

# 中国科学技术大学

# 博士学位论文



## CEPC 硅钨图像型电磁量能器 原理样机预研

作者姓名: 马思源

学科专业: 物理电子学

导师姓名: 刘树彬 教授 封常青 副教授

完成时间 二〇一八年五月



University of Science and Technology of China  
A dissertation for doctor's degree



**Author's Name:** Siyuan Ma  
**Speciality:** Physics electronics  
**Supervisor:** Prof. Shubin Liu,  
A/Prof. Changqing Feng  
**Finished time:** May, 2018

**Finished time:** May, 2017



## 中国科学技术大学学位论文原创性声明

本人声明所呈交的学位论文,是本人在导师指导下进行研究工作所取得的成果。除已特别加以标注和致谢的地方外,论文中不包含任何他人已经发表或撰写过的研究成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中作了明确的说明。

作者签名: \_\_\_\_\_ 签字日期: \_\_\_\_\_

## 中国科学技术大学学位论文授权使用声明

作为申请学位的条件之一,学位论文著作权拥有者授权中国科学技术大学拥有学位论文的部分使用权,即:学校有权按有关规定向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版,允许论文被查阅和借阅,可以将学位论文编入《中国学位论文全文数据库》等有关数据库进行检索,可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。本人提交的电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。

保密的学位论文在解密后也遵守此规定。

公开 保密 (\_\_\_\_年)

作者签名: \_\_\_\_\_ 导师签名: \_\_\_\_\_

签字日期: \_\_\_\_\_ 签字日期: \_\_\_\_\_



## 目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT .....	II
绪论.....	1
1.1 标准模型与希格斯粒子.....	1
1.1.1 标准模型.....	1
1.1.2 探索希格斯粒子的意义.....	2
1.1.3 希格斯粒子相关实验现状.....	3
1.2 CEPC 项目介绍.....	5
1.2.1 CEPC 项目背景.....	5
1.2.2 CEPC 探测器组成与主要性能指标.....	7
1.3 本文主要内容及结构安排.....	10
参考文献.....	12
第二章 CEPC 电磁量能器需求讨论 .....	14
2.1 传统量能器介绍.....	14
2.2 粒子流算法与成像型量能器.....	16
2.2.1 粒子流算法.....	16
2.2.2 成像型量能器.....	19
2.3 CEPC 电磁量能器关键指标的分析.....	30
2.3.1 模拟工具 Geant4 简介 .....	32
2.3.2 CEPC 电磁量能器的主要指标与基本模型建立.....	32
2.3.3 量能器关键参数的模拟.....	34
2.3.4 电磁量能器关键参数的优化与性能分析 .....	46
2.3.5 电磁量能器对读出电子学的需求.....	48
2.4 本章小结.....	51
参考文献.....	52
第三章 硅-钨图像型量能器原型机方案设计 .....	54

## 目 录

---

3.1	硅 PIN 探测器介绍 .....	54
3.1.1	硅 PIN 探测器的工作原理 .....	54
3.1.2	硅 PIN 探测器在粒子物理试验中的应用.....	55
3.2	硅-钨电磁量能器原型机方案设计 .....	60
3.2.1	功能和指标要求.....	60
3.2.2	设计分析.....	60
3.2.3	原型机总体技术方案设计 .....	61
3.2.4	基本探测单元的选型及性能测试.....	63
3.2.5	灵敏层探测单元布局.....	66
3.2.6	探测器各层的耦合方式.....	67
3.2.7	原型机读出电子学系统方案.....	68
3.3	原型机仿真.....	70
3.4	本章小结.....	72
	参考文献.....	73
	第四章 原型机的读出电子学设计与性能测试.....	74
4.1	读出电子学系统详细介绍.....	74
4.2	前端电子学板.....	75
4.2.1	ASIC 选型.....	76
4.2.2	电源设计.....	85
4.2.3	接口连接器选型.....	86
4.3	数据接口模块.....	87
4.3.1	FPGA 选型 .....	89
4.3.2	芯片时序与逻辑固件.....	90
4.3.3	通信接口.....	92
4.3.4	电源设计.....	93
4.4	数据获取模块.....	94
4.5	上位机软件.....	97
4.6	电子学性能测试.....	98
4.6.1	功能调试.....	99
4.6.2	基线与噪声测试.....	101
4.6.3	积分非线性测试.....	103
4.6.4	阈值与触发效率测试.....	104
4.6.5	光纤传输性能测试.....	106

## 目 录

---

4.7 本章小结.....	106
参考文献.....	107
第五章 原型探测器系统性能测试 .....	109
5.1 单层性能.....	109
5.1.1 单层灵敏层基线及噪声测试.....	111
5.1.2 X 射线能谱测试.....	111
5.1.3 宇宙线能谱测试.....	112
5.2 多层联调测试.....	113
5.2.1 各层基线一致性测试.....	114
5.2.2 阈值一致性测试.....	115
5.2.3 宇宙线 MIP 一致性测试.....	116
5.2.4 宇宙线在多层中径迹测试.....	117
5.3 本章小结.....	120
第六章 总结与展望 .....	121
6.1 总结.....	121
6.2 展望.....	121
致 谢 .....	122
在读期间发表的学术论文 .....	127

摘 要

---

**摘 要**

近

关键字： P

Abstract

---

## **ABSTRACT**

I

**Keywords:** P

II

## 绪论

### 1.1 标准模型与希格斯粒子

#### 1.1.1 标准模型

20世纪中叶，随着越来越多的粒子被发现，科学家们开始思考，是否有一种统一的理论可以解释各种基本粒子和基本相互作用。

为了统一电磁相互作用和弱相互作用，Sheldon Glashow 在 1961 年提出了一种理论，将这两种作用看成统一的电弱统一理论 0，但这个理论有一个重大缺陷，即无法解释基本粒子如何获得质量这个问题。1964 年，Peter Higgs 等三位理论物理学家分别独立提出了希格斯机制（Brout-Englert-Higgs 机制）——一种自发性对称破缺机制，来解释该问题[2][3][4]。希格斯机制指出，存在希格斯场及其激发的自旋为零的希格斯玻色子，该粒子会与基本粒子结合并使基本粒子获得质量。为完善弱电统一理论，Steve Weinberg 和 Abdus Salam 在 1967 年将希格斯机制引入其中[5][6]，这便构成了标准模型的电弱部分。

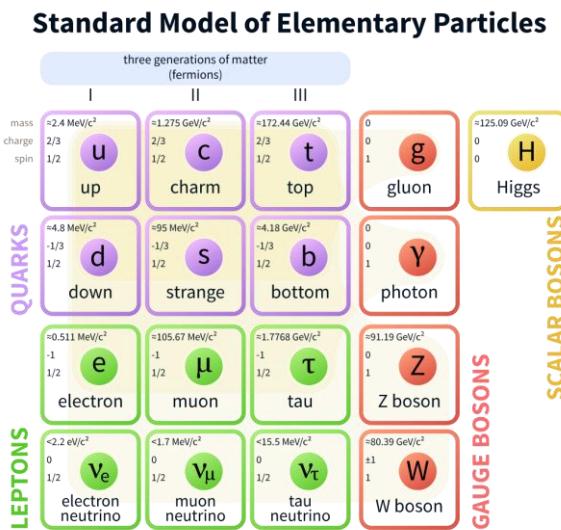


图. 1 标准模型中包含的基本粒子及基本相互作用

随着多种夸克和轻子等费米子被相继发现，Harald Fritzsch 等人于 1973 年

在规范场论的基础上提出了量子色动力学，用来描述强相互作用[7]，这构成了标准模型中强相互作用部分。至此，标准模型已基本完成，它与狭义相对论以及量子力学兼容，隶属于量子场论范畴。

1983 年，欧洲核子中心（CERN）正式宣布发现了 W 及 Z 玻色子[8][9]，然而这两种粒子的质量在发现之前已经被标准模型准确地预研了。标准模型也因此被广泛地接受。

标准模型是一个规范理论，基于  $SU(3) \times SU(2) \times U(1)$  框架，其中  $SU(2) \times U(1)$  用以描述电弱相互作用[1]，而  $SU(3)$  则用来描述夸克之间的强相互作用[7]。

图. 1 标准模型中包含的基本粒子及基本相互作用包含了标准模型中所有 的基本粒子及基本相互作用，基本粒子分为两类——费米子和玻色子。费米子是遵守 费米-狄拉克统计的基本粒子[10]，拥有半整数自旋并遵守泡利不相容原理。标 准模型里的费米子由夸克和轻子组成，总共 36 种夸克和 12 种轻子，费米子是组 成物质的基本粒子，一切重子与多种原子及原子核都是由这些基本费米子组成的 复合粒子。而玻色子是遵循玻色-爱因斯坦统计的粒子[11]，拥有整数自旋且不遵 守泡利不相容原理。玻色子分为规范玻色子和希格斯玻色子，其中规范玻色子包 含了 8 种胶子、2 种 W 粒子、1 种 Z 粒子以及 1 种光子，这些玻色子负责传递各 种作用力，其共同点就是自旋均为 1；希格斯玻色子由希格斯场激发，自旋为 0， 并且稳定性极差，其不传播任何相互作用，它的存在是与基本粒子相互结合从而 使基本粒子获得质量。

二十世纪末的 1995 年，美国费米实验室宣布“顶夸克”被发现[12]，至此标准 模型包含的 61 种基本粒子除了希格斯粒子外已被全部发现，而针对希格斯粒子 的探测也成为了粒子物理的重要任务目标。2012 年，大型强子对撞机（LHC）的 ATLAS 和 CMS 实验组宣布发现了平均质量为 125.09GeV 的疑似希格斯玻色子， 并且在之后的 2013 年正式确认所发现的确实是希格斯玻色子[13][14]。

希格斯玻色子的发现，证明了希格斯场的存在，补全了标准模型的最后一块 拼图，成功解释了基本粒子是如何获取质量这一难题。由于在标准模型理论中的 突出贡献，Peter Higgs 获得了 2013 年的诺贝尔物理学奖。

### 1.1.2 探索希格斯粒子的意义

由于希格斯粒子与其他基本粒子的质量形成有紧密关系，可以说是“质量之 源”，因此希格斯粒子被誉为“上帝粒子”[16]。它的发现，成为了基础物理学的 一个里程碑，标志着粒子物理发展的新起点。

但标准理论并非完美，虽然希格斯粒子被发现，但标准理论并没有预言它质 量的准确数值；同时虽然希格斯理论解释了其他基本粒子如何获取质量，但无法

准确预言质量的具体数值，这些数值只能通过实验测得。为了研究并解释相关质量，获得一套完整的理论计算方法，需要进一步对希格斯粒子展开探索研究。此外，虽然标准模型在电弱领域及强相互作用领域的应用非常成功，但它并非完整的理论，标准模型不包含引力作用，这是一大遗憾；并且标准模型理论不能解释中微子为何具有非零的质量[15]，也不能解释暗物质和暗能量。

对希格斯粒子的探索，有望解决这些问题，例如针对暗物质与暗能量，部分科学家认为希格斯粒子可能与大质量弱相互作用粒子发生作用，形成暗物质[17]。此外，探索希格斯粒子还可能拓宽标准模型，甚至挖掘出其背后的物理规律，基于以上原因，希格斯粒子已经成为粒子物理研究的最前沿课题。

### 1.1.3 希格斯粒子相关实验现状

由于研究希格斯粒子对于整个理论物理界有极为重要的作用，因此世界上广泛地开展了制造并研究希格斯粒子的实验。考虑到希格斯粒子的稀有度极高，平均寿命只有 $1.56 \times 10^{-22}$ s，作为质量之源，它在宇宙大爆炸之初就完成了使命，如今要再次捕获希格斯粒子，一般通过粒子对撞的方式来实现。

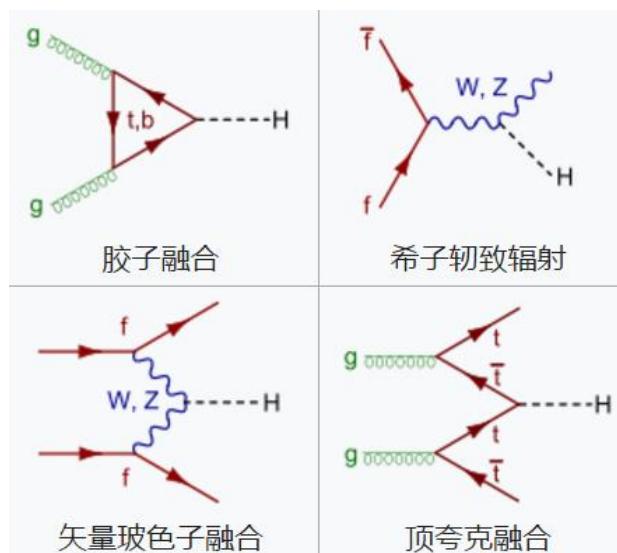


图. 2 希格斯粒子生成的费曼图

如图. 2 所示，最常发生的生成希格斯粒子的反应一般认为有以下四种：

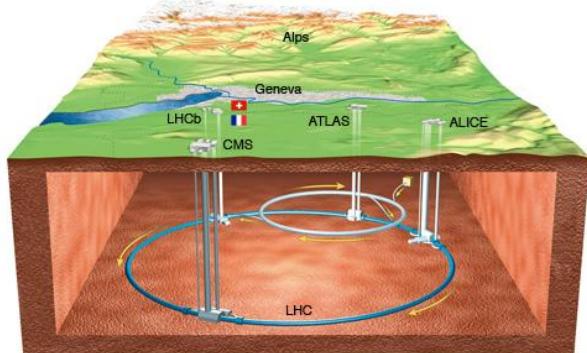
- 胶子融合[18]：在大型强子对撞机中，如果两个质子发生对撞，则有可能两个胶子( $g$ )碰撞在一起，在其碰撞后，经过虚夸克圈则可生成希格斯粒子。由于希格斯粒子与其他粒子的耦合跟粒子的质量成正比，因此在 LHC 这种强子对撞

机中，这是主要的生成希格斯粒子反应，其发生概率是其他反应的十倍以上。

- 希格斯粒子韧致辐射[19]: 如果费米子( $f$ )与反费米子( $\bar{f}$ )碰撞，例如电子与正电子相互碰撞，则生成一个虚 W 玻色子或者虚 Z 玻色子，如果此时带有足够的能量，则可能会发射希格斯粒子，这是大型正负电子对撞机中最常发生的反应。
- 矢量玻色子融合[18]: 由两个夸克分别发射的一个 W 玻色子或 Z 玻色子以  $W^+W^-$  或  $Z^+Z^-$  合并成一个中性的希格斯粒子。这种反应在强子对撞机和正负电子对撞机中都是次主要的反应。
- 顶夸克融合[18]: 两个胶子( $g$ )衰变生成一对顶夸克( $t$ )和一对反顶夸克( $\bar{t}$ )，然后一个顶夸克和一个反顶夸克结合可以形成一个希格斯粒子。这种反应发生概率较前面三种要小几个数量级。

