方法として、ビームが交叉する際にビーム・ビーム相互作用により大量に生成される電子・陽電子ペアを利用する方法が考案された [2]。衝突点で生成された電子・陽電子はバンチの作る電磁場により散乱されるため、ビー

ムの情報を持っている。この原理を用いたものが衝突点ビーム形状モニタ「ペアモニタ」である。

本研究は、ペアモニタの開発として、シミュレーションによるペアモニタを用いたビームサイズ測定方法の研究と、電子・陽電子の位置分布を取得するための読み出し回路の開発を行った。本論文は、以下のような構成となる。2 章で国際リニアコライダー実験について紹介して、3 章でペアモニタについて説明する。4 章ではシミュレーションによるビームサイズ測定方法の研究について述べる。5 章でペアモニタの読み出し回路に要求される性能について述べ、6、7 章で試作したペアモニタの読み出し回路について述べる。そして、最後の章でまとめる。

第2章 国際リニアコライダー実験 (ILC; International Linear Collider)

国際リニアコライダー実験 (ILC; International Linear Collider) は電子・陽電子衝突型線形加速器を用いた次世代の高エネルギー実験・計画である。加速器の全長は約 31 km で、ビームは超電導加速空洞により重心系エネルギー $\sqrt{s} = 500 \text{ GeV} \sim 1 \text{ TeV}$ まで加速される。目標ピーク luminosity は $2 \times 10^{34} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ 、最初の 4 年間で積分 luminosity 500 fb^{-1} を目指している。

ILC 実験は内部構造を持たない電子と陽電子の衝突であるため、陽子・陽子衝突型加速器の LHC 実験と異なり、バックグラウンドの少ない非常にクリーンな環境で、高精度な物理解析を行うことができる。そのため、ヒッグス粒子の発見及び精密測定、トップ・クォークの性質の精密測定、標準理論を超える物理の検証や暗黒物質の候補となる粒子の探索などが期待されている。

本章では、ILC 実験で期待される物理、ILC 加速器、ILD 測定器について述べる。

2.1 ILC 実験で期待される物理

ILC 実験で期待されている物理の 1 つであるヒッグス粒子について述べる。ヒッグス粒子は現在までに様々な実験で探索されたが、標準理論の粒子で唯一、発見されていない粒子である。最近の結果では、LEP 実験からヒッグス粒子が 114.4 GeV 以下には存在しないこと、Tevatron 実験から 160 ~ 170 GeV の範囲に存在しないことが 95 % の信頼度で確認されている (図 2.1)[1][3]。

LHC 実験ではヒッグス粒子の発見が期待されているが、ILC 実験ではヒッグス粒子を発見するだけでなく精密測定を行うことができる。たとえば、ヒッグス粒子の質量、反応断面積、崩壊分岐比は、 $ee \rightarrow ZH$ モードを利用して、測定される (図 2.2)。

ヒッグス粒子の質量は、 Z 粒子の崩壊後のレプトンペア (e^+e^- もしくは $\mu^+\mu^-$) から Z 粒子を再構成し、反跳質量を測定することにより求められる。ヒッグス粒子の崩壊粒子からヒッグス粒子を直接再構成することも考えられるが、飛跡検出器で測定される運動量分解能 (式 2.3) とカロリメータで測定されるジェットエネルギー分解能 (式 2.6) を比較すると、 Z 粒子の反跳質量からヒッグス粒子の質量を求めた方が 2 桁程精度が良くなることが分かる。また Z 粒子の反跳質量から解析を行うことで、ヒッグス粒子の崩壊モードを観測することができなくても、ヒッグスの質量を測定することができる利点もある。重心系エネルギー 250 GeV、ヒッグス粒子の質量 120 GeV、データ 250 fb^{-1} 、ビームの偏極 $P(e^+, e^-) = (+30 \%, -80 \%)$ の条件で解析を行うと、ヒッグス粒子の質量が統計誤差 32 MeV、衝突断面積が 2.5 % の精度で求められることが示されている [4]。

ヒッグス粒子の崩壊分岐比の測定は、 $ee \rightarrow ZH$ モードにおいて、ヒッグス粒子の崩壊粒子を同定することで測定される。ヒッグス粒子は自身の質量によって、主な崩壊モードが大きく変わる。図 2.3 は標準モデルのヒッグス粒子の場合の崩壊分岐比をヒッグス粒子の質量の関数で表したも

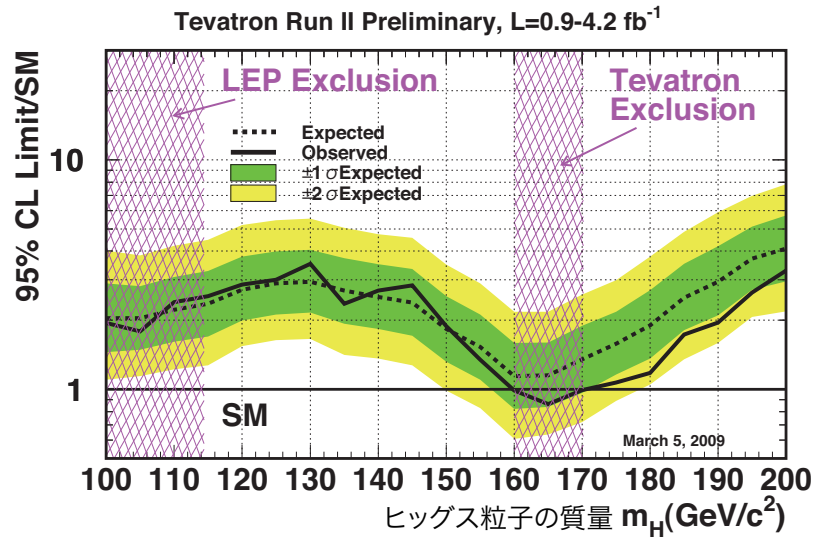


図 2.1: ヒッグス粒子の質量に対する制限 [3]。縦軸はバックグラウンドのみ (ヒッグスがない場合) で見積もられた反応断面積もしくは測定された反応断面積の上限値 (95 % の信頼度) の、標準理論から見積もられた反応断面積に対する比になっている。

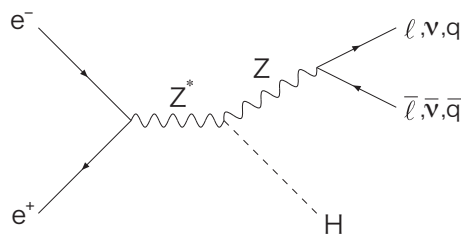


図 2.2: ヒッグス粒子の生成過程 $e^+e^- \rightarrow ZH$

のである。ヒッグス粒子が 140 GeV より軽い場合は主に、 b クォークペア、 τ ペア、グルーオンペア、 c クォークペアに崩壊するが、140 GeV より重い場合には、主に、 W ペア、 Z ペアに崩壊する。ヒッグス粒子の崩壊分岐比を測定することは、ヒッグス粒子との湯川結合の強さを測定することになる。標準理論のヒッグス機構では、ヒッグス粒子との湯川結合の強さが粒子の質量に比例するという仮定があるため (図 2.4)、ヒッグスの崩壊分岐比の測定を行うことはヒッグス機構を検証する上で非常に重要である。

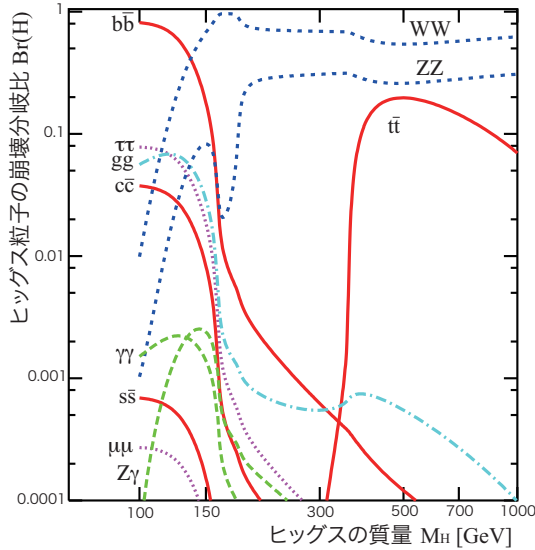


図 2.3: ヒッグス粒子の崩壊分岐比 [5]

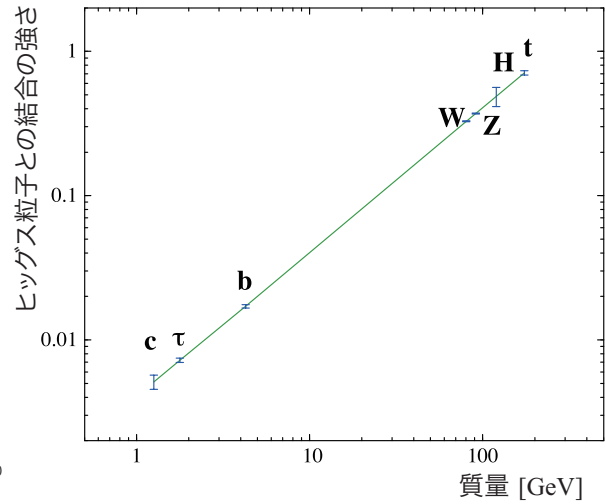


図 2.4: ヒッグス粒子との結合の強さ [5]

さらに ILC 実験では、 $ee \rightarrow ZHH$ モードを利用して、ヒッグス粒子の自己結合を測定することができる。ヒッグス粒子が 140 GeV 以下の場合、主に $ee \rightarrow ZHH \rightarrow bbbb + ll$ もしくは qq に崩壊する。 $ee \rightarrow ZHH$ モードの反応断面積は小さく、バックグラウンドになる $ee \rightarrow tt$ の反応断面積が大きいが、高い精度で b クォークを識別することで測定が可能になる。

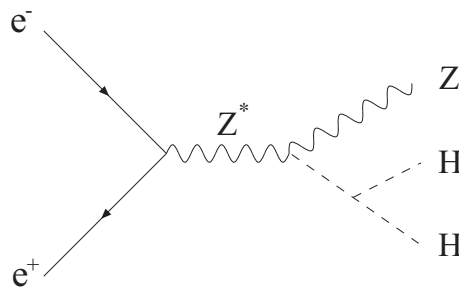


図 2.5: ヒッグス粒子の自己結合の測定 $e^+e^- \rightarrow ZHH$

2.2 ILC 加速器

ILC 実験では電子・陽電子が加速器を一度しか通過しないため、高い加速勾配が要求されている。また、電子・陽電子が衝突点を一度しか通過しないので、高い反応確率を得るために衝突点でのビームサイズは非常に小さく絞られる。ビームの偏極を変えることは物理解析において有用であるため、電子ビームの偏極度は最大で 80 %、陽電子ビームの偏極は最大で 30 % に調整できるように設計されている。

ILC 加速器は主に電子源 (Electron source)、陽電子源 (Positron source)、減衰リング (Damping ring)、主線形加速器 (Main linacs) から構成される。まず、電子・陽電子源において電子・陽電子を発生させてビームとして利用し、次に、減衰リングにおいてビームの広がりを抑える。そして、最後に、主線形加速器においてビームを一気に加速する。

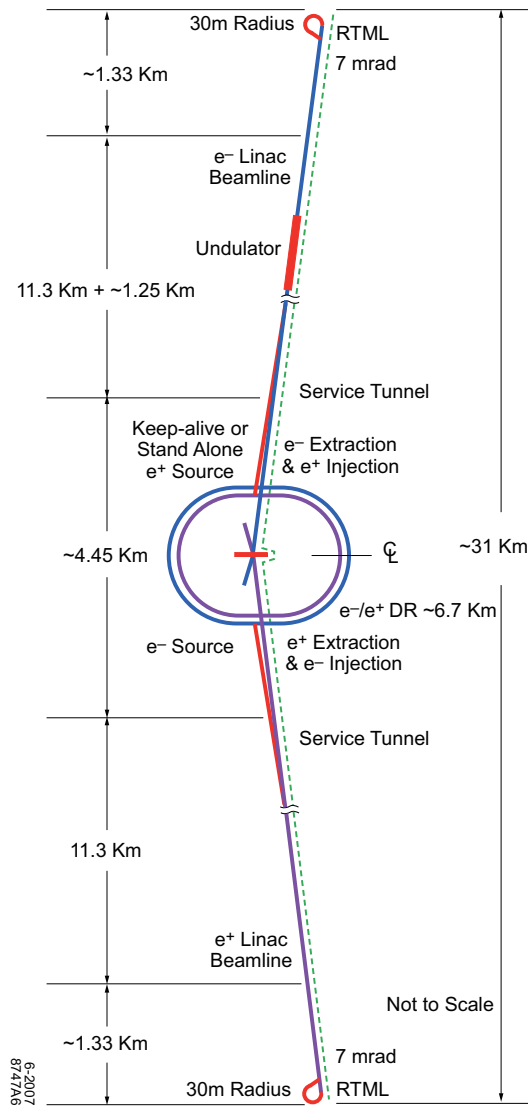


図 2.6: ILC 加速器 [5]

2.2.1 電子源 (Electron Source)

電子源(図 2.7)では、偏極したレーザーを GaAs/GaAsP などの光電面に当て、光電効果により偏極した電子を発生させ、ビームとして利用する。生成した電子 (140 ~ 160 keV) は常伝導の加速管でパンチ化して、76 MeV まで加速され、さらに、超伝導の加速管で 5 GeV まで加速される。

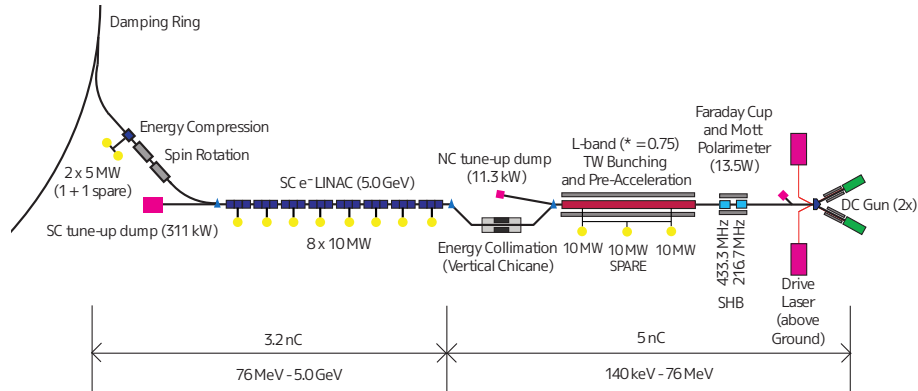


図 2.7: 電子源

2.2.1.1 陽電子源 (Positron Source)

陽電子源(図 2.8)では、電子ビームから制動放射により光子を放射させ、さらに、その光子から電磁シャワーにより電子・陽電子を生成し、陽電子を分離して、ビームとして利用する。電子源において生成された電子ビームは、主線形加速器で 150 GeV まで加速した後、一旦取り出されて、アンジュレータと呼ばれる、多数の磁石が極性を交換しつつ配列された領域を通過する。アンジュレータの中で、電子ビームは周期的な磁場により蛇行運動して、制動放射により光子 (~ 10 MeV) を放射する。その後、電子は主線形加速器に戻され、一方、光子は標的 (厚さ 1.4 cm の Ti の円盤) に向かう。この衝突により、電磁シャワーを起こして、大量の電子・陽電子が生成されるので、その中から陽電子を分離する。分離された陽電子は、常伝導の加速管で 400 MeV まで加速され、さらに、超伝導の加速管で 5 GeV まで加速される。

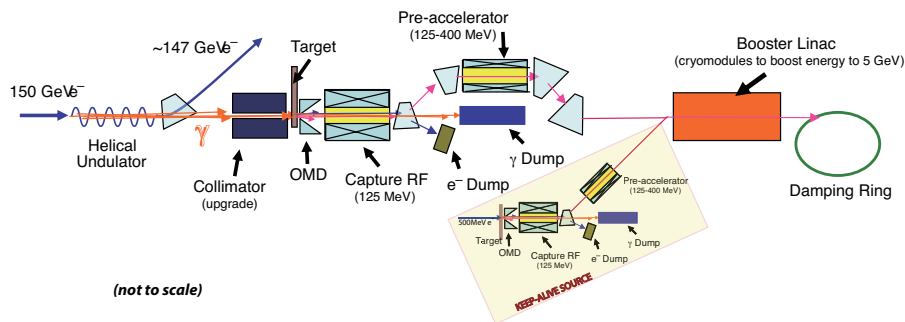


図 2.8: 陽電子源

2.2.2 減衰リング (Damping Ring)

減衰リングは、制動放射と高周波加速を組み合わせることで、ビームの広がりを小さくする。ビームの広がりにはエミッタンスという量で表される。エミッタンス (ϵ) はビームの位置の広がり (Δx) と運動量の広がり (Δp) を掛け合わせたもの、つまり

$$\epsilon = \Delta x \cdot \Delta p \quad (2.1)$$

と表される。エミッタンスとビームのサイズは加速器のパラメータであるベータ関数 (β) を用いて、

$$\sigma_{x,y} = \sqrt{\beta_{x,y} \cdot \gamma \epsilon_{x,y}} \quad (2.2)$$

と関係している。 γ は $\gamma = 1/\sqrt{1-\beta^2}$ ($c\beta$:ビーム速度、 c :光速) である。つまり、衝突点でビームをいかに小さく絞れるかは、減衰リングで、どこまでビームの広がりを抑えているかに依存している。

電子源と陽電子源で生成された 5 GeV の電子・陽電子ビームは、周長 6.7 km の減衰リングを 200 ミリ秒間周る。その間に、減衰リングの円弧部分で制動放射を発生させ、直線部分で、光子によって持ち運ばれたエネルギーの分を加速することを繰り返す。制動放射によって、光子を放出した粒子の運動量は大きさが減るものの、方向は変わらない。しかし、高周波加速を受けることにより、基準軌道方向成分だけ回復するので、横方向の運動量が減ったことになる。この制動放射と高周波加速を繰り返すことで、低エミッタンスなビームにすることができる [6]。

2.2.3 主線形加速器 (Main Linacs)

主線形加速器では、電子・陽電子を 15 GeV から最終エネルギー 250 GeV まで低エミッタンスを保ちながら加速させる。主線形加速器の全長は電子と陽電子を合わせて 23 km、平均加速勾配は 31.5 MV/m である。主線形加速器は高周波電力を加速空洞に供給して、発生する加速電場により粒子を加速する。ニオブ製の加速空洞を 2 K の液体ヘリウムで冷却すると、加速空洞内面が超電導状態になり、供給された高周波電力は効率よく高い加速電場を生成する。ILC 加速器の超電導加速空洞は RF-ユニット (図 2.9) と呼ばれるクライオモジュールで構成され、電子ビームには 282 個、陽電子ビームには 278 個の RF-ユニットが必要となる。RF-ユニットは周期的構造を持つ 3 つの加速空洞で構成され、それぞれの加速空洞は 8 もしくは 9 個のセルを持ち (図 2.10)、RF-ユニットは合計 26 (9+8+9) 個のセルを持つ。図 2.11 は ILC 加速器で生成されるビームエネルギーの広がりを表したものである。電子ビームは陽電子生成のためにアンジュレータを通っているため、陽電子ビームに比べてエネルギーの広がりが大きい。

2.3 ILD 測定器

測定器の役割は衝突点で起こる反応を出来る限り正確に捉えることである。具体的にいえば、粒子の反応点、運動量、エネルギーを精密に測定することである。ILC 加速器の衝突点の周りには 2 つの測定器が設置される予定になっているが、ILC 加速器の衝突点は 1 つしかないので、2 つ

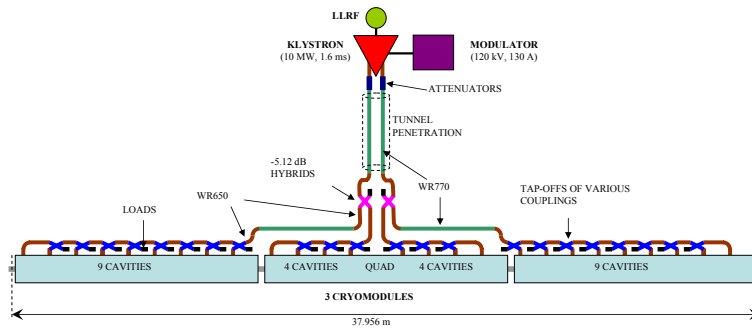


図 2.9: RF-ユニット



図 2.10: 9 個のセルを持つ加速空洞

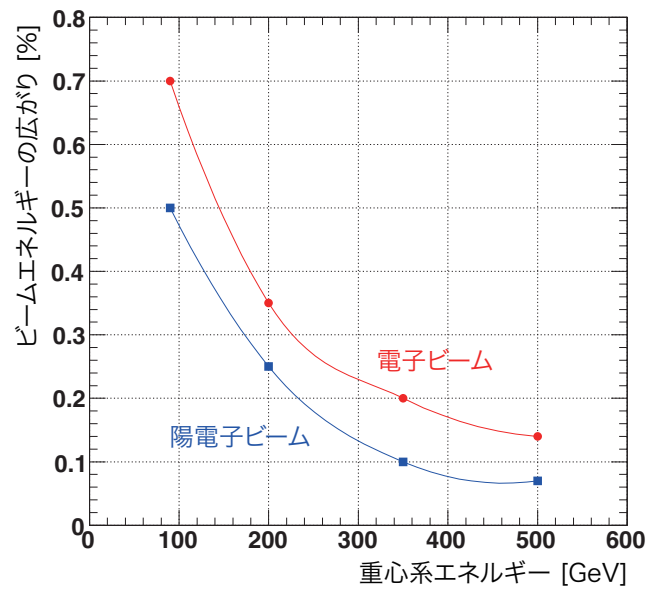


図 2.11: ビームエネルギーの広がり [7]。赤線が電子ビーム、青線が陽電子ビームのエネルギーの広がりを表している。

の測定器を同時に動作させることはできない。そのため、2 つの測定器を交互に衝突点周りにセットアップして、交互にデータを取得するプッシュ・プル機構を採用している [5]。ILC 実験の測定器開発を進めているグループには ILD 測定器グループ [8] と SiD 測定器グループ [9] がある。ILD 測定器グループはアジアの測定器グループ (GLD) とヨーロッパの測定器グループ (LDC) が 2007 年に統合されて誕生した。本研究の衝突点ビーム形状モニタ「ペアモニタ」は ILD 測定器の基本デザインの検出器の 1 つとなっている。

図 2.12 に ILD 測定器の断面図を示す。内側から、飛跡検出器 (崩壊点検出器、シリコン飛跡検出器、主飛跡検出器)、カロリメータ (電磁カロリメータ、ハドロンカロリメータ)、ソレノイドコイル、ミュオン検出器が設置されている。また、ビーム軸周りの前方方向にはルミノシティやビームパラメータを測定するカロリメータとシリコン検出器が設置されている。以下ではそれぞれの検出器について説明する。

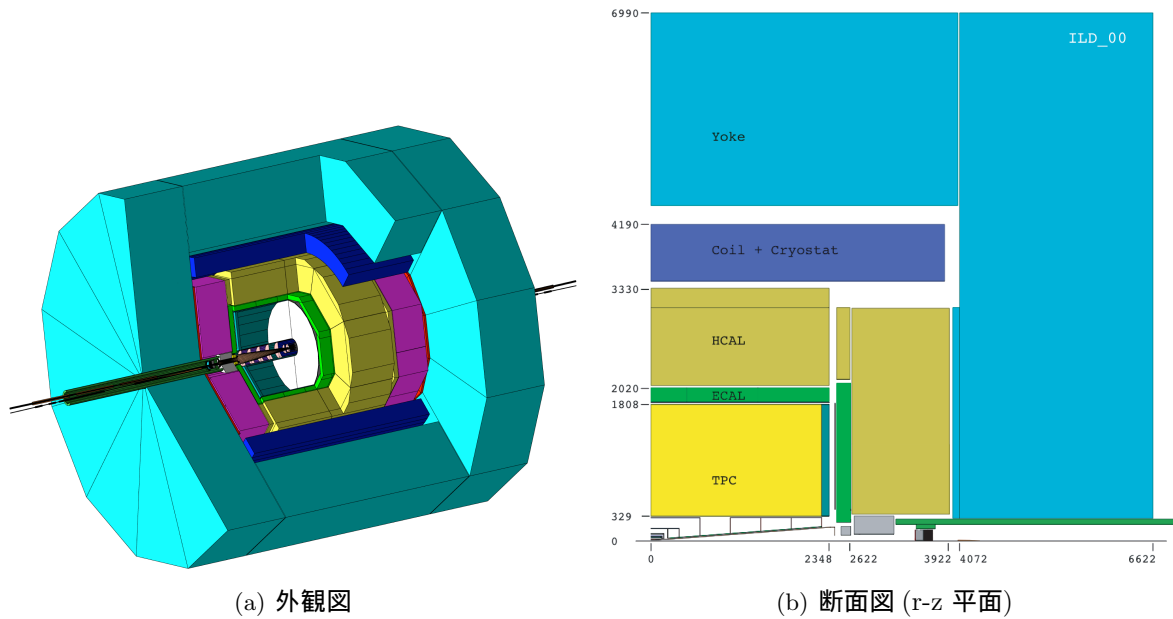


図 2.12: ILD 測定器

2.3.1 飛跡検出器 (Tracking Detector)

ILD の飛跡検出器は、崩壊点検出器 (VTX; Vertex detector)、シリコン飛跡検出器 (Silicon Inner Tracker)、主飛跡検出器 (TPC; Time Projection Chamber) の 3 つから構成される。飛跡検出器全体の運動量分解能として、

$$\sigma(1/p) \leq 2 \times 10^{-5} (\text{GeV}/c)^{-1} \quad (2.3)$$

を目指している。

2.3.1.1 崩壊点検出器 (VTX; Vertex Detector)

崩壊点検出器 (VTX) は衝突点に最も近い位置にあり、荷電粒子の飛跡とその崩壊点を正確に再構成することを目的としたシリコンピクセル検出器である。ILC 実験の多くの物理解析では高性能なフレーバータグ (b クォークと c クォークを識別すること) が求められており、これは VTX の衝突点分解能に大きく依存している。VTX は衝突点分解能として

$$\sigma \leq 5 \oplus \frac{10}{p\beta \sin^{3/2} \theta} [\mu\text{m}] \quad (2.4)$$

を目指している。ここで p, β は粒子の運動量と速度、 θ はビーム軸からの角度である。第 1 項は検出器の分解能による項、第 2 項は多重散乱の影響による項である。形状は単層構造 $\times 5$ 層もしくは、ダブレット構造 $\times 3$ 層の 2 つが考えられている (図 2.13)。VTX はできるだけ衝突点の近くに位置することが望ましいが、ビーム衝突点に近いほどビームからのバックグラウンドが急激に増える。VTX の最内層 (半径 ~ 15 mm) では 1 バンチ衝突ごとに 1 cm^2 あたり約 5 個のペアバックグラウンドが飛んでくると見積もられている。ピクセル占有率が高くなると飛跡が正しく再構成されなくなってしまう。ピクセル占有率を低く保つ解決策として、2 つの方法が考えられている。1 つ目はピクセルを細かくすることで、トレイン中の全ヒットを蓄えてもピクセル占有率を低く保つ方法である。2 つ目はトレイン中に読み出しを行い、ピクセル占有率を低く保つ方法である。また、多重散乱の影響がフレーバータグの性能に寄与するため、VTX は低物質量であることが望ましい。

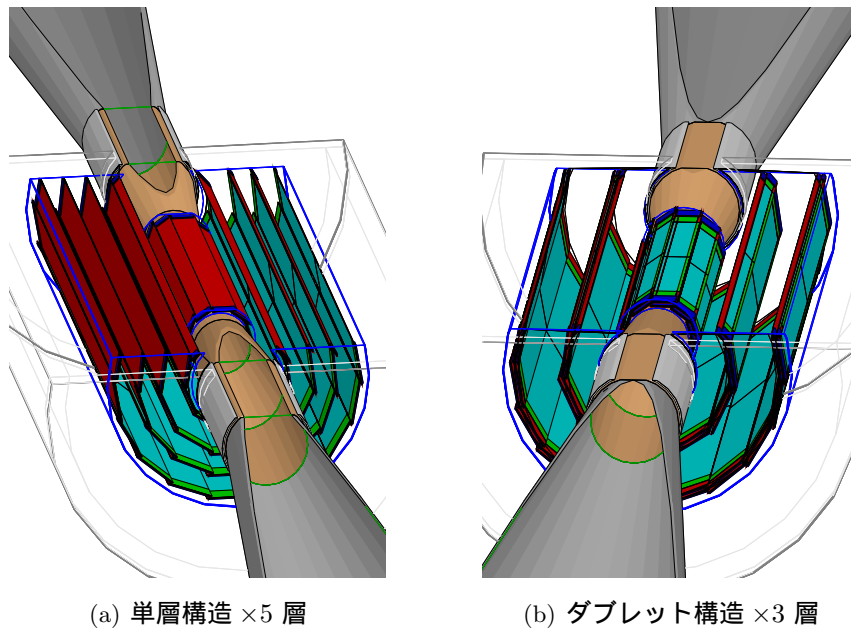


図 2.13: 崩壊点検出器の外観図

2.3.1.2 シリコン飛跡検出器 (Silicon Tracker)

シリコン飛跡検出器は崩壊点検出器 (VTX) と中央飛跡検出器 (TPC) の間を補完して飛跡検出器全体としての運動量分解能を向上させること、粒子の電磁カロリメータ (ECAL) への入射位置と時間を測定することを目的とした検出器である (図 2.14)。VTX と TPC の間を補完するために、バレル部に SIT (Silicon Internal Tracker)、エンドキャップ部に FTD (Forward Tracking Detector) があり、ECAL への粒子の入射位置と時間を測定するために、バレル部に SET (Silicon External Tracker)、エンドキャップ部に ETD (End cap Tracking Detector) がある。

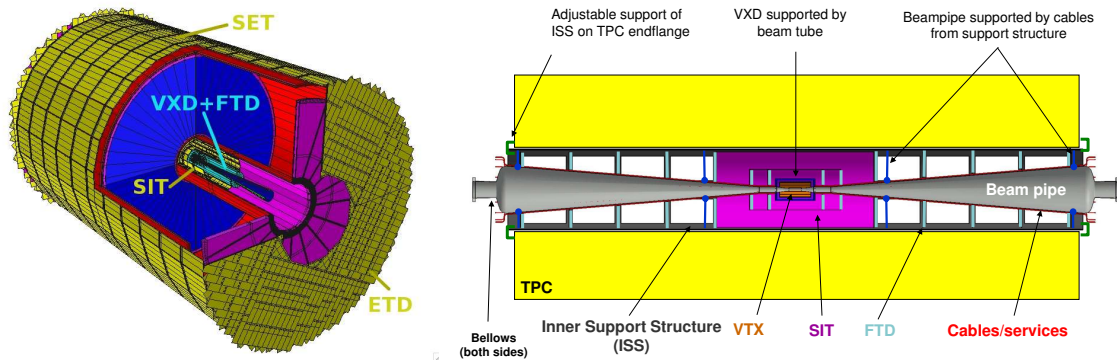


図 2.14: シリコン飛跡検出器の外観図

2.3.1.3 主飛跡検出器 (Time Projection Chamber)

主飛跡検出器 (TPC) は荷電粒子の飛跡を 3 次的に再構成するためのガス検出器である。TPC にはガスが充満しており、ここに荷電粒子が通ると陽イオンと電子が電離する。この電離した電子がビーム軸に平行に掛けられている高電場によりエンドプレート方向にドリフトされる。この時、検出器中の磁場もビーム軸に対し平行になっているので、 $E \times B$ の効果により、ドリフト方向に直交する面内での分散が抑えられる。TPC の端に達した電子は、エンドプレートにある micro-pattern gas detector (MPGD) により電子雪崩を起こし、信号として取り出される。この時に要したドリフト時間と MPGD での 2 次元パターンから、トラックが 3 次的に再構成される。ガスを用いた TPC は物質量が少ないため、TPC の外側にあるカロリメータの測定精度への影響が少ない。また、TPC 中でのトラックのエネルギー損失 dE/dx から粒子識別が可能であるため、物理解析に重要な情報を得ることができる。TPC には

$$\sigma(1/p) \leq 9 \times 10^{-5} (\text{GeV}/c)^{-1} \quad (2.5)$$

の運動量分解能、5 % 以下の dE/dx 分解能が要求されている。

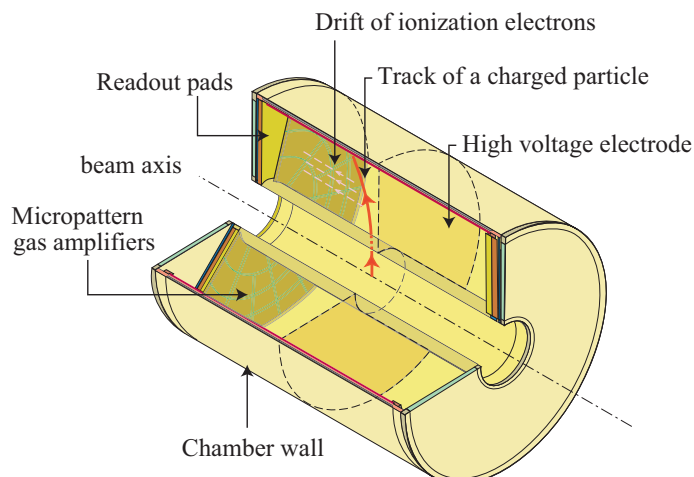


図 2.15: 主飛跡検出器の外観図

2.3.2 カロリメータ (Calorimeter)

ILC 実験で期待されている物理現象では多数のジェットを含むようなイベントを頻繁に扱う。たとえば、ヒッグス粒子の発見には Z 粒子、 W 粒子から生じたジェットを精度よく再構成することが重要である。そのため、ILC 実験ではジェットのエネルギー分解能として 重心系エネルギーが Z 粒子の質量の時で、

$$\sigma_{E_{\text{jet}}} \sim \frac{30\%}{\sqrt{E_{\text{jet}}(\text{GeV})}} \quad (2.6)$$

の精度が要求されている。このエネルギー分解能を達成するために、ILC 実験では PFA (Particle flow algorithm) という解析手法を用いる。PFA とは、ジェットから生じる粒子を一番精度よく測定できる検出器によって個別に測定していく手法である。つまり、荷電粒子は飛跡検出器で、中性ハドロンと光子はカロリメータで測定し、荷電粒子によるシャワーの重複を除いて足し合わせることで、高いジェットエネルギー分解能を得る。PFA を行うためには、シャワーを分離する必要がある。そのため、ILD のカロリメータはセルの細かい高精細なカロリメータになっている。また、カロリメータの内側の不必要な物質量を最小限にするため、カロリメータはコイルの内側に設置される。以下では、電磁カロリメータとハドロンカロリメータについて述べる。