由于生成希格斯粒子的主要反应都需要粒子对撞来实现，自上世纪七十年代以来，国际上开展了多个大型对撞实验以探测希格斯粒子。

- 大型正负电子对撞机 (LEP) [20]: 位于欧洲核子中心的大型正负电子对撞机于 1989 年开始运行，并逐步增加对撞的正负电子能量，从最开始的低于 GeV 到 2000 年的 209GeV。该对撞机主要生成希格斯粒子的方法是通过希格斯粒子韧致辐射，但遗憾的是截止到 2000 年对撞机最终关闭之前，并未成功找到希格斯粒子的存在证据。不过大型正负电子对撞机虽然没有完成探测希格斯粒子的任务，但确认了标准模型下希格斯 s 粒子的质量下限为 114.4GeV，95% 的置信水平，这位接下来的探索工作指明了方向。如今要再次捕获希格斯粒子，一般通过粒子对撞的方式来实现。
- 兆电子伏特加速器 (Tevatron) [21]: 在大型正负电子对撞机退役之后，美国费米实验室的兆电子伏特加速器接过了探测希格斯粒子的接力棒，继续通过对撞的方法以期产生并捕获希格斯粒子。它是一台环形正负质子对撞机，可以把质子和反质子分别加速到 980GeV 并对撞，研究对撞后的物理现象。考虑到在低于 135GeV 时量子色动力学背景噪声过大，生成希格斯粒子最主要的方法依旧是通过希格斯粒子韧致辐射。可惜的是，在 2011 年 9 月 30 日兆电子伏特加速器结束探测希格斯粒子任务之前，依旧未能找到希格斯粒子，它的主要作用是排除部分希格斯粒子的质量值域[22][23][24]。



■ **大型强子对撞机 (LHC):** 在大型正负电子对撞机停止运行后，欧洲核子中心建成并于 2008 年 9 月 10 日开始运行的大型强子对撞机，可以将两个相互对撞的质子分别加速到  $4\text{TeV}$  进行对撞，主要通过胶子融合的方式来制造希格斯粒子。由于大型强子对撞机的对撞能量极高，因此对撞产物异常复杂，这对于希格斯粒子的探索既是机遇也是挑战。2012 年 7 月 4 日，欧洲核子研究组织宣布大型强子对撞机的子实验室紧凑缪子线圈 (CMS) 和超环面仪器 (ATLAS) 分别独立发现了质量在  $125\text{GeV}$  左右的疑似希格斯粒子[25][26]。2013 年 3 月 4 日，欧洲核子研究组织再次发表声明，确认之前发现的粒子就是希格斯粒子[27]。在这之后，大型强子对撞机并没有停止对希格斯粒子的继续探索，经过两年的升级维护，大型强子对撞机于 2015 年 4 月 5 日再度启动，进行总能量高达  $13\text{TeV}$  的质子对撞实验，以期对希格斯粒子的性质和作用原理进行探索[28]。

## 1.2 CEPC 项目介绍

### 1.2.1 CEPC 项目背景

2012 年希格斯粒子的发现，完美地填补了标准模型的最后一块空缺，也标志着新物理时代的开始，整个基础物理学界都面临着重要转折和发展机遇[29]。由于探索希格斯粒子有望解决标准模型所不能解释的现象，甚至扩展标准模型为涵盖引力的“大一统理论”，因此全世界都在积极探索希格斯粒子。

考虑到大型强子对撞机的产物复杂，同时产生大量本底，因此并不适合对希格斯粒子做精确测量。而采用正负电子对撞的方式可以获得非常低的本底，便于对希格斯粒子进行深入研究。如表 1 所示，三十年来世界上建成并运行了十几台

正负电子对撞机，但这些对撞机大多对撞能量较低，除了 CERN 的大型正负电子对撞机外，其余并不适合作为希格斯粒子的产生平台。

表 1 世界上已经建成运行的正负电子对撞机

Location	Accelerator	Energy(GeV × GeV)	Luminosity(cm <sup>-2</sup> s <sup>-1</sup> )	period
CERN	LEP	104.5 × 104.5	1 × 10 <sup>32</sup>	1989-2000
KEK	KEKB	8(e <sup>-</sup> ) × 3.5(e <sup>+</sup> )	2.1 × 10 <sup>34</sup>	1998-2010
	TRISTAN	32 × 32	3.7 × 10 <sup>31</sup>	1986-1995
SLAC	PEP-II	9(e <sup>-</sup> ) × 3.1(e <sup>+</sup> )	1.2 × 10 <sup>34</sup>	1999-2008
	SLC	46.2 × 46.2	3 × 10 <sup>30</sup>	1988-1998
DESY	DORIS	5.6 × 5.6	3.3 × 10 <sup>31</sup>	1974-1992
Cornell	CESR	1.8 × 1.8 to 5.5 × 5.5	1.3 × 10 <sup>33</sup>	1979-2008
INFN	DAFNE	0.51 × 0.51	1.5 × 10 <sup>32</sup>	1999-present
IHEP	BEPC&BEPCII	1.5 × 1.5 to 2.5 × 2.5	8.5 × 10 <sup>32</sup>	1988-present
BINP	VEPP-200	0.2 × 0.2 to 1 × 1	1.2 × 10 <sup>32</sup>	2010-present
	VEPP-4M	1.5 × 1.5 to 5 × 5	5 × 10 <sup>30</sup>	1984-present

2007 年，国际未来加速器委员会发起新型国际直线对撞机（International Linear Collider, ILC）项目[30]。由于考虑到高能轻子如电子在环形加速器中存在同步辐射效应损失能量，新型对撞机将采用直线对撞，如图. 3 所示。

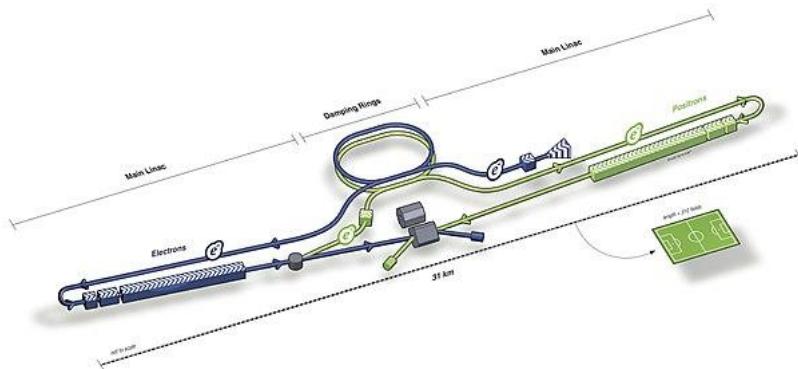


图. 3 国际直线对撞机 ILC

该项目计划花费 70-80 亿美元，在日本（暂定）修建一个总长度约 31 公里的直线对撞机。首期目标是进行最高 14KHz，能量为 500GeV 的正负电子对撞。未来总长度可扩展为 50 公里，最高对撞能量可提升至 1TeV。国际直线对撞机也可以作为希格斯工厂，进行 250GeV 的持续性正负电子对撞[31]。

在这个大背景下，中国高能物理研究所顺应未来物理研究的研究方向，抓住机遇，成立了专门的研究小组，研究建立作为希格斯粒子工厂的下一代正负电子对撞机并讨论将来升级为超级质子对撞机（SPPC）的可能性[32]。

关于对撞机，首先要考虑的是选择环形还是直线对撞，虽然直线对撞可以避免轻子的同步辐射效应，使粒子加速到更高的能量，但其亮度相对较低并且建造

成本高。所幸希格斯粒子的能量较低，只有  $125\text{GeV}$ ，如果对撞机周长足够大，环形加速器就能克服同步辐射效应，达到对撞所需要的能。考虑到中国高能物理所有成熟的环形电子加速器技术与设计使用经验，这对于中国来说是一个千载难逢的机遇，因此最终的选择是环形正负电子对撞机（CEPC）。

由于希格斯工厂需要  $240\text{GeV}$  的质心系对撞能量，在已经建成并运行的正负电子对撞机中，欧洲核子中心的大型正负电子对撞机 LEP 最高对撞能量是  $209\text{GeV}$ ，已经非常接近，CEPC 可以从中吸取大量成功经验。CEPC 要考虑的主要问题是如何在获得  $240\text{GeV}$  对撞能量的同时保持高亮度，为此，中国高能物理研究所联合其他国家的科研机构，开始研究建设一个周长为  $50\text{-}70\text{km}$  的环形对撞机。它的主要指标如下：对撞束流能量  $240\text{GeV}$ ，亮度  $2.62 \times 10^{34}\text{cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ ，对撞点数目 2，每个对撞点每年产生的希格斯粒子数  $1 \times 10^{35}$ 。考虑到 CEPC 的最终目标是发展为世界科学中心，其选址有环境优美、旅游资源丰富、国际化基础好、交通方便等要求，如图 4 所示，该项目的一个可能的选址是秦皇岛[33]。



图 4 CEPC 可能的选址

### 1.2.2 CEPC 探测器组成与主要性能指标

CEPC 的探测器系统概念图如图 5 所示，其系统建设包括指标参数部分参考了国际直线对撞机的探测器系统——国际大型探测器（International Large

Detector, ILD) 和硅探测器 (Silicon Detector, SiD) [34], 与其最大区别是 CEPC 工作在连续模式。由于国际直线对撞机的粒子团 (bunch) 对撞频率只有几十赫兹, 探测器系统实际工作时间小于 1%, 绝大多数时间可以通过间歇性供电 (Power Pulsing) 来降低功耗, 因此其对功耗和散热压力不大。与之不同的是, 连续工作模式下粒子团对撞间隔时间很短, 探测器系统需要持续工作, 这对功耗和散热能力有更高的要求, 同时对探测器死时间也有较高要求。CEPC 的基本需求是可以精确测量轻子对撞后产生的希格斯粒子及其衰变产物, 为此探测器系统计划包含多种探测器:

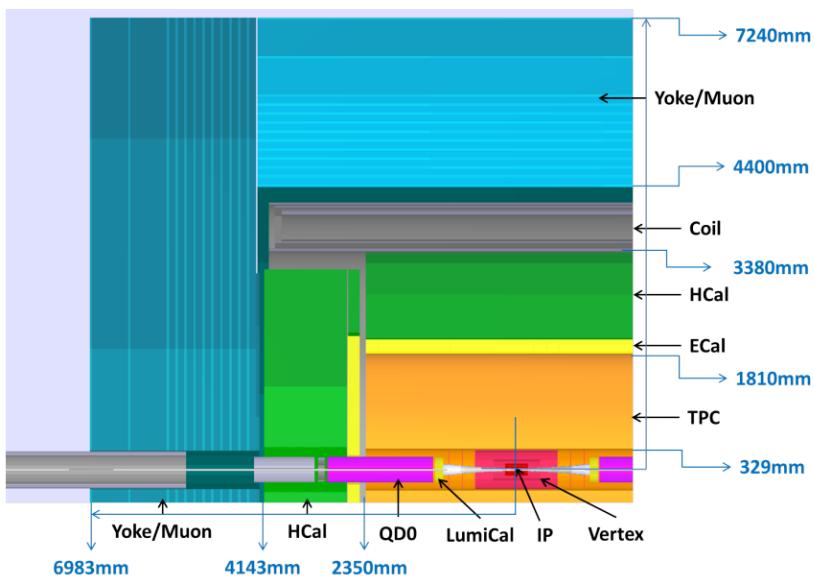


图. 5 CEPC 的探测器组成概念图

■ 顶点探测器: 顶点探测器的位置非常靠近对撞点, 它有 16mm 的内径, 用来精确追踪并鉴别重子 ( $b$ -/ $c$ -夸克射流) 和轻子 ( $\tau$ ); 同时它还要能够重建一些短寿命粒子的衰变顶点。顶点探测器的需求决定了它必须有超高的位置分辨能力, 它与 ILD 的顶点探测器采用了相同的结构布局, 主要性能指标如下:

- 顶点附近的位置分辨率好于  $3\mu\text{m}$ ;
- 每层材料厚度低于 0.15% 的辐射长度;
- 第一层要足够靠近对撞顶点, 半径为 16mm;
- 顶点探测器占用总空间不超过整体的 1%。

■ 硅径迹探测器: 参考了 ILD 的设计, CEPC 计划采用一组硅径迹探测器用来辅助时间投影室和顶点探测器, 以此获得更好的位置分辨能力。该探测器组总共

有三个子探测器：第一个子探测器分为两部分，硅内部径迹探测器（Silicon Internal Tracker, SIT）位于顶点探测器和时间投影室之间，硅外部径迹探测器（Silicon External Tracker, SET）位于时间投影室和电磁量能器之间，该子探测器用以辅助 TPC 进行位置分辨。第二个子探测器是端盖径迹探测器（End-cap Tracking Detector, ETD），位于时间投影室和量能器之间，其作用是提升该区域的带电粒子动量测量分辨率。第三个子探测器是前沿径迹探测器（Forward Tracking Detector, FTD），该探测器和 ETD 平行，位于时间投影室包裹的区域内，作用是带电粒子重建和动量测量。硅径迹探测器具体性能指标比较复杂，在此不再展开。

■ 时间投影室（Time Projection Chamber, TPC）：时间投影室是系统中主要的径迹探测器，CEPC 的时间投影室设计与 ILD 的完全相同，外形为具有内外半径的圆桶形结构。作为主要径迹探测器，时间投影室可以提供位极高的位置分辨率和足够的空间点用以重建粒子轨迹。它的主要指标如下：

- 投影室内部半径 0.325m，外部半径 1.8m，圆柱长度 4.7m；
- 位置分辨率好于  $100\mu\text{m}$ ；
- 可以提供 200 左右的空间点用以重建事例；
- 探测效率好于 97%。

■ 电磁量能器：电磁量能器作用是精确测量电磁型粒子的能量。为了区分出相邻粒子并提供径迹信息，CEPC 需要成像型电磁量能器。如图.6 所示，电磁量能器主要有两条技术路线，模拟读出和数字读出。模拟读出分为硅-钨和闪烁体+硅 PM-钨两种方案，数字读出有 MAPS-钨的方案。系统对于电磁量能器的主要指标有以下几点：

- 量程  $100\text{GeV}$ ；
- 能量分辨率好于  $16\%/\sqrt{E(\text{GeV})}$ ；
- 不大于  $1 \times 1\text{cm}^2$  的探测单元尺寸；

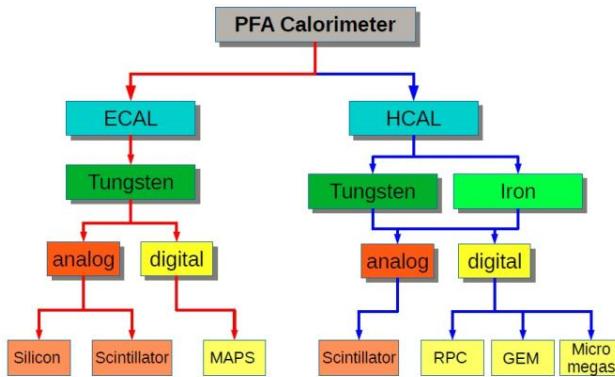


图. 6 电磁量能器和强子量能器主要技术路线

■ 强子量能器：强子量能器的作用是精确测量强子能量，并且区分带电强子和中性强子。由于对撞产生的射流（Jet）里中性强子平均占 10% 的能量，因此精确测量强子能量对整个射流分辨率的提升非常显著。为了实现射流能量分辨率 3-4% 的目标，最好的办法是采用成像型强子量能器，主要技术路线也分为模拟和数字两种。吸收层主要选择铁或钨，由于强子量能器吸收层的核作用长度较电磁量能器的辐射长度要长很多，且强子量能器位于电磁量能器外层，因此吸收层总体积远大于电磁量能器，使用钨板作为吸收的层成本会远高于铁，从成本角度考虑现有方案大多基于铁或钢。在此基础上，模拟方案主要是闪烁体+硅 PM 和铁，数字方案是采用 RPC 探测器和铁或 GEM/Micromegas 探测器和铁。系统对于强子量能器主要指标是：