2.3.2.1 電磁カロリメータ (ECAL)

電磁カロリメータ (ECAL) はジェット中の光子のエネルギーを測定する検出器である。吸収層には、各粒子を分離しやすいように Moliere 半径¹の小さいタングステンを、検出層にはシリコンもしくはシンチレータを用いる。

¹90 % のエネルギーが含まれる半径を Moliere 半径と言い、シャワーの横方向の広がりを表す。

2.3.2.2 ハドロンカロリメータ (HCAL)

ハドロンカロリメータはジェット中の中性ハドロンエネルギーを測定するための検出器である。中性ハドロンエネルギー損失は大きく揺らぐため、これを正確に測ることは PFA を行う上で重要である。HCAL は ECAL と同様にサンプリングカロリメータで、吸収層にはステンレス鋼 (Fe) が、検出層にはシンチレータタイルもしくはガス検出器 が用いられる。

2.3.3 前方検出器 (Forward Detector)

ビーム軸の近くに置かれる検出器はまとめて、前方検出器と呼ばれている (図 2.16)。これらは測定器全体の検出範囲の向上、ルミノシティの測定、ビームサイズの測定の役割がある。前方検出器には主に、LumiCal, BeamCal, ペアモニタがある。以下では LumiCal, BeamCal, ペアモニタについて説明するが、その他に、HCAL の検出範囲を向上するための LHCAL とビームサイズ測定を補完する GamCal がある。ペアモニタに関しては次の章でさらに詳しく述べる。

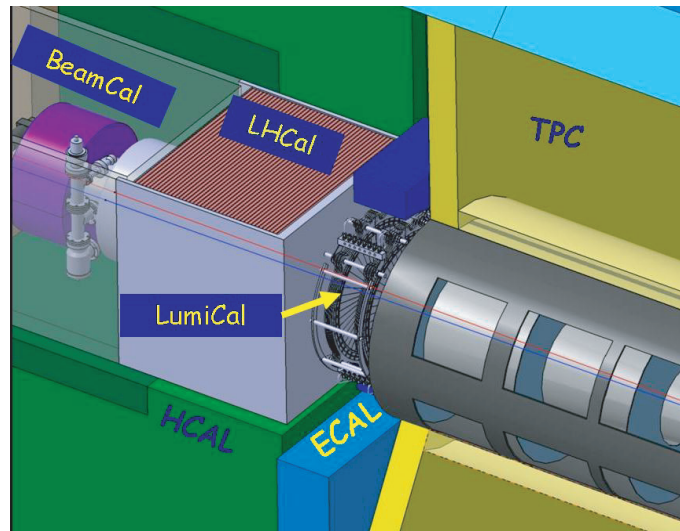


図 2.16: 前方検出器

2.3.3.1 LumiCal

LumiCal はルミノシティを精密に測定するための電磁カロリメータである (図 2.17)。ルミノシティ \mathcal{L} は反応断面積 σ の大きいバーバー散乱 ($e^+ e^- \rightarrow e^+ e^-$) のイベント数を測定して、以下の式から見積もられる。

$$\mathcal{L} = \frac{N_{bhabha}}{\sigma} \quad (2.7)$$

ここで、 N_{bhabha} はバーバー散乱のイベント数である。ルミノシティの測定は、0.1% 以下の測定精度が要求されている。バーバー散乱事象の選択の際には、衝突点を挟んで置かれる 2 つの LumiCal に、電子と陽電子が同時にヒットするという条件を用いるため、LumiCal の 2 つの測定器の位置を

正確に把握する必要がある。LumiCal は、シリコンとタングステンのサンプリングカロリメータであり、極角 $32 \sim 74 \text{ mrad}$ の範囲をカバーしている。

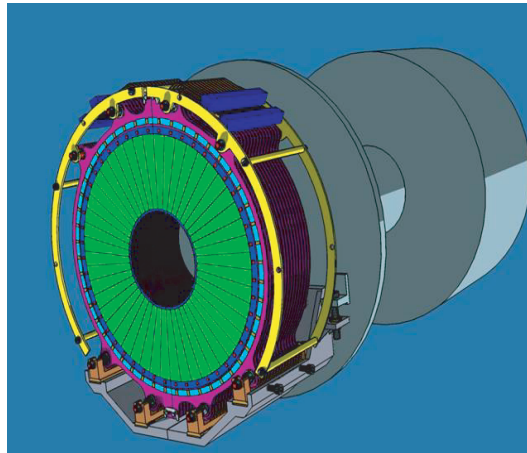


図 2.17: LumiCal の外観図

2.3.3.2 BeamCal

BeamCal は、ルミノシティを素早く見積もることと、ビームパラメータの測定を目的とした電磁カロリメータである (図 2.18)。ビーム衝突時に光子から生成される大量の電子・陽電子ペア (ペアバックグラウンド) が BeamCal に衝突する。BeamCal は、ペアバックグラウンドのエネルギー損失の分布から、ルミノシティ、ビームパラメータを見積もる。BeamCal は、センサーとタングステンのサンプリングカロリメータであり、極角 $5 \sim 40 \text{ mrad}$ の範囲をカバーする。ただし、放射線量が最大で数 MGy/year を超えるため、高放射線耐性のセンサーが必要で、開発が進められている。

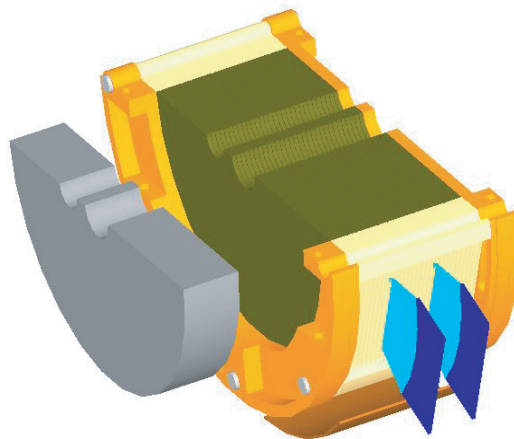


図 2.18: BeamCal の外観図

2.3.3.3 ペアモニタ

ペアモニタは衝突点のビーム形状を測定するためのシリコンピクセル検出器である。ペアモニタは衝突時にビーム・ビーム相互作用によって大量に生成される電子・陽電子を利用して、ビームサイズ測定を行う。詳細は次の章(3章)で述べる。

2.3.3.4 その他

その他の検出器として、ミュオン検出器がある。ミュオンは電子より質量が重く、強い相互作用をしないため、貫通力が高く、3 GeV 以上のミュオンはミュオン検出器に届く。また、カロリメータからもれたシャワーを検出することで、エネルギー分解能を向上させる。ミュオン検出器は、鉄とシンチレータのサンドイッチ構造をしており、ミュオンの再構成をおこなう。

第3章 ペアモニタ

ILC 実験のビームは衝突点において非常に小さく絞られる (表 3.1)。その大きさはいままでの加速器実験と比べてはるかに小さいため、これまでの加速器実験で用いられてきたビームサイズ測定方法 [付録 A] では ILC 実験のビームサイズを測定することができない。そこで、ビーム・ビーム相互作用によって生成される電子・陽電子ペアを利用する方法が考案され [2]、その原理を利用したビームプロファイルモニタである「ペアモニタ」の研究・開発を行った。ペアモニタが利用する電子・陽電子ペアはペアバックグラウンドと呼ばれているもので、ILC 実験の主なビームバックグラウンドである。ペアモニタは ILC 実験のバックグラウンドである電子・陽電子ペアからビーム情報を得るといふ、いままでのビームプロファイルモニタとは全く異なる新しい検出器である。ペアモニタは ILC 実験のナノメートルレベルのビームサイズの情報を得られることはもちろん、ペアモニタの測定がビームの状態に全く影響を与えない非破壊型¹のビームモニタであるので実験を行いながらビーム測定を行うことができること、少ないバンチ衝突で十分な測定データ量が得られるため次のビームトレインに対してフィードバックをかけることができることなどの特徴がある。

本章では、ILC 実験の衝突点付近でのビーム反応、ペアモニタの測定原理、ペアモニタのデザイン、本研究の目的について述べる。

表 3.1: 加速器実験の衝突点でのビームサイズ

	σ_x	σ_y	σ_z
ILC	639 nm	5.7 nm	300 μm
LHC	16.7 μm	16.7 μm	7.55 cm
SLC	1.65 μm	1.65 μm	500 μm
KEKB	77 μm	1.9 μm	4 mm
LEP	250 μm	10 μm	2 cm

3.1 ILC 実験の衝突点付近でのビーム反応

ILC 実験では 1 度しかない粒子の衝突機会、精密な物理測定に必要な十分高いルミノシティを得ることが要求されている。ルミノシティ \mathcal{L} は

$$\mathcal{L} = \frac{1}{4\pi} \frac{f_{rep} n_b N^2}{\sigma_x \sigma_y} \times H_D \quad (3.1)$$

¹ビームモニタには観測がビームの状態を大きく変えてしまう破壊型ビームモニタと、観測がビームの状態に影響を与えない非破壊型ビームモニタがある。

と表される [10]。ここで、 f_{rep} は単位時間当たりのビーム衝突回数、 n_b はトレイン当たりのバンチ数、 N はバンチ当たりの粒子数、 H_D はルミノシティ増大係数 (電子バンチ・陽電子バンチ間の引力によって実効的にビームサイズが収縮する度合い)、 $\sigma_{x,y}$ はそれぞれ衝突点での水平・鉛直方向のビームサイズである。ルミノシティは衝突点での水平・鉛直方向のビームサイズの積に反比例していることから、高いルミノシティを達成するためには衝突点でのビームサイズは非常に小さく絞ることが必要になる。しかし、ビームサイズを非常に小さくすると、衝突時にビームの作る磁場が強くなり、それが対向するビームに及ぼす影響が問題になってくる。以下では、ビームの作る磁場によって引き起こるビームストラールングとペアバックグラウンドについて説明する。

3.1.1 ビームストラールング

ビーム衝突の際に、一方のビーム中の粒子は他方のビームが作る強い電磁場により制動放射を起こす。この制動放射のことをビームストラールングと言い、放射される光子はビームストラールング光子と呼ばれる。ビームストラールングを表す目安として、以下に定義されるウプシロンパラメータ Υ^2 が使われる [11]。

$$\Upsilon \equiv \frac{2\hbar\omega_c}{3E} \quad (3.2)$$

ここで、 ω_c はビームストラールングの臨界角周波数、 E はビームのエネルギーである。ガウス分布をしたビームが衝突する時の平均のウプシロンパラメータは

$$\Upsilon_{\text{ave}} \sim \frac{5}{6} \frac{Nr_e^2\gamma}{\alpha\sigma_z(\sigma_x + \sigma_y)} \quad (3.3)$$

となる。ここで α は微細構造定数、 r_e は古典電子半径、 N はバンチ内の粒子数である。この平均のウプシロンパラメータを使って、ガウス分布をしたビームが衝突した時に 1 電子当たりの放射される光子の数 n_γ 及びエネルギーの損失量の割合 δ_E は

$$n_\gamma \sim 2.59 \left[\frac{\alpha\sigma_z\Upsilon_{\text{ave}}}{\lambda_e\gamma} \right] \frac{1}{(1 + \Upsilon_{\text{ave}}^{2/3})^{1/2}} \quad (3.4)$$

$$\propto \frac{1}{(\sigma_x + \sigma_y)} \quad (\Upsilon_{\text{ave}} \ll 1) \quad (3.5)$$

$$\delta_E = \left\langle -\frac{\Delta E}{E} \right\rangle \sim 1.20 \left[\frac{\alpha\sigma_z\Upsilon_{\text{ave}}}{\lambda_e\gamma} \right] \Upsilon_{\text{ave}} \frac{1}{[1 + (1.5\Upsilon_{\text{ave}})^{2/3}]^2} \quad (3.6)$$

$$\propto \frac{1}{\sigma_z(\sigma_x + \sigma_y)^2} \quad (\Upsilon_{\text{ave}} \ll 1) \quad (3.7)$$

となる³。ここで λ_e は電子のコンプトン波長である。式 (3.7) から、ビームストラールングの影響はビームの水平・鉛直方向のビームサイズの和に反比例して大きくなっていることが分かる。これは、ビームにより生成される電磁場の強さがビームの表面積に反比例しているためで、ビームの表面積はビームサイズの和に比例するためである。

²ウプシロンパラメータはビームとビームの相互作用の強さを表しており、SLC 実験のパラメータでは $\Upsilon_{\text{ave}} \sim 0.04$ 、ILC 実験のパラメータでは $\Upsilon_{\text{ave}} \sim 0.048$ となる [5][11]。

³ILC 実験のパラメータでは、 $n_\gamma=1.32$ 、 $\delta_E = 0.024$ となっている [5]。

ここで、ビームストラルングの影響を最小にしつつ、高いルミノシティを得られるビーム形状について考える。ルミノシティを一定 ($\sigma_x \times \sigma_y = \text{const.}$) にして、ビームサイズの縦横比 ($R \equiv \sigma_x / \sigma_y$) を変化させると、

$$n_\gamma \propto \frac{\sqrt{R}}{1+R} \quad (3.8)$$

$$\delta_E \propto \frac{R}{(1+R)^2} \quad (3.9)$$

となる。つまり、扁平なビーム形状にするとルミノシティを減少させることなく、ビームストラルングの影響を少なくすることができる。実際に、ILC 実験のビームは非常に扁平な形状に設定されている ($R \sim 112$)。

3.1.2 ペアバックグランド

衝突点において、ビームストラルング光子もしくは電子・陽電子に付随する仮想粒子が反応する非コヒーレントな過程により、低エネルギーの電子・陽電子ペアが大量に生成される (図 3.1)。この過程で生成される電子・陽電子ペアは主にビームパイプに沿って生成されるが、対向するビームの作る電磁場により散乱され一部が検出器に衝突してバックグランドになる。そのため、この電子・陽電子ペアはペアバックグランドと呼ばれ、ILC 実験の主なビームバックグランドになっている。特に崩壊点検出器においてペアバックグランドは深刻で、ペアバックグランドによる読み出しピクセルのヒット占有率の増加をいかに抑えるかが技術開発の課題となっている。ILC 実験のビームの扁平率はペアバックグランドの影響が少なくなるように決められている。

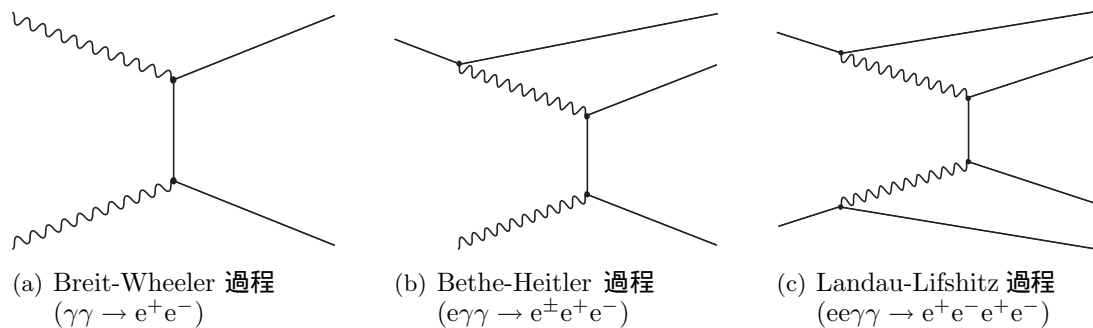


図 3.1: ペアバックグランドの生成過程

3.2 ペアモニタの測定原理

ペアモニタはペアバックグランドの電子・陽電子ペアを利用して、衝突点のビームサイズを測定するビームプロファイルモニタである。電子・陽電子ペアの内、対向するビームと同電荷の粒子はビームの作る電磁場により反発力を受けて大きく散乱される (図 3.2)。ビームが作る電磁場はビームの形状に依存しているため、散乱された粒子はビーム形状の情報を持っている。そのため、

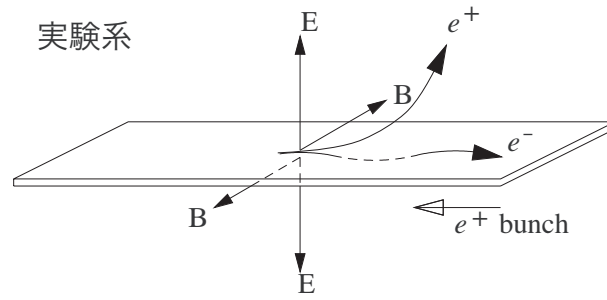


図 3.2: バンチの作る電磁場による散乱の様子 [2]。対向するビームと同電荷の粒子 (図中では e^+) が強い反発力を受けて大きく散乱される。異電荷の粒子 (図中では e^-) は収束力を受けてビーム面を振動する。

散乱される粒子の分布を測定することでビーム形状を測定できる。以下では、具体的にバンチの作る電磁場を考えて、電子・陽電子ペアが受ける力について計算する。

ビームの作る電場をビームの静止系から実験系 (重心系) にローレンツ変換すると、ビーム進行方向の電場成分はローレンツ収縮により減少するため、ビームの作る電場は 2 次元のクーロンポテンシャルによって近似することができる。ビーム静止系での垂直成分を E'_\perp とすると、実験系での電場 E_\perp と磁場 B_\perp は

$$\mathbf{E}_\perp = \gamma \mathbf{E}'_\perp, \quad \mathbf{B}_\perp = -\gamma \beta \mathbf{E}'_\perp \quad (3.10)$$

となる。ここで β はビームの静止系に対する実験系の速度である。この電磁場により、電荷 e 、速度 β_e の粒子が受ける力 \mathbf{F} は

$$\mathbf{F} = e(\mathbf{E}_\perp + \beta_e \times \mathbf{B}_\perp) \quad (3.11)$$

となる。ここで $\beta = (0, 0, \beta)$, $\beta_e = (0, 0, \pm\beta_e)$ とすると、磁場による寄与は

$$\begin{aligned} \beta_e \times \mathbf{B}_\perp &= \beta_e \times (-\beta \times \mathbf{E}_\perp) \\ &= \pm(\beta\beta_e E_x, \beta\beta_e E_y, 0) \\ &= \pm\beta\beta_e \mathbf{E}_\perp \end{aligned} \quad (3.12)$$

となり、結局電荷が受ける力は、

$$\mathbf{F} = e(1 \pm \beta\beta_e) \mathbf{E}_\perp \quad (3.13)$$

となる。 $\beta \simeq \beta_e \simeq 1$ なので、電荷は同じ方向に進むビームからは力を受けないが、逆方向に進むビームからのみ力を受けることが分かる。つまり、電荷は逆方向に進むビームのみの情報を持つことになる。電荷が逆方向に進むビームと同電荷であれば斥力により散乱され、異電荷であれば引力によりビーム面を振動することになる。散乱された電子・陽電子ペアは検出器内の磁場により、ビームパイプに巻きつくように螺旋運動をして、衝突点から約 4m 離れたところに設置されているペアモニタで検出される。ペアモニタでは電子・陽電子ペアがヒットした位置分布からビームサイズを測定する。

3.3 ペアモニタのデザイン

ペアモニタはペアバックグラウンドの電子・陽電子ペアを検出する単層のシリコンピクセル検出器である。半径 10cm の円盤型をしており、入射ビームパイプ (半径 1.0 cm) と出射ビームパイプ (半径 1.8 cm) のための穴があいている。ペアモニタは衝突点を挟んだ両側、衝突点から約 4 m 程離れた位置に設置される。対向するビームと同電荷の粒子が大きく散乱されビームの情報を持っているため、それぞれ電子ビームと陽電子ビーム測定のためのものになる。ピクセルサイズは $400\ \mu\text{m} \times 400\ \mu\text{m}$ 、センサーの厚さは $200\ \mu\text{m}$ 程度を想定している。

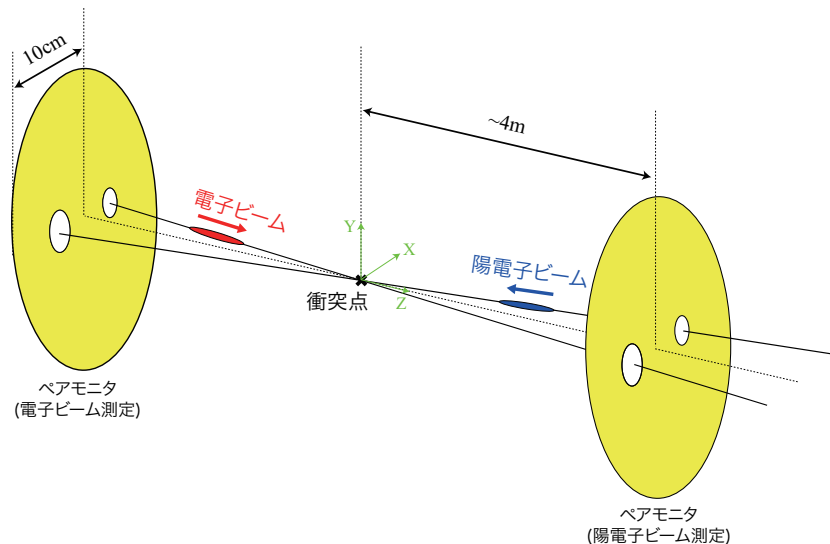


図 3.3: ペアモニタの外観図

3.4 研究の目的

本研究ではペアモニタの研究・開発として、

- ペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布から、ビームサイズを測定する方法の研究
- 電子・陽電子ペアのヒット分布を測定するための読み出し回路の開発

を行った。

ペアモニタの測定原理 (3.2 章) で述べたように、衝突点で生成される電子・陽電子ペアはバンチの作る電磁場により散乱されるためビーム形状の情報をもつ。しかし、ビームサイズを測定するにはペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布からどのようにしてビームの情報を抜き出すのかを考えなければいけない。そのため、シミュレーションによりペアモニタ上のヒット分布を再現し、ビームサイズを測定する方法を検討した。

測定器としては、電子・陽電子ペアがヒットしたことを検知するためのセンサーと、センサーからの信号を処理する読み出し回路が必要であるが、本研究では、読み出し回路の開発を行った。

シミュレーションにより得られたヒット分布からペアモニタの読み出し回路に要求される性能を見積もった上で、読み出し回路を試作し、動作確認、性能評価及び放射線耐性試験を行った。

4 章において、ペアモニタ上のヒット分布からビームサイズを測定する方法の研究を、5 章では読み出し回路に要求される性能を述べ、6、7 章では、試作した読み出し回路の動作確認、性能評価及び放射線耐性試験結果について述べる。

第4章 ビームサイズ測定方法の研究

4.1 概要

ペアモニタの測定原理 (3.2 章) で述べたとおり、衝突点で生成される電子・陽電子ペアはビームの作る電磁場に散乱されることからビームの情報を持つ。しかし、実際にビームサイズの測定を行うためには、ペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布からどのようにしてビームの情報を抜き出すのかを考えなければいけない。そのため、ペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布をシミュレーションにより再現し、そこからビームサイズを測定する方法を研究した。本研究では、ビームのサイズ (σ_x, σ_y) に加えて、鉛直方向のずれ (δ_y) が生じた場合も考慮して、ペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布から、3つのビームパラメータ ($\sigma_x, \sigma_y, \delta_y$) を測定することを検討した。鉛直方向のずれ δ_y は理想的なビームラインから $\sigma_y \times \delta_y$ だけ電子ビームが上に、陽電子ビームが下に変位すると定義した。つまり、 δ_y は鉛直方向のビームの厚さに対してどれだけ変位したかを表す。

また、ペアモニタの後方にはビームサイズ測定を目的の1つとする BeamCal が位置している。ペアモニタはシリコンピクセル検出器で、粒子の数を測定する。一方、BeamCal はカロリメータで粒子のエネルギーを測定する。2つの異なる検出器を組み合わせることで、さらに精度の良いビームサイズ測定が行えると考えられる。そのため、本研究ではペアモニタに加えて、BeamCal で得られるビームの情報も用いてビームパラメータの測定を行い、ペアモニタのみで測定を行った場合と比較した。

4.2 シミュレーションツール

ペアモニタ上のペアバックグラウンドのヒット分布を再現するために、CAIN と Jupiter の2つのシミュレーションソフトを用いた。

CAIN

CAIN は高エネルギーの電子、陽電子、光子の相互作用を扱うためのシミュレーションソフトである [13]。電子・陽電子リニアコライダーのビーム・ビーム相互作用の研究のために開発された。本研究では CAIN により、衝突点で生成される電子・陽電子ペアを生成した。

Jupiter

Jupiter(JLC Unified Particle Interaction and Tracking EmuratoR) は Geant4 をベースとするモンテカルロシミュレータであり、粒子と物質の相互作用をシミュレーションすることができる [12]。本研究では Jupiter により、CAIN で生成された電子・陽電子ペアが検出器内の磁場でどの

ように飛んでいき、検出器とどのように反応するかをシミュレーションして、ペアモニタ上の電子・陽電子のヒット分布を再現した。実際にシミュレーションで得られたペアモニタ上のヒット分布を図 4.1 に示す。

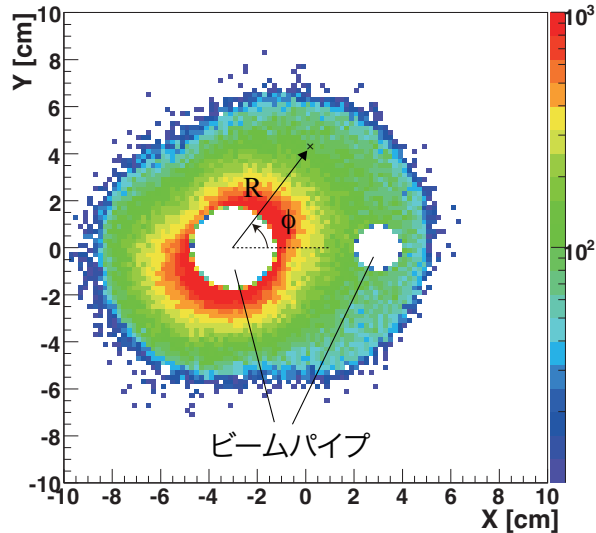


図 4.1: ペアモニタ上の電子・陽電子のヒット分布。データは 50 バンチ分。左側の穴が陽電子の出射ビームパイプ (半径 1.8 cm)、右側の穴が電子の入射ビームパイプ (半径 1.0 cm)。衝突点は紙面の奥側に位置する。ヒット分布を極座標 (R - ϕ) で表す場合、出射ビームパイプの中心を原点とする。

4.3 シミュレーション・セットアップ

シミュレーションで用いた ILC のビームパラメータを表 4.1 に示す。電子ビームと陽電子ビームは交差角 14 mrad で衝突するが、ビームの交差にはビーム重心系で正面衝突になるようにクラブ衝突させる。ペアモニタは衝突点を挟んで両側に設置されるが、本研究では陽電子が大きく散乱される側のペアモニタのヒット分布を用いた。

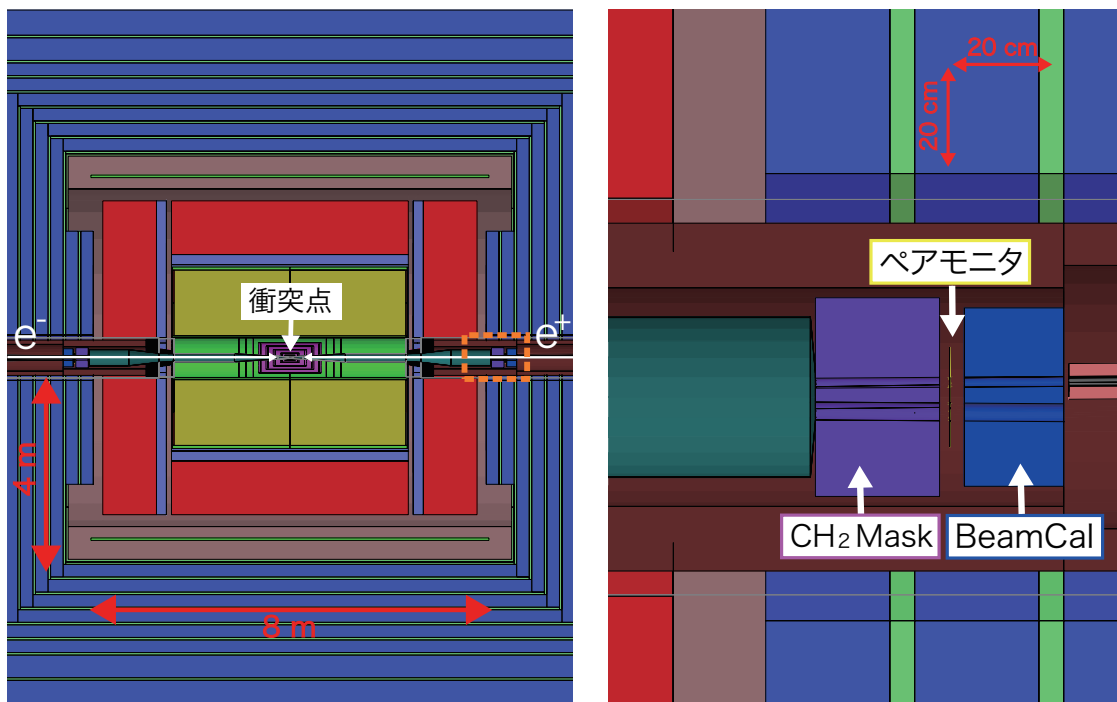
ペアモニタは衝突点から 427.5 cm の地点に設置され、その手前には衝突点への後方散乱を防ぐためのポリエチレンのマスク (CH₂ Mask)、奥には BeamCal が設置されている (図 4.2)。

4.3.1 磁場

磁場は z 方向のソレノイド磁場 (3.5 T) に加えて、 x 方向に anti-DID (Detector Integrated Dipole) の磁場がかかっている。anti-DID とは低エネルギーのペアバックグラウンドの粒子を出射ビームパイプに導き、後方散乱を減少させるための磁場である [5]。低エネルギーのペアバックグラウンドの粒子は磁力線に巻きつくように螺旋運動をするため、衝突点を通る磁力線が出射ビームパイプを通るようにする。anti-DID によって、後方散乱が減少すると TPC のバックグラウンドの減少が期

表 4.1: ILC のビームパラメータ

パラメータ		単位
重心系エネルギー	500	GeV
衝突交差角	14	mrad
ソレノイド磁場	3.5	T
1バンチ中の粒子数	2	$\times 10^{10}$
1トレイン中のバンチ数	2625	
バンチ間隔	369	ns
リニアック繰り返し周波数	5	Hz
規格化エミッタンス ($\gamma\varepsilon_x, \gamma\varepsilon_y$)	(10, 0.04)	mm · mrad
ベータ関数 (β_x, β_y)	(20, 0.4)	mm
ビームサイズ (σ_x, σ_y)	(639, 5.7)	nm
バンチ長	300	μ m



(a) 測定器の全体図

(b) ペアモニタ周辺の拡大図

図 4.2: ペアモニタの設置位置

表 4.2: 測定器モデル。ペアモニタと BeamCal の Si と W 以外の領域は、読み出し回路の領域として空気の層になっている。

	検出器の z 位置 (前面) [cm]	検出器の厚さ [cm]	物質	層の厚さ [cm]
ペアモニタ	427.5	0.5	Si	0.02
BeamCal	430	20 (合計 33 層)	Si W	0.03 (1 層) 0.35 (1 層)
CH ₂ Mask	400	25	CH ₂	25

待される。なお、anti-DID の強さは、ペアバックグランドがビームパイプに抜ける割合を一番大きくなるように最適化した。

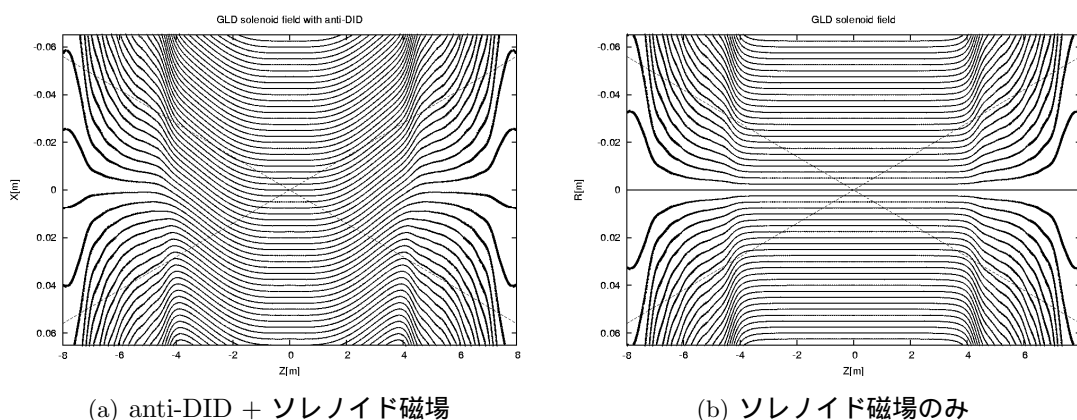


図 4.3: 測定器内の磁場。anti-DID の磁場は衝突点を通る磁力線がビームパイプを通るようにかかっている。

4.4 ビームサイズ測定方法

ペアモニタは、ペアモニタ上の電子・陽電子のヒット分布の総ヒット数や分布の大きさ、偏りを表す測定変数 m_i を定義して、それらを用いてビームサイズ測定を行う [14]。“良い”測定変数はビームパラメータ $(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3) = (\sigma_y, \sigma_x, \delta_y)$ に依存しているはずなので、基準となるビームサイズ $(\sigma_y^0, \sigma_x^0, \delta_y^0)$ の周りでテイラー展開することができる。

$$\begin{aligned}
 \Delta m_i &= m_i(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3) - m_i(\sigma_1^0, \sigma_2^0, \sigma_3^0) \\
 &= \sum_{\alpha=1,2,3} \frac{\partial m_i}{\partial \sigma_\alpha} \Delta \sigma_\alpha + \sum_{\alpha=1,2,3} \sum_{\beta=1,2,3} \frac{1}{2} \Delta \sigma_\beta \frac{\partial^2 m_i}{\partial \sigma_\alpha \partial \sigma_\beta} \Delta \sigma_\alpha + \dots \\
 &= \sum_{\alpha=1,2,3} \left[\frac{\partial m_i}{\partial \sigma_\alpha} + \frac{1}{2} \sum_{\beta=1,2,3} \Delta \sigma_\beta \frac{\partial^2 m_i}{\partial \sigma_\alpha \partial \sigma_\beta} + \dots \right] \cdot \Delta \sigma_\alpha \tag{4.1}
 \end{aligned}$$

ここで $\Delta m_i = m_i(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3) - m_i(\sigma_1^0, \sigma_2^0, \sigma_3^0)$, $\Delta \sigma_\alpha = \sigma_\alpha - \sigma_\alpha^0$ である。これを行列を用いて表すと

$$\Delta \vec{m} = [A_1 + \Delta \vec{\sigma}^T \cdot A_2 + \dots] \cdot \Delta \vec{\sigma} \quad (4.2)$$

となる。ここで、 $\Delta \vec{m} = (\Delta m_1, \dots, \Delta m_n)$, $\Delta \vec{\sigma} = (\Delta \sigma_1, \Delta \sigma_2, \Delta \sigma_3)$, A_1 はテイラー展開の 1 次の係数である $n \times 3$ の行列、 A_2 は 2 次の係数であるテンソルである。テイラー展開の係数 A_n の成分をフィッティングにより決定し、 $\Delta \vec{\sigma}$ の係数の逆行列を掛けることにより、

$$\Delta \vec{\sigma} = [A_1 + \Delta \vec{\sigma}^T \cdot A_2 + \dots]^+ \cdot \Delta \vec{m} \quad (4.3)$$

となり、この式からビームパラメータを求めることができる。ここで“+”は非正方行列の疑似逆行列を表す記号である。任意の $m \times n$ 行列 B に対して、 $n \times m$ の疑似逆行列 B^+ は

$$B^+ \equiv (B^T B)^{-1} B^T \quad (4.4)$$

と定義することができる。ペアモニタがビームサイズ測定を行う上では、ビームパラメータに対して良い相関を示すような“良い”測定変数を探し、定義することが重要である。

4.4.1 ペアモニタのヒット分布からの測定変数

ペアモニタ上で得られ電子・陽電子のヒット分布から総ヒット数 (N_{all})、最大半径 (R_{max})、ヒット数の比 (N_d/N_{all} , N_U/N_D) の 4 つの測定変数を定義した。以下ではそれぞれの測定変数について述べる。

4.4.1.1 総ヒット数 (N_{all})

ルミノシティは式 (3.1) で見たように、 σ_x と σ_y の逆数に比例する。ペアバックグラウンドの生成数はルミノシティに関係しているため、ペアモニタにヒットした電子・陽電子の総数 N_{all} は σ_x と σ_y に依存する。鉛直方向のずれ (δ_y) を伴って衝突した場合にも、ルミノシティは減少するが、電子バンチと陽電子バンチ間の引力 (ピンチ効果) によって、減少量はわずかである。ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、総ヒット数の逆数 $1/N_{\text{all}}$ がどのように変化するかを調べた (図 4.4)。予想通り、総ヒット数は σ_x と σ_y に大きく依存して、 δ_y にはほとんど依存していないことが確認できた。フィットは $\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$ の 3 変数の 2 次までのテイラー級数で行った。

4.4.1.2 最大半径 (R_{max})

ペアモニタの測定原理 (3.2 章) で述べたように、衝突点で生成されるペアバックグラウンドのペアは対向するバンチが作る電磁場によって散乱される。バンチが作る電磁場はビームの表面積 ($\propto \sigma_x + \sigma_y$) とバンチ当たりの粒子数 N に依存している。ILC 実験のビームは扁平 ($\sigma_x \gg \sigma_y$) なので、 σ_y にはほとんど依存しなくなる。また、バンチ当たりの粒子数 N は壁電流モニタ¹で測

¹ビームの強度 (バンチ中の粒子数) を測定するためのビームモニタ。ビームがビームパイプ中を通過する時にパイプ内壁を流れる、ビーム強度に比例した電流を計測することで、ビーム強度を測定する。

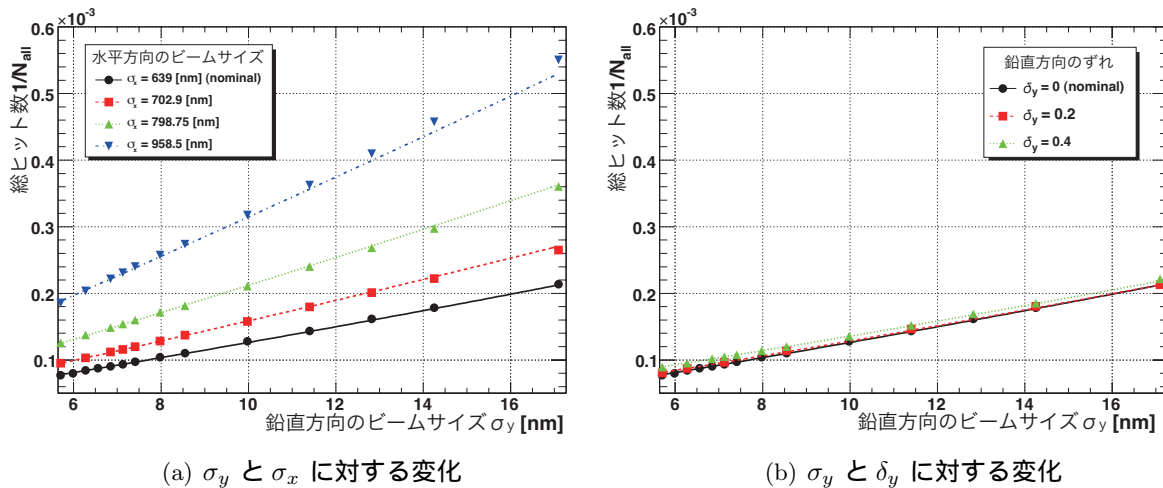


図 4.4: 総ヒット数の逆数 $1/N_{\text{all}}$ 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

定できるため、ここでは考えないものとする。その場合、バンチが作る電磁場は水平方向のビームサイズ σ_x にのみ依存することになる。つまり、 σ_x が大きくなるほどバンチによる電磁場は小さくなり、それによる電子・陽電子の散乱は小さくなる。そして、磁場中の螺旋運動の半径が小さくなり、それに従って、ヒット分布が小さくなると考えられる。低エネルギーの電子・陽電子は、anti-DID の磁場で出射ビームパイプに導かれるため、出射ビームパイプの軸を極座標の原点として (図 4.1)、動径方向 R のヒット分布の見た (図 4.5)。ペアモニタの手前に位置している CH₂ Mask によって電子・陽電子が散乱されてしまうため、分布の大きさを正確に決めることはできないが、 σ_x が大きくなると、R の大きい (大きく散乱された) 粒子は減っていることが分かる。ヒット分布の大きさを評価するため、出射ビームパイプを中心として、総ヒット数の 97.5 % を含む半径 R を最大半径 R_{max} と定義した。ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、最大半径 R_{max} がどのように変化するかを調べた (図 4.6)。図から、最大半径 R_{max} は σ_x に大きく依存していることが分かる。

4.4.1.3 ヒット数の比 ($N_d/N_{\text{all}}, N_U/N_D$)

ビームパラメータが変化すると、電子・陽電子ペアが散乱される方向の分布も変化すると考えられる。散乱方向の角度 ϕ' を電子ビーム軸に垂直な面での角度 (図 4.7) と定義して、 σ_y と δ_y が変化した時の分布の変化を調べた (図 4.8)。

図 4.8(a) から、 σ_y が大きくなると上下方向の散乱を表すピークの幅が広がっていることが分かる。非常に扁平 ($\sigma_x \gg \sigma_y$) なビームであれば、バンチから生じる電磁場は上下方向のみと近似できるが、厚さが増してくると徐々に水平方向の成分も生じてくる。そのため、 σ_y が大きくなると真上もしくは真下方向に散乱される粒子が減少すると考えられる。真下方向に散乱された粒子

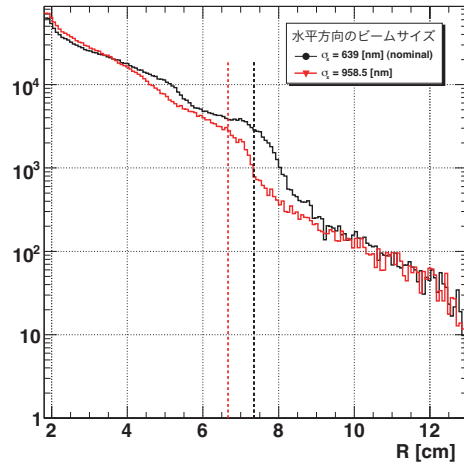
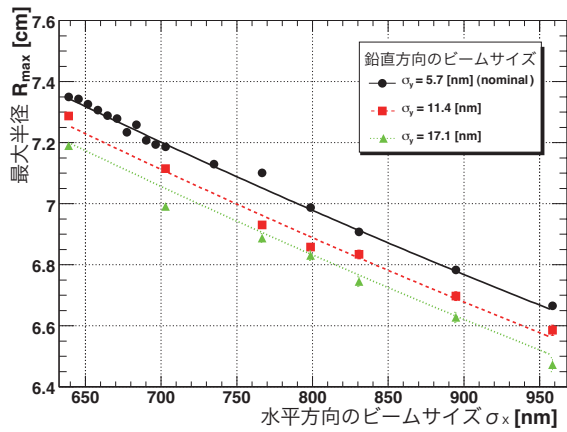
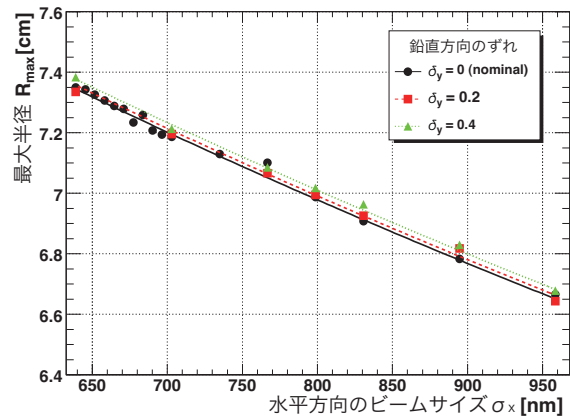


図 4.5: 動径方向のヒット分布。ヒストグラムは総ヒット数が等しくなるように規格化してある。点線がそれぞれの最大半径 R_{\max} を表している。



(a) σ_x と σ_y に対する変化



(b) σ_x と δ_y に対する変化

図 4.6: 最大半径 R_{\max} 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

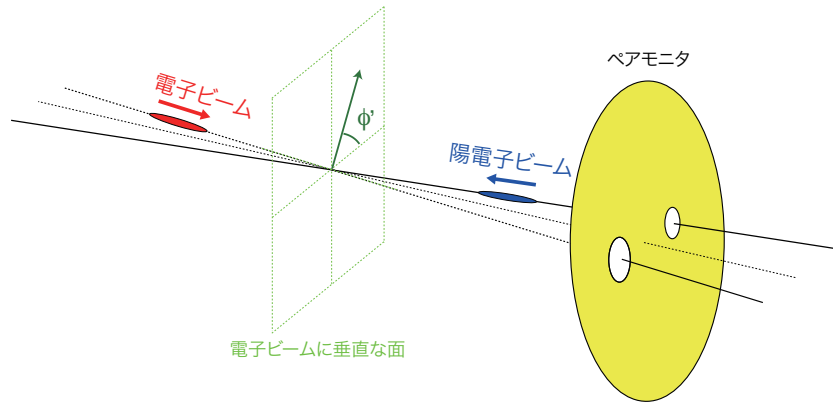
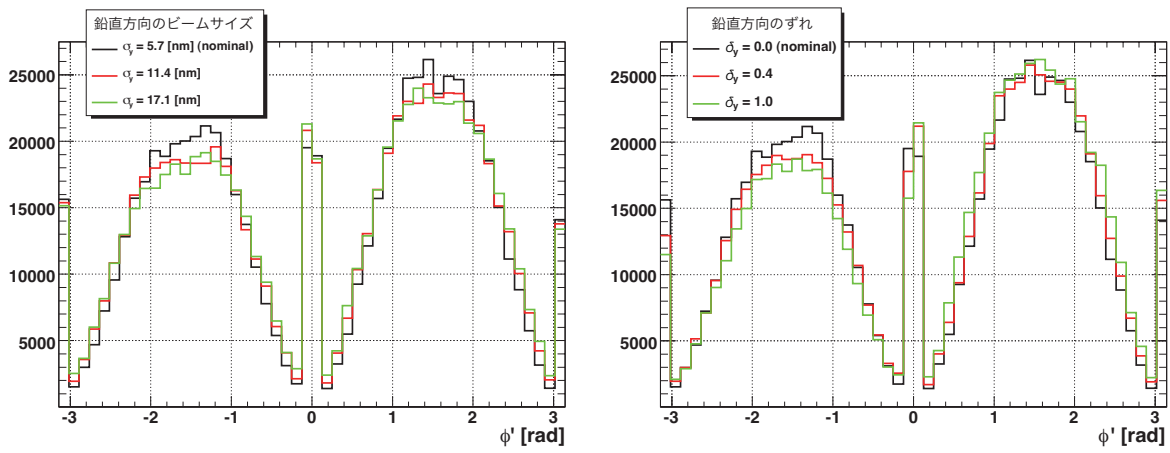


図 4.7: 散乱方向 ϕ' の定義



(a) σ_y に対する変化

(b) δ_y に対する変化

図 4.8: 散乱方向 ϕ' 分布

のみがヒットできる領域を探し、以下のように領域 d を定義した (図 4.9)。

$$\text{領域 } d \begin{cases} R : & 0.6 \times R_{\max} < R < 0.8 \times R_{\max} \\ \phi : & -\pi < \phi < -2.0 \text{ または } 2.8 < \phi < \pi \end{cases} \quad (4.5)$$

σ_x によって分布の大きさが変わるため、平均半径 R_{\max} を用いて動径方向の領域を決めた。また、真上方向に散乱された粒子のみがヒットできる領域も探したが、入射ビームパイプと重なってしまう可能性があったため、用いるのを避けた。領域 d にヒットする割合 N_d/N_{all} を定義して、ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、 N_d/N_{all} がどのように変化するかを調べた (図 4.10)。図から、 σ_y が大きくなると N_d/N_{all} が減少していることが分かる。

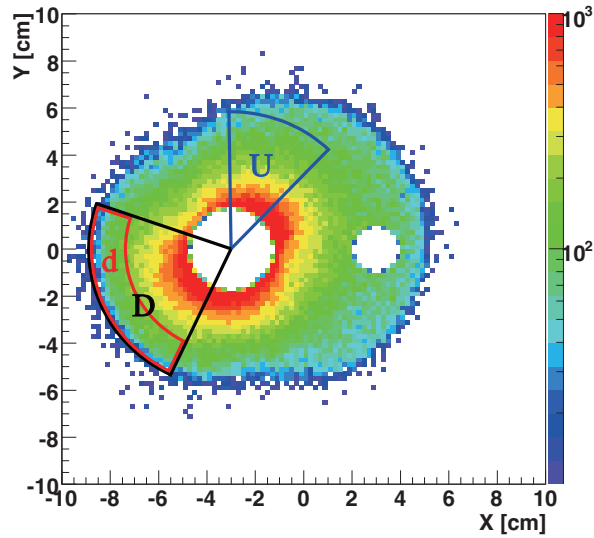


図 4.9: ヒット数の比を定義するための領域 d, D, U

図 4.8(b) から鉛直方向のずれが生じるほど上方向の散乱を表すピーク ($\phi'=\pi/2$) が大きくなり、下方向の散乱を表すピーク ($\phi'=-\pi/2$) が小さくなっていることが分かる。電子ビームが上に変位し、陽電子ビームが下に変位すると、電子・陽電子ペアは陽電子ビームの上方で生成される割合が増えることが予想される。陽電子ビームの上方で生成された陽電子は上に散乱されるため、上に散乱される粒子の割合が増えると考えられる。下方向に散乱された粒子がヒットする領域 D と上方向に散乱された粒子がヒットする領域 U を以下のように定義した。

$$\begin{aligned} \text{領域 } D & \begin{cases} R : & R < 0.8 \times R_{\max} \\ \phi : & -\pi < \phi < -2.0 \text{ または } 2.8 < \phi < \pi \end{cases} \\ \text{領域 } U & \begin{cases} R : & R < 0.8 \times R_{\max} \\ \phi : & 0.8 < \phi < 1.6 \end{cases} \end{aligned} \quad (4.6)$$

上下方向の散乱の割合の変化を評価するために、領域 U と D を用いて、 N_U/N_D を定義した。そして、ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、 N_U/N_D がどのように変化するかを調べた (図 4.11)。図から、 δ_y が大きくなると N_U/N_D が増加していることが分かる。

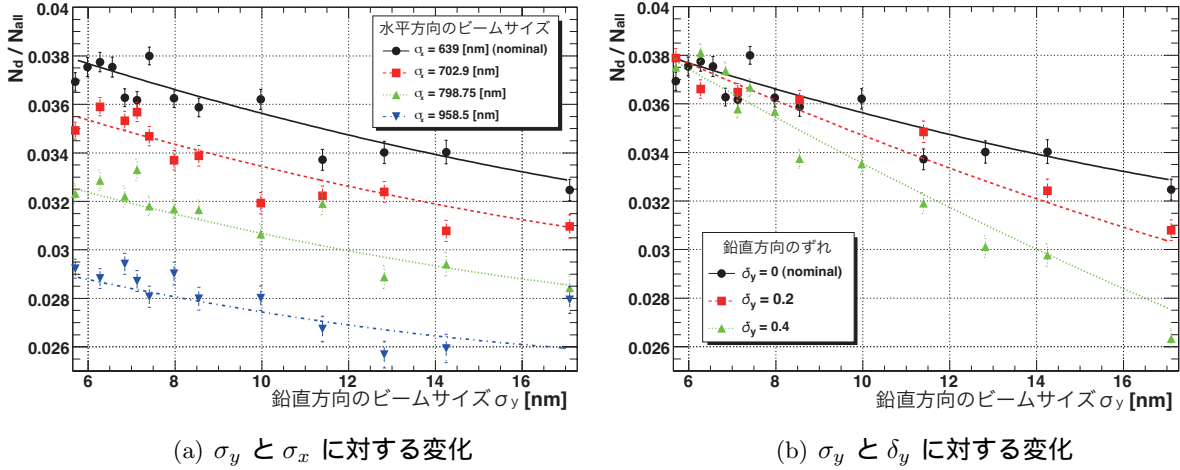


図 4.10: ヒット数の比 N_d/N_{all} 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

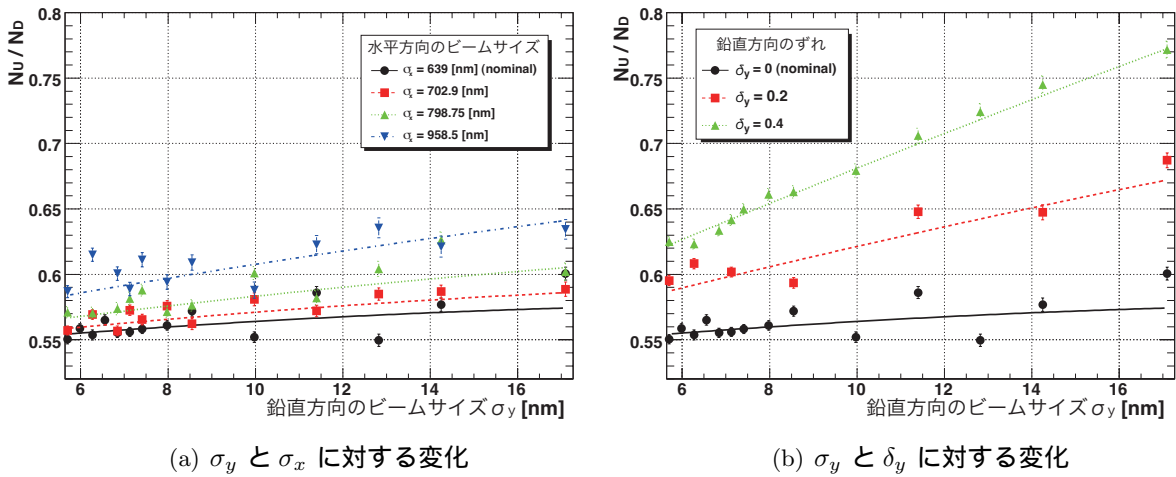


図 4.11: ヒット数の比 N_U/N_D 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

4.4.2 BeamCal のエネルギー損失分布からの測定変数

ペアモニタと同様の考えのもと、BeamCal から、総エネルギー損失 (E_{all})、平均半径 (R_{ave})、エネルギー損失の比 (E_D/E_{all} , E_U/E_D) の 4 つの測定変数を定義した。BeamCal は出射ビームパイプを中心に約 $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$ のセルが配置されているとした。以下ではそれぞれの測定変数について述べる。

4.4.2.1 総エネルギー損失 (E_{all})

ペアモニタの総ヒット数 (N_{all}) に対応するものとして、総エネルギー損失 (E_{all}) を定義した。ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、総エネルギー損失の逆数 $1/E_{\text{all}}$ がどのように変化するかを調べた (図 4.12)。図から、総エネルギー損失の逆数は総ヒット数の逆数と同様に σ_x と σ_y に依存していることが確認できた。

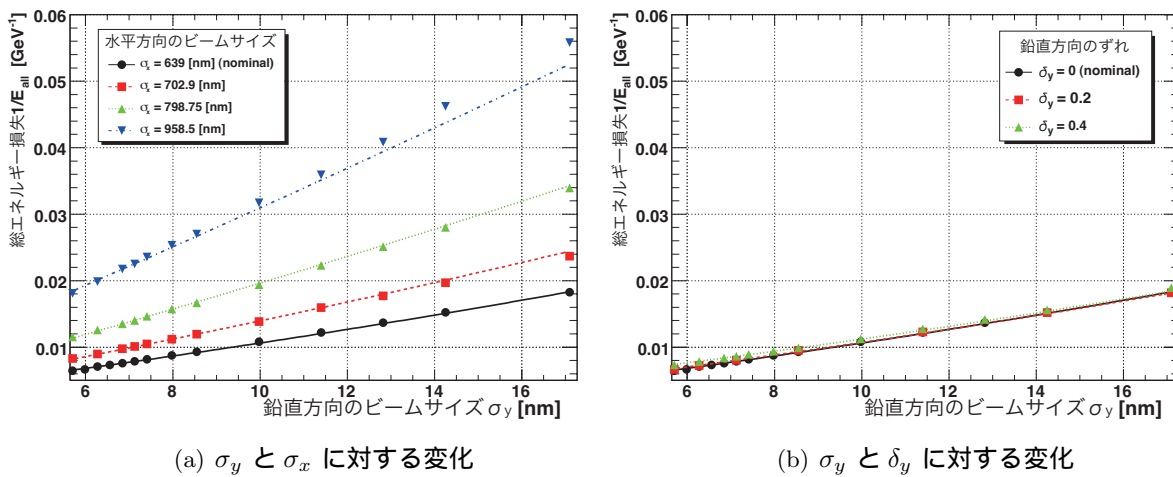


図 4.12: 総エネルギー損失の逆数 $1/E_{\text{all}}$ 。データは 50 パンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

4.4.2.2 平均半径 (R_{ave})

ペアモニタの最大半径 R_{max} に対応するものを考える。ペアモニタに倣って総エネルギー損失の 97.5 % を含む半径を測定変数と定義してしまうと、ペアモニタのセルサイズに比べて BeamCal のセルサイズが約 10 倍大きく、主にエネルギー損失している範囲 ($R \sim 7 \text{ cm}$) 内では動径方向にピクセルが 10 数個程度しかないため、測定することが難しい。そこで、セルごとのエネルギー損失に出射ビームパイプまでの距離 R の重みをつけて平均を取ったものを平均半径 R_{ave} と定義した (式 4.7)。

$$R_{\text{ave}} \equiv \frac{\sum R_i \times E_i}{\sum E_i} \quad (4.7)$$

E_i は i 番目のセルのエネルギー損失、 R_i は i 番目のセルと出射ビームパイプの距離である。ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、平均半径 R_{ave} がどのように変化するかを調べた (図 4.13)。図から、平均半径は最大半径と同様に σ_x に大きく依存していることが確認できた。

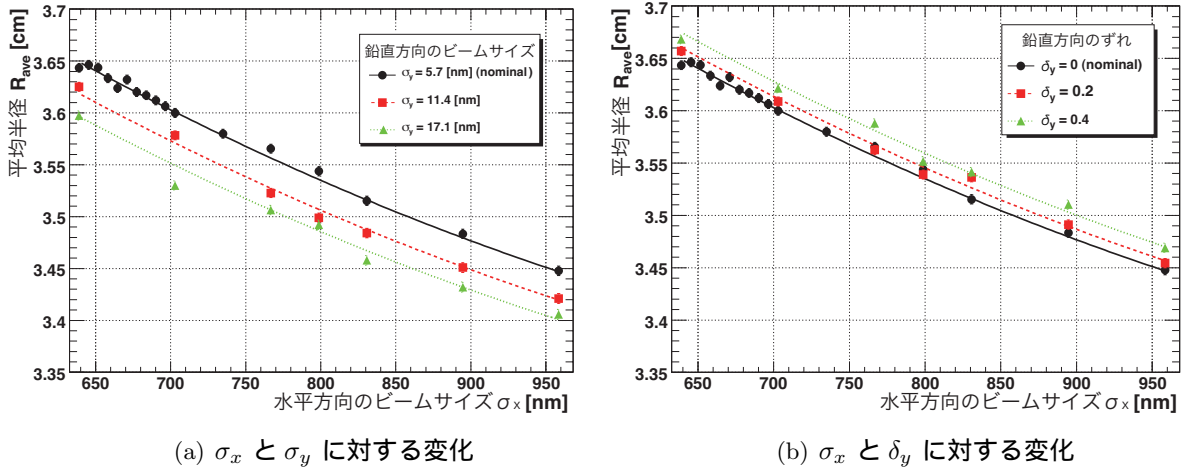


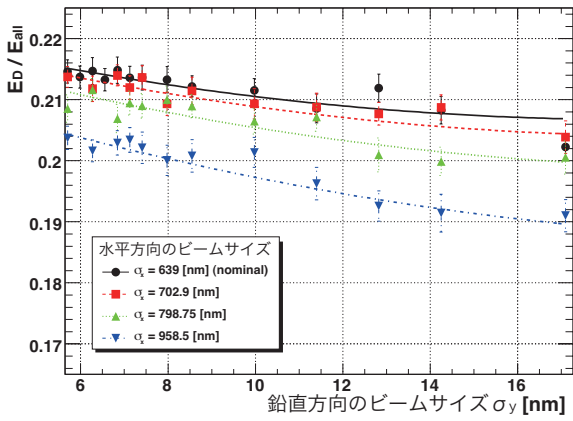
図 4.13: 平均半径 R_{ave} 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

4.4.2.3 エネルギー損失の比 (E_D/E_{all} , E_U/E_D)

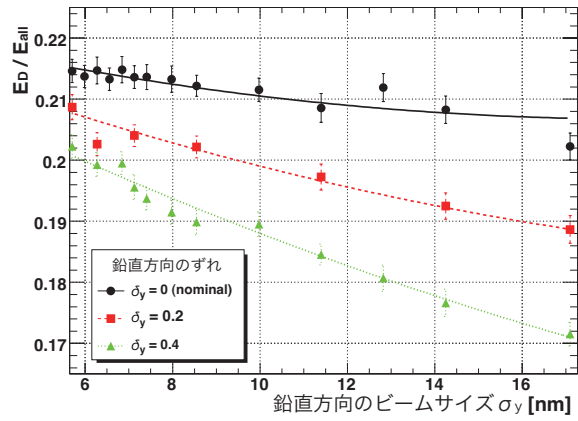
ペアモニタと同様の考えのもと、領域 d, D, U を用いてエネルギー損失の比を定義したいが、ここでもセルサイズの違いが問題になる。ペアモニタでは動径方向の領域を最大半径 R_{max} を用いて決めていたが、BeamCal のセルサイズが大きい最大半径、もしくは平均半径に従って領域を決めることが難しい。そのため、領域 d, D, U (式 4.5, 4.6) の動径方向の条件を省いた領域を考える。動径方向の条件を省くと領域 d と領域 D は同一のものになる。

$$\begin{aligned} \text{領域 } d, D & \left\{ \begin{array}{l} \pi: -\pi < \phi < -2.0 \text{ または } 2.8 < \phi < \pi \end{array} \right. \\ \text{領域 } U & \left\{ \begin{array}{l} \pi: 0.8 < \phi < 1.6 \end{array} \right. \end{aligned} \quad (4.8)$$

そして、領域 D, U から 2 つのエネルギー損失の比 E_D/E_{all} と E_U/E_D を定義した。ビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を変化させた時に、2 つのエネルギー損失の比がどのように変化するかを調べた (図 4.14, 4.15)。図 4.14 から、 E_D/E_{all} は σ_y が大きくなる程、わずかに減少していることが確認できた。しかし、動径方向の条件が使えなくなってしまう影響のため、ペアモニタのヒット分布の比 N_d/N_{all} に比べて変化量が小さくなってしまっている。図 4.15 から、 E_U/E_D は δ_y が大きくなる程、増加していることが確認できた。こちらは、動径方向の条件にほとんど関係していないため、ペアモニタのヒット分布の比 N_U/N_D と同様の変化をしている。

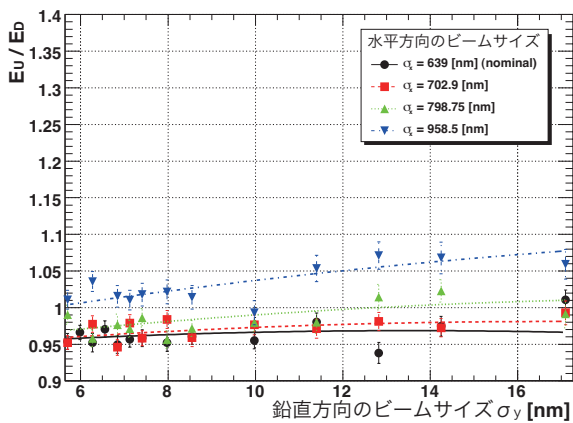


(a) σ_y と σ_x に対する変化

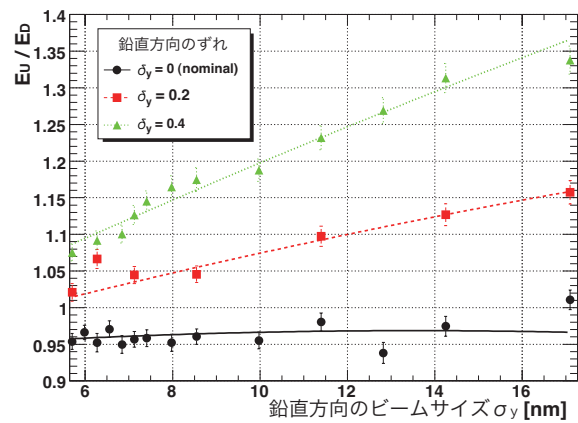


(b) σ_y と δ_y に対する変化

図 4.14: E_D/E_{all} 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。



(a) σ_y と σ_x に対する変化



(b) σ_y と δ_y に対する変化

図 4.15: E_U/E_D 。データは 50 バンチ分。3 変数 ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の 2 次までのテイラー級数でフィットした。

4.5 ビームパラメータの再構成

ペアモニタと BeamCal から、それぞれ 4 つの測定変数を定義した (表 4.3)。

表 4.3: 定義した測定変数

ペアモニタ	BeamCal	
$1/N_{\text{all}}$	$1/E_{\text{all}}$	} ルミノシティに着目
R_{max}	R_{ave}	
$N_{\text{d}}/N_{\text{all}}$	$E_{\text{D}}/E_{\text{all}}$	} 散乱の大きさに着目
$N_{\text{U}}/N_{\text{D}}$	$E_{\text{U}}/E_{\text{D}}$	
		} 散乱の方向に着目

これらの測定変数を用いてビームパラメータを再構成して、以下の 3 つの場合についてビームパラメータの再構成精度を比較した。

- ペアモニタの測定変数のみを用いて再構成
- BeamCal の測定変数のみを用いて再構成
- ペアモニタと BeamCal の全ての測定変数を用いて再構成

以下では、ペアモニタの測定変数のみを用いてビームパラメータを再構成する手順を具体的に述べる。

まず最初に、式 (4.2) の測定変数にペアモニタから定義された 4 つの測定変数を代入する。

$$\Delta \vec{m} = (\Delta 1/N_{\text{all}}, \Delta R_{\text{max}}, \Delta N_{\text{d}}/N_{\text{all}}, \Delta N_{\text{U}}/N_{\text{D}}) \quad (4.9)$$

また、測定するビームパラメータにビームのサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を代入する。

$$\Delta \vec{\sigma} = (\Delta \sigma_y, \Delta \sigma_x, \Delta \delta_y) \quad (4.10)$$

そして、2 次までのテイラー展開を考えると、以下のようになる。

$$\begin{pmatrix} w_1 \cdot \Delta 1/N_{\text{all}} \\ w_2 \cdot \Delta R_{\text{max}} \\ w_3 \cdot \Delta N_{\text{d}}/N_{\text{all}} \\ w_4 \cdot \Delta N_{\text{U}}/N_{\text{D}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_1 \cdot \frac{\partial 1/N_{\text{all}}}{\partial \sigma_y} & w_1 \cdot \frac{\partial 1/N_{\text{all}}}{\partial \sigma_x} & w_1 \cdot \frac{\partial 1/N_{\text{all}}}{\partial \delta_y} \\ w_2 \cdot \frac{\partial R_{\text{max}}}{\partial \sigma_y} & w_2 \cdot \frac{\partial R_{\text{max}}}{\partial \sigma_x} & w_2 \cdot \frac{\partial R_{\text{max}}}{\partial \delta_y} \\ w_3 \cdot \frac{\partial N_{\text{d}}/N_{\text{all}}}{\partial \sigma_y} & w_3 \cdot \frac{\partial N_{\text{d}}/N_{\text{all}}}{\partial \sigma_x} & w_3 \cdot \frac{\partial N_{\text{d}}/N_{\text{all}}}{\partial \delta_y} \\ w_4 \cdot \frac{\partial N_{\text{U}}/N_{\text{D}}}{\partial \sigma_y} & w_4 \cdot \frac{\partial N_{\text{U}}/N_{\text{D}}}{\partial \sigma_x} & w_4 \cdot \frac{\partial N_{\text{U}}/N_{\text{D}}}{\partial \delta_y} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta \sigma_y \\ \Delta \sigma_x \\ \Delta \delta_y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Delta \sigma_y \\ \Delta \sigma_x \\ \Delta \delta_y \end{pmatrix}^T \cdot (O(2)) \cdot \begin{pmatrix} \Delta \sigma_y \\ \Delta \sigma_x \\ \Delta \delta_y \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