- 量程 100GeV；
- 分辨率好于  $50\%/\sqrt{E(GeV)}$ 。

■ 超导螺线管：超导螺线管包裹于强子量能器之外，主要指标是产生一个强度 3.5T 的磁场。

■ 缪子探测器：其主要作用是进行缪子鉴别，并且作为强子量能器的补充对强子量能器中簇射展宽并泄漏出来的射流进行位置分辨。主要指标是尽可能高的缪子探测效率以及很低的强子误判率，同时拥有适度的位置分辨和足够大的覆盖面积。

### 1.3 本文主要内容及结构安排

CEPC 实验是我国开展的以研究 Higgs 粒子为主要目标的下一代环形正负电子对撞机项目。旨在利用我国成熟的环形电子对撞机技术，建造一个 Higgs 粒子工厂，聚集全世界的优秀人才，促进中国科学技术的跨越式发展，使我国最终发

展为世界的科学中心。本文围绕 CEPC 探测器系统中的电磁量能器展开论述，详细介绍了各种量能器备选方案，并针对其中硅-钨方案进行原型机设计。目前探测器和电子学设计已完成，其各主要性能也在文章中进行了详细说明。本文具体的机构安排如下：

- 第一章：从标准模型与 Higgs 粒子着手，阐述了研究 Higgs 粒子的重要意义，对探测 Higgs 粒子实验的前世今生进行调研。接下来，对 CEPC 实验进行重点调研，详细介绍了其主要任务目标，探测器系统组成与各分系统主要指标参数。
- 第二章：围绕量能器展开论述，调研了多种国际上已经运行的传统量能器。介绍了粒子流算法，并引出了对于成像型量能器的需求，调研了国际上已有的成像型量能器方案，选取了硅-钨成像型量能器这一技术路线作为本文研究对象。分析 CEPC 电磁量能器的指标需求，根据需求及概念设计报告提出的框架进行原始结构设计，通过模拟软件对多种关键参数进行分析，改善原始结构，根据模拟结果设计出满足 CEPC 需求的电磁量能器。并根据探测器信号特点提出对于电子学的需求。
- 第三章：根据需求对市场上可以购买的硅 PIN 探测器进行调研并选几种型号作为主要考察对象，设计测试系统对探测器基本性能进行测试分析以选取目前最合适型号。根据探测器实际情况设计探测器阵列并通过仿真研究该阵列是否满足需求。
- 第四章：根据第二章对电子学的需求，提出电子学解决方案。设计了一种可扩展的电子学架构，主要模块包括前端电子学模块、数据接口模块和数据获取模块。前端电子学模块集成了探测器阵列和前端读出芯片，负责探测器信号的采集和模数转换。经过对比，选择了 OMEGA 公司的 SKIROC2a 芯片作为核心芯片，该芯片曾成功应用于国际直线对撞机的电磁量能器原型机，每个 SKIROC2a 芯片可以实现 64 路探测器的信号采集和模数变换。每个前端板集成了一个  $8 \times 8$  的硅 PIN 探测器阵列以及一个 SKIROC2a 芯片。数据接口模块负责为前端板供电以及控制前端板进行触发判选和数据采集。数据获取模块可以连接多个数据接口模块，用以汇总有效数据并与上位机通信。系统设计完成后进行了电子学测试，对于其主要性能如基线噪声和增益非线性等进行了考察，证明其满足电子学的设计指标。
- 第五章：对探测器和电子学进行联测，测量其通道间的串扰、宇宙线分辨率及动态范围等关键参数，判断是否满足设计要求并指出主要的问题。
- 第六章：总结本文主要工作，提出改进方向，并针对系统的扩展和工程化原理样机的实现进行规划。

## 参考文献

- [1]. Glashow S L. Partial-symmetries of weak interactions[J]. Nuclear Physics, 1961, 22(4): 579-588.
- [2]. Higgs P W. Broken symmetries and the masses of gauge bosons[J]. Physical Review Letters, 1964, 13(16): 508.
- [3]. Englert F, Brout R. Broken symmetry and the mass of gauge vector mesons[J]. Physical Review Letters, 1964, 13(9): 321.
- [4]. Guralnik G S, Hagen C R, Kibble T W B. Global conservation laws and massless particles[J]. Physical Review Letters, 1964, 13(20): 585.
- [5]. Weinberg S. A model of leptons[J]. Physical review letters, 1967, 19(21): 1264.
- [6]. Salam A. Elementary particle theory[J]. Ed. N. Svartholm, Stockholm, Almqvist and Wiksell, 1968, 367.
- [7]. Fritzsch H, Gell-Mann M, Leutwyler H. Advantages of the color octet gluon picture[J]. Physics Letters B, 1973, 47(4): 365-368.
- [8]. Arnison G, Astbury A, Aubert B, et al. Experimental observation of isolated large transverse energy electrons with associated missing energy at  $s = 540$  GeV[J]. Physics Letters B, 1983, 122(1): 103-116.
- [9]. Banner M, Battiston R, Bloch P, et al. Observation of single isolated electrons of high transverse momentum in events with missing transverse energy at the CERN pp collider[J]. Physics Letters B, 1983, 122(5-6): 476-485.
- [10]. Fermi E. Sulla quantizzazione del gas perfetto monoatomico[J]. Rendiconti Lincei, 1926, 145.
- [11]. Bose S N. Plancks gesetz und lichtquantenhypothese[J]. 1924.
- [12]. Abe F, Akimoto H, Akopian A, et al. Observation of top quark production in p p collisions with the Collider Detector at Fermilab[J]. Physical review letters, 1995, 74(14): 2626.
- [13]. Aad G, Abajyan T, Abbott B, et al. Observation of a new particle in the search for the Standard Model Higgs boson with the ATLAS detector at the LHC[J]. Physics Letters B, 2012, 716(1): 1-29.
- [14]. O'Luanaigh C. New results indicate that new particle is a Higgs boson[J]. CERN-<http://home.cern/about/updates/2013/03/new-results-indicate-new-particle-higgs-boson> (acessado em 21/08/2016), 2013.
- [15]. Barger V, Marfatia D, Whisnant K. The physics of neutrinos[M]. Princeton University Press, 2012.
- [16]. Lederman L M, Teresi D. The God particle: If the universe is the answer, what is the question?[M]. Houghton Mifflin Harcourt, 1993.
- [17]. Physics World,. British Institute of Physics. Retrieved 26 July 2011.
- [18]. Baglio J, Djouadi A. Higgs production at the IHC[J]. Journal of High Energy Physics, 2011, 2011(3): 55.
- [19]. Baglio J, Djouadi A. Predictions for Higgs production at the Tevatron and the associated

- uncertainties[J]. Journal of High Energy Physics, 2010, 2010(10): 64.
- [20]. Bernardi G, Carena M, Junk T. Higgs bosons: theory and searches[J]. Particle Data Group, 2007.
- [21]. Carena M, Conway J S, Haber H E, et al. Report of the Tevatron Higgs working group[R]. Argonne National Lab., IL (US), 2000.
- [22]. Aaltonen T, Abazov V M, Abbott B, et al. Combination of Tevatron searches for the standard model Higgs boson in the W+ W- decay mode[J]. Physical review letters, 2010, 104(6): 061802.
- [23]. TEVNPH Working Group, CDF Collaboration, D0 Collaboration. Combined CDF and D0 Upper Limits on Standard Model Higgs-Boson Production with up to 2.4 fb-1 of data[J]. arXiv preprint arXiv:0804.3423, 2008.
- [24]. Group H W, CDF collaboration, D0 Collaboration. Updated Combination of CDF and D0 Searches for Standard Model Higgs Boson Production with up to 10.0 fb-1 of Data[J]. arXiv preprint arXiv:1207.0449, 2012.
- [25]. Chatrchyan S, Khachatryan V, Sirunyan A M, et al. Observation of a new boson at a mass of 125 GeV with the CMS experiment at the LHC[J]. Physics Letters B, 2012, 716(1): 30-61.
- [26]. Aad G, Abajyan T, Abbott B, et al. Observation of a new particle in the search for the Standard Model Higgs boson with the ATLAS detector at the LHC[J]. Physics Letters B, 2012, 716(1): 1-29.
- [27]. O'Luanaigh C. New results indicate that new particle is a Higgs boson[J]. CERN-<http://home.cern/about/updates/2013/03/new-results-indicate-new-particle-higgs-boson> (acessado em 21/08/2016), 2013.
- [28]. <https://home.cern/about/updates/2015/03/lhc-restart-back-track>
- [29]. [http://www.ihep.ac.cn/dkxzz/cepc/xmgk/201405/t20140515\\_4121115.html](http://www.ihep.ac.cn/dkxzz/cepc/xmgk/201405/t20140515_4121115.html)
- [30]. Brau J, Okada Y, Walker N J, et al. International Linear Collider reference design report[R]. Stanford Linear Accelerator Center (SLAC), 2007.
- [31]. <https://www.linearcollider.org/ILC>
- [32]. CEPC-SPPC study group. CEPC-SPPC preliminary conceptual design report. 1. Physics and detector[R]. IHEP-CEPC-DR-2015-01, 2015.
- [33]. [http://www.ihep.ac.cn/dkxzz/cepc/xmgk/201405/t20140516\\_4121274.html](http://www.ihep.ac.cn/dkxzz/cepc/xmgk/201405/t20140516_4121274.html)
- [34]. Abe T, Abernathy J M, Victoria U, et al. The international large detector: letter of intent[R]. Fermi National Accelerator Laboratory (FNAL), Batavia, IL, 2010.

## 第二章 CEPC 电磁量能器需求讨论

### 2.1 传统量能器介绍

量能器是探测器系统中的重要组成，主要功能是测量带电粒子和中性粒子的能量信息，有时也需要测量位置、角度、时间等信息，或者为系统提供触发信号 [1]。根据探测粒子的不同，量能器分为探测电磁型粒子的电磁量能器和探测强子的强子量能器。

- 电磁量能器：高能电子或 $\gamma$ 光子在介质中会产生电磁簇射，如图. 7 所示。电磁簇射是指高能电子在介质中韧致辐射产生 $\gamma$ 光子，高能 $\gamma$ 光子产生正负电子对，正电子湮灭产生一对 $\gamma$ 光子，这样的反应不断发生，会引起电子- $\gamma$ 光子-电子的级联过程，最终产生大量电子和 $\gamma$ 光子，随着介质深度增加，次级粒子数量会急剧增多，与此同时电子通过电离激发损失能量， $\gamma$ 光子主要通过康普顿散射损失能量，最终所有能量都会被介质吸收。关于电磁簇射的深度，最重要的一个概念就是辐射长度( $X_0$ )，辐射长度指的是高能电磁型粒子通过簇射损失能量到原来 $1/e$ 时在介质中的行程，随着高能粒子能量损失，次级粒子数量急剧增加，大概在 10 个辐射长度达到最大值，随着簇射继续进行，次级粒子由于电离作用和康普顿散射损失能量，粒子数量减少，大约在 30 个辐射长度时被全部吸收。

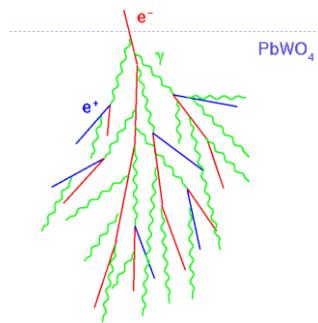


图. 7 电子在介质中的电磁簇射

传统电磁量能器分为全吸收型量能器和取样型量能器。全吸收型量能器通常使用锗酸铋，碘化钠或铅玻璃等作为吸收介质，通过测量介质中吸收的总能量，确定入射粒子的能量。全吸收型量能器有着良好的能量分辨率，例

如 CsI 可以达到 2%@1GeV[2]。取样型量能器的吸收层和灵敏层交替排列，取样层与吸收层分别由铅板和计数器构成，其中计数器可以是液氩电离室、塑料闪烁体和多丝室等 X0 较大的探测器。入射粒子在吸收层中发生簇射并逐步在其中沉积能量，灵敏层负责在不同深度吸收部分能量。因为灵敏层沉积的总能量与入射粒子能量成正比，所以一旦测量灵敏层总能量即可反推出入射粒子能量。取样型量能器的能量分辨率一般不如全吸收型，但在成本和位置分辨方面有很大优势。

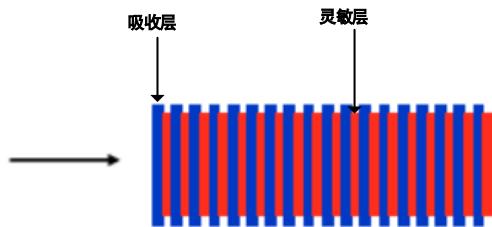


图. 8 取样型量能器示意图

CMS 实验上的电磁量能器属于层传统量能器，如图. 9（左）所示，使用  $\text{PbWO}_4$  闪烁晶体作为吸收体，其辐射长度  $X_0$  为 0.89 cm，吸收体总长度为  $25X_0$ 。如图. 9（右）所示，该量能器具有相当高的能量分辨率，对于 100GeV 光子，分辨率达到了 0.4%。

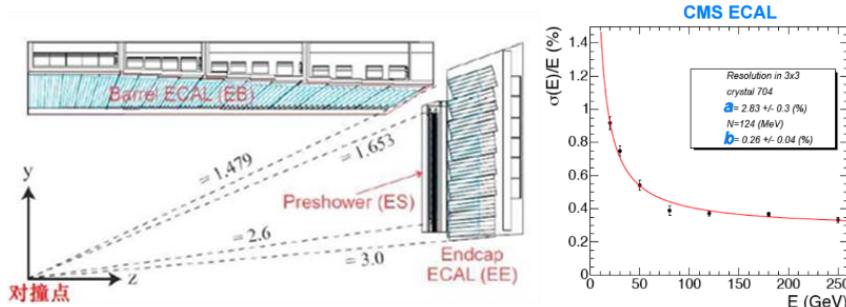


图. 9 CMS 电磁量能器示意图（左）及分辨率（右）

- 强子量能器：强子在介质中会发生强子簇射，强子量能器主要功能是测量入射强子的能量。强子簇射是指高能强子与介质中原子核发生非弹性散射，产生次级强子，而高能次级强子又会引发更多非弹性散射，最终产生大量次级粒子。不同于电磁簇射，强子簇射产物要复杂得多，其簇射深度通常用平均核作用长度来描述，指的是强子发生一次与介质原子核作用的平均路径长度。由于强子簇射完全吸收的深度远大于电磁簇射，因此强子量能器体积也远大于电磁量能器，并且通常采用取样型结构，吸收体一般用铁、铜和铅板等，

灵敏层一般用闪烁计数器、漂移室和阻性板室等。由于强子簇射作用复杂，一般还包含电磁簇射过程，因此强子量能器的分辨率普遍低于电磁量能器。

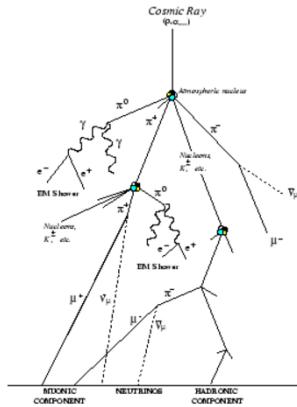


图. 10 强子簇射示意图

ATLAS 的桶部强子量能器如图. 11 所示，采用了取样型结构，吸收体为钢，灵敏层为闪烁体，读出通道总共 9852 路，实现了最高  $16\%/\sqrt{E}$  的分辨率。