それぞれの測定変数の規格化 (w_1, w_2, w_3, w_4) はそれぞれの測定変数の誤差が等しくなるようにした。この規格化は、測定変数間に相関がなければ、最小二乗法と同じになる。そして、式 (4.3) のように逆行列を掛けることにより、

$$\Delta \vec{p} = \left(A_1 + \Delta \vec{p}^T \cdot A_2 \right)^+ \cdot \Delta \vec{m} \quad (4.12)$$

となる。テイラー展開の係数 A_1, A_2 は、測定変数をビームパラメータ ($\sigma_y, \sigma_x, \delta_y$) の関数として 2 次までのテイラー級数でフィットすることにより決めることができ、測定変数 $\Delta \vec{m}$ は測定することができる。しかし、ビームパラメータ $\Delta \vec{p}$ が右辺に残っているので、単純に求めることはできない。そのため、以下の手順を行うことでビームパラメータを求める。

- (1) テイラー級数の 2 次の係数を含むテンソル A_2 を 0 として、1 次のテイラー級数によってビームパラメータ p_1 を求める。

$$\Delta \vec{p}_1 = A_1^+ \cdot \Delta \vec{m} \quad (4.13)$$

- (2) 1 次のテイラー級数により再構成されたビームパラメータ p_1 を右辺に代入して、もう一度、ビームパラメータ p_2 を再構成する。

$$\Delta \vec{p}_2 = \left[A_1 + \Delta \vec{p}_1^T A_2 \right]^+ \cdot \Delta \vec{m} \quad (4.14)$$

- (n) 同様の手順を再構成されるビームパラメータの値が安定条件 (式 4.16) を満たすまで繰り返し、安定した値を最終的なビームパラメータの値とする。

$$\Delta \vec{p}_n = \left[A_1 + \Delta \vec{p}_{n-1}^T A_2 \right]^+ \cdot \Delta \vec{m} \quad (4.15)$$

$$\frac{(\Delta \vec{p}_n - \Delta \vec{p}_{n-1})}{\Delta \vec{p}_n} < 0.01 \quad (4.16)$$

4.6 ビームパラメータの再構成結果

50 バンチ分のデータを用いてテイラー展開の係数を決めるフィッティングを行い、統計的に独立な 50 バンチ分のデータからビームパラメータを再構成した結果を示す (図 4.16)。なお、ビームパラメータの変化領域は以下の範囲で考えた。

$$5.7 \text{ nm (nominal)} \leq \sigma_y \leq 17.1 \text{ nm} \quad (4.17)$$

$$639 \text{ nm (nominal)} \leq \sigma_x \leq 958.5 \text{ nm} \quad (4.18)$$

$$0 \text{ (nominal)} \leq \delta_y \leq 0.4 \quad (4.19)$$

$$(4.20)$$

また、ビームサイズ (σ_x, σ_y) とビームのずれ (δ_y) の再構成精度はそれぞれ以下のように定義している。

$$\text{ビームサイズの再構成精度 [\%]} = 100 \times \frac{\sigma_{x,y}^{Rec} - \sigma_{x,y}^{MC}}{\sigma_{x,y}^{MC}} \quad (4.21)$$

$$\text{ビームのずれの再構成精度 [\%]} = 100 \times (\delta_y^{Rec} - \delta_y^{MC}) \quad (4.22)$$

図 4.16 から、3 つのビームパラメータがうまく再構成されていることが分かる。再構成精度を定量的に決めるために、再構成された全てのデータ点をその誤差棒のガウス分布で乱数を振って、ヒストグラムに詰め、 1σ (68 %) を含む幅を再構成精度とした(図 4.17)。結果として、以下のような再構成精度が得られた。

鉛直方向のビームサイズ (σ_y) : 9.9 %

水平方向のビームサイズ (σ_x) : 3.1 %

鉛直方向のずれ (δ_y) : 9.0 %

ILC のビームモニタとして要求されているビームパラメータの測定精度は 10 % なので、この結果からペアモニタが要求性能を満たしていることが確認できた。

同様に、BeamCal からの測定変数のみを用いた場合とペアモニタと BeamCal からの全ての測定変数を用いた場合でも再構成した。以下にそれぞれの測定精度を示す。

	ペアモニタのみ	BeamCal のみ	ペアモニタ + BeamCal
鉛直方向のビームサイズ (σ_y)	9.9%	17.1%	8.6%
水平方向のビームサイズ (σ_x)	3.1%	4.7%	2.8%
鉛直方向のずれ (δ_y)	9.0%	9.5%	7.4%

(4.23)

BeamCal からの情報を加えることで全てのビームパラメータにおいて再構成精度が良くなっていることが分かる。

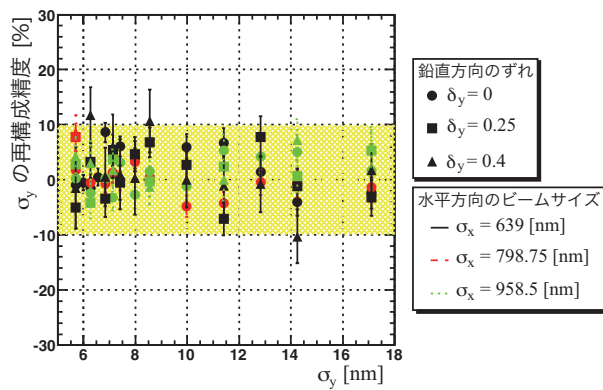
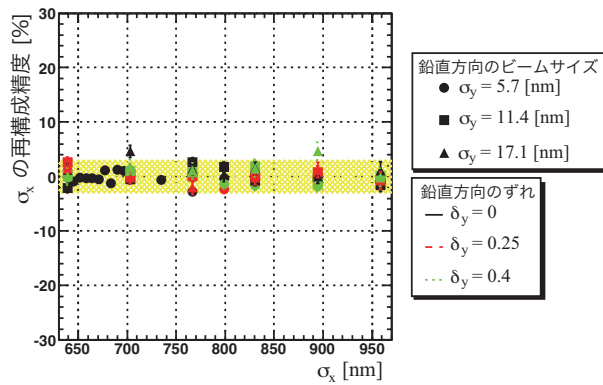
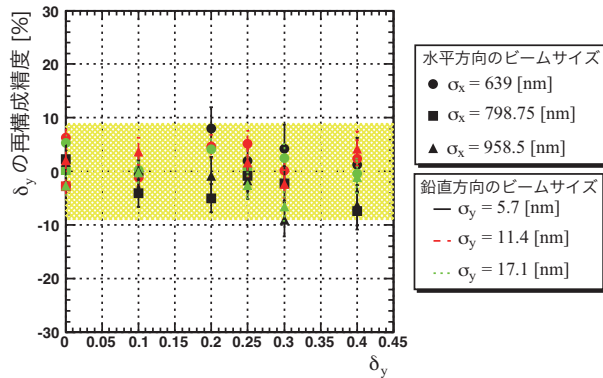
(a) 鉛直方向のビームサイズ σ_y の再構成結果(b) 水平方向のビームサイズ σ_x の再構成結果(c) 鉛直方向のずれ δ_y の再構成結果

図 4.16: ペアモニタの測定変数を用いたビームパラメータの再構成結果。図 (a) 中では“色”は水平方向のビームサイズ (σ_x) を表し、“マーカー”の種類は鉛直方向のずれ (δ_y) を表す。たとえば、赤色の三角印は“ $\sigma_x=798.75$ [nm], $\delta_y=0.4$ ”のビームを表す。

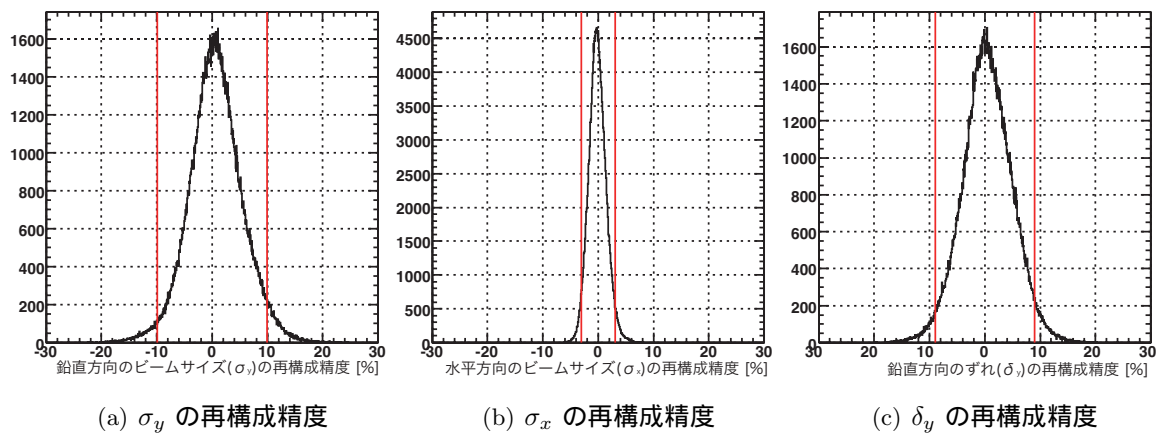


図 4.17: ペアモニタの測定変数を用いたビームパラメータの再構成精度。赤線が 1σ (68%) を含む幅。

第5章 ペアモニタのための読み出し回路への要求性能

4章において、ペアモニタは電子・陽電子ペアのヒット分布からビームサイズの測定を行うことができることが示された。しかし、ビームサイズ測定を行うには電子・陽電子のヒット分布が必要であり、そのためにはセンサーからの信号を処理する読み出し回路が必要である。そこで、ペアモニタのための読み出し回路の開発も並行して行った。本研究ではCMOSプロセスとSOI-CMOSプロセスの2つの異なる製造プロセスを用いて試作回路を製作し、動作試験及び性能評価を行った。そして、SOI-CMOSプロセスを用いた試作回路に対しては、放射線耐性試験も行った。なお、読み出し回路の開発はJAXA(宇宙航空研究開発機構)の池田博一氏に協力を依頼して、回路設計の原案は池田博一氏により行われた。

5.1 要求性能

5.1.1 位置分解能、時間分解能

ペアモニタ上のヒット分布を取得する上で、検出器の位置分解能と時間分解能は重要である。位置分解能が悪いと測定変数(最大半径 R_{\max} 、ヒット数の比 N_d/N_{all} , N_U/N_D など)の測定精度に影響する。また、時間分解能が悪いと、短い間隔でヒットした粒子を計数することができなくなり正しいヒット分布が得られない。位置分解能はピクセルサイズで、時間分解能はセンサーの電荷収集時間、読み出し回路の時間分解能によって決まる。十分な精度で測定変数の測定ができ、かつ、ピクセルあたりに飛んでくる電子・陽電子の数が1バンチ当たり1個程度の計数率になる $400\ \mu\text{m} \times 400\ \mu\text{m}$ をピクセルサイズとした。ILCのビーム構造は、2625個のバンチが約1msの長さのトレインを形成しており、トレインが5Hzで衝突する(図5.1)。またトレイン中のバンチは2.7MHz(369ns)間隔で衝突する。ペアモニタの設置位置は開発当初と現在とは異なっている。開発当初、ペアモニタはCH₂ Maskの手前に設置されていたが、現在では4章の図4.2のようにCH₂ Maskの後ろに設置されることになっている。現在の設置位置での計数率を求めると、1バンチ当たり1.4個と見積もられた。そのため、読み出し回路の時間分解能は3.8MHz($\sim 2.7 \times 1.4$)間隔で連続してくる信号を分離・区別できることが要求される。

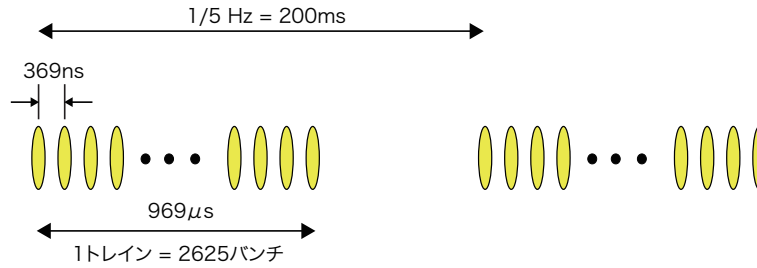


図 5.1: ILC 実験のビーム構造

5.1.2 雑音レベル

読み出し回路の雑音が大きいと、センサーから信号が来ていないのに計数してしまう誤動作の起こる可能性が増える。そのため、読み出し回路の雑音の大きさはセンサーからの典型的な信号の大きさにくらべて十分小さくなければいけない。ペアモニタのシリコンセンサーの厚さ L を $200 \mu\text{m}$ として、1 粒子が通過した時の典型的な信号の大きさを計算した。

$$\text{エネルギー損失 } E = \frac{\frac{dE}{dx} \cdot D \cdot L}{W} \quad (5.1)$$

$$= \frac{1.66 \times 10^3 \cdot 2.33 \cdot 0.02}{3.6} \quad (5.2)$$

$$= 2.1 \times 10^4 [e] \quad (5.3)$$

ここで、 D はシリコンの密度、 $\frac{dE}{dx}$ は最小の電離損失エネルギー、 W はシリコンが電子 1 個を遊離するのに必要なエネルギーである。1 粒子が通過した時の典型的な信号の大きさは約 20,000 電子と求められた。雑音レベルとしては、十分小さい 1000 電子以下であることを要求する。

5.1.3 放射線耐性

ペアモニタはビーム軸に近い位置に設置するため、大量の電子・陽電子にさらされる。そのため、検出器には高い放射線耐性が求められる。4 章のシミュレーションセットアップの下で、1 年間の稼働時間を 1.0×10^7 秒 (1 年の約 3 分の 1) として、ペアモニタと BeamCal の放射線量吸収量を見積もった (図 5.2)。セルサイズを $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$ として、最も放射線吸収量大きい値をプロットしている。ペアモニタは最大で 3.7 Mrad/year と見積もられた。ビームパイプに近いピクセルほど放射線吸収量が多いが、ビームパイプの近くにヒットする粒子は衝突点で大きく散乱されなかった粒子がほとんどである。そのため、ビームパイプに近いピクセルはビームサイズ測定を行う上では、あまり重要ではない。ビームパイプ周辺の領域を排除するなどの調整ができることを考慮すると、放射線耐性としては数 Mrad 程度あれば十分だと考えられる。

5.1.4 素早いビームサイズ測定

安定したビームを供給するためには、ビームサイズの測定結果を素早く加速器の運転にフィードバックできることが望ましい。そのため、ペアモニタはバンチトレインの長さ $969 \mu\text{m}$ を 16 等

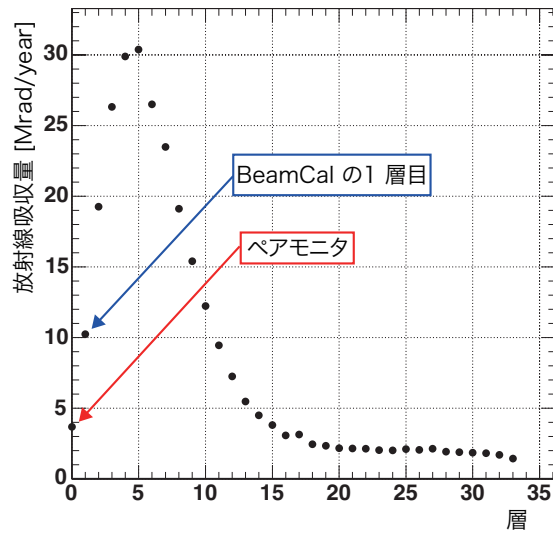


図 5.2: ペアモニタと BeamCal の 1 年間の放射線吸収量。ペアモニタは BeamCal の第 0 層目としてプロットしている。

分して、それぞれの時間間隔におけるヒット数を係数・保存して、次のトレインが来るまでの時間 (約 200 ms) に読み出す方法をとることにした。次のトレインが来るまでに解析を行い、ビーム情報を取得することで、次のビームトレインに対してフィードバックをすることができる。また、1 トレインを 16 分割してビームパラメータの測定を行うので、トレイン中のビームパラメータの変化も測定可能となる。

第6章 CMOS プロセスを用いた読み出し回路の開発

CMOS プロセスを用いてペアモニタのための読み出し回路を試作して、動作試験を行った。CMOS (Complementary Metal Oxide Semi-conductor) とは、電子をキャリアとする nMOSFET と、ホールをキャリアとする pMOSFET という2種類の電界効果トランジスタ (FET: Field Effect Transistor) を組み合わせて同一の基板上に形成したものである。消費電力が低いこと、集積度を高くできること、量産に適しており製造コストが比較的安価であること、など従来のバイポーラプロセスに比べ優位な点が知られている。

6.1 試作回路の構成

試作したチップの回路構成を図 6.1 に示す [15]。6×6 で配置された読み出しピクセル (CELLA) の周りに、読み出しピクセルを結合して1つの集積回路として動作させるためのグルー回路¹が配置されている。以下では、グルー回路と、読み出し回路について述べる。

6.1.1 グルー回路

グルー回路は CAPO, CAPB, CAPXY, CAPT, CAPL から構成される。

アナログ入力信号

CAPO はアナログ信号を統括しており、バイアス電圧を生成するためのバイアス電流、コンパレータのしきい値やテストパルスの電圧を設定するアナログ信号が入力される (表 6.1)。CAPO から入力された信号は、CAPB を通して読み出しピクセルに伝達される。CAPB では CAPO で生成されたバイアス電圧から、回路に必要な全てのバイアス電圧を生成している。

デジタル入力信号

CAPXY はデジタル信号を統括しており、ピクセル選択のための信号、波形観測地点選択のための信号、読み出し・書き込みカウントレジスタを指定するための信号など、回路の動作を設定するためのデジタル信号が入力される (表 6.2)。入力されたデジタル信号は、CAPL を通して読み出しピクセルに伝達される。

¹主たる回路ブロック間のインターフェース等に用いられる補助的な回路であって、あたかも紙細工の糊しろのように見えるところからこの名前がつけられた。

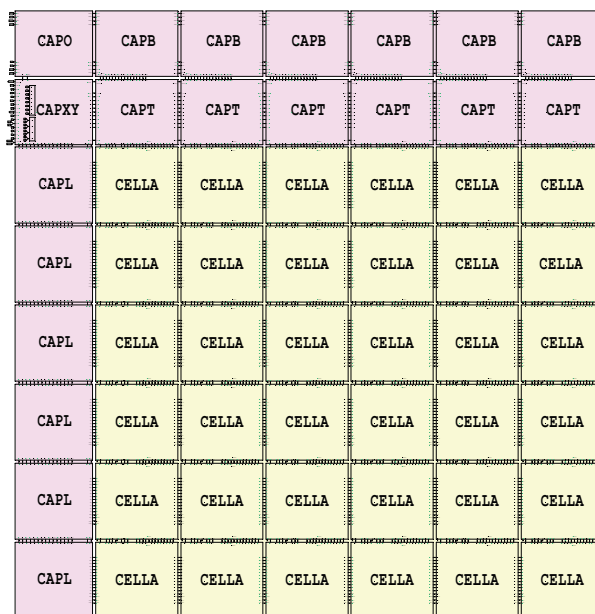


図 6.1: チップの全体図

表 6.1: アナログ入力信号

信号名	役割
PRREF, TMREF, GNREF, FBREF	基準電圧生成のためのバイアス電流 (設計値 : 100 μ A)
VTHA, VTHB	コンパレータのしきい値電圧
TPDC0, TPDC1	テストパルスの電圧

表 6.2: デジタル入力信号

信号名	役割	規格
XSEL, XCK, YSEL, YCK	ピクセル選択	TTL
RST	デジタル回路部のリセット信号	TTL
DIN, WCK, WR, INIT	テストパルスの出力許可信号の生成 及び波形観測地点の選択	TTL
ENB0, ENB1	テストパルスの出力許可信号	LVDS
R0, R1, R2, R3	読み出しカウントレジスタの指定	TTL
W00, W01, W10, W11, W20, W21, W30, W31	書き込みカウントレジスタの指定	LVDS
TPEXC0, TPEXC1	テストパルスの電圧切り替え信号	LVDS

ピクセル選択シフトレジスタ

ピクセル選択シフトレジスタの役割は 36 個の読み出しピクセルから 1 個の読み出しピクセルを指定することである。読み出し回路からヒット数を読み出す時には、36 個のピクセルから 1 個ずつピクセルを指定していき、順番に読み出していく。ピクセル選択シフトレジスタは CAPXY, CAPT, CAPL に含まれており、CAPXY と CAPT のシフトレジスタにより選択する列を、CAPXY と CAPL のシフトレジスタにより選択する行を指定する。そして、36 個のピクセルから選択されている行かつ列にある、1 個のピクセルが指定される。ピクセル選択シフトレジスタの内部構成を図 6.2 に示す。ピクセル選択シフトレジスタは XCK, XSEL の信号によって、XSELP, XSELQ の信号の値が変わる。XSELQ が High の時に、その列が選択されている状態を示す。XSEL が High になると D-フリップフロップ (D-FF) にリセットがされるため XSELQ も High になり、その列が選択された状態になる。XSEL が High の状態でクロック信号 (XCK) が入力されると、XSELQ が Low になり、XSELP が High になる。XSELP は次の列の XSEL に繋がっている。そのため、今までの列が選択されていた状態が解除され、次の列が選択された状態に移る。つまり、クロック信号 (XCK) を入力するたびに選択している列が次の列に移っていくようになっている。同様のシフトレジスタが CAPL, CAPXY に含まれており、X, Y 方向のクロック (XCK, YCK) が入力されるたびに選択されている行、列が次の行、列に移る。そして、選択している行と列を指定することにより、36 個のピクセルから 1 つのピクセルを選択できる。

その他

CAPT (図 6.2) はピクセル選択シフトレジスタのほかに、テストパルスの生成回路、モニタ出力、ヒット数出力から構成される。テストパルス生成回路は TPXEC が High の時、TPQ = TPDC1 の電位になり、TPEXEC が Low の時、TPQ = TPDC0 の電位になる。つまり、TPEXEC の信号を上げ下げさせることで、設定した電圧 TPDC1, TPDC0 の電位差のテストパルスが作られる。モニタ出力は読み出し回路の増幅信号をが通るラインで、ヒット数出力は読み出し回路からヒット数読み出す時にヒット数のデータ信号が通るラインである。テストパルス生成回路、モニタ出力、ヒット数出力は、その列が選択されている (XSELQ=High) 状態でのみ動作するようになっているため、選択されている読み出し回路からの信号だけを通す。

6.1.2 読み出しピクセル (CELLA)

読み出しピクセル (CELLA) の内部構成を図 6.3 に示す。読み出しピクセルはアナログ回路部とデジタル回路部から構成される。アナログ回路部の役割は、検出器からの電気信号を増幅し、しきい値電圧以上の増幅信号をデジタル化してデジタル回路部へ送ることであり、デジタル回路部の役割は、アナログ回路部から送られてきたデジタル信号をカウントして、保存することである。以下では、アナログ回路とデジタル回路について説明する。

6.1.2.1 アナログ回路

アナログ回路はアナログ制御回路とモニタ信号選択回路と CHAIN1 回路から構成される。アナログ制御回路は外部からの入力信号に従って、波形観測点を選択するための信号、ピクセルの選

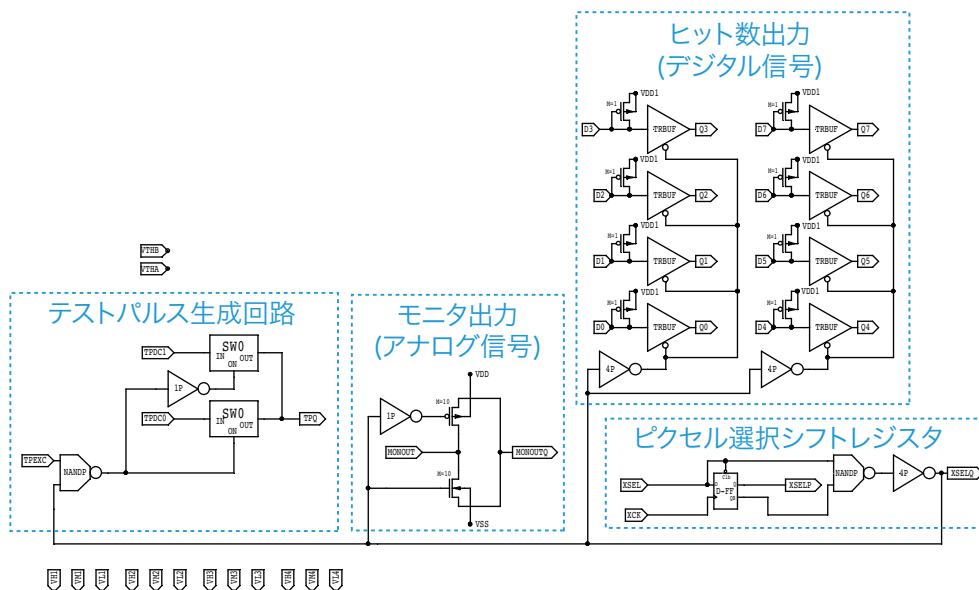


図 6.2: CAPT の内部構成

択・非選択を表す信号、テストパルスの出力を許可する信号を出力する。モニタ信号選択回路はピクセルが選択されている場合、波形観測点を選択するための信号によって指定された地点の信号を出力する。CHAIN1 回路は検出器からの電気信号を増幅器により増幅して、設定したコンパレータのしきい値電圧以上の増幅信号のみをデジタル信号に変換する。以下では CHAIN1 回路について説明する。CHAIN1 回路はスイッチ回路、前置増幅器、差動増幅器、コンパレータから構成される (図 6.4)。

スイッチ回路

スイッチ回路はテストパルスの出力許可信号が High の状態の時、前置増幅器にテストパルスを通す。テストパルスの電圧 V はコンデンサにより、電荷量 $Q (= C\Delta V)$ が入力されることになる。また、AIN はセンサーと接続するためのボンディングパッドと繋がっており、センサーと接続している場合、ここから検出器の信号が入力される。検出器のエネルギー損失を E [eV] とすると、入力電荷は、

$$Q = \frac{eE}{W} \quad (6.1)$$

となる。ここで、 e は電気素量 1.6×10^{-19} C、 W は電子 1 個を遊離させるのに必要なエネルギーであり、シリコン検出器では 3.6 eV である。今回は 36 ピクセル中 6 ピクセルだけ、パッケージの端子と接続して、外部から信号を入力できるようにした。接続したピクセルを用いて、動作試験でピンフォトダイオードによる信号入力を試みた (6.4.5 章)。

前置増幅器

前置増幅器は入力された電荷を帰還容量で積分し、電圧に変換して出力するための回路であり、反転型の増幅要素 (PrC2)、帰還容量、直流帰還回路 (FB4)、ソースフォロワ回路から構成される。

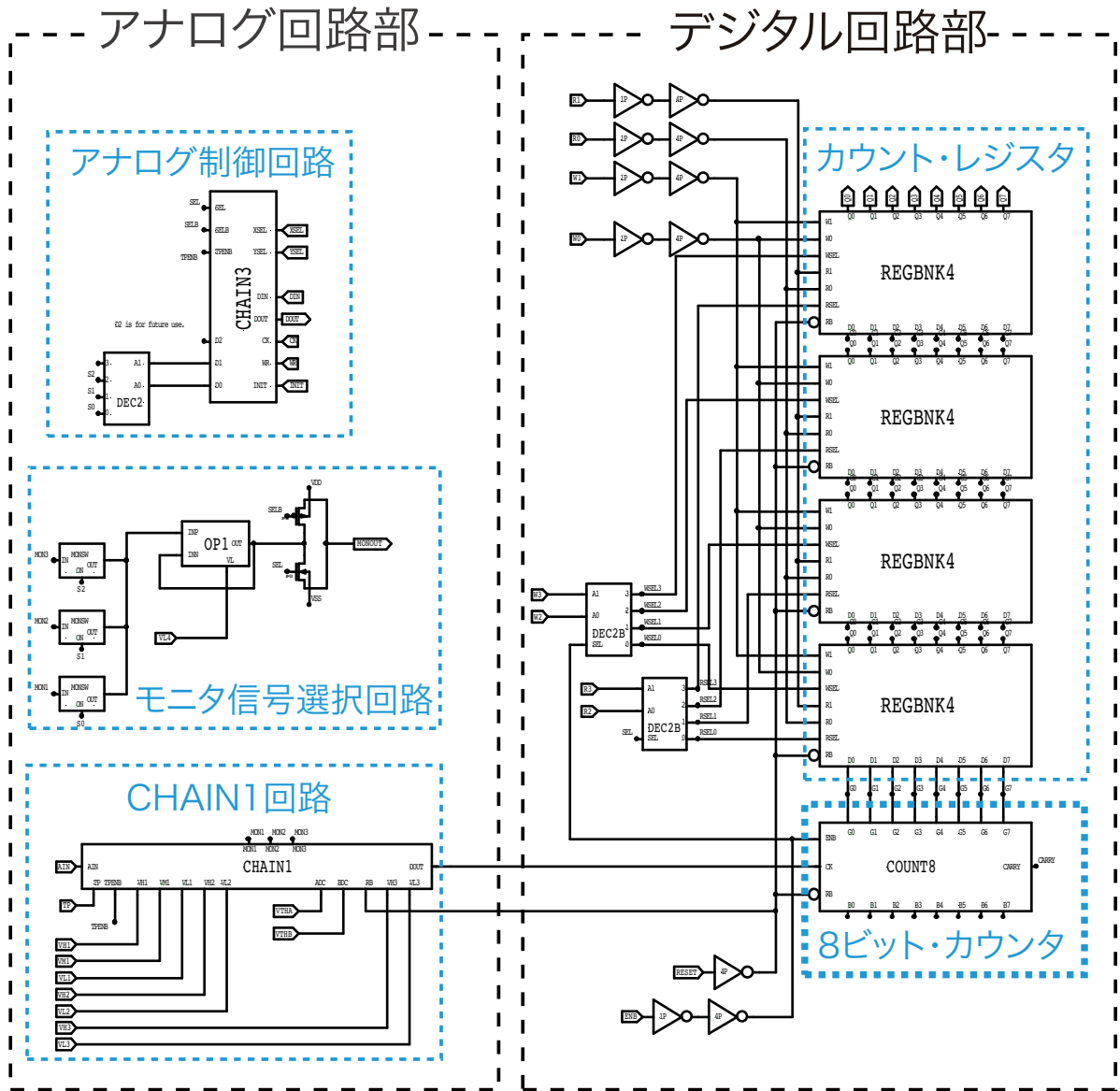


図 6.3: 読み出しピクセル (CELLA) の全体図

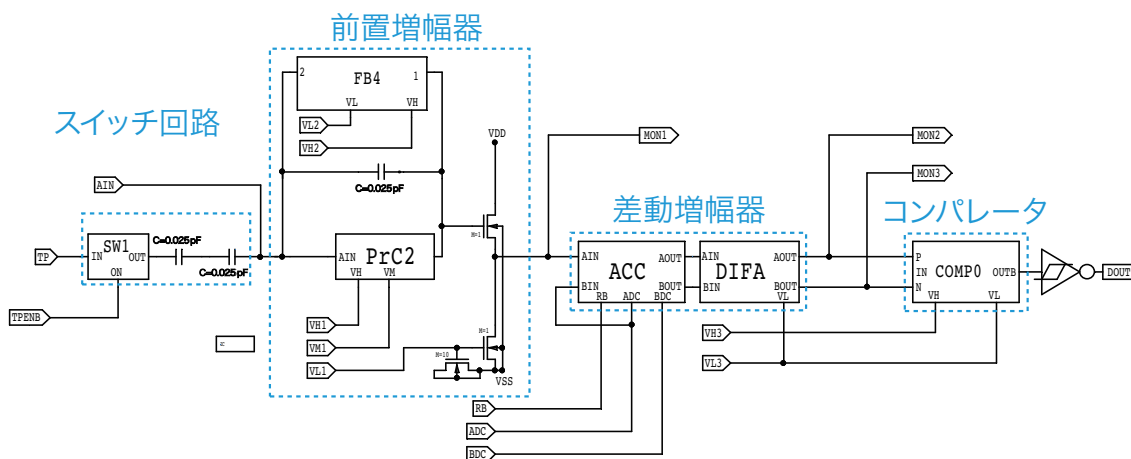


図 6.4: CHAIN1 回路 の内部構成

増幅要素 (PrC2) の入力トランジスタはソース接地の NMOS トランジスタを採用している。ソース電位 (GND) からの雑音の混入は、増幅器を deep-N-well 上に構成することで防止している。帰還容量に蓄えられた電荷は並列に接続された直流帰還回路 (FB4) により放電される。直流帰還回路 (FB4) は大きな信号に対しては、その放電電流が飽和するため、信号は線形的にベースラインに戻る。そのため信号波形の幅は入力電荷に比例することが特徴である。前置増幅器の出力部分には出カインピーダンスを小さくするため、ソースフォロワ回路を配置している。

差動増幅器及びコンパレータ

差動増幅器は前置増幅器の出力と AC 結合していて、シングルエンド信号から差動信号に変換される。ベースラインは外部信号 (ADC,BDC) により設定することができる。コンパレータは、差動信号の信号が交差した時にヒット信号を出力するため、差動信号のベースラインの差がコンパレータのしきい値になる。

モニタ出力ライン

前置増幅器と差動増幅器の直後には増幅信号を観測するためのモニター出力ライン (MON1, MON2, MON3) が用意されている。

6.1.2.2 デジタル回路

デジタル回路は 8 ビット・カウンタと 16 個のカウントレジスタから構成される。

8 ビット・カウンタ

8 ビット・カウンタはアナログ回路部から送られてくる信号を計数する。計数にはグレイコードを用いている。通常のバイナリ・コードでは、カウントの値が 1 増加するときに複数のビットが変化する場合が出てくるが、グレイコードは必ず 1 ビットしか変化しないようになっている (表 6.3)。

表 6.3: バイナリコードとグレイコードのカウンタビットの動き

10 進数	バイナリコード	グレイコード
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100

そのため、カウンタ・ビットの変化と同時にカウントレジスタがカウンタの値を読んだ場合、バイナリ・コードでは大きな読み間違いが起きてしまう可能性があるが、グレイコードでの読み間違いは高々1に抑えることができる。

カウントレジスタ

カウントレジスタはカウンタで計数された値を保存する。ペアモニタは1トレインを16等分して、それぞれの時間間隔のヒット数を計数するため、それぞれの時間間隔のカウンタの値を保存する16個のカウントレジスタがある。そして、カウンタの値の保存先を指定するためのデコーダと、読み出すカウントレジスタを指定するためのデコーダがある。ビーム1トレインが衝突している間にカウンタの保存先を切り替えていくことで、それぞれの時間間隔におけるヒット数を保存でき、次のトレインが来るまでに16個のカウントレジスタを1つずつ順番に読み出していく。

6.2 チップの製作及び試験基板の設計・製作

池田博一氏による設計原案に回路シミュレーション及び回路修正を行い、実際に回路を試作した。レイアウト設計は(株)デジアン・テクノロジー社 [16] に依頼し、回路の製作はMOSIS社 [17] に依頼した。製作したチップの仕様を表 6.4 に示す。製作されたチップは、動作試験のためにPGA(Pin Grid Array)の144pinでパッケージングした(図 6.5)。PGAはパッケージの裏面に入出力用のピンが剣山のように格子状に並んでいる構造をしている。動作試験のための試験基板を設計し、製作は有限会社ジー・エヌ・ディー [18] に依頼した(図 6.6、付録 B)。

6.3 実験セットアップ

図 6.7 に実験のセットアップを示す。チップへの電源供給ラインはアナログ系(AVDD, AGND)とデジタル系(DVDD, DGND)の2系統に分割されており、デジタル系からアナログ系への信号

表 6.4: チップの基本仕様

プロセス	TSMC 0.25 μm CMOS プロセス
オプション	deep-nwell、5層メタル、MIM
チップサイズ	4 mm \times 4 mm
ピクセルサイズ	400 μm \times 400 μm
電源電圧	2.5 V (VDD=2.5 V, GND=0 V)
試験パッケージ	144 pin PGA

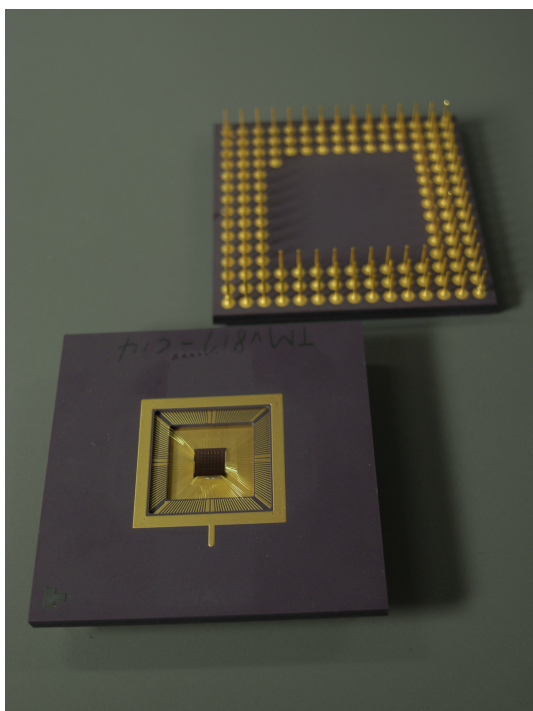


図 6.5: パッケージされたチップの外観図

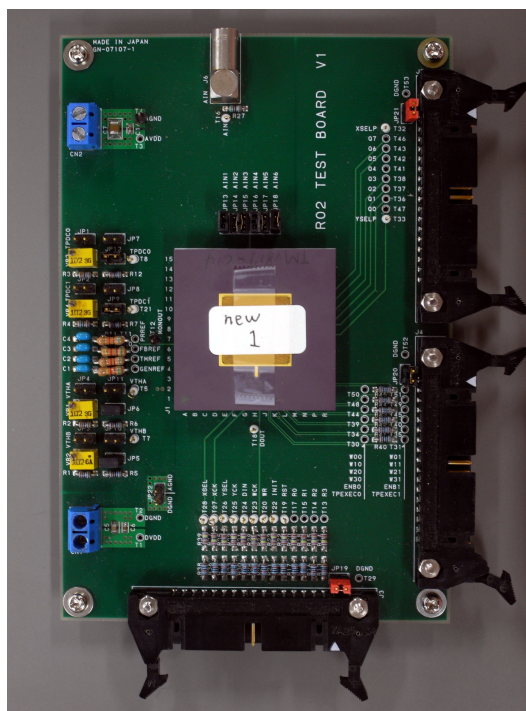


図 6.6: 動作試験のための試験基板

の干渉を防いでいる。バイアス電流 (PRREF, FBREF, TMREF, GENREF)、コンパレータのしきい値電圧 (VTHA, VTHB) 及びテストパルスの電圧 (TPDC0, TPDC1) の設定は試験基板上に設置された可変抵抗を用いて行う。バイアス電流は $109 \mu\text{A}$ に設定して、試験を行った。チップの制御と読み出しには KEK-VME GPIO ボード (GNV-250) を使用した。テストパルスに関する信号とカウントレジスタの設定などの信号は TTL 信号から LVDS 信号に変換されてチップに入力されている。GPIO ボードには FPGA(Field Programmable Gate Array) が搭載されており、チップの動作試験に必要な回路を VHDL プログラムによって FPGA に実装した。ヒット数の読み出しを行う際に、カウントレジスタから読みだしたデータ (Q0~Q7) は一度 FPGA に実装した FIFO に格納し、全てのカウントレジスタのヒット数を FIFO に格納した後で、PC へデータ転送するようにした。

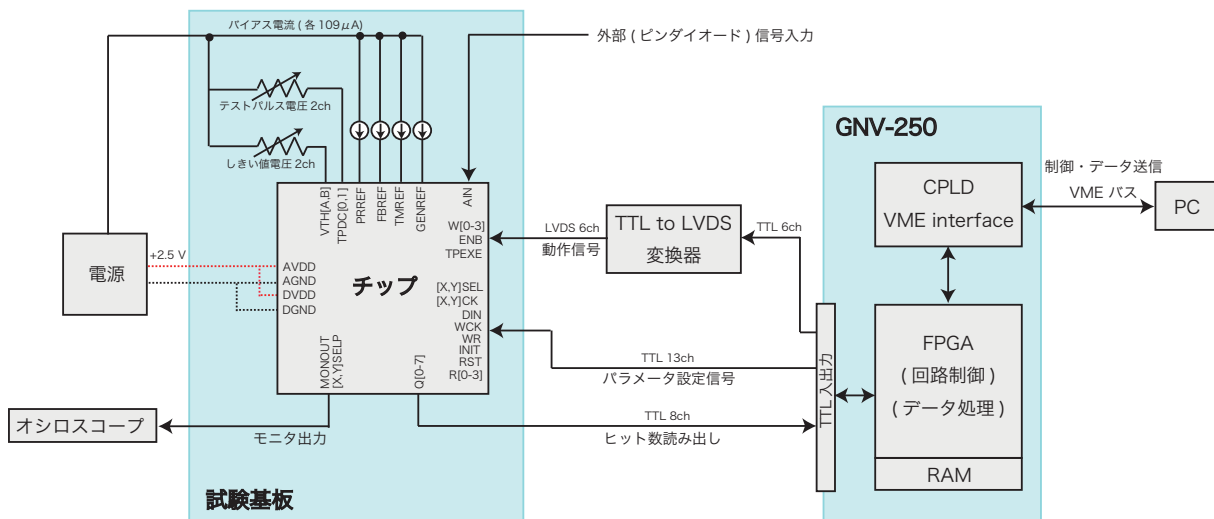


図 6.7: CMOS プロセスを用いた試作回路用の実験セットアップ

6.4 動作試験及び性能評価

試作されたチップに対して以下の動作試験及び性能評価を行った。

- 回路ブロック (ピクセル選択レジスタ、増幅器、カウンタ) ごとの動作確認。
- 要求されている計数率でのヒット数の読み出し。
- 外部 (ピンフォトダイオード) からの信号に対する増幅信号の確認及びヒット数の読み出し。
- 雑音評価

以下ではそれぞれの試験結果を述べる。

6.4.1 ピクセル選択シフトレジスタの動作確認

チップは読み出しピクセル (CELLA) が 6×6 のアレイ状に並ぶ構造をしているので、1つの読み出しピクセルを選択するためには X 方向、Y 方向のピクセル選択シフトレジスタを動作させなければいけない。X 方向のピクセル選択シフトレジスタは CAPXY と CAPT で構成され、読み出しピクセルの列を選択する機能を持つ。同様に Y 方向のピクセル選択シフトレジスタは CAPXY と CAPL で構成され、CELLA の行を選択する機能を持つ。XSEL 信号を High にした状態で、XCK 信号を入力すると XCK 信号が入力されるたびにピクセルの列を選択するための選択信号が隣の回路に移っていく (図 6.8)。ピクセルは 6 列に並んでいるので、XCK 信号を 7 発入力すると選択信号がチップの外に出力されることになる。この信号をオシロスコープで確認することにより、シフトレジスタの動作確認を行った (図 6.9)。クロック (XCK) の 7 発目で選択信号 (XSELP) が立ち上がっていることが確認できた。Y 方向のピクセル選択シフトレジスタにおいても、同様の結果を得た。以上から、ピクセル選択シフトレジスタが設計通り動作し、ピクセルを選択できていることが確認できた。

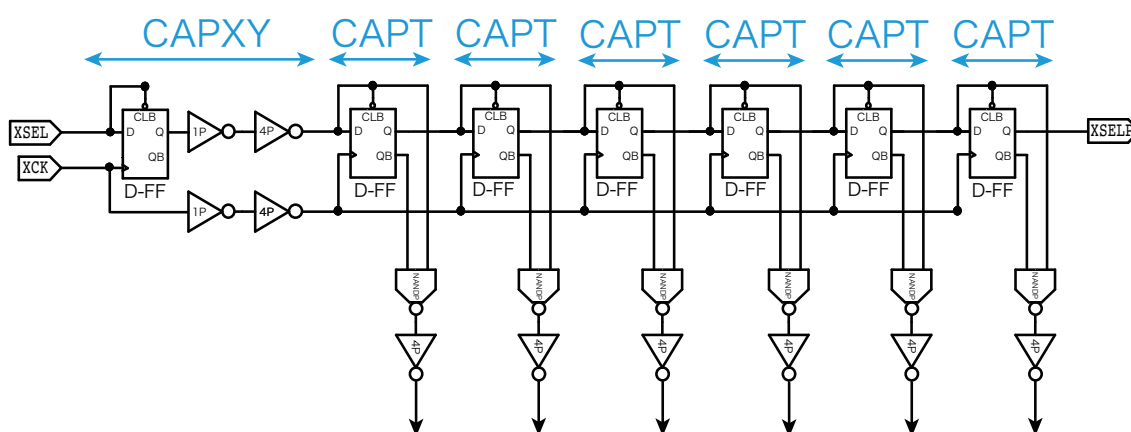


図 6.8: ピクセル選択シフトレジスタの全体図

6.4.2 前置増幅器及び差動増幅器の出力確認

1つのピクセルを選択して、そのピクセルの前置増幅器及び差動増幅器の出力を確認した。20,000 電子相当のテストパルスを入力して、前置増幅器、差動増幅器の直後のモニターライン (MON1, MON2, MON3) により増幅信号の観測を行った (図 6.10)。なお、モニターラインは一度に 1か所の信号しか出力できないため、差動信号の 2つのモニタ (MON2, MON3) の信号は片方をオシロスコープに保存させておき、重ねて表示している。図から、全てのモニターラインにおいて増幅信号が出力されていることを確認した。

次に、増幅信号の線形性を確認した。前置増幅器の直流帰還回路が大きな信号に対して放電流が飽和して、信号が線形的にベースラインに戻るため、信号波形の幅は入力電荷に比例する。そのため、差動増幅器の出力において、2つの信号が交差している時間 TOT (Time-Over-Threshold) を入力電荷量を変えて測定した (図 6.11)。なお、差動増幅器のベースラインは 6,000 電子のテス

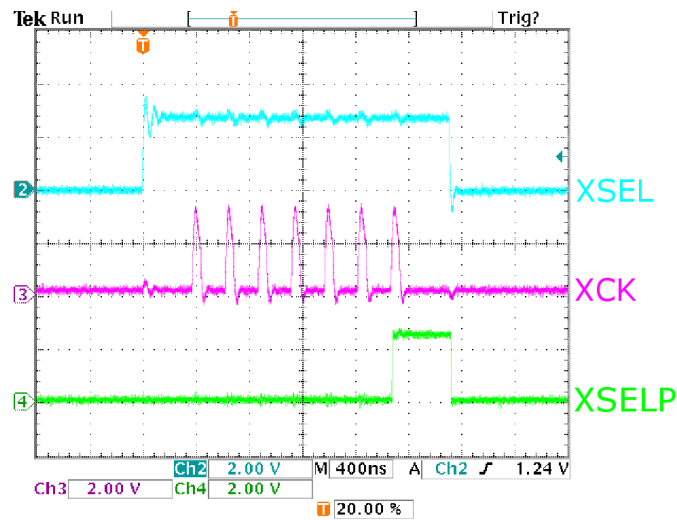


図 6.9: ピクセル選択シフトレジスタの動作確認

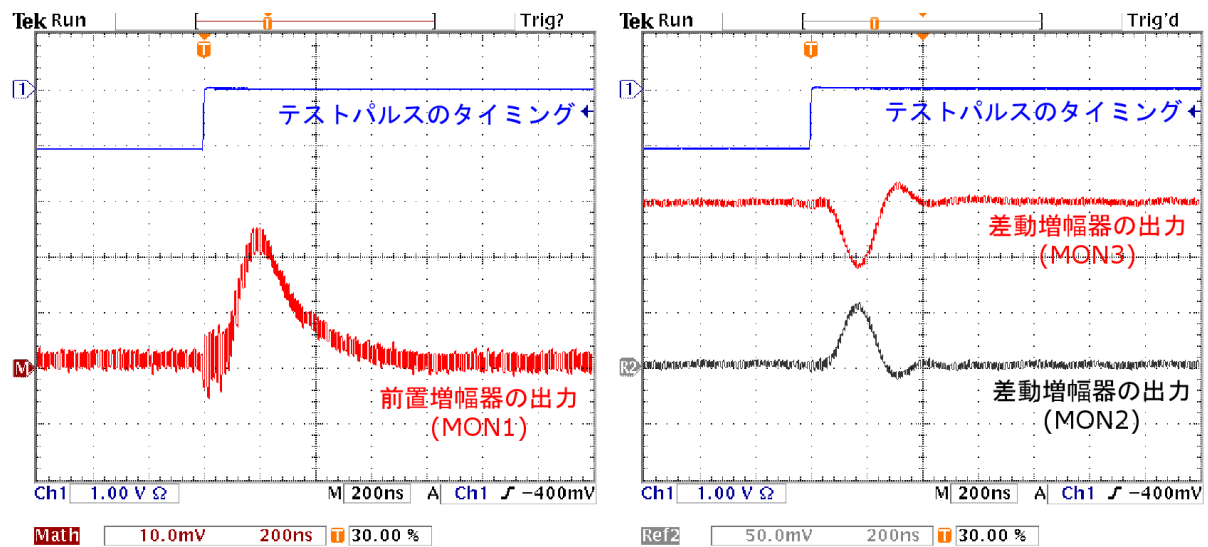


図 6.10: 20,000 電子のテストパルスを入力した時の増幅器出力。
 (左) 前置増幅器の出力。MON1 のベース電圧 (422 mV) を差し引いて表示。
 (右) 差動増幅器の出力。MON2 のベース電圧 (1.13 V) を差し引いて表示。

トパルスを入力したときに差動増幅器の2つの信号が交差し始めるように設定した。12,500 電子から、44,000 電子の範囲で、入力電子数と TOT の間の比例係数は 6.1×10^{-3} [ns/e] で、直線からのずれは 12 ns 以内である。

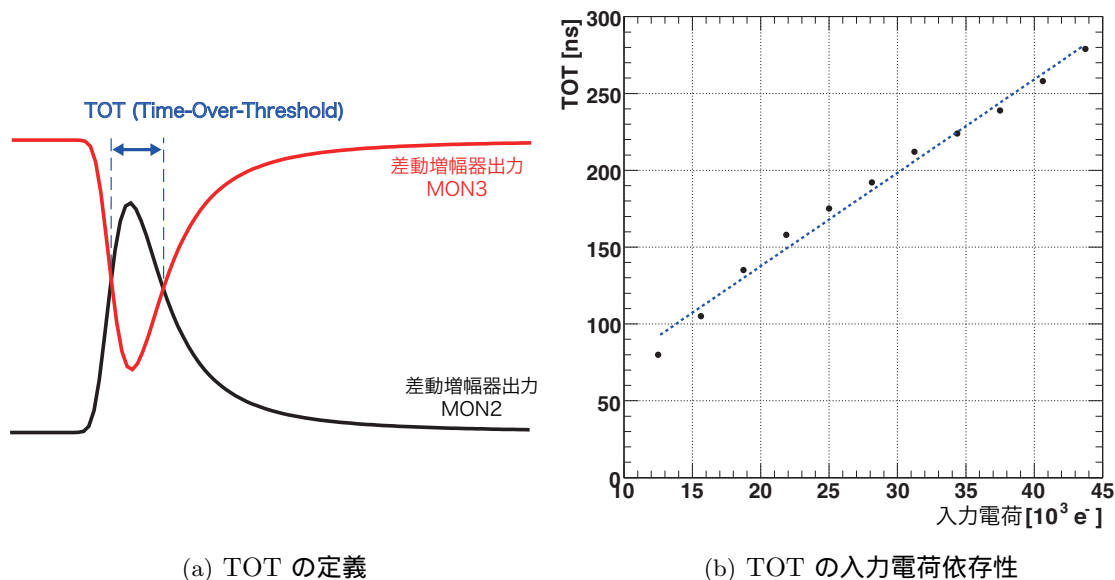


図 6.11: TOT(Time-Over-Threshold)

6.4.3 8 ビット・カウンタの動作確認

増幅信号を確認することができたので、次にカウンタの動作を確認した。コンパレータのしきい値を適当に設定して、カウンタのビットがテストパルスのタイミングでカウントできているかを確認した(図 6.12)。テストパルスが入力されるたびに、グレイコードに従ってカウンタのビットが 8 ビットの最大値 255 まで正常に動作していることが確認できた。しかし、カウンタの値が最大値 255 になった後の動作において、問題があることが判明した。以下のように、カウンタの値が最大値 255 になった後、次のカウントで 0 には戻らず、255 のままで変化せず、さらに次のカウントから 1 ずつ値が減っていく動作が確認された。

$$0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow \dots \rightarrow 253 \rightarrow 254 \rightarrow 255 \rightarrow 255 \rightarrow 254 \rightarrow 253 \rightarrow \dots \quad (6.2)$$

この原因を探するためにカウンタの回路図を確認した。8 ビット・カウンタの内部構造を図 6.13 に示す。COUNT4 は 4 ビットのバイナリ・カウンタであり、2 つの COUNT4 を同期させることにより 8 ビットのバイナリ・カウンタとなる。CARRY 信号は 9 ビット目の動作をするが、今回のチップでは使われていない。COUNT4 からは、バイナリコードからグレイコードへ変換するための信号 (P0 ~ P7) が出ており、それらはグレイコードカウンタ内の D フリップフロップのイネーブル信号として入力される。B0 ~ B7 がバイナリカウンタの出力、Q0 ~ Q7 がグレイコードの出力である。カウンタレジスタへはグレイコードの出力 (Q0 ~ Q7) が保存される。表 6.5 にカウ

ント値 255 周辺のバイナリ・コードとグレイコードのビット動作を載せる。バイナリコードの場合は、カウント 256 で 9 ビット目が 1 になり、下 8 ビットは 0 に戻っている。つまり、下 8 ビットだけを見れば、自動的に 0 に戻っていることになる。しかし、グレイコードの場合はビットが 1 つずつ変化しないのが特徴であることから分かるように、カウント 256 で 9 ビット目が 1 になったときに、下 8 ビットは変化しない。さらに、次のカウントからは下 8 ビットだけ読んでいくと 1 つずつ値が減っているビットの動きが同じであることが分かる。9 ビット目は元々存在しないので、下 8 ビットで値を読むと観測された動作と一致することが分かる。この動作を修正するためにはカウント値が 256 になったときにリセット信号を入れる必要がある。つまり、CARRY 信号をグレイコードカウンタ内の D フリップフロップのリセット信号として、入力すれば当初の設計通りの動きを実現できる。

表 6.5: バイナリコードとグレイコードのカウンタビットの動き

10 進数	バイナリコード	グレイコード
253	1 1111 1101	0 1000 1011
254	1 1111 1110	0 1000 1001
255	0 1111 1111	0 1000 1000
256	1 0000 0000	1 1000 1000
257	1 0000 0001	1 1000 1001
258	1 0000 0010	1 1000 1011

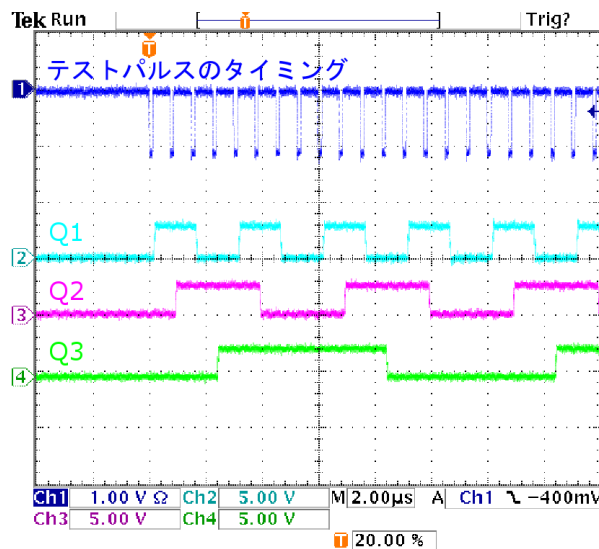


図 6.12: カウンタのビットの動作。Q1, Q2, Q3 は 8 ビットの下 3 桁のビット。

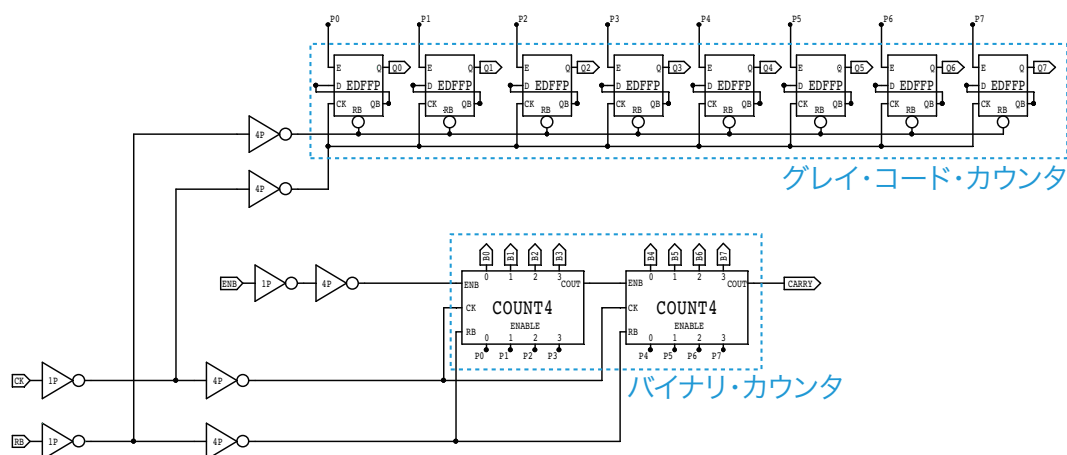


図 6.13: カウンタ回路の内部構造

6.4.4 ヒット数の読み出し

ここまで、それぞれの回路ブロックの動作が確認できたので、テストパルスを入力してカウンタレジスタに保存されたヒット数を読み出した。ペアモニタは1トレインを16分割して、それぞれの時間間隔のヒット数を計数・保存して、次のトレインが来るまでに全てのカウンタレジスタから読み出しを行う。この手順と同様の手順で試験を行った。要求性能されている計数率(3.8 MHz)以上の4 MHzの間隔でテストパルスを入力して、それぞれのカウンタレジスタに決まったテストパルス数が保存されるようにカウンタレジスタを切り替える。全てのカウンタレジスタに値が保存された後に、ヒット数の読み出しを行った。それぞれのカウンタレジスタに保存されるテストパルス数は0から255まで変化させた。1つのカウンタレジスタの読み出されたヒット数の結果を図6.14に示す。カウンタレジスタから入力テストパルス数と等しいヒット数の値を読み出していることが分かる。他の15個のカウンタレジスタにおいても同様の結果を得た。以上から、要求されている計数率で正しくヒット数を計数して、読み出せることが確認できた。

6.4.5 ピンフォトダイオードによる外部信号入力

センサーからの出力を用いて、動作試験を行った。パッケージの際に36ピクセル中6ピクセルだけ、パッケージの外部端子と接続して、外部からの信号を入力できるようにしておいた。これらのピクセルに、ピンフォトダイオードの信号を入力した(付録C)。ピンフォトダイオードとは、半導体のpn接合における光吸収によって高電流を発生させる素子である。LEDでピンフォトダイオードを照らした時のピンフォトダイオードの信号を入力して、増幅信号を確認した。図6.15(a)は差動増幅器の出力(MON3)をオシロスコープで確認したものである。なお、LEDの印加電圧タイミングは正確なものではないので、LEDの印加電圧タイミングに対して増幅信号が遅れていることは問題ではない。

観測された増幅信号が雑音を拾って生じた信号ではなく、ピンフォトダイオードから入力された電荷によって生じた信号であることを確認を行った。LEDの光量を落として入力電荷量を減らしてみたところ、予想通りに小さくなった増幅信号を確認することができた(図6.15(b))。次に、ピ

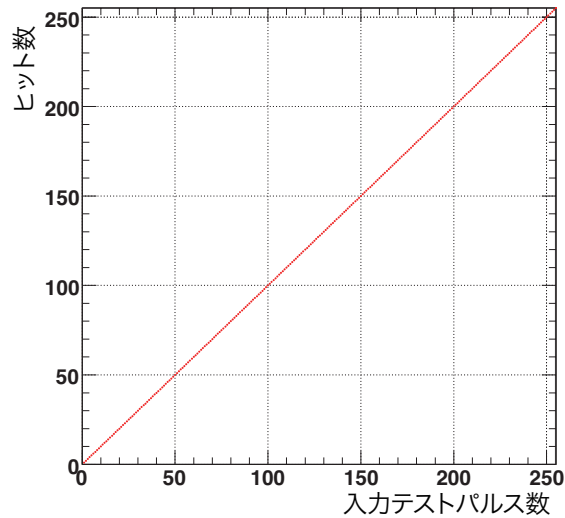
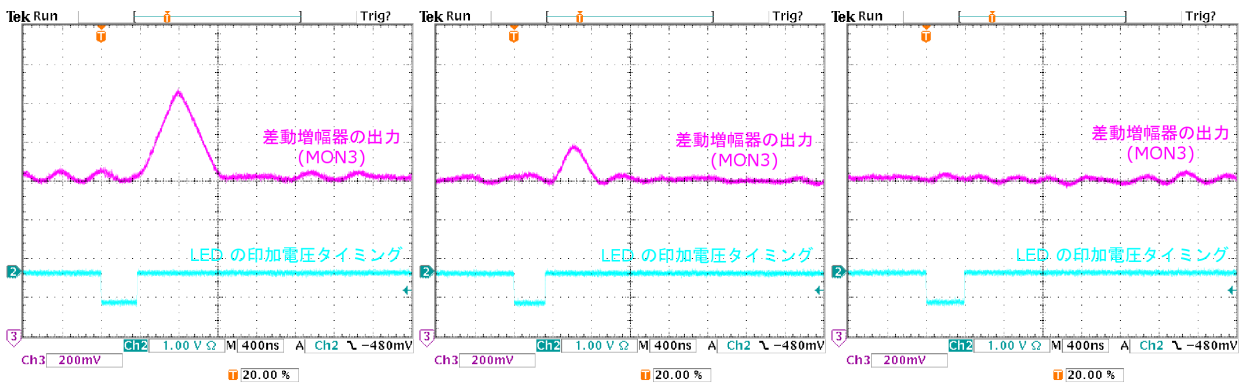


図 6.14: ヒット数の読み出し結果

ンフォトダイオードを遮光シートにより遮光して、LED の光が届かないようにした。雑音を拾って生じている信号ならば、遮光しても増幅信号が見えるはずであるが、増幅信号は確認できなかった(図 6.15(c))。以上から、増幅信号はピンフォトダイオードから入力された電荷によって生じた信号であることが確認できた。

ピンフォトダイオードの入力信号を用いてヒット数の読み出しを行った。テストパルスを用いてヒット数の読み出し(6.4.4 章)を行ったときと同様の手順で、カウンタレジスタからヒット数を読み出した結果、入力テストパルスと等しいヒット数が読み出せていることが確認された。



(a) LED の光量大

(b) LED の光量小

(c) PIN ダイオードを遮光

図 6.15: ピンフォトダイオードによる入力信号に対する差動増幅器の出力 (MON3)

6.4.6 雑音評価

ヒット数を正しく計数・保存・読み出しを行うことができたが、読み出し回路の雑音レベルが典型的な信号レベルに対して十分小さくないと測定精度の悪化や誤動作を引き起こし、使いものにならない。そのため、等価雑音電子数を求めることにより回路の雑音評価を行った。等価雑音電子数とは出力雑音に対応する入力電荷量を素電荷の個数で表したものである。

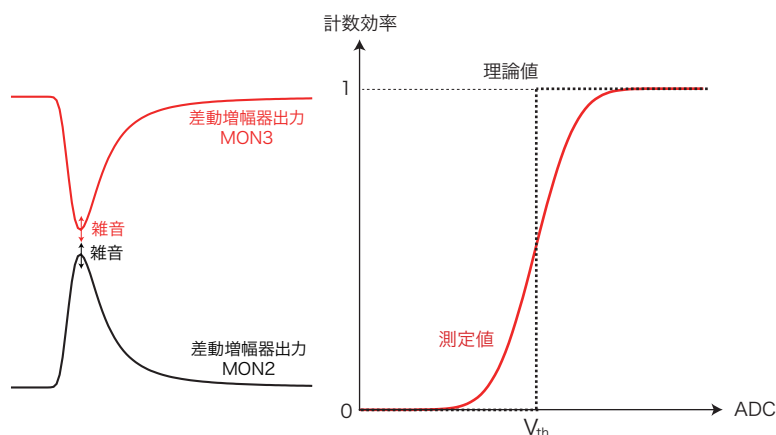


図 6.16: しきい値スキャンに対する雑音の影響。

しきい値スキャン

等価雑音電子数を求めるために、コンパレータのしきい値を少しずつ変化させて計数率を測定するしきい値スキャンを行った。本実験の測定では、コンパレータのしきい値に対応している2つの信号(ADC,BDC)の内、BDCの電圧を一定にして、ADCの電圧をDAC(Digital to Analogue Converter)により変化させた。雑音のない理想的な回路であれば、MON2の電圧が上がっていき、MON2とMON3の信号が交差し始める電圧を境に計数効率は0から1になるはずである(図6.16)。しかし、現実には信号に雑音成分が入り、図のような鈍った形になる。一般に雑音成分はガウス分布で近似できるため、計数率はガウス分布を積分した誤差関数で表すことができる。誤差関数は

$$\text{Erf}(x) \equiv \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (6.3)$$

で定義され、

$$f(x) = \frac{1}{2} \text{Erf} \left(\frac{x - \mu}{\sqrt{2}\sigma} \right) + \frac{1}{2} \quad (6.4)$$

でフィットした。 μ 、 σ はガウス分布の平均、分散にそれぞれ対応する。図6.17はテストパルスの大きさを19,400電子相当に固定して、負電荷の増幅信号に対してしきい値スキャンを行ったものである。フィット結果は $\mu=923.0$ mV, $\sigma=1.0$ mVとなった。 σ が雑音の揺れ幅に対応しているが、これを入力電子数に換算するため増幅器の増幅率を求めた。誤差関数の中央値 μ は増幅信号の波高の電圧に対応しているため、異なる入力電荷でしきい値スキャンを行い、 μ の入力電荷の依存性から、増幅器の増幅率は求められる。入力電荷を3,000から31,000電子までの範囲で変え

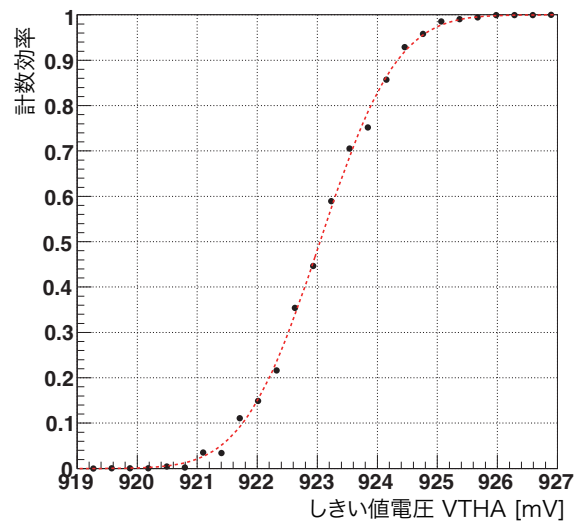


図 6.17: しきい値スキャンで得られた S-カーブ。
テストパルスの大きさを 19,400 電子相当に固定して、負電荷の増幅信号に対してしきい値スキャンを行った。