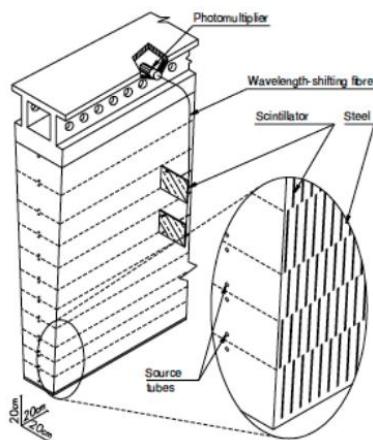


图. 11 ATLAS 强子量能器示意图

## 2.2 粒子流算法与成像型量能器

### 2.2.1 粒子流算法

出于对 Higgs 粒子进行精确测量的考虑，CEPC 要求 Jet 的分辨率达到 3-

4%[10]。考虑到随着技术的提升，加速器的亮度和对撞能量逐渐提高，高堆积事例对传统探测器的挑战越来越大，图. 12 是 2016 年大型强子对撞机中 CMS 磁谱仪记录的一次对撞事例，这次事例包含了 86 个重建对撞顶点。此时若要对对撞产物精确测量，就需要分别测量这 86 次对撞产物，由于传统探测器空间位置分辨率不高，根本无法区分位置相近的对撞产物，最终导致能量分辨率下降。为此，近年来新型探测器特别是量能器越来越多地采用了高颗粒度的探测单元[3]。采用高颗粒度探测单元的优势是可以通过更高的位置分辨，区分出不同的粒子簇射，从而极大提升射流区分能力，即使单个单元的能量分辨率不如传统探测器单元，也可以通过高颗粒度带来的高精度簇射展宽形状来一定程度弥补。近年来，一种被称为粒子流算法（Particle Flow Algorithm, PFA）的射流重建方法被提出[4]，该方法即充分利用高精度的位置分辨来弥补能量分辨的不足，精确重建对撞后的射流。

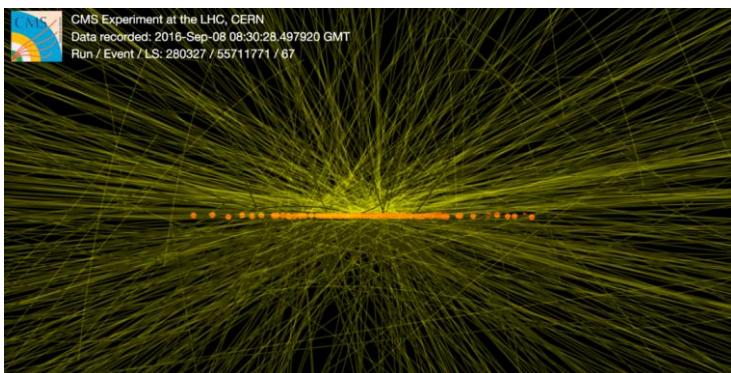


图. 12 CMS 上包含 86 个重建顶点的堆积事例

粒子流算法这一重要的系统重建概念起源于欧洲的大型正负电子对撞机 LEP[4]，这种算法会鉴别并重建所有子探测器里的末态粒子：对于带电粒子，粒子流算法会通过径迹探测器的测量结果来重建；对于光子，该算法通过电磁量能器的结果重建；对于中性强子，则通过强子量能器的结果重建。在质子对撞和正负电子对撞实验中，粒子流算法都被证明有非常突出的鉴别轻子、重建中微子 tau，测量射流能量的能力[4][5]。图. 13 显示了粒子流算法对于不同轻子有强大的鉴别能力。

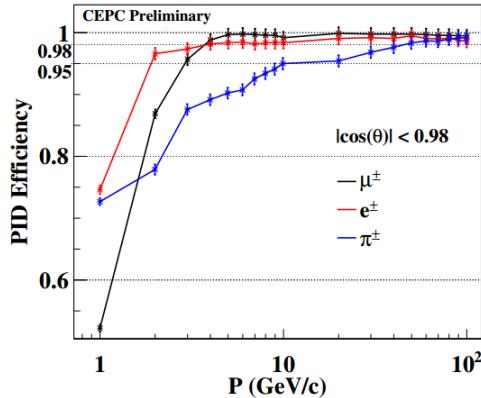


图. 13 粒子流算法对多种轻子的鉴别能力

粒子流算法的关键，是量能器系统（包括电磁量能器和强子量能器）对射流中不同粒子引起簇射团的分离和鉴别，这对于量能器的位置分辨提出了较高要求。在 CEPC 的仿真研究中，Arbor PFA 算法被指定为默认的粒子流算法[7]，这种算法性能优异，并且与常用的粒子流算法 PandoraPFA 进行了交叉验证，结果准确。受不同粒子簇射展宽为树状这一事实的启发，Arbor PFA 算法把量能器中不同粒子引起的击中信息整合到同一个树状模型中，其不同的分支代表了不同的簇射生成的带电粒子轨迹，如图. 14 所示。

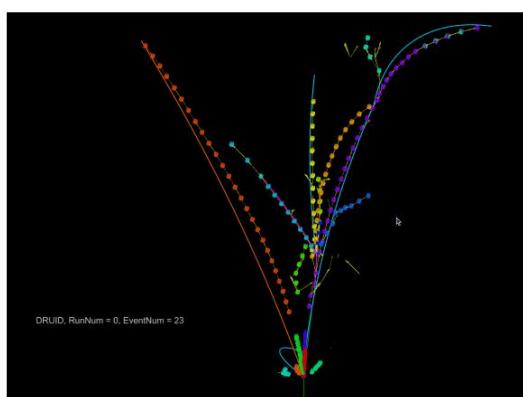


图. 14 使用 Arbor PFA 算法重建的某簇射事例

除了射流能量分辨率较 PandoraPFA 算法稍差这一缺点外，Arbor PFA 算法对不同粒子的探测效率都非常优异，经过大量仿真，科学家对 CEPC 提出了主要指标，如表 2 所示，其中底夸克 (b-quark) 和粲夸克 (c-quark) 的探测对于 Higgs 粒子鉴别和测量尤为重要。

表 2 CEPC 探测器系统的预期指标

Performance	Reach
Charged particle reconstruction efficiency ( $E > 10 \text{ GeV}$ )	99.5%
Muon identification efficiency ( $E > 10 \text{ GeV}$ )	98.5%
Electron identification efficiency ( $E > 10 \text{ GeV}$ )	99.5%
Photon tagging efficiency ( $E > 1 \text{ GeV}$ )	98%
Neutral hadron tagging efficiency ( $E > 5 \text{ GeV}$ )	90%
Jet energy resolution	3-4%
b-tagging efficiency	90%
c-tagging efficiency	60%

### 2.2.2 成像型量能器

如前文所述，粒子流算法的关键是量能器系统要有较高的颗粒度，如图. 15 所示。图左侧是传统量能器，右侧是高颗粒度的成像型量能器，可以看出，传统电磁量能器无法区分相邻的电磁型粒子和强子，而成像型可以，传统强子量能器无法区分带电强子和中性强子，而成像型强子量能器可以将其区分。对于电磁型粒子和带电强子，成像型量能器可以在 PFA 的帮助下获得更好的能量分辨率，进而提高 Jet 的总能量分辨。

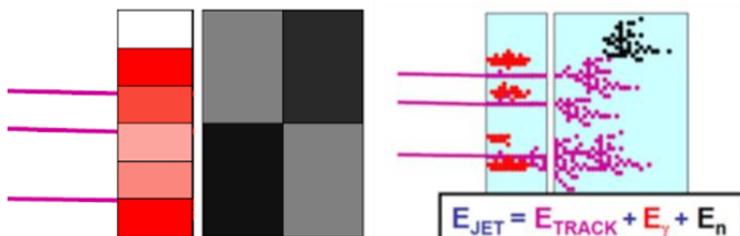


图. 15 传统量能器（左）和成像型量能器（右）

本文的研究重点是成像型电磁量能器，在未来探测器系统中，成像型量能器负责测量电磁型粒子的能量，以及强子射流的路径。国际上已经有多种成像型电磁量能器被设计实现，有些已经应用于探测器，下面介绍两款具有代表性的量能器样机。

#### ■ CALICE 硅-钨电磁量能器物理原型机：

早在 2005 年，CALICE 合作组就开始了基于硅-钨的成像型电磁量能器原型机的研制，并针对 ILC 的各项约束进行了优化[3]。2006-2007 年，该原型机分别在 DESY 和 CERN 进行了束流试验，并根据试验结果进行第二代原型机的设计。该量能器是硅-钨交替排列的取样型量能器，吸收层的钨板总厚度  $24X_0$ ，灵敏层由 30 层硅 PIN 探测器阵列组成，每层有  $18 \times 18 \text{ cm}^2$  的敏感面积，由  $3 \times 3$  的探测

器模块组成，每个模块有  $6 \times 6$  个硅单元，每个硅单元面积是  $1 \times 1 \text{ cm}^2$ ，硅单元厚度  $525 \mu\text{m}$ ，对应最小电离粒子（MIP）大小约  $6.4 \text{ fC}$ ，总通道数 9720。

其结构示意图如图. 16 (左) 所示，灵敏层中间的吸收层钨板，按照厚度不同分为三组，每组 10 层，最先接收射线的一组钨板厚度  $0.4 \times 0$ ，中间一组厚度  $0.8 \times 0$ ，最后 10 层厚度  $1.2 \times 0$ 。这样布局是因为电磁簇射在初期增长很快，簇射能量密度较大，而后期簇射能量密度较小。探测器与钨板的耦合情况如图. 16 (右) 所示。

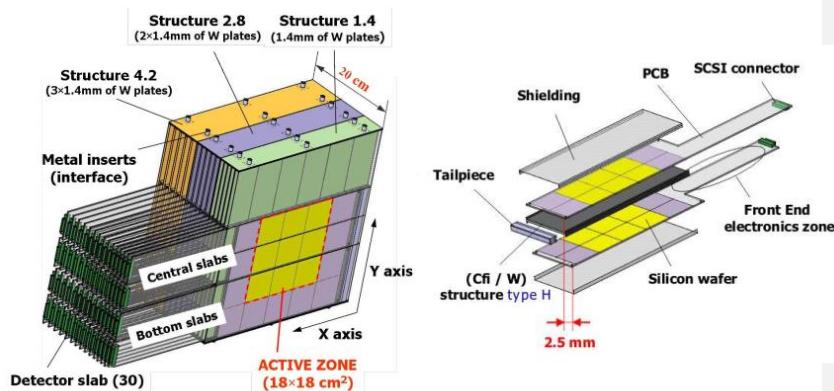


图. 16 CALICE Si-W ECAL 原型机结构示意图（左），和探测器与钨板耦合单元示意图（右）

### 1) FLC\_PHY3 芯片

读出芯片选用 FLC\_PHY3 芯片，该芯片由 CALICE 合作组设计，用作硅 PIN 探测器读出。其原理图如图. 17 所示，每个芯片有 18 路模拟读出通道，每个通道由一个电荷灵敏前放，两路成形电路、一个采样保持电路和一个选择器组成。输入电荷信号进入增益可调的电荷灵敏前放，积分之后同时输入增益相差 10 倍的两个成形电路，成形电路拥有 200ns 的达峰时间，其输出峰值会被采样保持电路分别锁存在两个电容上，并在多路选择器的控制下依次输出。

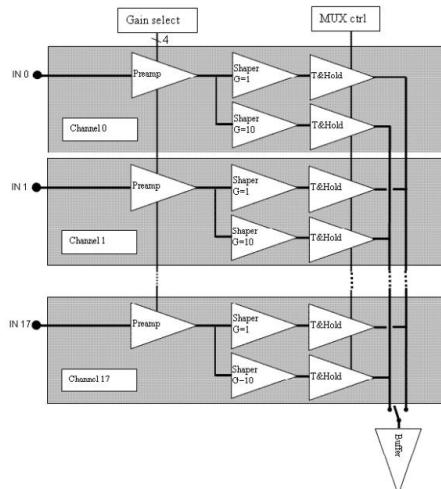


图. 17 FLC\_PHY3 芯片原理图

该芯片等效电荷噪声  $0.64 \text{ fC}$ , 最大动态范围  $4 \text{ pC}$ , 由于 MIP 信号的等效电荷约为  $6.4 \text{ fC}$ , 因此该芯片可以达到最高 10 的信噪比 (SNR)。其动态范围对应约 500MIPs, 蒙特卡罗仿真显示对于  $45\text{GeV}$  的入射电子, 对于单个探测单元其击中能量大于 500MIPs 的概率只有  $1/500$ , 但对于  $100\text{GeV}$  的入射电子, 每次入射平均会出现 3.3 个击中单元能量大于 500MIPs, 因此该芯片动态范围偏小, 为解决该问题, 计划在下一个 CALICE ECAL 原型机中使用新的芯片来替代这款芯片。

## 2) 前端电子学板 (VFE)

前端电子学板安装了探测器模块和读出芯片, 负责收集簇射射线并转换为模拟电信号输出。如图. 18 所示, 单个前端电子学板最多可以安装  $3 \times 2$  个探测器模块, 对应读出通道 216 个, 由 12 个 FLC\_PHY3 芯片来读出。探测器电容为  $20 \text{ pF}$ , 走线分布电容  $60 \text{ pF}$ , 芯片输入端总电容为  $80 \text{ pF}$ 。每个硅灵敏层由两个前端电子学板组成, 一个安装了  $3 \times 2$  个探测器模块, 另一个安装  $3 \times 1$  个探测器模块, 以组成  $3 \times 3$  的模块阵列。FLC\_PHY3 的控制信号和输出信号通过连接器和 DAQ 系统相连。

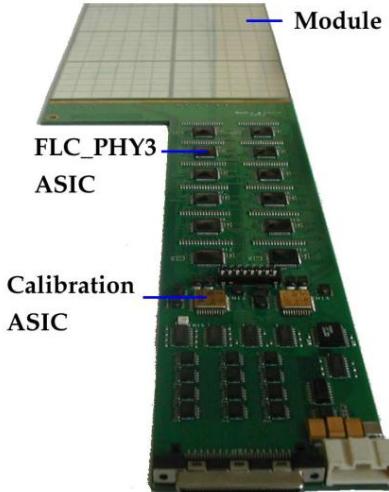


图. 18 前端电子板 VFE

### 3) 数据获取 (DAQ) 系统

图. 19 为数据获取系统框图, 该系统有两个主要功能, 一是给前端板提供采样/保持信号, 达峰时间在 180ns 以内, 不同前端板的一致性要在 10ns 以内; 另一个控制前端板芯片的多路复用器, 依次输出 18 路模拟信号, 供 DAQ 上的模拟-数字转换器 (ADC) 进行数字化。

DAQ 是基于 CALICE 读出卡 (CRC) 实现的, 该硬件 (CRC) 设计为 9U 的 VME 插件, 分为前端部分 (FE) 和后端部分 (BE), 如图. 20 所示, 每个 CRC 有 8 个 FE 和 1 个 BE。每个 FE 上集成了 12 个 16-bit ADC, 可以数将一个 VFE 板的总共 12 个读出芯片的输出信号进行数字化, 或者同时将两个安装  $3 \times 1$  个探测器模块的 VFE 板输出信号进行数字化, 对于每个事例, 单块 FE 板会产生 512 字节的数据; 所有 FE 都将数字化的数据送入 BE, 而 BE 通过 VME 接口与计算机交互, 因此一次事例 BE 会产生总共 4k 字节的数据。