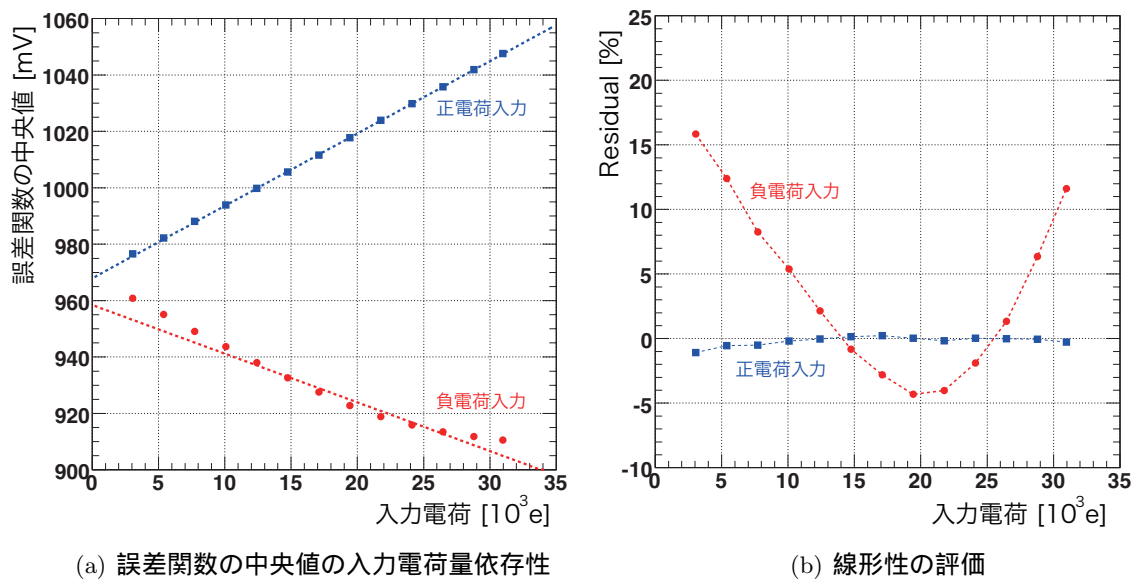


図 6.18: しきい値スキャン結果。

て、しきい値スキャンを行い、 μ の入力電荷の依存性を測定した (図 6.18(a))。

入力電荷が 10,000 から 30,000 電子までの範囲で直線フィットをして、線形性の評価を行った (図 6.18(b))。Residual は以下のように定義される。

$$\text{Residual} [\%] \equiv 100 \times \frac{\Delta V}{V_{\max} - V_{\min}} \quad (6.5)$$

ここで、 ΔV は直線からのずれ、 V_{\max} は一番大きい入力電荷のテストパルスを入力した時の電圧、 V_{\min} はテストパルスを入力していない時の電圧 (直線フィットの切片) である。入力電荷が 7,000 から 30,000 電子までの範囲内において、負電荷の信号に対しては $\pm 10\%$ 以内、正電荷の信号に対しては $\pm 1\%$ 以内の線形性が保たれていることが確認できた。この結果から、負電荷に対するダイナミックレンジが正電荷にくらべて小さいことが分かる。図 6.18(a) の傾きが増幅器の増幅率に対応している。20000 電子の入力電荷近傍の傾きから、20000 電子近傍での増幅率は以下のように求められた。

$$\text{負電荷入力に対する増幅率} = 1.68 \mu\text{V}/e \quad (6.6)$$

$$\text{正電荷入力に対する増幅率} = 2.59 \mu\text{V}/e \quad (6.7)$$

負電荷の増幅率が正電荷の増幅率に比べて小さいのは、線形性を保っている範囲が狭いための見かけの効果であって、小信号の部分だけ見れば、このような大きな差異はない。等価雑音電子数は増幅率と雑音 (誤差関数の σ) の積により求められる。等価雑音電子数は正・負電荷に対してそれぞれ 595 電子、396 電子と求められた。TSPICE シミュレーションにより見積もられた等価雑音電子数は 100 電子程度である。実際の測定値とずれがあるが、これはパッケージ、試験基板の浮遊容量の影響や試験基板と DAC の接続ラインから雑音が乗ってしまっている可能性が考えられる。いずれにせよ、典型的な信号レベル (20,000 電子) に比べると雑音レベルが十分に小さいことが確認できた。つまり、この読み出し回路ではコンパレータのしきい値を 1000 電子程度に設定すれば、ほぼ雑音の影響を受けない環境で読み出しができることが確認できた。

6.5 8 ビット・カウンタ回路の修正

動作試験で問題が見つかった 8 ビット・カウンタについて回路修正を行った (図 6.19)。試作したチップのカウンタ回路はバイナリ・コードで計数したものをグレイコードに変換することでグレイ・コード・カウンタの働きをしていたが、回路修正を行った 8 ビット・カウンタでは直接バイナリコードで計数をするようになっている。回路修正した 8 ビット・カウンタメンターの動作をメンターグラフィックス社 ModelSim[19] を用いて確認した (図 6.20)。256 発目のクロックが入力されたときに 0 に戻り、そのあとも設計通りに動作していることが確認できた。

6.6 まとめ

ペアモニタのための読み出し回路を CMOS プロセスを用いて試作して、動作試験を行った。それぞれの回路ブロックの動作確認を行った結果、カウンタブロックに小さな問題があることが分

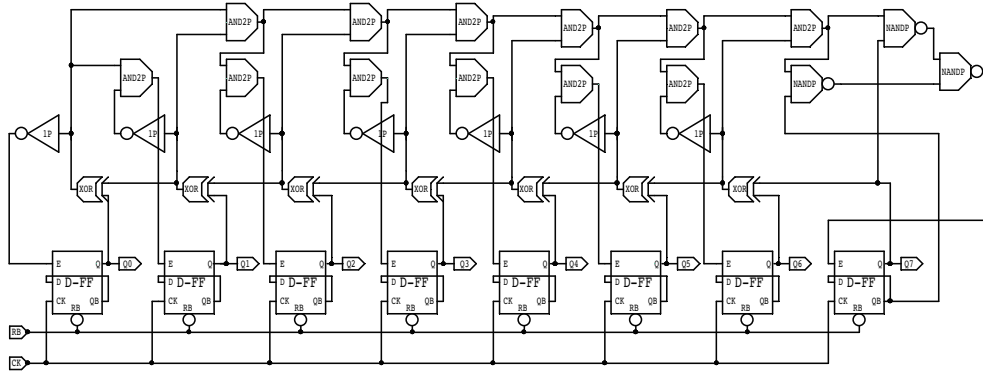


図 6.19: 回路修正した 8 ビット・カウンタ回路の内部構成

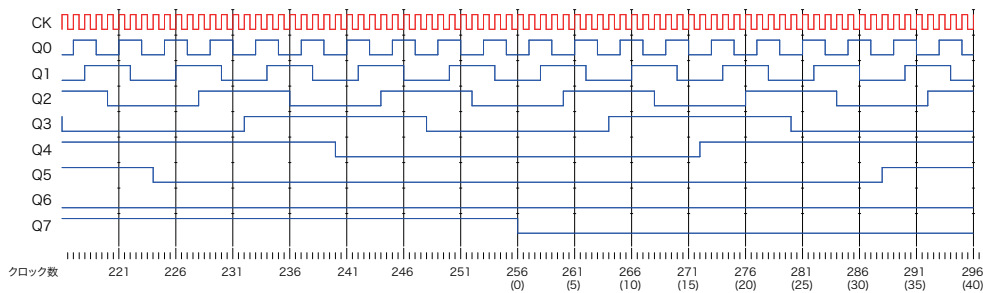


図 6.20: 回路修正した 8 ビット・カウンタ回路の動作確認。

かった。カウンタの値が最大 255 に達した後、0 に戻らずに、数値が 1 つずつ減っていく動作が見られた。そのため、8 ビットカウンタの回路修正を行い、ModelSim を用いて設計通りに動作することを確認した。それ以外のブロックは正常に動作していることが確認できた。そして、要求されている計数率以上の 4 MHz 間隔でテストパルスを入力して、正しく計数及び読み出しができていることを確認した。雑音レベルに関しては正・負電荷の信号に対して、それぞれ 595 電子、396 電子であることが確認された。これらの計数率と雑音レベルの試験結果は十分に要求性能を満たしている。ただし、放射線耐性に関しては試験を行っていないため、今後行う必要がある。

第7章 SOI-CMOS プロセス を用いた読み出し回路の開発

6章で CMOS プロセスを用いた読み出し回路を試作して、放射線耐性以外の要求性能を満たして動作することが確認された。半導体プロセスをシリコンウエハの構造で分類すると CMOS プロセスとは別に SOI-CMOS プロセスというものがある。SOI-CMOS プロセスの特徴として、高速動作、低消費電力、シングルイベントに対する高放射線耐性などが挙げられる。また、SOI-CMOS プロセスを利用したセンサーと読み出し回路の一体型検出器が提案され、開発が進められている。一体型の検出器では、センサーと読み出し回路を接続するバンプボンディングの工程が必要なくなるため、バンプボンディングで生じる接続の不具合を回避することができる。ペアモニタにとって、高放射線耐性であること、バンプボンディングによる接続の不具合の回避は有用である。そこで、SOI-CMOS プロセスを用いてペアモニタのための読み出し回路の開発を行った。SOI-CMOS プロセスを用いた読み出し回路を試作して、動作試験、性能評価及び放射線照射試験を行った。今回の試作では、読み出し回路のみを試作した。

7.1 SOI 技術とは

SOI(Silicon-On-Insulator) とはハンドル層と活性層の間に埋め込み酸化膜とよばれる絶縁膜層を挟んだ構造のことである。絶縁膜層の上の活性層にトランジスタ等の電気回路を形成するため、個々のトランジスタは完全に分離される。そのため、従来のバルク CMOS と異なり、ラッチアップ¹が発生する恐れから解放される。またソース、ドレイン領域の不純物打ち込み層が埋め込み酸化膜にまで達しているため、バルク CMOS に比べて接合容量が低減し、高速動作が可能となっている。さらに同様の理由により、漏れ電流が減少し、待機時の消費電力の低減を図ることができる。

通常の SOI 技術では、ハンドル層は活性層を支えるためにしか用いられないが、ハンドル層を粒子を検出するセンサーとして用いることにより、1つの SOI ウェハでセンサー・読み出し回路一体型の粒子検出器を作ることが提案されている。KEK 測定器開発室の SOI pixel グループではセンサー・読み出し回路一体型の半導体検出器開発が進められている(図 7.1)[20][21]。SOI pixel グループでは年に数回、Multi Project Wafer (MPW) ランを行っている。2009年2月に行われた MPW ランに参加して、ペアモニタのための読み出し回路を SOI-CMOS プロセスで試作した。

¹ラッチアップとは、電源や入力端子に規格以上の電圧を入力した時もしくは雑音により、ドレイン電圧とソース電圧が短絡した状態になり大電流が流れてしまう現象である。

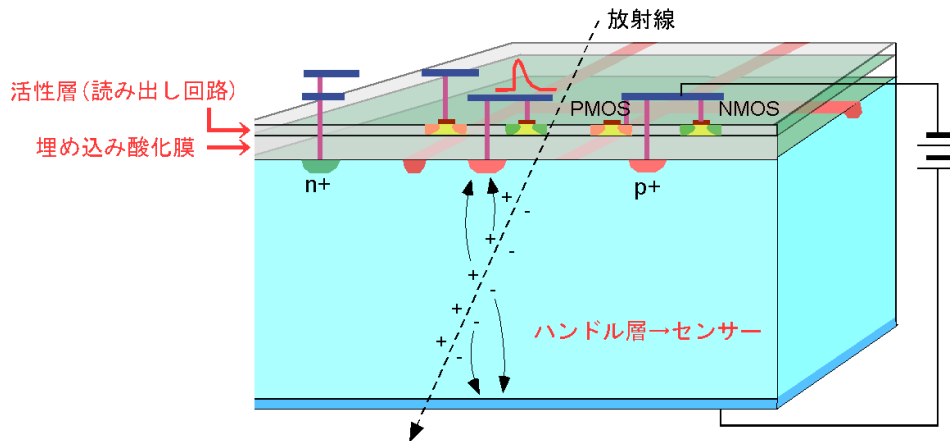


図 7.1: SOI pixel detector の断面図。ハンドル層をセンサーとして使用することで、読み出し回路とセンサーの一体型検出器となっている。

7.2 回路の構成

SOI-CMOS プロセスを用いて試作したチップの回路構成を図 7.2 に示す。読み出しピクセル (CELLA) の周りに、読み出しピクセルを結合して 1 つの集積回路として動作させるためのグルー回路が配置されている。読み出しピクセル数は CMOS プロセスを用いた試作回路では 36 (6×6) であったが、SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路では利用可能なチップ面積の制約から 9 (3×3) となっている。また、9 個中 7 個のピクセルには試験的にそれぞれ異なる検出器容量を負荷している。負荷している検出器容量の値は 0 pF、0.1 pF、0.3 pF、0.7 pF、1.5 pF、2.3 pF、3.1 pF となっている。これら全てのピクセルの雑音レベルを測定することで、雑音レベルの検出器容量依存性を測定できる。残りの 2 個の読み出しピクセルにはピンダイオードがつけられている。以下ではグルー回路と読み出し回路について述べるが、基本的な回路構成の思想は CMOS プロセスの時の試作回路と同じである。そのため、相違点について述べる。

7.2.1 グルー回路

グルー回路は CAPORG, CAPT, CAPL, CAPBIAS, CAPB から構成される。

アナログ入力信号

CAPBIAS はアナログ信号を統括しており、バイアス電圧を生成するためのバイアス電流、コンパレータのしきい値や前置増幅器及び整形増幅器の時定数を設定するためのアナログ信号、テストパルスが入力される (表 7.2)。CAPO から入力された信号は、CAPB を通じて読み出しピクセルに伝達される。CMOS プロセスを用いた試作回路では、チップ内でテストパルスを生成することができたが、SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路では、そのような回路は用意されていない。そのため、テストパルスをチップの外部で作成し、入力する必要がある。アナログ信号はバイアス電圧を生成・分配して、CAPB を通じて読み出しピクセル (CELLA) に伝達される。

表 7.1: アナログ入力信号

信号名	役割
IBIAS	基準電圧生成のためのバイアス電流 (設計値 : 100 μ A)
VTHH, VTHL	コンパレータのしきい値電圧
VGGP, VGGS	前置増幅器及び整形増幅器の トランスファージェート型 FET のゲート電圧
TP	テストパルス

表 7.2: デジタル入力信号

信号名	役割	規格
XCK, YCK, SELIN	ピクセル選択	TTL
RST	デジタル回路部のリセット信号	TTL
DIN, WCK, WR, INITB	テストパルスの出力許可信号、 波形観測地点の選択信号、 オフセット電圧調整回路の入力信号 及びコンパレータのイネーブル信号の生成	TTL
ENB0	テストパルスの出力許可信号	TTL
R0, R1, R2, R3	読み出しカウントレジスタの指定	TTL
W0, W1, W2, W3,	書き込みカウントレジスタの指定	TTL
LG	前置増幅器の帰還容量の切り替えスイッチ	TTL
POS	コンパレータの極性切り替えスイッチ	TTL
PZ	ポールゼロ補償スイッチ	TTL

デジタル入力信号

CAPORG はデジタル信号を統括しており、ピクセル選択のための信号、波形観測地点選択のための信号、読み出し・書き込みカウントレジスタを指定するための信号など、回路の動作を設定するためのデジタル信号が入力される (表 7.2)。入力されたデジタル信号は CAPL を通して読み出しピクセル (CELLA) に伝達される。CMOS プロセスを用いた試作回路では、TTL 信号と LVDS 信号を用いていたが、SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路では、TTL 信号のみを用いている。

CMOS を用いた試作回路と同様のピクセル選択シフトレジスタが CAPT と CAPL にあり、同様の方式で 9 個のピクセルから 1 個のピクセルを指定する。

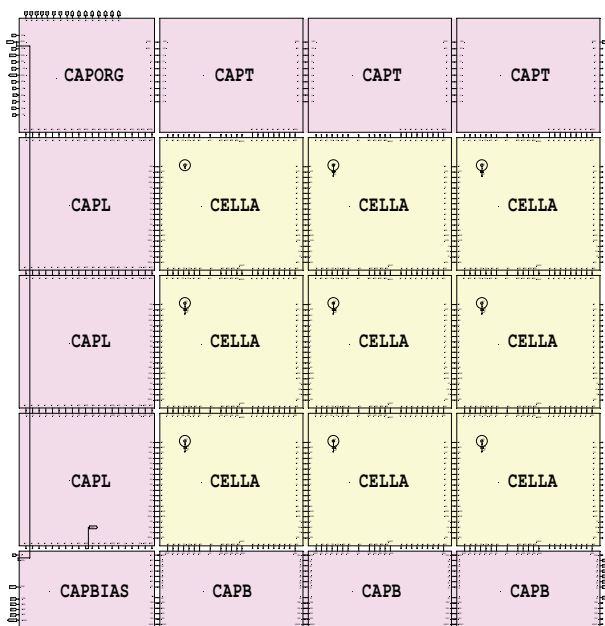


図 7.2: チップの全体図

7.2.2 読み出しピクセル (CELLA)

読み出しピクセルはアナログ回路部とデジタル回路部から構成されるが、役割は CMOS プロセスを用いた試作回路と同様である。アナログ回路部の役割は、検出器からの電気信号を増幅し、しきい値電圧以上の増幅信号をデジタル化してデジタル回路部へ送ることであり、デジタル回路部の役割は、アナログ回路部から送られてきたデジタル信号をカウントして、保存することである。読み出しピクセルで大きく変わった部分はアナログ回路部の CHAIN1 回路であるので、以下では CHAIN1 回路についてのみ述べる。

CHAIN1 回路の内部構成を図 7.3 に示す。CHAIN1 回路はスイッチ回路、前置増幅器、ポールゼロ補償回路、整形増幅器、オフセット電圧調整回路、コンパレータから構成される。

スイッチ回路

スイッチ回路はテストパルスの出力許可信号が High の状態の時、前置増幅器にテストパルスが入力される。テストパルスの電圧 V はコンデンサにより、電荷量 $Q(=C\Delta V)$ が入力されることになる。

前置増幅器

前置増幅器は入力された電荷を帰還容量で積分し、電圧に変換して出力するための回路であり、反転型の増幅要素 (PRC)、帰還容量、トランスファー型 FET、ソースフォロワ回路から成る。帰還容量 C_f はスイッチ (LG) により、0.05 pF と 0.1 pF の値が取れるようになっており、増幅率を変えることができる。帰還容量に蓄えられた電荷はトランスファー型 FET を介して放電される。トランスファー型 FET のゲート電圧を変えることによって、ソース-ドレイン間の抵抗が変化す

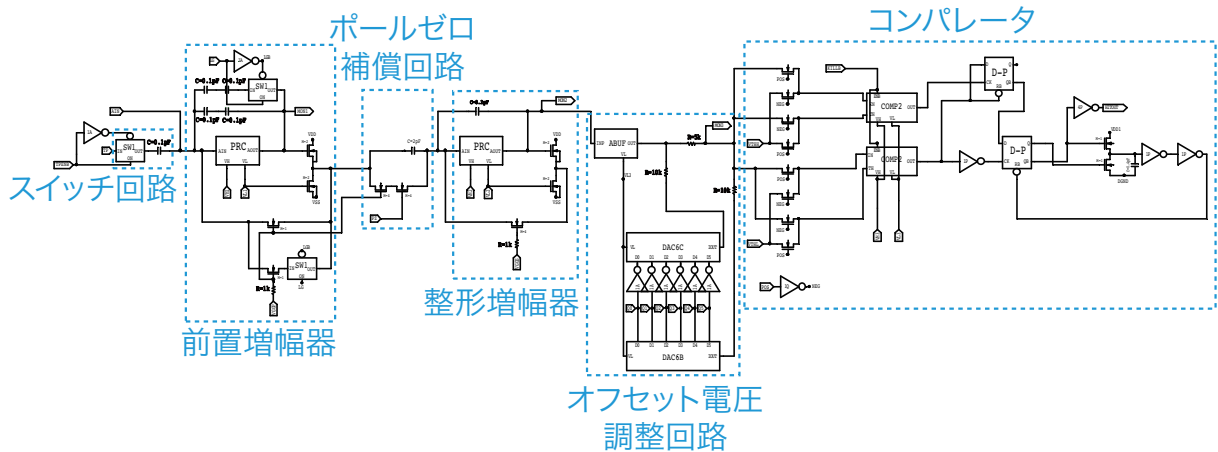


図 7.3: CHAIN1 回路の内部構成

るため、減衰時定数 τ_f を変えることができる。FET のソース-ドレイン間抵抗 R_f を用いて減衰時定数は $\tau_f = C_f R_f$ と表される。

ポールゼロ補償回路

前置増幅器の出力は、CR の時定数によって緩やかに減衰するようになっているため、これを整形増幅器への入力部でそのまま微分すると、長いアンダーシュートを発生させてしまう。これは、高計数率の環境では、ベースの変動減少として不具合を生じる。高計数率の環境で使用する場合には、ベースラインが揺らいでしまうことになる。これを防ぐためにポールゼロ補償回路がある。ポールゼロ補償回路はコンデンサとトランスファー型 FET が並列に並んだ構造をしており、前置増幅器の時定数とポールゼロ補償回路の時定数を一致させることで、減衰時定数を小さくすることができる。スイッチ信号 (PZ) によりポールゼロ補償回路を有効にするか無効にするかを切り替えることができる。

整形増幅器

整形増幅器は前置増幅器と同じ構造をしており、反転型の増幅要素 (PRC)、帰還容量、トランスファー型 FET、ソースフォロワ回路から構成される。

オフセット電圧調整回路

ピクセルもしくはチップごとのオフセット電圧のばらつきを打ち消すためにオフセット電圧調整回路がある。もし、オフセット電圧にばらつきが生じていると、ピクセルごとに異なるしきい値が設定されていることになり、正しく電子・陽電子が計数できなくなってしまう。オフセット電圧調整回路は、信号線に対して直列及び並列に接続された抵抗と、2つの6ビット電流 DAC(DAC6B, DAC6C) から構成される(図 7.4)。信号線に対して直列に挿入された抵抗に対して電流の供給と引き抜きを同時に行うことで信号への干渉を抑えて、オフセット電圧を変化させる。

図 7.5 に6ビット電流 DAC6B の内部構造を示す。D0, D1, D2, D3, D4 は NMOS のゲート電圧に対応していて、High になると、トランジスタに電流が流れ、IOUT 端子から電流を引き抜

く。D5 は PMOS のゲート電圧に接続されているので、High になるとトランジスタに電流が流れ、IOUT 端子に電流が供給される。図中の M は M 値と呼ばれているもので、トランジスタが 4 つの端子を共通にして、並列に M 個配置していることを表す。D0 が M=1, D1 が M=2, D2 が M=4, D3 が M=8, D4 が M=16, D5 が M=32 に対応しているので、たとえば、D1 を High にすると、D0 を High にした時の 2 倍の電流が流れることになる。そのため、DAC への入力値が 31(D0~D4 が High で、D5 が Low) のとき、電流の引き抜く量が最大になり、DAC への入力値が 32(D0~D4 が Low で、D5 が High) のとき、電流を供給する量が最大になる。もう 1 つの電流 DAC(DAC6C) は D0, D1, D2, D3, D4, D5 の接続している PMOS と NMOS が逆になっているため、DAC6B から電流が供給されているときには、DAC6C から同量の電流が引き抜かれる。

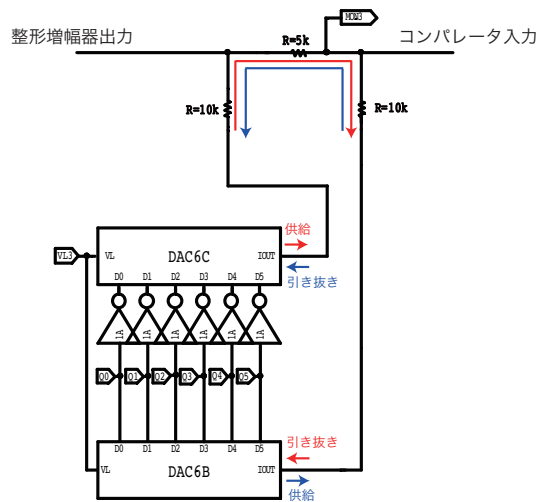


図 7.4: オフセット電圧調整回路

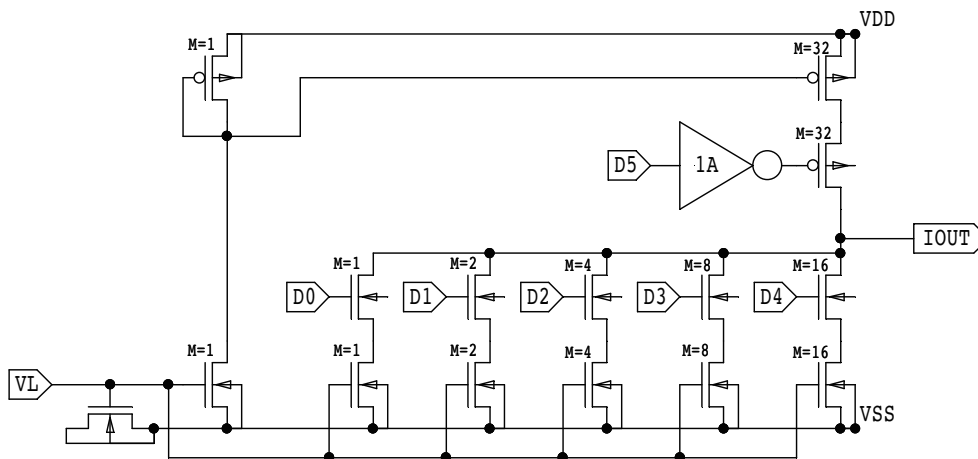


図 7.5: 6 ビット電流 DAC6B

コンパレータ

CMOS プロセスを用いた試作回路ではコンパレータは1つしかなかったが、SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路では、コンパレータは2つある。そのため、上限のしきい値電圧 (VTHH) と下限のしきい値電圧 (VTHL) を設定することができる。つまり、下限のしきい値を越え、かつ上限のしきい値を越えない信号が来たときのみデジタル回路部へ信号を送る。極性切り替えのスイッチ (POS) により、信号の極性を切り替えることができる。正電荷が入力される場合は POS = High にして、負電荷が入力される場合には POS = Low にする。

モニタ出力ライン

前置増幅器、整形増幅器、オフセット電圧調整回路の後ろには、それぞれ信号確認用のライン (MON1, MON2, MON3) が用意されている。

7.3 回路の製作及び試験基板の製作

池田博一氏による設計原案に回路シミュレーション及び回路修正を行い、実際に回路を試作した。レイアウト設計は今回も (株) デジアン・テクノロジー社 [16] に依頼し、回路の製作は OKI セミコンダクター (株)[22] に依頼した。製作したチップの仕様を表 7.3 に示す。製作したチップは、動作試験のために QFP(Quad Flat Package) の 80 pin でパッケージングした (図 7.6)。QFP はパッケージの各辺から接続端子が伸びている構造をしている。動作試験のための試験基板を設計し、製作は今回も有限会社 ジー・エヌ・ディー [18] に依頼した (図 7.7、付録 D)。

表 7.3: チップの基本仕様

プロセス	FD-SOI CMOS 0.20 μm プロセス
SOI ウェハ (厚さ)	活性層 ($\sim 40 \text{ nm}$)、埋め込み酸化膜 ($\sim 200 \text{ nm}$)、 ハンドル層の裏面にアルミニウム ($\sim 200 \text{ nm}$) をスパッタリング ² 。 合計で $\sim 260 \mu\text{m}$ 。
チップサイズ	2.5 mm \times 2.5 mm
ピクセルサイズ	390 μm \times 350 μm
電源電圧	3.3 V (VDD=1.65 V, VSS=-1.65 V, GND=0 V)
試験パッケージ	80 pin QFP

7.4 実験セットアップ

図 7.8 に実験のセットアップを示す。チップへの電源供給ラインはアナログ系 (VDD, GND, VSS) とデジタル系 (VDD1, DGND, VSS1) の 2 系統に分割されており、デジタル系からアナログ系への

² 薄膜を形成する方法の 1 つ。薄膜としてつけたい金属を標的にして加速したイオンを照射して、はじき飛ばされた標的物質を基板に成膜させる。

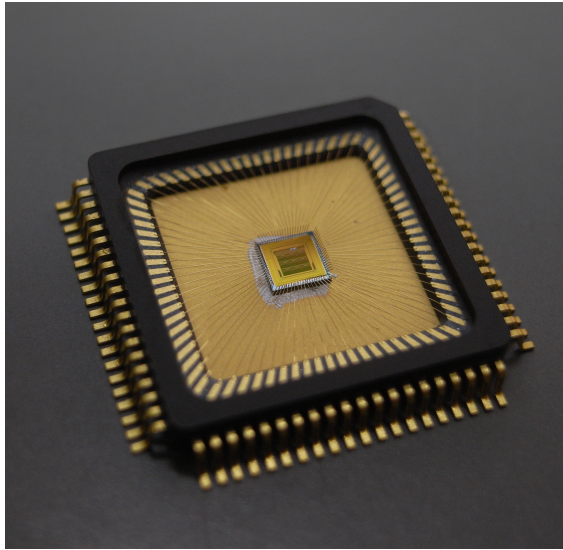


図 7.6: パッケージされたチップの外観図

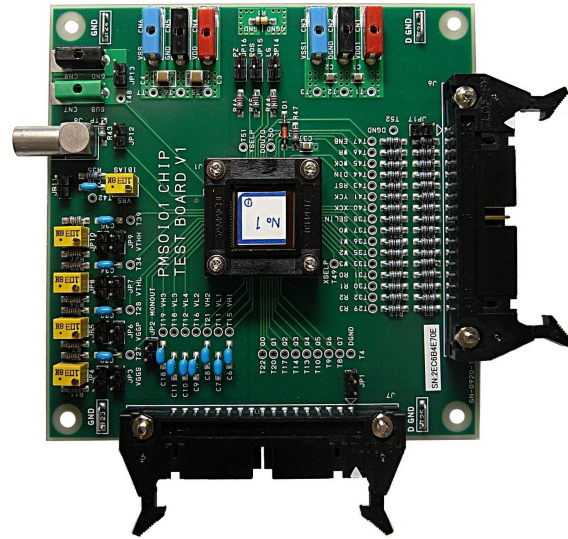


図 7.7: 動作試験のための試験基板

信号の干渉を防いでいる。また、その他の電源供給ラインとしてハンドル層の電位を設定するライン (SUB,GND) がある。バイアス電流 (BIAS)、コンパレータのしきい値電圧 (VTHH,VTHL) 及び前置増幅器・整形増幅器の帰還要素のトランスファークエーゲート電圧 (VGGP,VGGS) の設定は試験基板上に設置された可変抵抗を用いて行う。バイアス電流は $100 \mu\text{A}$ に、VGGP と VGGS はそれぞれ -200 mV と $+80 \text{ mV}$ に設定して、試験を行った。チップの制御と読み出しには、KEK-VME GPIO ボード (GNV-250) を使用した。今回のチップではテストパルスを外部で生成する必要があるため、ファンクションジェネレータの信号を減衰器で減衰したものをテストパルスとして用いている。

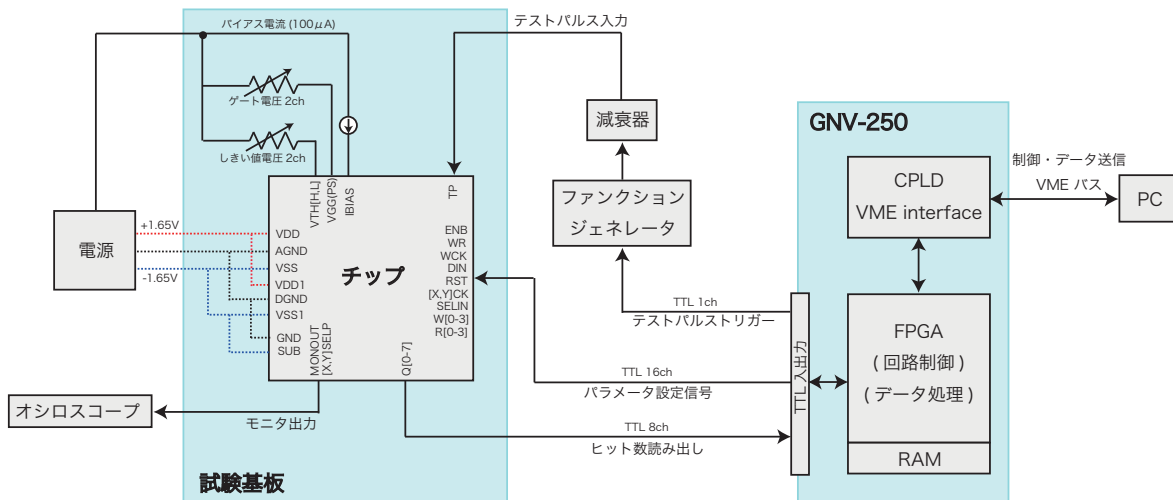


図 7.8: SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路用の実験セットアップ

7.5 動作試験及び性能評価

試作されたチップに対して以下の動作試験及び性能評価を行った。試験内容としてはCMOSプロセスを用いた読み出し回路の時と同様の事を行った。

- 回路ブロック (ピクセル選択レジスタ、増幅器、オフセット電圧調整回路、カウンタ) ごとの動作確認。
- ヒット数の読み出し確認。
- 雑音評価

以下ではそれぞれの試験結果を述べる。

7.5.1 ピクセル選択シフトレジスタの動作確認

9個のピクセルから1個のピクセルを指定するためのピクセル選択シフトレジスタの動作を確認した。シフトレジスタの構造はCMOSプロセスを用いた試作回路と同じである。XSEL信号を立ち上げた状態でクロック信号を入力すると、1発ごとに選択信号が次の行もしくは列に移動していく。ただし、SOI-CMOSプロセスを用いた試作回路ではCAPOPRGにはシフトレジスタが入っていないため、XSEL信号を立ち上げたときに1列目のセルが選択されていることになる。そのため、3発目のクロック信号(XCK)でチップの外側に選択信号(XSELP)が出力されるようになっている。この信号をオシロスコープで確認することにより、シフトレジスタの動作確認を行った(図7.9)。3発目のクロック信号(XCK)で、選択信号(XSELP)が立ちあがっていることが確認できた。Y方向のピクセル選択シフトレジスタの動作も確認し、同様の結果を得た。以上から、ピクセル選択シフトレジスタが設計通り動作し、ピクセルを選択できていることが確認できた。