基于这种结构, 单个 CRC 可以控制 1728 路信号, 对于 9720 路信号的原型机, 总共需要 6 个 CRC 来控制, 6 个 CRC 全部安装在同一个 VME 机箱内。

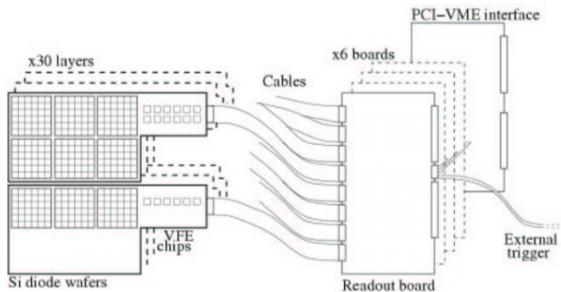


图. 19 数据获取系统框图



图. 20 CRC 实物图

#### 4) 性能及束流测试结果

进行束流测试前，原型机进行了电子学性能标定，等效输入噪声约为 4000 个电子 (0.64 fC)，动态范围 0~+4pC，非线性好于 0.3%，如图. 21 所示。4pC 等效为 600 个 MIPs，

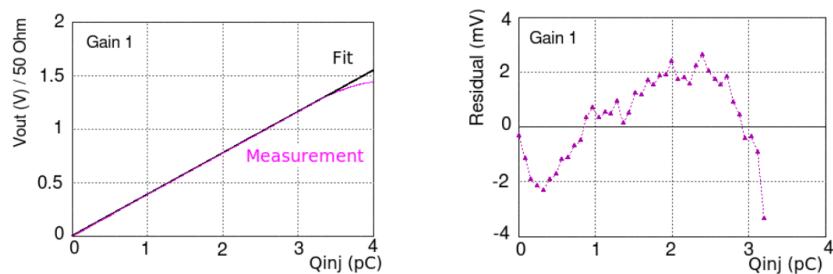


图. 21 CALICE ECAL 原型机单通道电子学标定

根据在 CERN 和 DESY 的束流结果[8]，原型机对于入射伽马射线的总能量分辨率如图. 22 (左) 所示，对于 45GeV 的入射射线，分辨率为 2.6%；原型机的

能量沉积随入射能量的变化如图. 22 (右) 所示, 该系统有良好的线性。

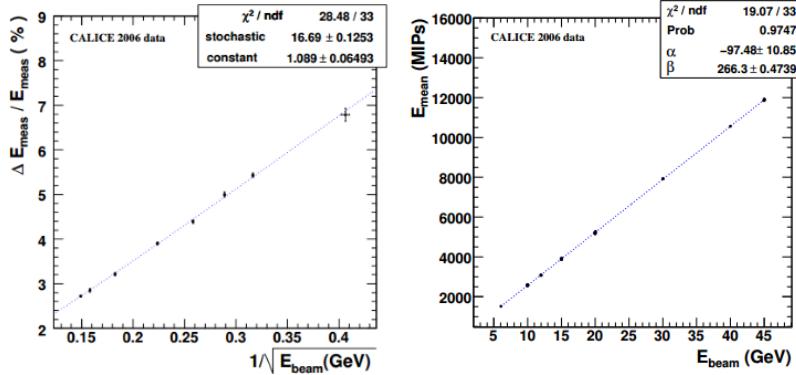


图. 22 原型机的能量分辨率 (左) 与沉积能量随入射能量的变化关系 (右)

##### 5) 改进与升级

出于对 PFA 进行深度优化的需要, ECAL 需要在实际应用中覆盖粒子对撞周围的全部立体角, 并且有极高的颗粒度。因为量能器系统要放到超导线圈内, 因此 ECAL 实际尺寸有严格的限制。因此在物理原型机基础上, 技术原型的设计遵循了以下两条指导原则: 1. 优化灵敏层探测单元数量; 2. 针对散热、供电、读出总线和前端电子学等基础架构提出合理的解决方案。CALICE 根据 ILC 实际约束条件进行了优化, 并解决了部分之前遇到的问题。在此基础上设计并生产了可应用于实际工程的原型机[9]。

图. 23 (左) 是单层的具体层叠结构, 包括耗尽层为  $325\mu\text{m}$  的硅 PIN 阵列、 $75\mu\text{m}$  的胶、 $1.2\text{mm}$  的 PCB 和  $500\mu\text{m}$  的散热层。硅 PIN 阵列如图. 23 (右) 所示, 每个阵列有 324 个  $5 \times 5 \text{ mm}^2$  的探测器单元 (后升级为 256 个探测单元), 该阵列针对相邻单元串扰问题进行了优化, MIP 对应电荷约为  $4.1\text{fC}$ 。

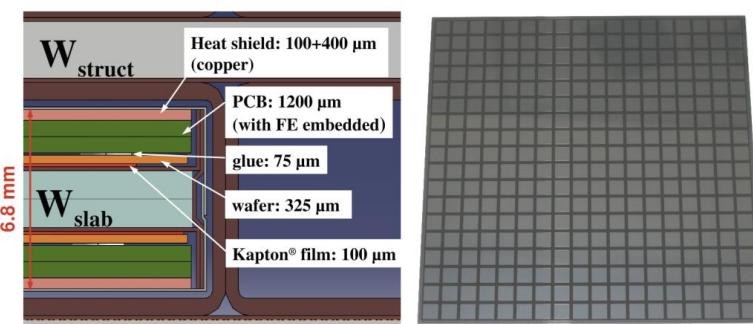


图. 23 改进后的单层结构 (左) 和硅 PIN 阵列 (右)

读出的专用集成电路 (Application Specific Integrated Circuit, ASIC) 与电子

学系统也根据需求进行了升级，AISC 选用了 CALICE 组专门为硅 PIN 读出设计的 SKIROC2 芯片，该芯片集成了 64 路模拟通道，输入信号通过电荷灵敏前放输入快成形和慢成形电路，通过快成形电路中的比较器控制采样保持电路将采集到的信号存储在 15 深度的开关电容阵列（SCA）中，芯片集成了一个 ADC 可以将 SCA 中的模拟信号进行数字化并存储于芯片中的存储器，最终输出量化后的数字信号。该芯片具体性能将在后文详细阐述。

该系统单层探测器读出单元如图 所示，分为芯片板（ASIC&Detector Board）和数据接口板（DIF）两部分，芯片板背面耦合 256 个探测器单元的硅 PIN 阵列，正面集成 4 个 SKIROC2 芯片以读出探测器输出信号；DIF 负责控制 SKIROC2 芯片输出数据并将数据打包成规定格式。所有层的数据通过 HDMI 线缆输送到数据采集卡（DCM）中，再输送到上位机进行分析。

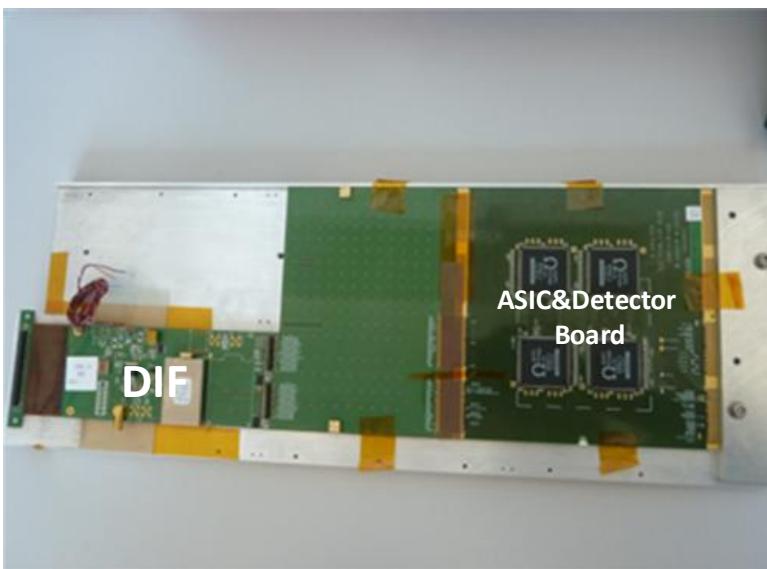


图. 24 单层探测器读出单元

一个八层上述读出单元的束流测试样机在 2012 年和 2013 年在 DESY 进行了束流试验，每层之间插入了钨板用以入射粒子簇射。基本结果如图. 25 所示，左侧是单个探测单元对于 MIP 的响应情况，对于 MIP，SNR 达到了 10.0；右侧是在系统中总沉积能量和入射粒子能量的关系。

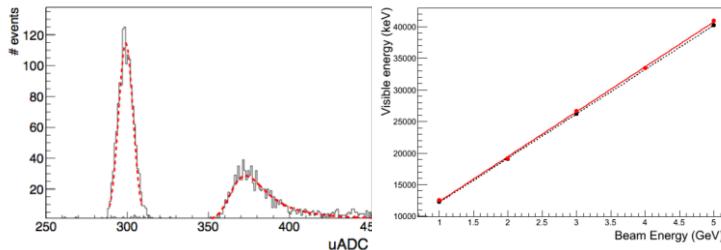


图.25 技术原型的束流测试结果，单通道对于 MIP 相应（左）与总沉积能量与入射能量关系（右）

#### ■ CALICE 模拟强子量能器原型机：

CALICE 合作组在为 ILC 研究硅-钨电磁量能器原型机的同时，也研究了基于闪烁体-钢的成像型模拟强子量能器原型机。2006-2009 年，该原型机与硅-钨电磁量能器原型机一起在 CERN 和 DESY 等试验中心进行了束流试验。

基本结构：

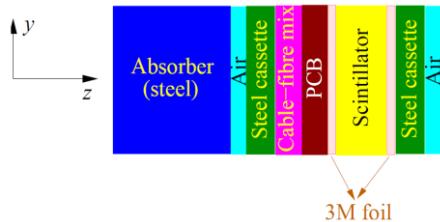


图.26 模拟强子量能器的层叠结构

该量能器的基本结构与前文的电磁量能器相同，总共 38 层相同的层叠结构，每层结构如图.26 所示，该结构主要由灵敏层和吸收层组成，灵敏层由塑料闪烁体阵列构成，单层灵敏层总面积  $1\text{m}^2$ ，单元厚度  $0.5\text{cm}$ ，灵敏层如图.27 所示，中间部分使用较小的塑料闪烁体 ( $3\times 3\text{ cm}^2$ )，外围用较大闪烁体 (从  $6\times 6\text{ cm}^2$  到  $12\times 12\text{ cm}^2$ )，使用钢作为吸收层，每层吸收层厚度  $2\text{cm}$ ，吸收层总共  $76\text{cm}$ ，等效于 4.5 个平均核作用长度。

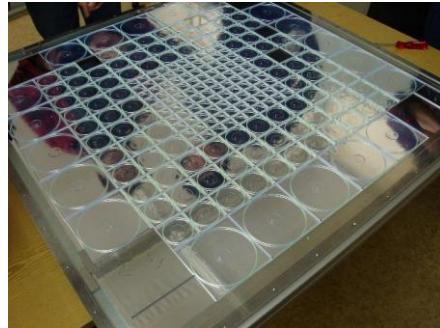


图. 27 灵敏层的闪烁体组成

### 1) 探测方法

灵敏层介质为塑料闪烁体，信号读出方法为波长位移光纤+SiPM，如图. 28 所示。通过精密铣削床在闪烁体中铣削出来一个具有  $1/25$  横截面的矩形槽，在槽中插入波长位移光纤，以收集闪烁体产生的荧光光子。光纤一端通过 3M 膜反射，另一端耦合到 SiPM 中。由于光纤全反射的特性，闪烁体产生的光子将全部进入 SiPM 中。



图. 28 不同尺寸的闪烁体，波长位移光纤和 SiPM

SiPM 是一个基于雪崩二极管阵列的光子计数器。感光面积  $1.1 \times 1.1$  mm，在光灵敏区中集成了 1156 个像素单元。其工作电压高于反向击穿电压，进入了雪崩区，因此有相当高的增益 ( $1 \times 10^6$ )，每个光子击中一个像素，继而产生改革放电，将所有像素的输出集中到一起即为 SiPM 的总输出信号。

### 2) ILC-SIPM 芯片

ILC-SIPM 是 CALICE 为 SiPM 读出而专门设计的集成芯片，每个芯片有 18 路模拟通道，每个通道结构如图. 29 所示，由一个电荷灵敏前放和一个 CR-RC 成形电路组成。通过选择不同的反馈电容，电荷灵敏前放和成形电路分别有 16 个增益档位可选，总的增益范围从  $1\text{mV/pC}$  到  $100\text{ mV/pC}$  可调，成形时间从 40ns 到 180ns 可调。成形电路输出通过采样保持电路，将峰值锁存在电容上，该芯片集成一个威尔金森 ADC，18 路模拟信号通过多路选择器依次输出到该 ADC 进行量化。

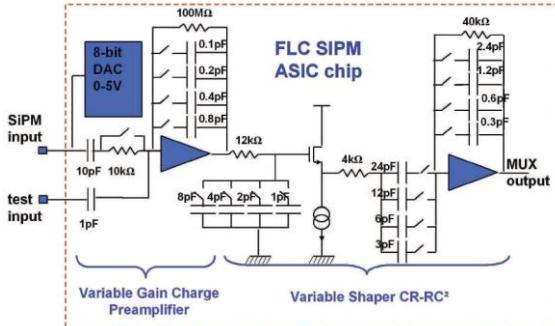


图. 29 ILC-SiPM 每个通道的模拟结构

### 3) 前端电子学板与数据获取系统

与 CALICE 电磁量能器物理原型类似，模拟强子量能器的读出结构也是由前端电子学板 VFM 与 CRC 插件组成，每个 VFM 上集成了 6 个 ILC-SiPM 芯片，负责接收 108 路 SiPM 的输出信号。每个 CRC 可以挂载 8 个 VFE 板，由于 38 层灵敏层总共 8208 个模拟信号，因此读出系统总共将 5 个 CRC 模块集成与一个 VME 机箱中，用以采集整个系统的输出信号。

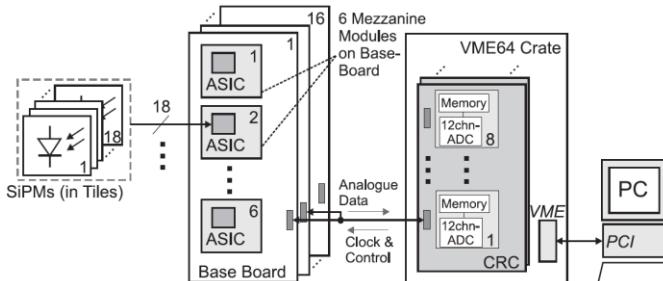


图. 30 前端板与数据获取系统框图

### 4) 第二代模拟强子量能器样机

ILC 对于强子量能器提出了具体的约束条件，第二代模拟强子量能器样机在这些约束下研制，结构图如图 31 所示。

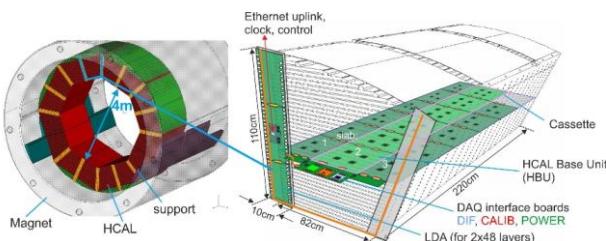


图. 31 模拟强子量能器桶部结构细节

强子量能器的桶部和端盖总共 8 百万左右通道，桶由 16 个扇形块组成，每个扇形块有 48 层灵敏层，每层长度（即桶长）220cm，灵敏层由基本单元（HBU）组成，每个 HBU 尺寸为  $36 \times 36 \text{ cm}^2$ ，上面集成了 144 个塑料闪烁体，单个闪烁体尺寸为  $3 \times 3 \times 0.3 \text{ cm}^3$ ，每个闪烁体耦合一个 SiPM。HBU 如图. 32 所示，正面集成了 SPIROC2E 芯片作为 SiPM 读出芯片，每个芯片可以负责 36 路模拟信号；背面集成 144 个闪烁体和硅 PM 阵列。HBU 连接了 DIF，刻度模块（CALIB）和电源模块（POWER），DIF 负责配置芯片并读出芯片中的数据，CALIB 负责对系统进行在线刻度以及监控温度、电流和电压等状态，POWER 负责为 HBU 供电。CALIB、DIF 和 POWER 均为中央接口板（CIB）的子模块，CIB 可以提供接口连接 DAQ 系统。

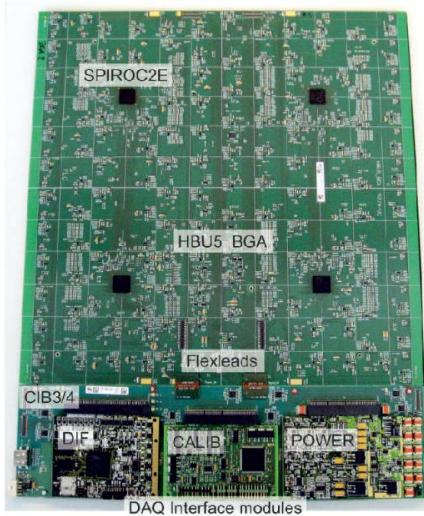


图. 32 HBU 照片

读出芯片 SPIROC2E 是由 OMEGA 小组为 ILC 研制的用于 SiPM 读出的专用芯片，具有低噪声、大动态范围、低功耗的特点，并且可以级联读出，使用方便。SPIROC2E 内部集成 36 路模拟通道，每个通道的原理图如图 所示，通道输入端有一个 8-bit DAC，用于给 SiPM 提供偏置电压，输入信号经过两个具有不同增益的前放：高增益前放输出连接到一个快成形和慢成形电路中，快成形电路及相连的比较器用以输出触发信号，控制采样保持电路，慢成形电路连接采样保持电路和一个 SCA，峰值信息会保存到 16 深度的 SCA 中；低增益前放连接一个慢成形电路，之后也通过采样保持电路连接到另一个 16 深度的 SCA 中；除此之外，芯片还有一个 TDC 斜坡（Ramp）电压产生器，将产生一个大小随时间匀速增加的电压信号，该信号也会通过采样保持电路输入到一个 SCA 中用以记录时

间信息。存储于 3 个 SCA 中的模拟信息会通过一个多路复用器依次送入集成在芯片中的 12-bit 威尔金森 ADC 中进行数字化，输出的数字信号将存储于芯片中的存储器（Memory）内等待读出。

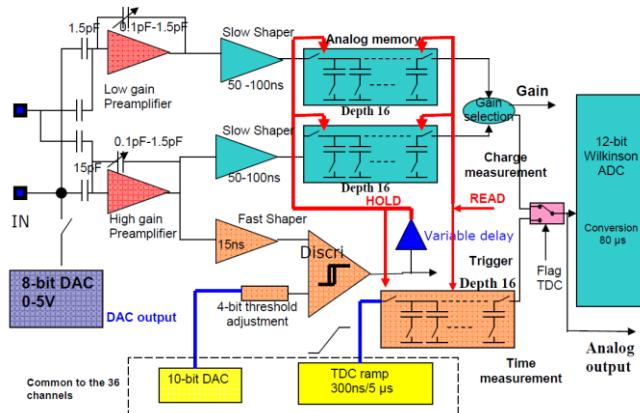


图. 33 SPIROC2E 芯片单通道模拟部分原理图

该样机目前正在组装，预计 2018 年在 CERN 进行束流测试，目前进行了单块 HBU 的测试。单光子峰结果如图. 34 所示，各通道对单光子光谱都有良好的分辨能力。

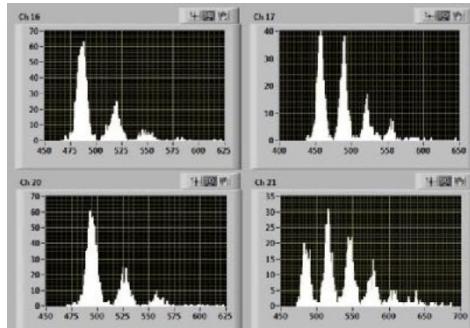


图. 34 HBU 不同通道的单光子光谱

### 2.3 CEPC 电磁量能器关键指标的分析

PFA 的关键就是重建每一个末态粒子，并且在相应的子探测器中精确测量其物理性质，例如在径迹探测器中测量带电粒子的轨迹、在电磁量能器中测量光子

能量以及在强子量能器中测量中性强子的能量。

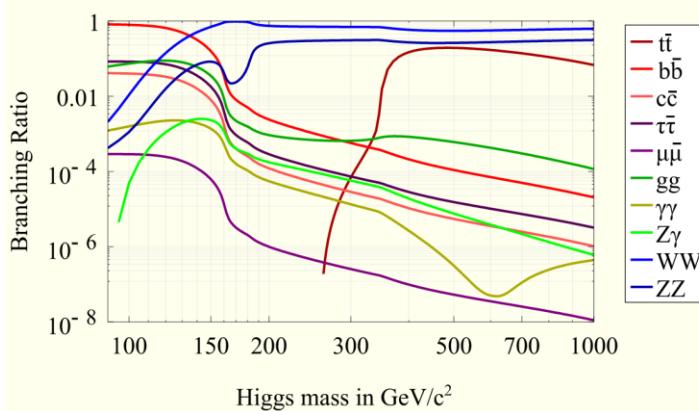


图. 35 希格斯粒子各种衰变模式发生的概率

由于希格斯粒子稳定性极差，会在很短时间内衰变为次级粒子，需要通过测量其衰变产物的方式间接测量希格斯粒子。图. 35 是希格斯粒子的衰变模式与其对应的概率，从图中可知 WW 模式和 ZZ 模式是希格斯粒子衰变概率最大的模式。由于 W 和 Z 玻色子会继续发生衰变，产生包含大量次级粒子的 Jet，因此对于 Jet 中各种成分的精确测量，是判断希格斯粒子是否存在的关键。在对撞产生的 Jet 中，带电粒子平均占 65% 的能量、光子占 25% 的能量，中性强子占 10% 的能量。由于带电粒子是主要成分，这些粒子在探测器系统中会留下轨迹，因此相比单纯用量能器系统测量能量的传统探测器，通过 PFA 测量能量的新型探测器可以极大的提高 Jet 能量分辨率，此外，PFA 还可以精确而高效地重建所有事例，进而反推出 W 和 Z 波色子的位置和能量。为了实现对于 Jet 分辨率 3-4% 的性能指标[10]，需要借助 PFA，一个能够实现 PFA 的量能器系统非常必要，因此 CEPC 的量能器必须是成像型量能器。对于 WW 模式和 ZZ 模式，CEPC 需要电磁量能器对 jet 中光子成分的径迹和能量进行精确测量，考虑到希格斯粒子能量约为 125GeV，电磁量能器感兴趣的能量范围不大于 30GeV。

希格斯粒子另一种重要的衰变模式是  $\gamma\gamma$  模式，在这种模式下，125GeV 左右的希格斯粒子会衰变为两个  $\gamma$  光子，每个光子的能量大多在 30-80GeV 之间。这种衰变模式发生的几率比 WW 模式小几个数量级，但由于产物纯净，并且探测器系统更容易对  $\gamma$  进行精确测量，因此通过这种模式探测希格斯粒子更具有优势。测量  $\gamma$  能量是电磁量能器的主要任务，因此针对  $\gamma\gamma$  模式，CEPC 电磁量能器感兴趣的能量范围主要是 20-100GeV。综合两种情况，CEPC 需要一台能量测量范围在 100GeV 以内成像型电磁量能器。

### 2.3.1 模拟工具 Geant4 简介

设计量能器，需要针对其各项指标进行大量的模拟分析，以确定其最优值，Geant4 是由欧洲核子中心开发的基于 C++ 的蒙特卡罗应用软件包[11][12]，用来模拟粒子在物质中相互作用的物理过程。与其他蒙卡软件如 MCNP（Monte Carlo N-Particle Transport Code）相比，Geant4 具有更广的应用范围，甚至超越了高能物理界限，被广泛应用于空间物理、加速器物理和医学物理领域。由于其源代码完全开放，因此可以根据实际需要来更改或扩充 Geant4 程序[13]。Geant4 有大量开源的物理模型（Physics list）和作用过程包，并且分为许多模块，包括探测器响应模块和可视化模块等。用户在模拟过程中主要操作步骤如下：

- 1) 搭建探测器，主要包括设置探测器的结构，定义吸收体的形状、大小和材料，定义灵敏层介质材料、厚度、排布及读出方式等；
- 2) 选择合适的物理过程并指定入射粒子的种类、能量、角度和位置等信息。Geant4 提供了总共 6 类粒子及 7 大物理作用，粒子种类包括轻子和介子等，物理作用包括强相互作用、电磁相互作用和衰变等；
- 3) 粒子跟踪，包括跟踪径迹，记录每一次作用产物，和每一个吸收体单元和灵敏层单元沉积的能量，并通过可视化接口检查 Geant4 程序运行是否正确。

在本章，我们基于 Geant4 平台对 CEPC 的电磁量能器进行了独立模拟（Standalone Simulation）。模拟时使用具有 0-100GeV 能量的伽马射线入射，研究成像型电磁量能器的能量分辨与位置分辨能力。首先按照概念设计报告建议的结构来设计量能器基本模型，然后对模型的不同参数，如灵敏层层数、吸收层厚度等进行了单独讨论，在此基础上优化各项参数，进而对优化后的量能器模型进行关键指标分析，讨论对于电子学系统的具体需求。

### 2.3.2 CEPC 电磁量能器的主要指标与基本模型建立

电磁量能器的主要功能是测量电磁型粒子（如光子和电子）的能量，本论文针对其技术路线中的硅-钨方案。在概念设计报告中[10]，CEPC 对于电磁量能器提出了一系列具体需求：

- 能量分辨率：大约  $16\%/\sqrt{E(GeV)}$ ，即  $1.6\% @ 100GeV$ ；
- 观测能段：主要为 0-100GeV；
- 空间分辨：较高的空间分辨能力；
- 颗粒度：不大于  $1 \times 1 cm^2$  的探测单元尺寸；
- 功耗：远低于 ILC 原型机的功耗；

- 成本：尽可能低的量能器成本；

注：下文的能量分辨率定义均为  $\sigma_{\text{reco}}/E_{\text{reco}}$ ,  $E_{\text{reco}}$  为沉积于灵敏层中的总能量,  $\sigma_{\text{reco}}$  为其均方根 (RMS)。

概念设计报告针对硅-钨量能器进行了框架设计，该设计参考了 CALICE 硅-钨电磁量能器物理原型机，本章节所建立的基本模型主要参数均按照 CEPC 概念设计报告介绍的框架来设置。

#### ■ 基本模型

基本模型关键参数如下：

- 探测器的横截面设置为  $50 \times 50 \text{ cm}^2$ ;
- 钨板总厚度为 90mm (相当于 25.7 个辐射长度  $X_0$ ), 被平均分为 60 层, 每层钨板厚 1.5mm;
- 相邻钨板间隔 2.4mm, 中间放入总厚度为 2.4mm 的灵敏层, 总共 60 层灵敏层;
- 单层灵敏层由一层硅阵列和紧贴硅阵列的一层 FR4 材料组成, 其中 FR4 用来模拟读出探测器中的电路板材料, 单层厚度 2mm, 单层硅的厚度为 400 $\mu\text{m}$ ;
- $50 \times 50 \text{ cm}^2$  的灵敏层硅阵列被平均分为  $50 \times 50$  个探测单元,
- 探测单元面积  $1 \times 1 \text{ cm}^2$ , 相邻 pad 有 0.5mm 间隙;

基本模型示意图如图. 36 所示, 分为三个坐标面。入射粒子均为伽马光子, 能量从 1-100GeV 变化, 入射角度为垂直钨板平面的 Z 方向, 入射位置为钨板中心区域  $1 \times 1 \text{ cm}^2$  正方形区域内的随机点。

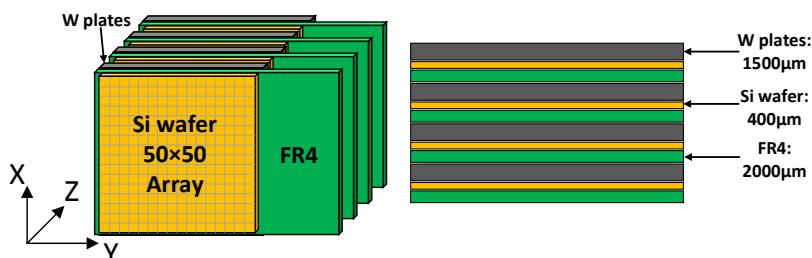


图. 36 探测器基本模型示意图

利用 Geant4 软件, 构建出基本模型, 下文对量能器模拟分析即基于该模型, 模拟内容是针对关键参数进行控制变量的仿真测试, 以确定满足性能要求, 同时成本最低的设计方案。

### 2.3.3 量能器关键参数的模拟

#### ■ 钨板总厚度与灵敏层沉积簇射能量的关系

由于电磁簇射在不同纵向深度的吸收层沉积的簇射能量不同，为获得较好的能量分辨率，必须保证由于吸收层厚度不足而泄漏的能量足够少，因此我们对钨板总厚度与沉积能量进行了模拟，在基本模型基础上去掉了灵敏层及吸收层之间的空隙，同时增加吸收层钨板总厚度到 120mm ( $34.3X_0$ )，此时泄漏的簇射能量已可以忽略不计。使用 100GeV 的伽马光子入射，记录钨板在不同纵向深度沉积的能量，模拟重复 1000 次，把沉积能量与入射深度作图，结果如图. 37 所示。

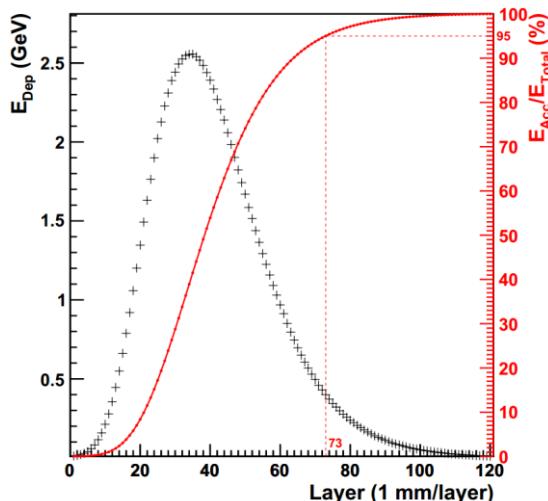


图. 37 沉积在钨板中的能量与入射深度的关系

从图中可知，簇射在每毫米深度的钨板中沉积的能量会先快速增加再迅速减少，这与簇射发展的规律一致，在总厚度为 73mm 处即可沉积 95% 的能量，因此为了获得较好的能量分辨率，总厚度不应该小于 73mm。考虑到概念设计报告中指出，吸收体总厚度应为  $24X_0$ ，这里选择 84mm ( $24X_0$ )，总沉积能量为 98.7% 作为探测器的吸收层总厚度，基本模型的钨板厚度由 90mm 改为 84mm。