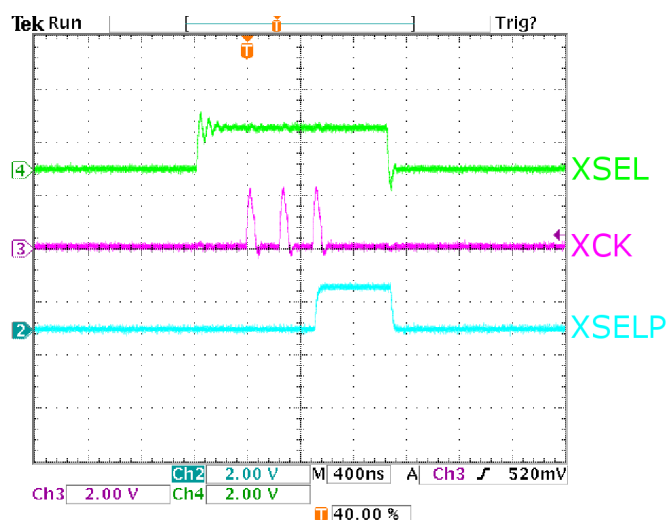


図 7.9: シフトレジスタの動作確認

7.5.2 前置増幅器

1つのピクセルを選択して、そのピクセルの増幅器の出力を確認した。前置増幅器では帰還容量が 0.05 pF と 0.1 pF に切り替えられるようになっている。増幅率は帰還容量に反比例するため、 0.05 pF の時の増幅信号の波高は 0.1 pF の時の 2 倍になるはずである。図 7.10 がオシロスコープを用いて観測された信号である。帰還容量が 0.05 pF の場合の波高は 0.1 pF の時に比べて約 2 倍になっていることが確認できた。

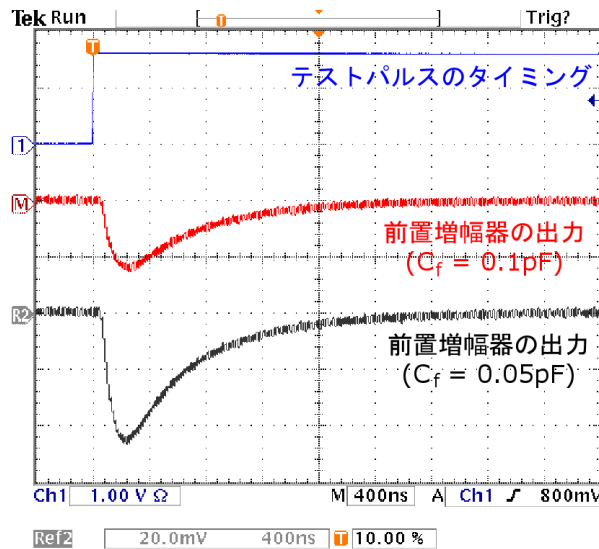


図 7.10: 前置増幅器の出力。20,000 電子の正電荷を入力した。

7.5.3 ポールゼロ補償回路及び整形増幅器

ポールゼロ補償回路を有効にした時と無効にした時で信号の違いを確認した (図 7.11)。信号は整形増幅器の後ろのモニタライン (MON2) で観測した。ポールゼロ補償回路を無効にした場合では増幅信号が減衰して、一度ベースラインを横切って下側に行ってから、ゆっくりとベースラインに戻っているが、ポールゼロ補償回路を有効にした場合では、スムーズにベースラインに戻っていることが確認できた。以上から、ポールゼロ補償が正常に働いていることが確認できた。

7.5.4 オフセット電圧調整回路

オフセット電圧調整回路の動作確認をする前に、どの程度オフセット電圧にばらつきが存在しているかを調べた (図 7.12(左))。14 個のチップの全てのピクセルのオフセット電圧をオフセット電圧調整回路の後ろにあるモニタライン (MON3) で測定した。オフセット電圧の平均は -94.9 mV で、 $\pm 30\text{ mV}$ 程度でばらついている。これらのオフセット電圧を取り除かないと、ピクセルごとにコンパレータのしきい値が異なることになり、正しく電子・陽電子が計数できなくなってしまうことになる。

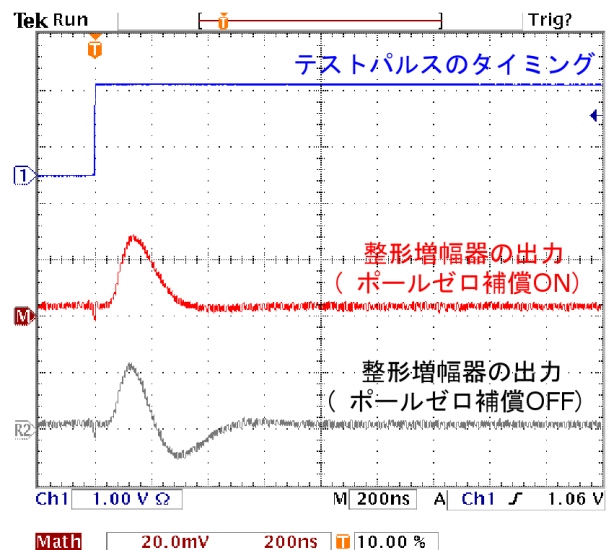


図 7.11: 整形増幅器の出力。整形増幅器の時定数を決めているトランスファ型 FET のゲート電圧を $V_{GGP} = -100$ [mV] に設定して、20,000 電子の正電荷を入力した。

オフセット電圧調整回路の動作確認を行うため、6 ビット電流 DAC への入力値 (D0,D1,D2,D3,D4,D5) を変えながら、オフセット電圧を測定した (図 7.12(右))。

DAC への入力値 0 ~ 31

オフセット電圧調整回路が正常に動作していれば、DAC への入力値が 0 から 31 にするにつれて、オフセット電圧は下降していくはずである。しかし、そのような動作結果は得られなかった。DAC への入力値が 10 を越えたあたりからオフセット電圧が不安定になり、13 以上では増幅信号が確認できなくなった。0 から 10 までの範囲を見ると、D1 が High に変わる点 (DAC=2, 6, 10) ではオフセット電圧が上昇しているが、それ以外ではオフセット電圧が正常に下降している。

DAC への入力値 32 ~ 63

正常な動作であれば、DAC への入力値が 31 から 32 に変化するとき、D0~D4 が Low、D5 が High になるため、MON3 のオフセット電圧が大きく上昇、そして、32 から 63 に変化するにつれて下降していくはずである。しかし、そのような動作結果は得られなかった。31 から 32 へ変化した時にはオフセット電圧の上昇しているが、DAC への入力値を大きくするにつれてオフセット電圧が不安定になり、39 以上では増幅信号を観測することができなかった。32 から 38 の範囲を見ると、D1 が High に変わる点 (DAC=2, 6, 10) ではオフセット電圧が上昇しているが、それ以外ではオフセット電圧が正常に下降している。

以上から、正常な動作の徴候がわずかに見えるだけで、ほとんどの範囲で、正常な動作を確認することができなかった。増幅信号が観測できて、正常な動作に近い DAC の入力値が 0 から 9 の範囲でのオフセット電圧の変動幅は 46 mV である。しかし、ピクセルごとのばらつきが 60 mV (± 30 mV) 程度であるため、オフセット電圧の調整幅としては、不十分である。

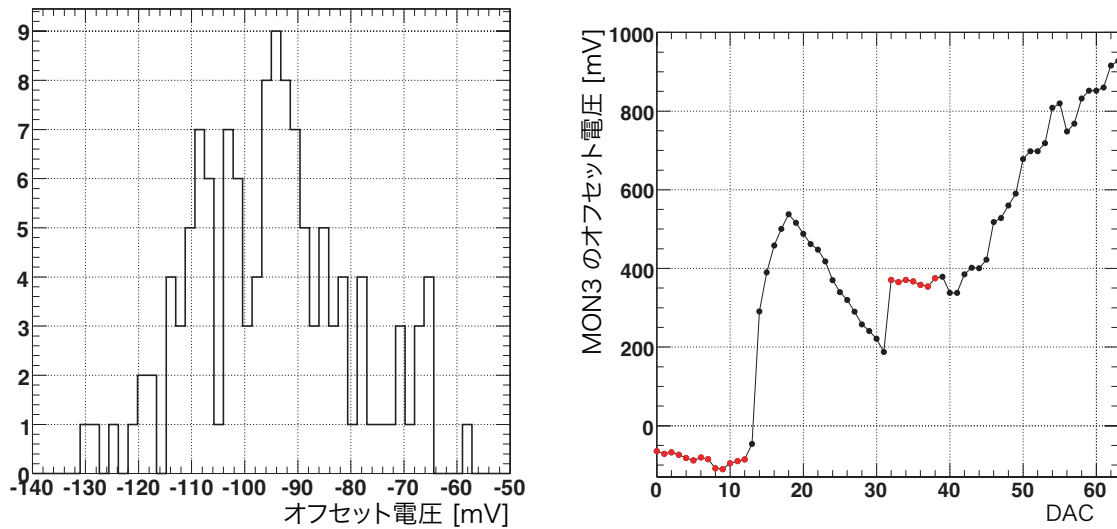


図 7.12: (右) ピクセルごとの MON3 のオフセット電圧のばらつき。DAC への入力値は全て 0 にしている。
 (右) DAC への入力値を変化させた時の MON3 のオフセット電圧の変化。赤印の点では増幅信号が確認されているが、黒印の点では、増幅信号は確認できていない。

7.5.5 8 ビット・カウンタの動作確認

カウンタ・ビットが正常に動作しているかを確認した。コンパレータのしきい値を適当に設定して、カウンタのビットがテストパルスのタイミングでカウントできているかを確認した (図 7.13)。SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路でもグレイコードを用いて計数する。CMOS プロセスを用いた試作回路において、カウンタの値が最大値 255 になった後で問題が生じることが分かったが、すでに今回の試作回路のレイアウトを発注した後だったので、この問題に関しては未修正のままである。テストパルスが入力されるたびに、グレイコードに従ってカウンタのビットが 8 ビットの最大値 255 までは正常に動作していることが確認できた。

7.5.6 ヒット数の読み出し

ここまで、それぞれの回路ブロックの動作が確認できたので、テストパルスを入力してカウンタレジスタに保存されたヒット数を読み出した。実際のペアモニタの動作手順に倣った CMOS プロセスを用いた試作回路の動作試験と同じ手順でヒット数を読み出した。テストパルスの計数率を要求性能 (3.8 MHz) 以上の 4 MHz に設定して、それぞれのカウンタレジスタに決まったテストパルス数が保存されるようにカウンタレジスタを切り替える。全てのカウンタレジスタに値が保存された後にヒット数の読み出しを行った。1 つのカウンタレジスタの読み出されたヒット数の結果を図 7.14 に示す。カウンタレジスタから入力テストパルス数と等しいヒット数の値を読み出せていることが分かる。他の 15 個のカウンタレジスタにおいても同様の結果を得た。以上から、要求されている計数率で正しくヒット数を計数して、読み出せることが確認できた。

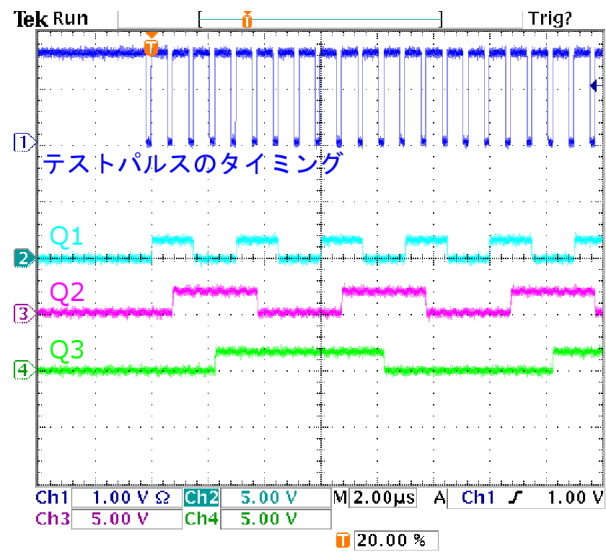


図 7.13: カウンタの動作確認

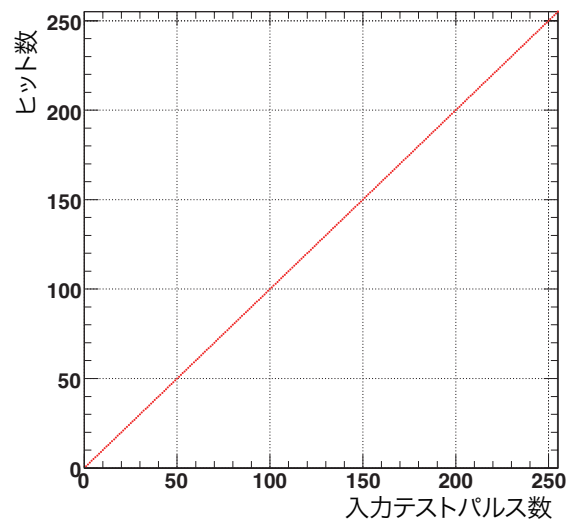


図 7.14: ヒット数の読み出し

7.5.7 雑音評価

CMOS プロセスを用いた試作回路の試験方法と同様に、等価雑音電子数を求めることにより、回路の雑音評価を行った。今回の試作回路の特徴として、それぞれの読み出しピクセルには異なる検出器容量が付けられているため、雑音の検出器容量依存性を測定することができる。

しきい値スキャン

等価雑音電子数を求めるために、コンパレータのしきい値を少しずつ変化させて計数率を測定するしきい値スキャンを行った。図 7.15(左) は入力電荷を変えてしきい値スキャンを行い、本実験の測定では、コンパレータの上限のしきい値 (V_{THH}) を信号が確実に越えないような大きな値に固定して、下限のしきい値 (V_{THL}) を DAC(Digital to Analogue Converter) により変化させた。図 7.15 はテストパルスの大きさを 18,500 電子相当に固定して、負電荷の増幅信号に対してしきい値スキャンを行ったものである。誤差関数でフィットを行った結果、 $\mu = -126 \text{ mV}$, $\sigma = 0.756$

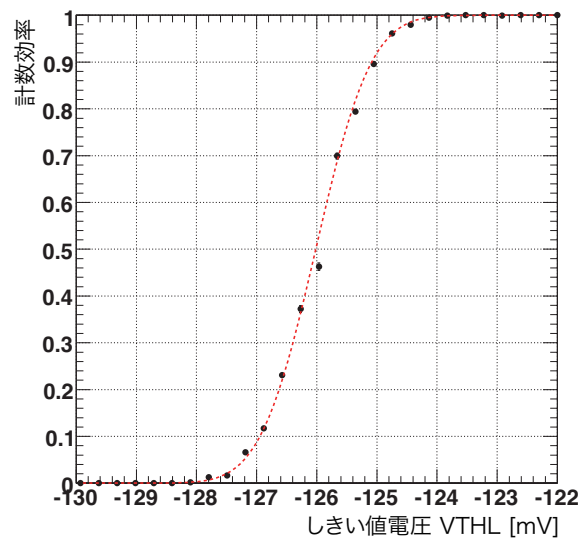
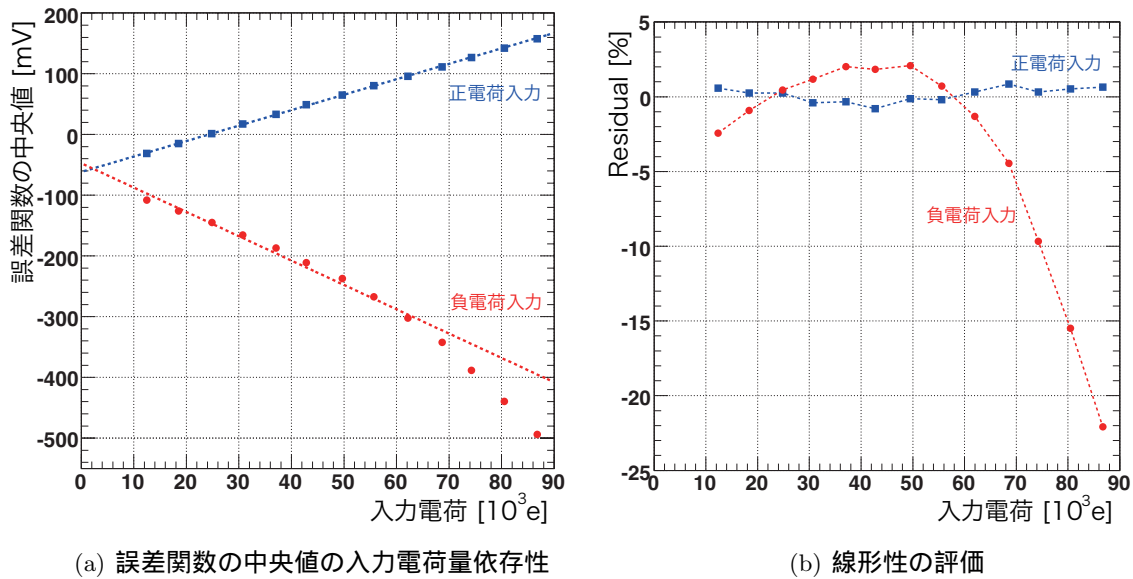


図 7.15: しきい値スキャンで得られた S-カーブ。

テストパルスの大きさを 18,500 電子相当に固定して、負電荷の増幅信号をしきい値スキャンを行った。

mV となった。雑音の揺れ幅に対応している σ を入力電子数に換算するために増幅器の増幅率を求めた。異なる入力電荷でしきい値スキャンを行い、増幅信号の波高の電圧に対応している μ の入力電荷の依存性から、増幅器の増幅率は求められる。入力電荷を 10,000 から 90,000 電子までの範囲で変えて、しきい値スキャンを行った (図 7.16(a))。

入力電荷が 10,000 から 70,000 電子までの範囲で直線フィットをして、線形性の評価を行った (7.16(b))。入力電荷が 10,000 から 70,000 電子までの範囲内において、負電荷の信号に対しては $\pm 5\%$ 以内、正電荷の信号に対しては $\pm 1\%$ 以内の線形性が保たれていることが確認できた。この結果から、負電荷に対するダイナミックレンジが正電荷にくらべて小さいことが分かる。増幅



(a) 誤差関数の中央値の入力電荷量依存性

(b) 線形性の評価

図 7.16: しきい値スキャン結果。

器の増幅率は、図 7.16(a) の 20000 電子の入力電荷近傍の傾きから、以下のように求められた。

$$\text{負電荷入力に対する増幅率} = 3.14 \mu\text{V}/e \quad (7.1)$$

$$\text{正電荷入力に対する増幅率} = 2.64 \mu\text{V}/e \quad (7.2)$$

負電荷の増幅率が正電荷の増幅率に比べて大きいのは、線形性を保っている範囲が狭いためを見かけの効果であって、小信号の部分だけ見れば、このような大きな差異はない。等価雑音電子数は増幅率と雑音 (誤差関数の σ) の積により求められる。等価雑音電子数は正・負電荷に対してそれぞれ 315 電子、241 電子と求められた。同様に全てのピクセルの等価雑音電子数を測定することで検出器容量依存性を測定した (図 7.17)。TSPICE シミュレーションにより等価雑音電子数を見積もったが、比較的、測定値と一致していることが分かる。検出器容量が 3.1 pF の場合でも等価雑音電子数は 700 電子以下なので、3.1 pF までの検出器容量は問題ないということが確認できた。TSPICE シミュレーションでは検出器容量が 10 pF の時で、等価雑音電子数が約 1000 電子なので、10 pF までは問題ないかと推測される。

- 雑音の安定性

等価雑音電子数の前置増幅器と整形増幅器の時定数に対する依存性を調べた。もし、依存性が大きければ、時定数の調節を行ったときに雑音が急激に増加してしまうため、時定数の調節を行うことができなくなる。図 7.18(a) は前置増幅器の時定数を決めているトランスファ型 FET のゲート電圧 VGGP に対する依存性を測定したものである。このとき、整形増幅器の時定数を決めているトランスファ型 FET のゲート電圧 VGGS は設計値の + 80 mV に固定している。図 7.18(b) は VGGP を設計値の - 200 mV に固定して、VGGS に対する依存性を測定したものである。これらのグラフから、VGGP, VGGS を変化させても、等価雑音電子数は急激には増えていないこと

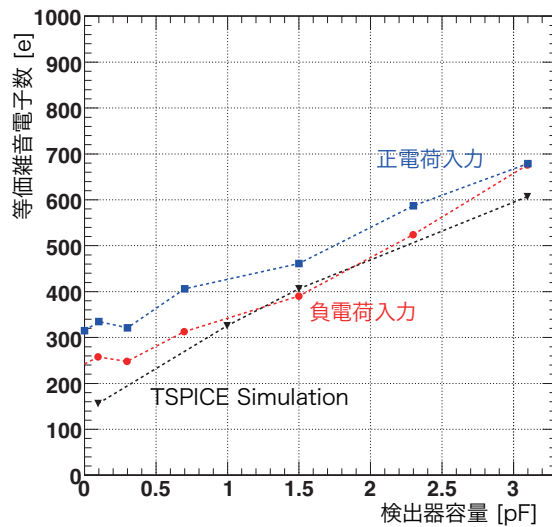


図 7.17: 雑音の検出器容量依存性。

が分かる。VGGP に対する雑音の緩やかな増加は、帰還抵抗の減少によるショット雑音の増大によるもの、VGGs については、整形時定数の減少によって雑音帯域が広がることによるものであると理解することができる。以上から、時定数の調節を行ったとしても、雑音の増大は問題にならないことが確認できた。

7.6 放射線耐性試験

ペアモニタはビームパイプ付近に設置されるため、高い放射線耐性が求められる。ILC の 1 年間の稼働時間を 1.0×10^7 秒 (1 年の約 3 分の 1) とすると、最も放射線吸収量の多いピクセルで 3.7 Mrad/year と見積もられた (5.1 章)。本実験では、KEK 物質科学研究所にあるリガク製 FR-D を用いて読み出し回路に X 線を照射して、読み出し回路の放射線耐性を調べた。

7.6.1 放射線損傷

放射線の電離作用によって生じる半導体の放射線損傷効果にはシングルイベント効果とトータルドーズ効果がある。シングルイベント効果は、高エネルギーの粒子が半導体デバイスに入射した時に飛跡に沿って電子・正孔が生成され、一時的に電流が流れることで、動作に不具合が起きる現象である。SOI ウェハではハンドル層で生成された電子・正孔が埋め込み酸化膜で遮断されるため、シングルイベント効果に対しては強い耐性があることが分かっている [23]。トータルドーズ効果は、放射線によって電離された電荷が酸化膜に蓄積、もしくは酸化膜界面で界面準位を発生させ、トランジスタの特性を変化させてしまう現象である。以下ではトータルドーズについて説明する。

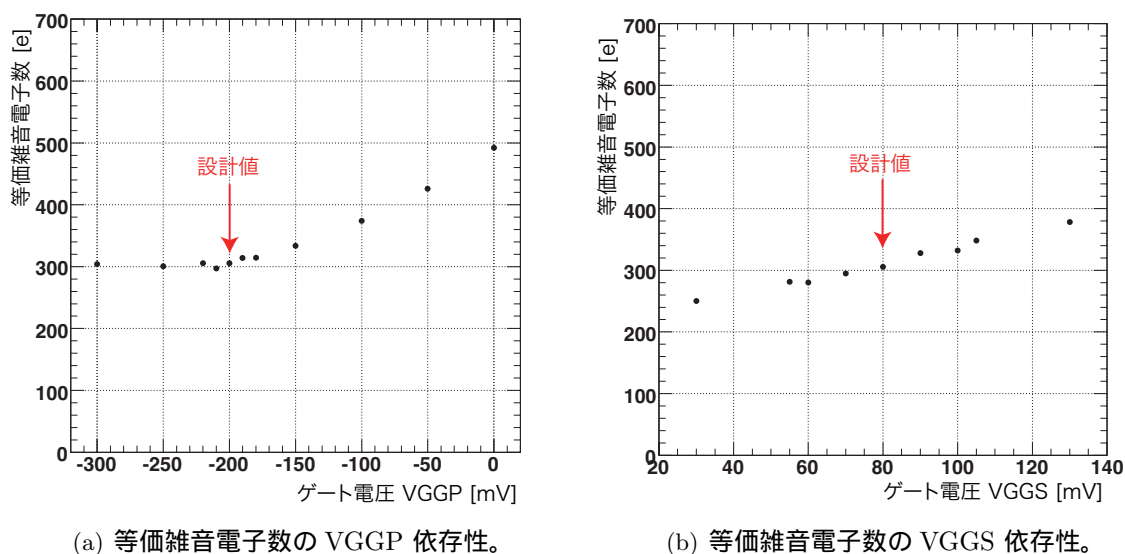


図 7.18: 雑音の安定性

トータルドーズ効果

半導体デバイスに放射線が照射されると、電離作用により絶縁層に電子と正孔が生成される。電子は絶縁層中でも大きな移動度を持っているため、正孔と再結合するわずかなものを除くと素早く酸化膜外に移動する。一方、正孔は移動度がとても小さく、ほとんど動かず酸化膜に蓄積したり、酸化膜界面まで移動して酸化膜とシリコンの界面付近の酸化膜中の欠陥に捕獲される。これらの正孔の影響により、トランジスタの特性が変化する [24]。CMOS ウェハの場合、酸化膜はゲート酸化膜だけであるが、SOI ウェハ場合、ゲート酸化膜以外に埋め込み酸化膜があるため、影響が大きくなるかもしれない。しかし、SOI ウェハのハンドル層の電位 (V_{SUB}) を変化させることによりこの影響を補償することができる可能性がある。そのため、本実験では照射後にハンドル層の電位を変化させて、トータルドーズ効果を補償する効果を観測した。

7.6.2 X線発生装置 (FR-D)

X線発生装置にはKEK 物質科学研究所のリガク製FR-Dを用いた。標的(Cu)に加速した電子を当てると、連続的なエネルギー分布をした連続X線と物質固有のエネルギーを持った特性X線が放射される。アルミフォイルを用いて低エネルギーのX線を防いでいるため、8.04 keVの $K\alpha$ 線と8.91 keVの $K\beta$ 線が主成分である。 $K\alpha$ 線の約20%の強度で $K\beta$ 線が入射しているため、加重平均をとると、8.19 keVのX線源ということになる。

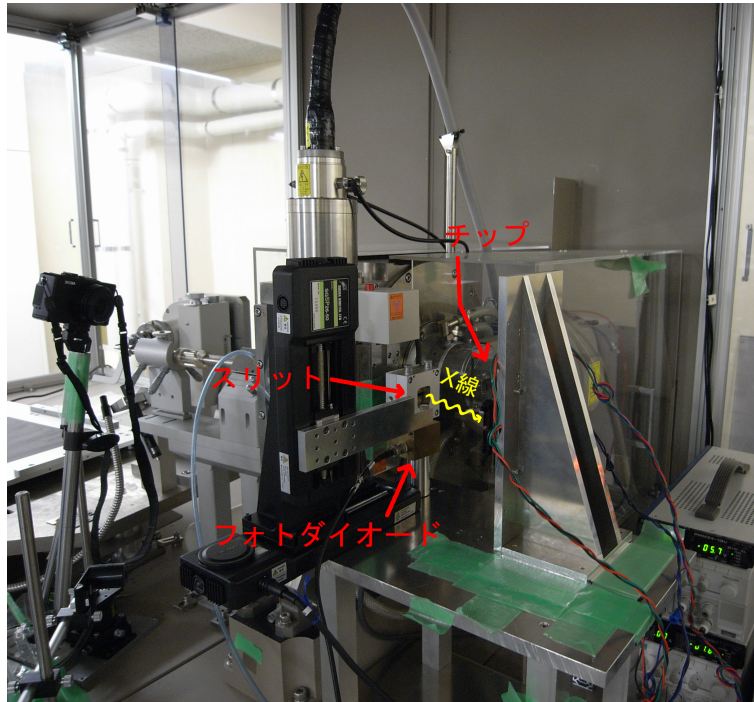


図 7.19: X 線発生装置 FR-D

7.6.3 放射線吸収量の見積もり

放射線吸収量は、単位質量あたりに吸収された放射線のエネルギーによって表され、グレイ ($\text{Gy}=\text{J}/\text{kg}$)、もしくはラド ($100\text{rad} = 1\text{Gy}$) という単位が使われる。放射線吸収量 D_{total} は

$$D_{total} = (\text{照射した光子数 } N) \times (1 \text{ 光子当たりの線量 } D_{\gamma}) \quad (7.3)$$

で求められる。

照射した光子数 N

照射した光子数はフォトダイオードを用いて校正した。フォトダイオードに照射されている光子数とフォトダイオードに流れる光電流の関係が

$$k = 2.5 \times 10^9 \text{ [photon}/\mu\text{A}] \quad (7.4)$$

と測定されているので、X線のスポットサイズを $S \text{ [mm}^2]$ 、光電流を $I \text{ [\mu A]}$ とすると、単位面積当たりの光子数 N は

$$N = \frac{k}{S} \cdot I = \frac{2.5 \times 10^9}{S} \cdot I \left[\frac{\text{photon}}{\text{mm}^2} \right] \quad (7.5)$$

となる。

1 光子当たりの線量 D_γ

8.19 keV の 1 光子のエネルギー E は

$$E = 8.19 \text{ [keV]} = 1.31 \times 10^{-15} \text{ [J/photon]} \quad (7.6)$$

である。X 線が減衰長³ $\lambda=66.4 \mu\text{m}$ までにすべて吸収されたと仮定すると、1 光子の線量 D_γ は、

$$\begin{aligned} D_\gamma &= \frac{E}{d \cdot \lambda} \\ &= 8.47 \times 10^{-9} \left[\frac{\text{J}}{\text{photon} \cdot (\text{kg}/\text{mm}^2)} \right] \end{aligned} \quad (7.7)$$

となる。ここで d はシリコンの密度である。式 (7.3) に式 (7.5)(7.7) を代入して、放射線吸収量 D_{total} は

$$D_{total} = N \times D_\gamma = 2.1 \times 10^1 \cdot \frac{I}{S} \text{ [Gy]} \quad (7.8)$$

$$= 2.1 \cdot \frac{I}{S} \text{ [krad]} \quad (7.9)$$

となる。この式に、放射線照射時に測定した X 線のスポットサイズ S [mm^2] と、光電流 I [μA] を代入すれば放射線吸収量が求められる。

7.6.4 放射線吸収量及び照射時の設定

3 つのチップに対して照射を行った。照射中は電源電圧を印加し、2 つのチップ (以下ではチップ A1, A2 と呼ぶ) ではハンドル層の電位 V_{SUB} を設計値 (-1.65V) に固定し、1 つのチップ (以下ではチップ B と呼ぶ) では前置増幅器の信号波形が照射前の信号波形に設定した。照射は最大で 2 Mrad まで行った (図 7.20)。

7.6.5 試験結果

放射線照射前後及び照射後でハンドル層の電位 V_{SUB} を変化させた時に、以下の変化を観測した。なお、ハンドル層の電位の設計値は $V_{SUB} = -1.65 \text{ V}$ である。

- 電源電流
- 前置増幅器の信号波形
- 増幅率、線形性及び等価雑音電子数

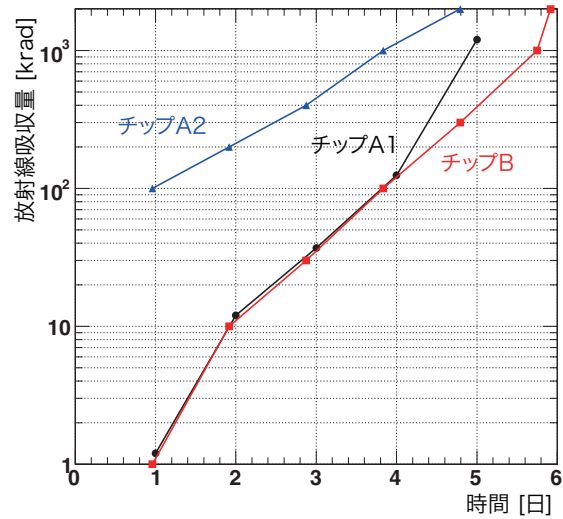


図 7.20: 放射線吸収量。チップ A1 の照射時のスポットサイズは 20 mm^2 、チップ A2, B の照射時のスポットサイズは 36 mm^2 。

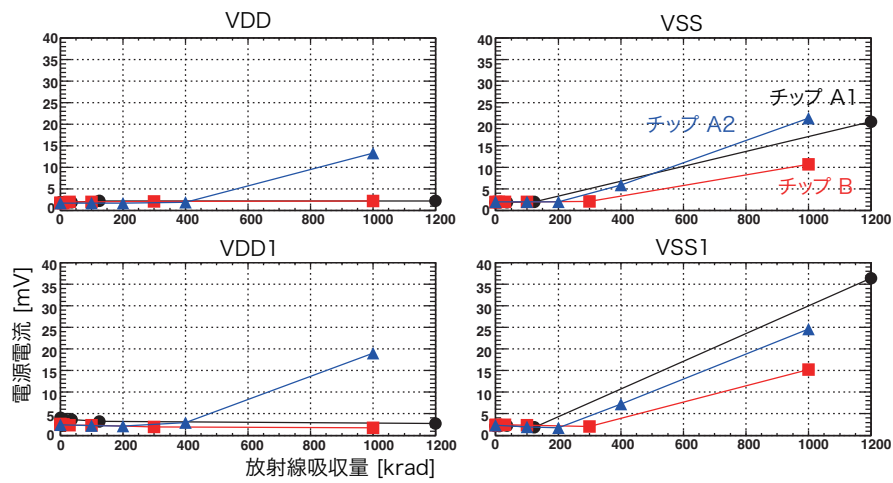


図 7.21: 電源電圧

7.6.5.1 電源電流

電源ラインに $20\ \Omega$ の抵抗を直列に接続して、その電圧降下を測定することにより、電源ラインに流れている電流を測定した (表 7.21)。

全てのチップにおいて、放射線吸収量が $200\ \text{krad}$ 以下では電源電流に大きな変化は見られなかったが、約 $1\ \text{Mrad}$ を照射するまでに VSS, VSS1 に流れる電源電流が大幅に増加した。また、VSS, VSS1 の電源電流の増加と同時に、オフセット電圧調整器の後ろのモニタライン (MON3) で観測することができなくなった。これは、埋め込み酸化膜に蓄積した電荷によって NMOS トランジスタのソース・ドレイン間が短絡して、電流が流れ続けている箇所ができたと考えられる。しかし、全てのチップにおいて、ハンドル層の電位をマイナス側に強く設定すると、電源電流の値は照射前の大きさに戻り、全てのモニタラインで信号波形が観測できるようになった。なお、チップ A2 は最大 $2\ \text{Mrad}$ までの照射を行ったが、 $2\ \text{Mrad}$ 照射後、チップ A2 は VSS のパッケージのワイヤーが焦げて、溶けてしまっていることが確認され、照射後の測定を行うことはできなかった。これは、照射中に $20\ \text{mA}$ 以上の電源電流が VSS のラインに流れていたため、熱でワイヤーが溶けてしまったと考えられる。