#### ■ 不同灵敏层层数对性能影响

由于取样型量能器测量能量的基础是通过不同吸收层深度进行采样，重建出采样总能量，并且采样总能量与入射能量成线性关系，因此在吸收层总

厚度与灵敏层单元厚度不变的前提下，灵敏层的数量对沉积总能量与分辨率有至关重要的影响。

本小节针对灵敏层层数与量能器性能之间的关系进行了模拟，在基本模型基础上（钨板总厚度 84mm）通过改变灵敏层总层数与单层钨板厚度，来测量沉积的总能量与能量分辨率，进而选择合适的层数。每种层数针对 10、20、...100GeV 总共 10 个能量点进行模拟，每个模拟进行 1000 次，结果如图. 38 和图. 39 所示。

图. 38 为不同灵敏层层数时沉积总能量与入射能量的关系，在不同的灵敏层层数下，各能量点沉积能量与灵敏层总数量成正比，且非线性均较小，这一点与常识相符。图. 39 为不同层数下的能量分辨率，其显著特征是：能量分辨率随层数增加而逐渐变好，但本征分辨率提升速度随层数增加而变慢。造成这个现象的原因是随着灵敏层数量增加，FR4 材料和硅总厚度也在增大，这会对钨板中粒子簇射的完整性造成一定影响，并且 FR4 材料中会沉积部分簇射能量。考虑到灵敏层层数与探测器总成本成正比，因此在满足需求的前提下应当尽量减少总层数。由于总能量分辨率要求为  $16\%/\sqrt{E(GeV)}$ ，因此 37-39 层灵敏层即可满足需求，这里选择 38 层作为灵敏层总层数，并且将基本模型修改为 38 层以便进行接下来的模拟工作。

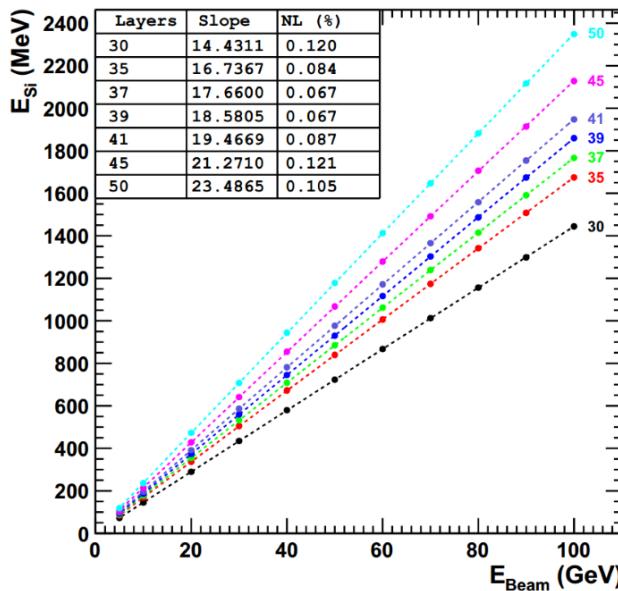


图. 38 不同灵敏层层数下沉积总能量与入射能量的关系

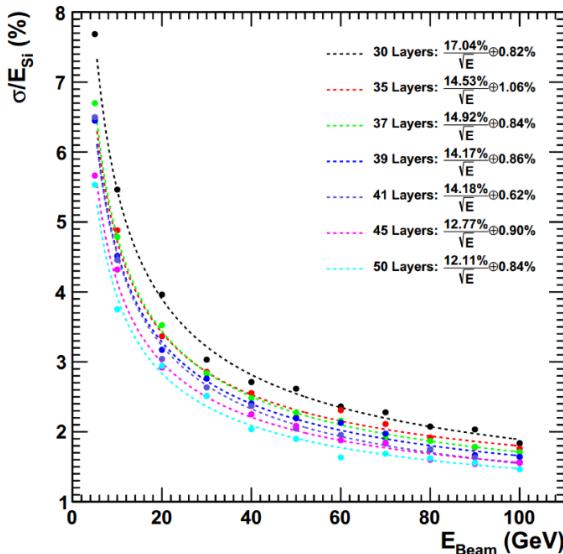


图. 39 不同灵敏层层数的能量分辨率

### ■ 灵敏层死区对系统的影响

由于实际灵敏层的相邻探测单元不可能毫无缝隙紧密排列，而探测器单元之间的死区会造成部分通过灵敏层的簇射能量不能被统计，这就会影响整体的分辨率，如图. 40 所示，图中黑色部分即灵敏层探测单元的间隙。

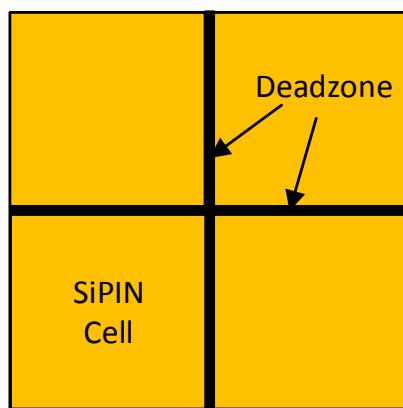


图. 40 灵敏层探测单元的间隙会造成统计能量的损失

为了研究由于该原因造成分辨率下降，我们先后模拟了不同死区比例下，分辨率和入射能量的关系，结果如图. 41 所示，观察不同死区比例下量能器的能量分辨率，可以看出灵敏层死区比例从 5% 至 20% 会造成分分辨率迅速变差，在

不考虑相邻灵敏层错位互补的情况下，灵敏层死区比例不应大于 5%；图. 42 是不同死区比例对应的相邻探测器间隙，由此可知为了获得较好的分辨率，相邻间隙不应大于 0.3mm；

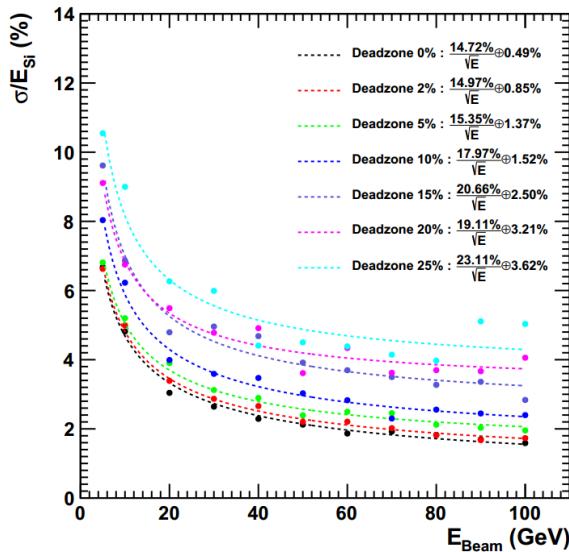


图. 41 不同死区比例下的能量分辨率

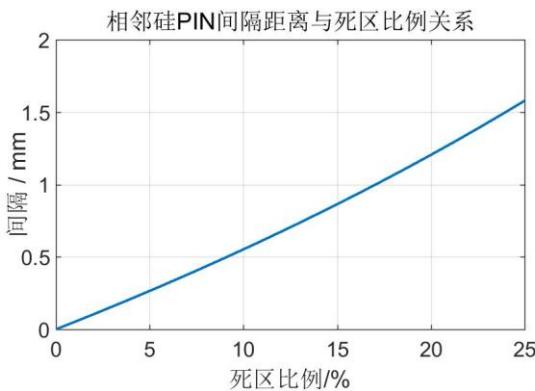


图. 42 相邻距离与死区比例的关系

### ■ 灵敏层探测单元尺寸对位置分辨率影响

PFA 算法需要成像型量能器有良好的位置分辨率，以重建不同粒子的入射轨迹，利用电磁簇射在量能器中各层沉积能量的横向分布反推出各层重心，进而重建出入射粒子角度，并找到入射粒子进入探测器的位置。图. 43 是 100GeV 的伽马粒子在量能器 Z 方向不同深度灵敏层的能量沉积，根据重心法可以反推出粒

子的入射角度和入射位置。由于量能器在横截面 X 和 Y 方向完全对称，因此只需要考虑一个方向的分辨率即可。

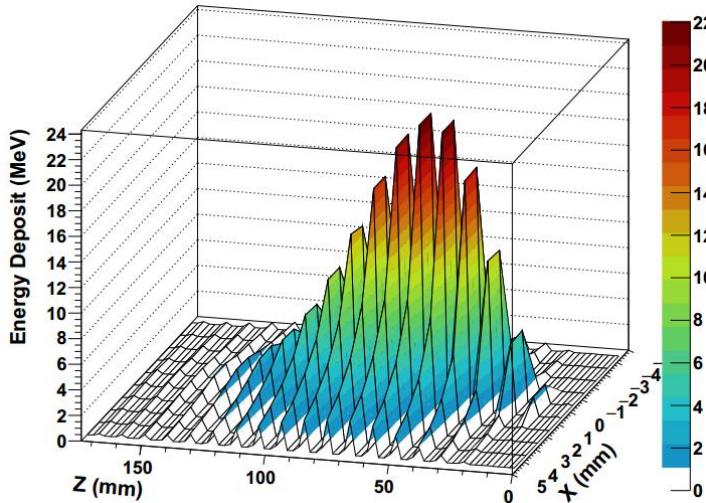


图. 43 簇射在不同层的重心坐标（X 方向）

在该模拟中，使用 100GeV 的伽马粒子作为入射粒子，入射角度设为垂直于灵敏层平面，入射位置设为在  $20 \times 20\text{mm}$  内随机分布，将通过重心法还原出的入射轨迹与实际入射轨迹对比，得到 1000 次入射粒子的位置分辨率和角度分辨率。改变单元尺寸，得到不同尺寸对应的分辨率。图. 44 为位置分辨率测试结果，左图是探测单元尺寸为  $5 \times 5\text{mm}$  时的重建入位置在 X 方向的分布，右图为入射位置在 X 方向的分辨率与探测单元尺寸的关系。图. 45 是角分辨率测试结果，左图为探测单元尺寸为  $5 \times 5\text{mm}$  时重建入射角度的分布，右图为重建入射粒子角分辨率与探测单元尺寸的关系。可以明显观察出随着探测单元尺寸减小，其角分辨率和位置分辨率都会增加，为了提高空间分辨能力，理论上应该选择尽量小的单元尺寸。但是随着单元尺寸减小，总通道数会迅速增加，考虑到单通道成本不变，这就意味着探测器成本的增加，此需要在成本和分辨率之间找到一个平衡点。参考 CALICE 原型机的设计[8]，单元面积  $5 \times 5\text{mm}^2$  是一个合理的选择，此时的重建径迹的位置分辨率为 X 方向 3.2mm，角度分辨率为 1.9 度。基本模型在之前基础上将单元面积由  $1 \times 1\text{cm}^2$  修改为  $5 \times 5\text{mm}^2$ ，相应地每层灵敏层由  $100 \times 100$  个探测单元组成。

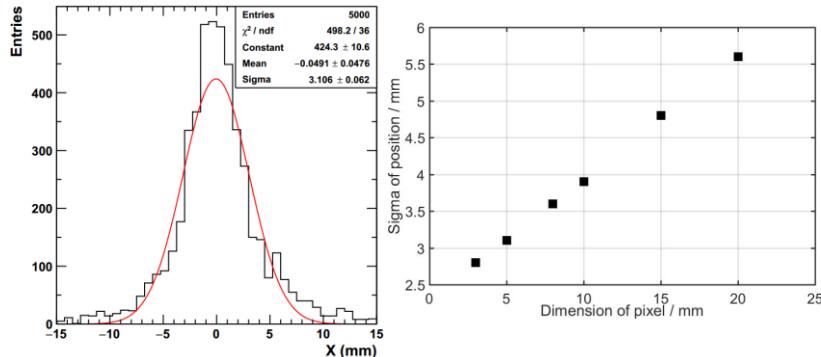


图. 44 100GeV 伽马入射情况下重建入射位置在 X 方向的分辨率（左）不同的探测单元尺寸对位置分辨率的影响（右）

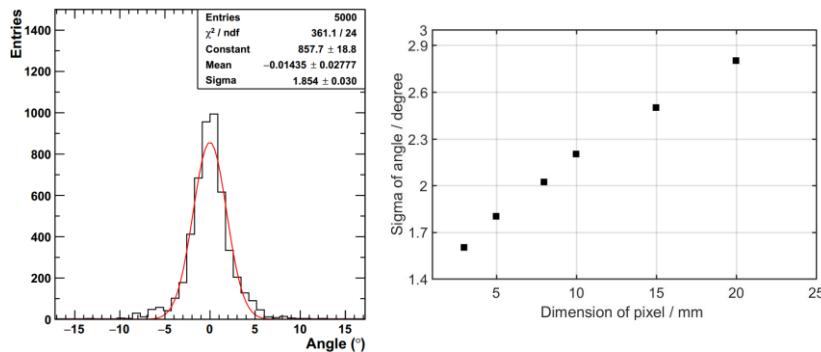


图. 45 100GeV 伽马入射重建的角度分辨率（左）不同单元尺寸对角度分辨率的影响（右）

### ■ 灵敏层厚度与量能器分辨率的关系

不同灵敏层厚度会影响能量分辨率，在基本模型基础上改变灵敏层厚度，对系统的分辨率做模拟分析。结果如图. 46 所示，在一定范围内，增加灵敏层单元厚度会提升系统分辨率，若想获得较好的系统分辨率，灵敏层厚度不应小于  $300\mu\text{m}$ 。

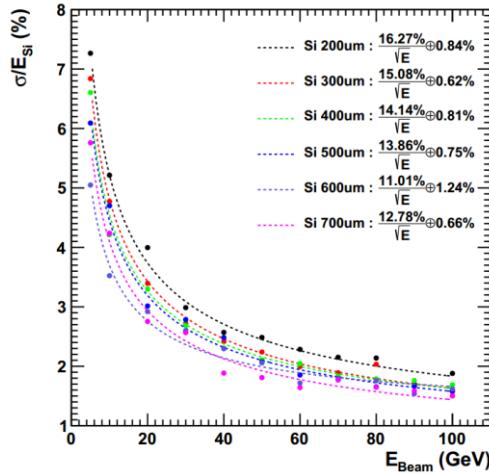


图. 46 不同灵敏层厚度的能量分辨率（左）

但是单元层厚度不可能无限增大，一方面受限于工艺水平，耗尽层厚度不能过大，另一方面增大厚度会导致达到全耗尽的反偏电压增大，进而使其暗电流增加，过大的暗电流会提高系统噪声，降低分辨率。此外，过大的厚度会增加读出电路的负担：带电粒子经过不同厚度的耗尽层会电离不同数量的电子-空穴对，一般  $1\mu\text{m}$  对应 80 个电子-空穴对，因此  $400\mu\text{m}$  的灵敏层厚度对应 MIP 的等效电荷大约是  $5.1\text{ fC}$ 。假设单次簇射在系统内沉积能量最多的探测器单元，沉积  $N$  个 MIPs，则对于每一个与探测器相连的电子学电路，动态范围都需要覆盖从 0.5MIP 到  $N$  个 MIPs。对基础模型进行 1000 次伽马簇射模拟，入射射线能量  $100\text{ GeV}$ ，统计出沉积能量最多的探测器单元所对应的 MIP 数量，结果如图. 47 所示，大于  $610\text{ MIPs}$  的概率为  $0.8\%$ 。由以上结果可知，量能器电子学单通道的动态范围至少要达到 610 倍，对应范围  $2800\text{ fC}$ 。结合 CALICE 原理样机的设计经验[14]，一个合理的厚度应该在  $400\text{-}600\mu\text{m}$ 。