7.6.5.2 前置増幅器の信号波形

約 $2,0000$ 電子の負電荷のテストパルスを入力して、放射線を照射するごとに前置増幅器の信号波形の変化を観測した。図 7.22 はチップ B の照射前と $300\ \text{krad}$ 照射後の比較を示している。放射線を照射するにつれて、

- 波高が小さくなる
- 時定数が小さくなる
- オフセット電圧が低くなる

ということが観測された。しかし、全てのチップにおいて、ハンドル層の電位を変化させることにより、信号波形を照射前の波形に近い形に戻せていることが確認できた (図 7.22)。図 7.23 に信号波形が照射前の波形に回復するハンドル層の電位と放射線吸収量の関係を示す。

7.6.5.3 増幅率、線形性及び等価雑音電子数

動作試験の時と同じ手順でしきい値スキャン (7.5.7 章) を行い、増幅率、線形性及び等価雑音電子数の変化を観測した。9,000 から $42,000$ 電子の正電荷のテストパルスを入力して、しきい値スキャンを行った。図 7.24 は放射線吸収量ごとの誤差関数の中央値の入力電荷依存性を示す。

³X 線の強度が $1/e$ になる長さ

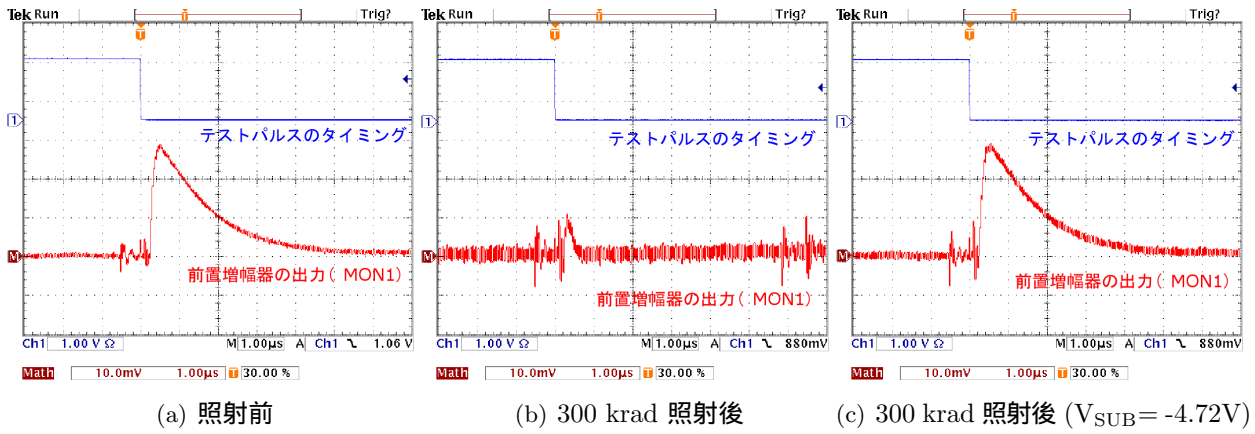


図 7.22: 放射線照射前後及びハンドル層の電位による補償時の前置増幅器出力。約 20,000 電子の負電荷を入力した。

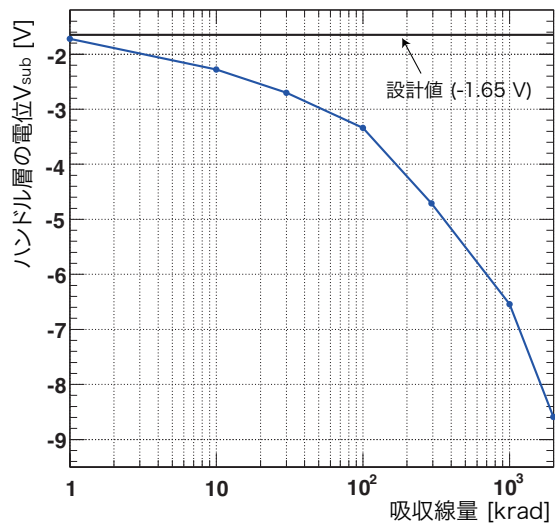


図 7.23: 信号波形を回復させるハンドル層の電位と放射線吸収量の関係

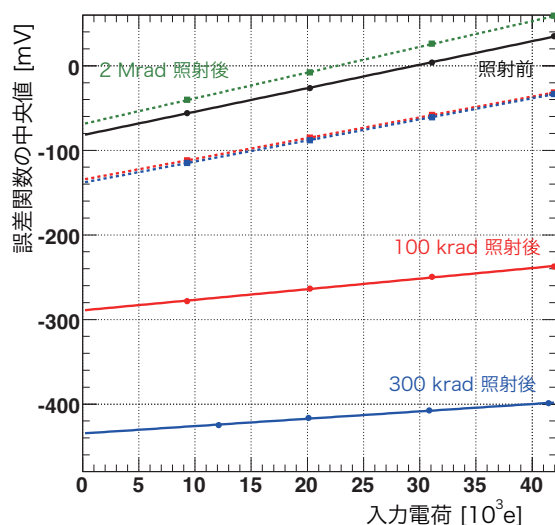


図 7.24: 放射線吸収量ごとのしきい値スキャン結果。点線はハンドル層の電位による補償を行ったことを表す。

増幅率

図 7.25 は放射線吸収量の増幅率に対する影響を示している。照射前の増幅率は $2.78 \mu\text{V}/\text{e}$ であったが、照射につれて低下していき、300 krad 照射後では $0.87 \mu\text{V}/\text{e}$ まで低下した。しかし、増幅率の低下はハンドル層の電位を変化させることで増幅率は回復し、2 Mrad 照射後においても、照射前と同じレベルの増幅率を保っていることが確認できた。

線形性

図 7.26 は放射線吸収量の線形性に対する影響を示している。ハンドル層の電位を設計値の値に固定したままだと、放射線吸収量にしたがって、線形性が悪化していることが分かる。しかし、ハンドル層の電位を変化させることにより線形性が照射前のレベルに回復できていることが確認できた。

等価雑音電子数

図 7.27 に放射線吸収量の等価雑音電子数に対する影響を示す。放射線を照射するにつれて、等価雑音電子数が増加して、300 krad 照射後では 1000 電子以上の等価雑音電子数になっている。しかし、ハンドル層の電位を変化させることで、等価雑音電子数を照射前のレベルに戻すことができる。

7.7 まとめ

ペアモニタのための読み出し回路を SOI-CMOS プロセスを用いて試作して、動作試験及び放射線試験を行った。

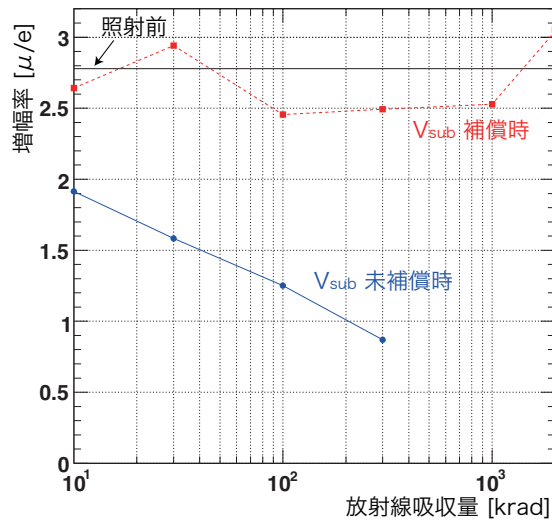


図 7.25: 放射線吸収量の増幅率に対する影響

それぞれの回路ブロックの動作確認を行った結果、オフセット調整電圧回路が正常に動作していないことが判明した。それ以外のブロックは正常に動作していることが確認できた。そして、要求されている計数率以上の 4 MHz 間隔でテストパルスを入力して正しく計数及び読み出しができることが確認できた。等価雑音電子数は正・負電荷の信号に対して、それぞれ 315 電子、241 電子と求められた。検出器容量が 3.1 pF の場合でも 700 電子以下であることが確認できた。これらの計数率と雑音レベルの試験結果は十分に要求性能を満たしている。

放射線試験では、3 つのチップに X 線を最大で 2 Mrad まで照射して、読み出し回路の放射線耐性及びハンドル層の電位によるトータルドーズ効果の補償効果を観測した。200 krad から 1 Mrad の放射線吸収量の間で、NMOS トランジスタが短絡してしまっている箇所が発生した。しかし、ハンドル層の電位を変化させることで短絡した箇所をなくすことができた。また、増幅率、線形性及び等価雑音電子数に関してはハンドル層の電位を変化させることで、照射前のレベルに補償できていた。以上から、ペアモニタの放射線耐性の要求性能 (数 Mrad) に匹敵する 2 Mrad までの放射線吸収量に対して、耐性があることが確認できた。

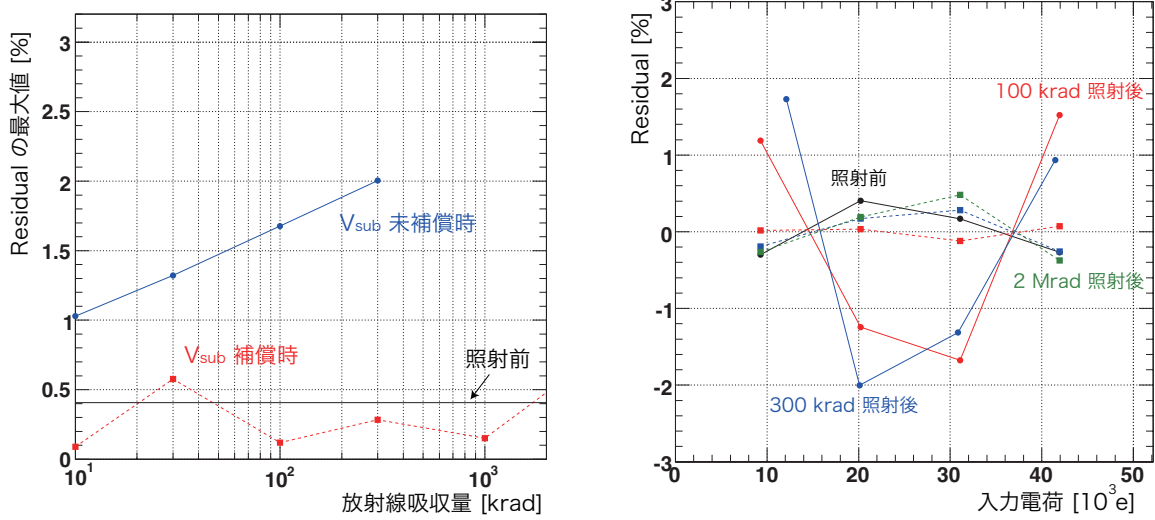


図 7.26: 放射線吸収量の線形性に対する影響。右の図の点線はハンドル層の電位による補償を行ったことを表す。

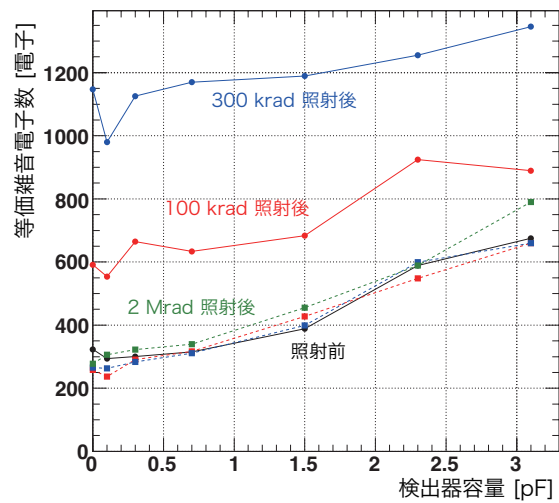


図 7.27: 放射線吸収量の等価雑音電子数に対する影響。点線はハンドル層の電位による補償を行ったことを表す。

第8章 まとめ

国際リニアコライダーのための衝突点ビーム形状モニタ「ペアモニタ」の研究・開発として、ペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布からビームサイズを測定する方法の研究と、電子・陽電子ペアのヒット分布を測定するための読み出し回路の開発を行った。それぞれの結果について以下でまとめる。

ペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布から、ビームサイズを測定する方法の研究

シミュレーションソフト CAIN, Jupiter を用いてペアモニタ上の電子・陽電子ペアのヒット分布を再現し、得られたヒット分布からビームサイズ (σ_x, σ_y) と鉛直方向のずれ (δ_y) を測定した。また、ペアモニタの後方に設置される BeamCal から得られる電子・陽電子ペアのエネルギー損失分布を組み合わせることで、ビームサイズ測定の精度向上を図った。50 バンチ分のデータから、以下の精度で測定できることが確認できた。

	ペアモニタのみ	BeamCal のみ	ペアモニタ + BeamCal
鉛直方向のビームサイズ (σ_y)	9.9%	17.1%	8.6%
水平方向のビームサイズ (σ_x)	3.1%	4.7%	2.8%
鉛直方向のずれ (δ_y)	9.0%	9.5%	7.4%

(8.1)

これは、ILC のビームプロファイルモニタに要求されている測定精度 10 % を満たしている。

電子・陽電子ペアのヒット分布を測定するための読み出し回路の開発

シミュレーションで得られたヒット分布から、読み出し回路に要求される性能を見積もった上で、CMOS プロセスと SOI-CMOS プロセスの 2 つの異なる製造プロセスを用いて読み出し回路を試作し、動作試験・及び性能評価を行った。そして、SOI-CMOS プロセスを用いた試作回路に対しては放射線耐性試験も行った。

- CMOS プロセスを用いた読み出し回路

CMOS プロセスを用いた読み出し回路においてそれぞれの回路ブロックの動作確認を行った結果、カウンタブロックに小さな問題があることが分かった。そのため、8 ビットカウンタの回路修正を行い、ModelSim を用いて設計通りに動作することを確認した。それ以外のブロックは正常に動作していることが確認できた。そして、要求されている計数率以上の 4 MHz 間隔でテストパルスを入力して正しく計数及び読み出しができることが確認された。雑音レベルに関しては正・負電荷の信号に対して、それぞれ 595 電子、396 電子であることが確認できた。これらの計数率と

雑音レベルの試験結果は十分に要求性能を満たしている。以上の動作試験結果は論文 (IEEE) に投稿し、アクセプトされている。放射線耐性に関しては試験を行っていないため、今後行う必要がある。

- SOI-CMOS プロセスを用いた読み出し回路

SOI-CMOS プロセスを用いた読み出し回路において、それぞれの回路ブロックの動作確認を行った結果、オフセット電圧調整回路に問題があることが分かった。それ以外のブロックは正常に動作していることが確認できた。そして、要求されている計数率以上の 4 MHz 間隔でテストパルスを入力して正しく計数及び読み出しができることが確認できた。等価雑音電子数は正・負電荷の信号に対して、それぞれ 315 電子、241 電子であること、検出器容量が 3.1 pF の場合でも 700 電子以下であることが確認できた。これらの計数率と雑音レベルの試験結果は十分に要求性能を満たしている。

SOI-CMOS プロセスを用いた読み出し回路に対して放射線耐性試験を行い、読み出し回路の放射線耐性及びハンドル層の電位によるトータルドーズ効果の補償効果を観測した。X 線照射は 3 つのチップに対して、最大 2 Mrad まで行われた。200 krad と 1 Mrad の照射の間で、NMOS トランジスタが短絡してしまっている箇所が生じた。しかし、ハンドル層の電位を変化させることで短絡した箇所をなくすことができた。また、増幅率、線形性及び等価雑音電子数に関してはハンドル層の電位を変化させることで照射前のレベルに補償できることが確認できた。これはペアモニタの放射線耐性の要求性能 (数 Mrad) に匹敵する 2 Mrad までの放射線吸収量に対して、耐性があることが確認できた。

付録A ビーム・ビームスキャン

2つのビームを衝突させるために、一方のビームを水平・鉛直方向に動かして、ビームの衝突位置を探す”ビーム・ビームスキャン”という方法がある [25]。これは衝突位置を決定すると同時に、衝突点のビームのサイズも測定できる。ビーム・ビームスキャンはLEP 実験やSLC 実験で用いられた。

ビームが衝突する時、対向するビームが作る電磁場によりビームは偏曲される。この偏曲される角度はビームサイズ、またビームのずれに依存したものになる。そのため、一方のビームを少しずつ動かして、ビームが偏曲される角度をビームのずれの関数として測定して、測定したデータをフィットすることによりビームサイズが求められる。偏曲される角度は衝突後のビームの重心の位置をビーム位置モニタで測定することで求められる。

以下ではビームが衝突する際に受ける力について具体的に考える。簡単のために、軸対称 ($\sigma_x = \sigma_y = \sigma_r$) のビーム同士の衝突の場合を考える。電荷分布 ρ は

$$\rho(r) = \frac{Ne}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right] \quad (\text{A.1})$$

と表される。ここで、 N はバンチ当たりの粒子数である。ビームの中心から半径 r の距離にいる粒子が受けるローレンツ力は

$$\vec{F} = e(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) = e(E_r \pm \beta c B_\phi) \frac{\vec{r}}{|\vec{r}|} \quad (\text{A.2})$$

となる。ここで \pm は同じバンチ内の粒子に対しては $+$ 、対向するバンチ内の粒子に対しては $-$ を指す。ガウスの法則から、 E_r は

$$2\pi r E_r = \frac{1}{\epsilon_0} \int_0^r 2\pi r' \rho(r') dr' \quad (\text{A.3})$$

なので、

$$E_r = \frac{Ne}{2\pi r \epsilon_0} (1 - e^{-r^2/2\sigma^2}) \quad (\text{A.4})$$

となる。また、アンペールの法則から、

$$2\pi r B_\phi = \mu_0 \int_0^r 2\pi r' \beta c \rho(r') dr' \quad (\text{A.5})$$

なので、

$$B_\phi = \frac{Ne\mu_0\beta c}{2\pi r} (1 - e^{-r^2/2\sigma^2}) \quad (\text{A.6})$$

となる。粒子が受ける力 F_r は

$$F_r = \frac{Ne^2}{2\pi r \epsilon_0} (1 \pm \beta^2) (1 - e^{-r^2/2\sigma^2}) \quad (\text{A.7})$$

$$\sim \begin{cases} 0 & (\text{同じバンチ内の粒子}) \\ \frac{Ne^2}{\pi \epsilon_0} \frac{1}{r} (1 - e^{-r^2/2\sigma^2}) & (\text{対向するバンチ内の粒子}) \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

となる。ほぼ光速のビーム ($\beta \sim c$) の場合、同じバンチ内の粒子に働く力はゼロになり、対向するバンチの粒子にだけ力に働く。力を受ける方向は電荷の符号によって決まり、同電荷の場合は斥力、異電荷の場合は引力になる。そして、ビーム軸に近い距離 ($r \ll \sigma_r$) にある粒子が受ける力は r に比例する、ビーム軸から離れた距離 ($r \gg \sigma_r$) にある粒子は r/σ_r に依存して減衰していくことが分かる。図 A.1 は LEP 実験で鉛直方向に対して行われたビーム・ビームスキャンの結果である [26]。 $\sigma_y = 3.81 \pm 0.16 \mu\text{m}$ と求められているが、ビームのずれが小さい領域ではビームの偏曲された角度がビームの変位に比例していて、ビームのずれが大きい領域では、指数関数で減衰しているのが確認できる。

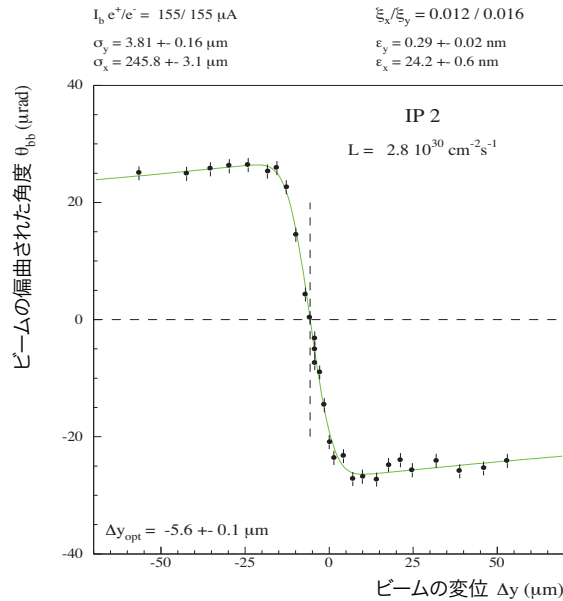


図 A.1: LEP 実験でのビーム・ビームスキャン。鉛直方向にビームを動かしてスキャンしている。

付録B CMOS プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図

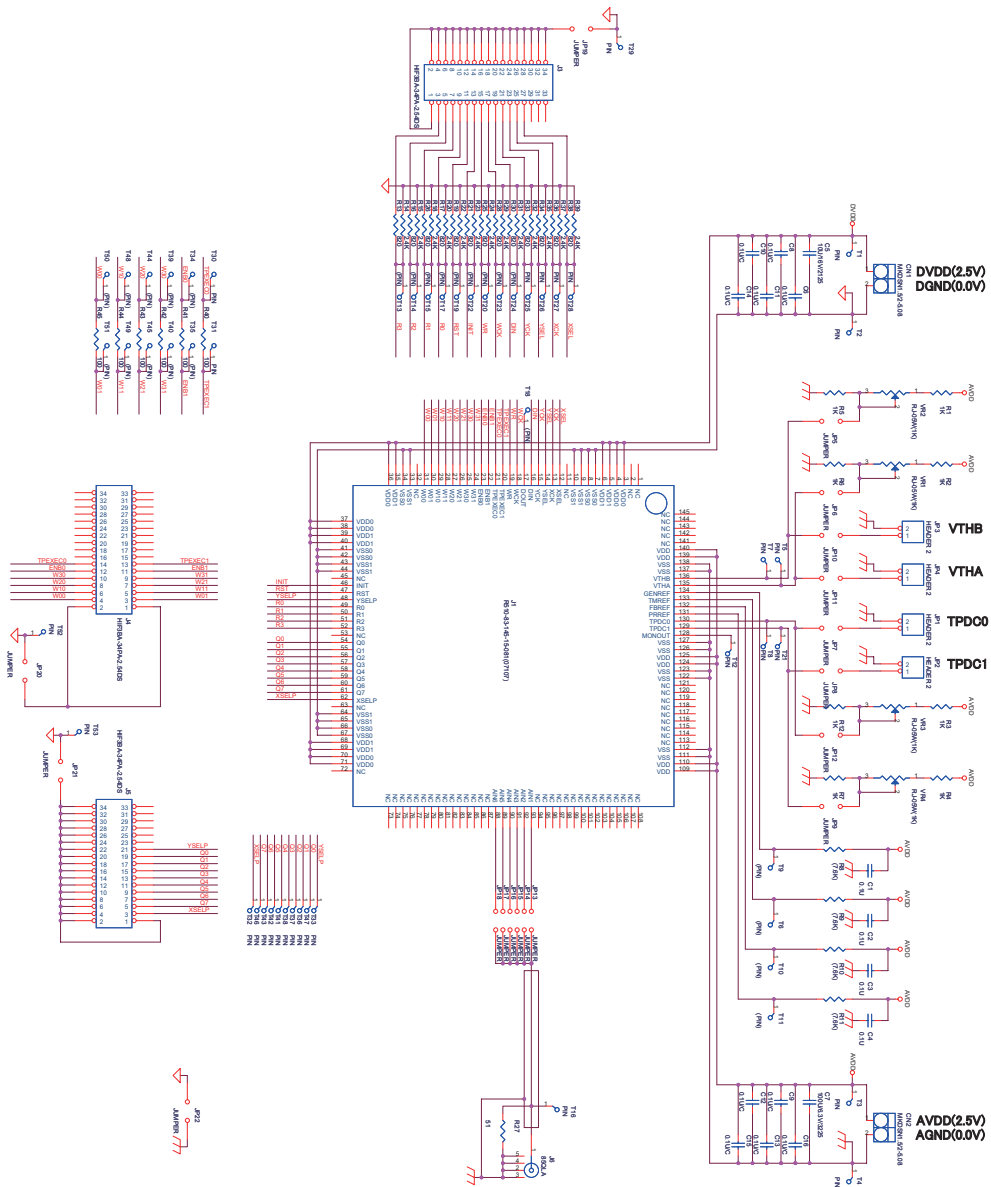


図 B.1: CMOS プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図

付録C 光速パルス駆動回路及び、ピンフォトダイオードを用いた受光回路

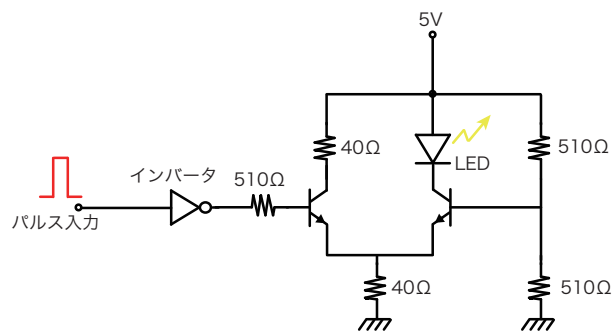


図 C.1: 高速パルス駆動回路

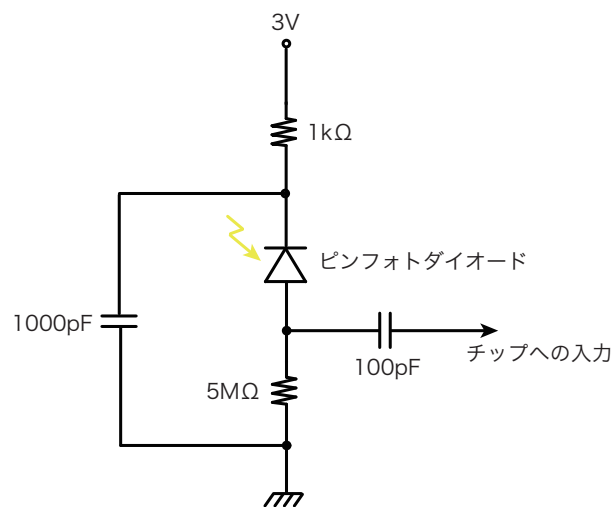
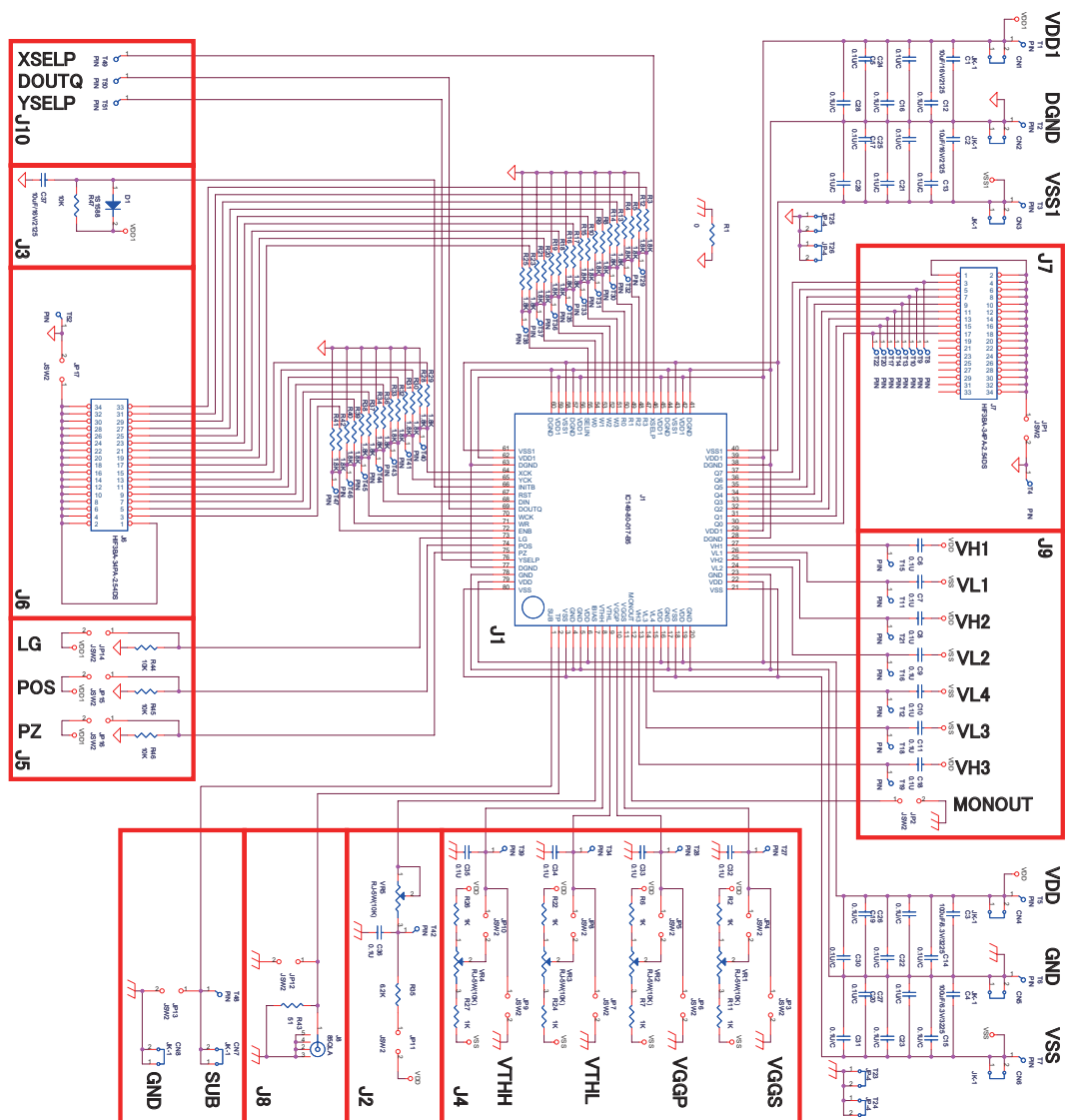


図 C.2: ピンフォトダイオードを用いた受光回路。

付録D SOI プロセスを用いた試作回路のための試験基板の回路図



謝辞

本研究を進めるにあたり、多くの方々にお世話になりました。まず、研究テーマを与えて頂いた山本先生に感謝致します。グループミーティングでの助言や、論文の執筆、セミナーなど研究全般でお世話になりました。また、先生が書いた素粒子論の本や、B 物理のノートはとても分かりやすく、物理がいっそう面白くなりました。田窪さんには、学会や会議の前にスライドを必ずチェックして頂いたり、日ごろの研究での質問に丁寧に何度も答えて頂きました。小貫さんには、読み出し回路の放射線試験において、実験の準備段階から終了までサポートして頂き、無事に実験することができました。また、SOI pixel グループの方々にも放射線試験と SOI-CMOS プロセスを用いた読み出し回路の研究でお世話になりました。JAXA の池田さんには回路の知識が全くなかった僕の質問に丁寧に何度も答えて頂きました。論文執筆の際には、休日に JAXA の方へお邪魔させて頂いたこともありましたが、そのおかげで無事に初めての論文がアクセプトされることができました。長嶺さんには、コンピュータに関する質問に答えて頂いたり、トラブルが起こったときに助けて頂きました。KEK の宮本さんにはソフトのミーティングで貴重なアドバイスを頂きました。最後に同期の M2、先輩、後輩、事務の人たちへ感謝したいと思います。ありがとうございました。

参考文献

- [1] ALEPH Collaboration, DELPHI Collaboration, L3 Collaboration, OPAL Collaboration, The LEP Working Group for Higgs Boson Searches, Search for the Standard Model Higgs boson at LEP Physics Letters B 565 (2003) 61-75
- [2] T.Tauchi and K.Yokoya, Nanometer Beam-Size Measurement during Collision at Linear Colliders, KEK-Preprint 94-122(1995)
- [3] The TEVNPH Working Group Combined CDF and D0 Upper Limits on Standard Model Higgs-Boson Production with up to 4.2 fb⁻¹ of Data FERMILAB-PUB-09-060-E CDF Note 9713 DO Note 5889
- [4] The International Large Detector Letter of Intent, <http://www.ilcild.org/documents/ild-letter-of-intent>
- [5] ILC Global Design Effort and World Wide Study, International linear collider Reference Design Report, August 2007, ILC-REPORT-2007-0001; available also at <http://www.linearcollider.org/cms/?pid=1000437>
- [6] 木村 嘉孝、「高エネルギー加速器」共立出版株式会社
- [7] ILC beam parameter <http://ilcphys.kek.jp/soft/ILCBBeam/BeamParameter.html>
- [8] ILD 測定器グループ <http://www.ilcild.org/>
- [9] SiD 測定器グループ <http://silicondetector.org>
- [10] D.Schulte, Study of electromagnetic and hadronic background in the interaction region of the TESLA collider, 1996.
- [11] Kaoru Yokoya, Pisin Chen, BEAM-BEAM PHENOMENA IN LINEAR COLLIDERS KEK Preprint 91-2(1991)
- [12] Jupiter [ウェブページ http://acfahep.kek.jp/subg/sim/simtools/](http://acfahep.kek.jp/subg/sim/simtools/)
- [13] CAIN [ウェブページ http://lcdev.kek.jp/yokoya/CAIN/cain235/](http://lcdev.kek.jp/yokoya/CAIN/cain235/)
- [14] K.Ito et al., Study of beam profile measurement at interaction point in international linear collider Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A 608(2009) 367

-
- [15] 横山 康博、修士論文「ILC 衝突点モニター用ピクセル検出器読み出し回路の設計開発」、東北大学 (2006)
- [16] 株式会社デジアンテクノロジー <http://www.digian.co.jp/>
- [17] MOSIS サービス <http://www.mosis.com/>
- [18] 有限会社 ジー・エヌ・ディー <http://www.gn-d.com/>
- [19] メンターグラフィックス社 ModelSim <http://www.altima.jp/products/software/modelsim/>
- [20] SOI pixel グループ <http://rd.kek.jp/project/soi/>
- [21] 廣瀬 穰、修士論文「SOI 技術を用いた一体型 Pixel 検出器用読み出しシステムの開発、及び積分型 Pixel 検出器の性能評価」、大阪大学 (2009)
- [22] OKI セミコンダクタ株式会社 <http://www.okisemi.com/jp/>
- [23] G.E.Davis et al., TRANSIENT RADIATION EFFECT IN SOI MEMORIES IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-32(1985)
- [24] T.Matsushita et al., Total-dose effects of γ -ray irradiation on SOI-MOS transistors Nucl. Instr. and Meth. in Phys. Res. A 366(1995) 366
- [25] OHO'02 高エネルギー加速器セミナー講義テキスト
- [26] M.Placidi and J.Wenninger、INTERACTION REGION DIAGNOSTICS IN e^+e^- RING COLLIDERS CERN-SL/98-013 BI