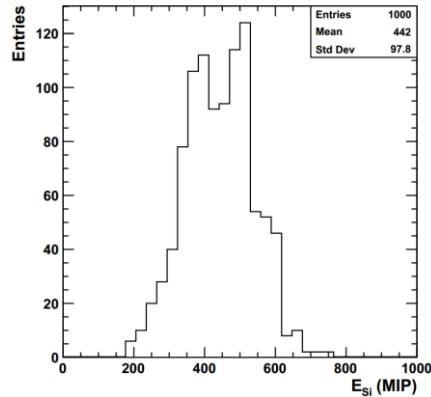


图. 47 100GeV 光子簇射在沉积能量最多的单元所沉积的能量

#### ■ 不同的灵敏层排布对分辨率影响

由图. 37 可知量能器的能量沉积并非均匀分布，在 73mm 深度之外沉积的能量只占总能量的 5%，因此有限的灵敏层可以通过改变排布的方式来提升整体的能量分辨能力。关于布局优化可以参考 CALICE 的方案设计，如图. 16 所示，CALICE 原理样机总共 30 层灵敏层，分为 A、B、C 三组，每组 10 层，A 组的 10 层灵敏层插入的单块钨板厚度为 1.4mm，B 组 10 层插入的钨板厚度为 2.8mm，C 组插入钨板厚度为 4.2mm，钨板总厚度为 84mm[3]。参考其方案，CEPC 电磁量能器的 38 层灵敏层也分为 A、B、C 三组依次排列，W 板总厚度也依次分为 a、b、c 三个厚度，如图. 48 所示。

- 方案一使用基本模型作为对照组；
- 方案二：在簇射能量变化最快的 20-60mm 增加灵敏层密度，A 组 5 层，B 组 28 层，C 组 5 层；a 为 20mm、b 为 40mm、c 为 24mm；
- 方案三：按照 CALICE 原理样机布局，A、B 组各 13 层灵敏层、C 组 12 层；a 为 14mm，b 为 28mm、c 为 42mm。

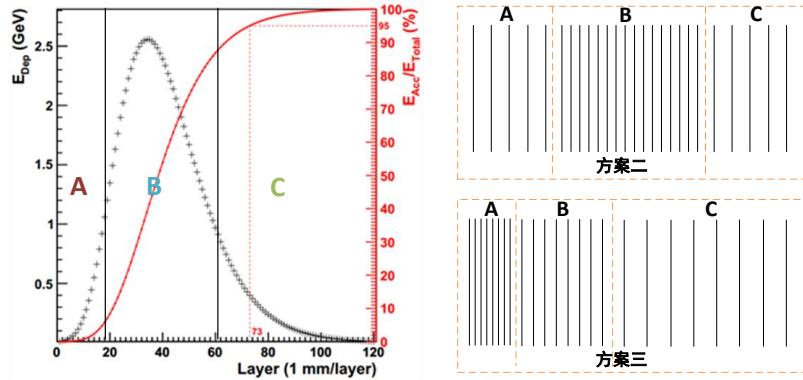


图. 48 灵敏层排布优化示意

模拟结果如图. 49 所示,

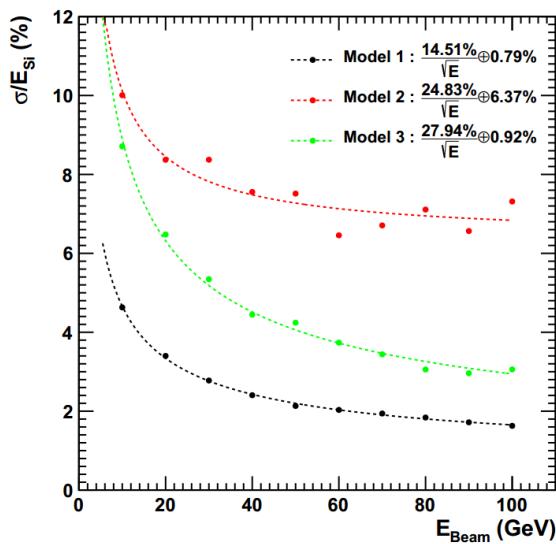


图. 49 不同灵敏层布局方案对应的能量分辨率

根据仿真结果,基础模型的灵敏层均匀排布方案在 10-100GeV 的能量分辨率均好于两种非均匀排布方案,似乎与经验不符,下面将具体分析。

对于方案二,即在能量沉积密度最大的吸收层深度增加灵敏层密度,反而使能量分辨率变差,造成这个现象的原因是之前考虑簇射能量沉积随吸收层深度时忽略了统计涨落对簇射能量分布的影响。由于存在统计涨落,每次簇射的能量密度并非严格按照图 37 来分布,如果某次簇射能量密度最大区域部分落在了 A 区或 C 区,就会大大降低该次重建的总能量,这会导致总能量分辨率变差。如果考

虑高能粒子斜入射，其簇射能量分布会更加复杂，导致能量分辨率更差，因此这种方案不予使用。

对于方案三，也就是 CALICE 的排布方案，分辨率也不如均匀排布，这是因为在平均簇射能量分布最大的吸收层深度（也就是 B 区），灵敏层密度小，导致取样能量总量降低和随机性增大，并且与方案二类似，不同区域的灵敏层密度不同也会增大总能量的随机性，因此 CALICE 的排布方案在 CEPC 电磁量能器中不予使用。进一步分析 CALICE 物理原型机采用该方案的原因，对 0.1~10GeV 的入射伽马能量进行模拟，结果如图.50 所示。可以看出，虽然大于 1GeV 的区域内 CALICE 排布的分辨率不如均匀排布，但在 1GeV 以内，两者分辨率非常接近，因此 CALICE 排布的优势是可以在总灵敏层数有限的情况下提高对于低能射线的分辨率。

综上所述，灵敏层均匀排布的方案可以减少由于伽马簇射沉积能量的涨落及入射角度变化所造成的总能量晃动，从而提升能量分辨率。因此 CEPC Si-W 电磁量能器应该采用均匀排布方案。

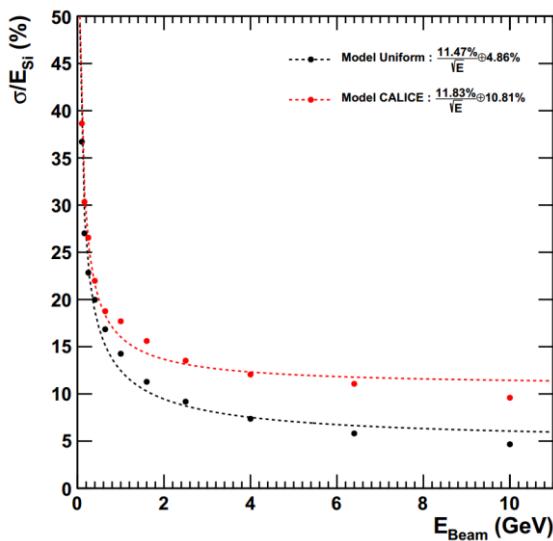


图. 50 CALICE 灵敏层排布与均匀排布对低能伽马的能量分辨率

### ■ 针对灵敏层死区的优化

由前文模拟可知灵敏层死区会严重影响系统分辨率，而相邻的多个灵敏层可以通过错位互补的方式减少死区对分辨率的影响，如图. 51 所示，CALICE 物理原型机就采取了这种措施[3]。

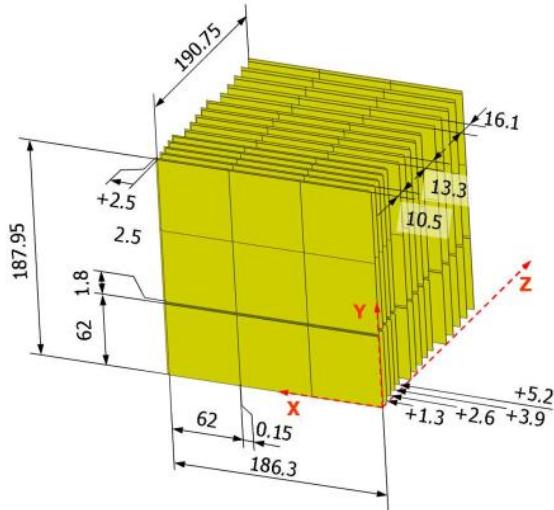


图. 51 CALICE 物理原型机灵敏层的错位互补

为研究互补方式对于分辨率的影响，我们在基本模型的基础上通过给相邻探测单元增加间隙的方式，使探测器死区比例变为 20%，由于探测器阵列在 X 和 Y 方向分别存在间隙，因此提出了以下几种互补方式：

- 方案一：X-Slide：相邻两层为一组，每组第二层在 X 方向平移 0.5 倍的探测器间距，消除不同层之间一个维度的死区，如图（a）所示。
- 方案二：Diagonal：相邻两层为一组，每组第二层延对角线方向平移 $\sqrt{2}/2$ 倍探测器间距，消除一部分死区，如图（b）所示。
- 方案三：Fullcover：相邻四层为一组，第二层相对第一层在 X 方向平移 0.5 倍探测器距离，第三层在 Y 方向平移 0.5 倍探测器距离，第四层延对角线方向平移 $\sqrt{2}/2$ 倍探测器距离，如图（c）所示，一组四层完全消除了死区。
- 方案四：Overlap：不做互补，作为对比。

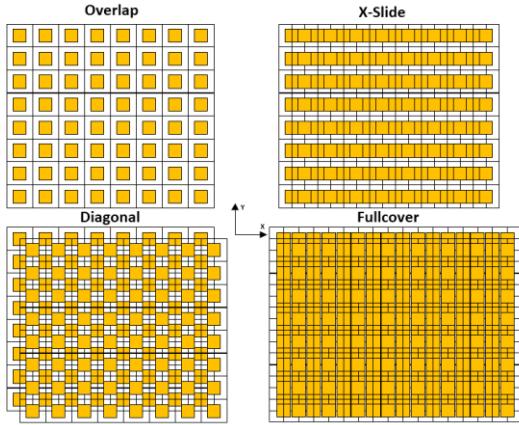


图. 52 不同互补方案，Overlap、X-Slide、Diagonal 和 Fullcover

把以上四种方案进行模拟，分辨率如图. 53 所示，可以看出使用互补方案后，能量分辨率均有不同程度的提升。其中 Diagonal 方案和 Fullcover 方案最终分辨率非常接近，因此在 CEPC 硅-钨电磁量能器设计中应选择 Diagonal 或 Fullcover 方案，作为优化灵敏层排布的解决方案。这从另一个角度证明减小灵敏层死区对系统分辨率提升的重要性。因此 CEPC 的 Si-W 电磁量能器应该采取互补方案以提升分辨率。

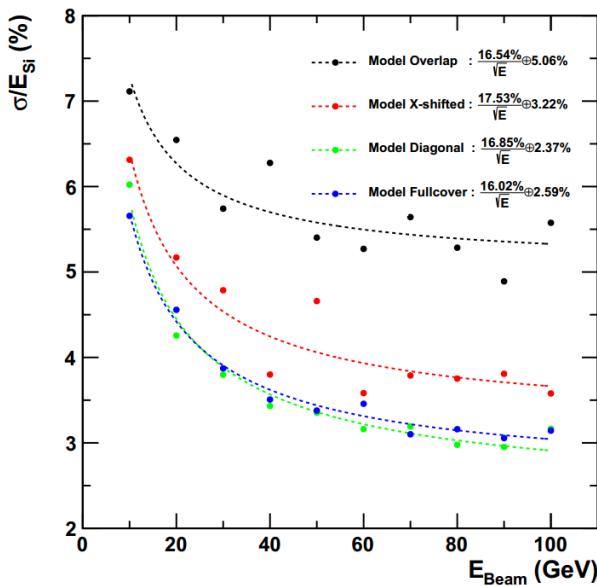


图. 53 不同互补方案的能量分辨率

### 2.3.4 电磁量能器关键参数的优化与性能分析

#### ■ 量能器关键参数

根据前文对 Si-W 电磁量能器的各项模拟结果, 为了满足 CEPC 对于量能器的性能要求, 同时降低成本, 其量能器的最优参数如下:

- W 板总厚度: 84mm;
- 单层灵敏层参数: 探测单元尺寸  $5 \times 5\text{mm}^2$ , 探测单元耗尽层厚度 400-600 $\mu\text{m}$ , 单元之间死区 0.2mm, FR4 材料厚度为 2mm;
- 灵敏层数量: 38 层;
- 灵敏层排布: 灵敏层均匀排布, 相邻灵敏层之间钨板厚度 2.2mm, 相邻钨板间隔 2.5mm, 相邻的灵敏层采用 FullCover 互补模式以减少死区的影响;

在这种结构下, CEPC 电磁量能器总通道数目大约 800 万。根据以上参数建立量能器 Geant4 模型(耗尽层厚度设为 500 $\mu\text{m}$ ), 并对其各项性能进行模拟分析。

#### ■ 量能器性能分析

如图. 54 所示, 0-100GeV 范围内, 量能器的沉积能量与入射能量的线性良好, 非线性度为 0.08%, 由此可见硅探测器本身具有极好的线性, 因此系统的非线性主要由电子学非线性造成。

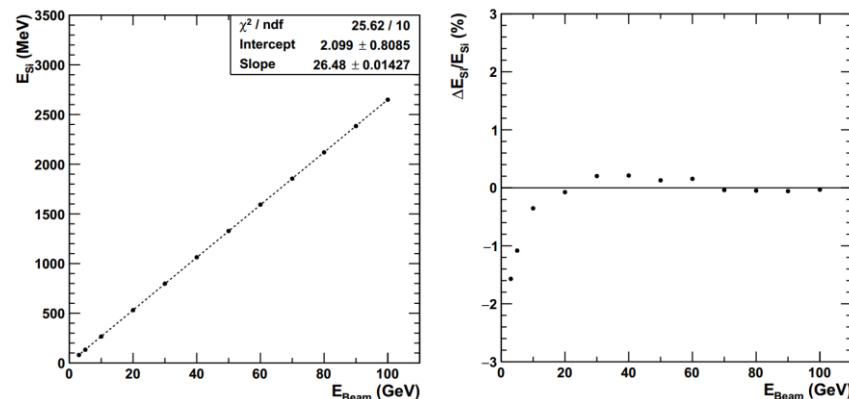


图. 54 CEPC Si-W 电磁量能器沉积能量与入射能量关系 (左), 不同入射能量的非线性关系图 (右)

图. 55 是针对分辨率进行的模拟, 100GeV 的本征分辨率为 1.58%, 满足指标需求。拟合中代表能量泄漏程度的参数项较大, 为 1.05%, 在 100GeV 时这项参数对最终分辨率的影响比重较大, 这为我们进一步提升分辨率指明了方向, 即减少硅探测器的死区比例。

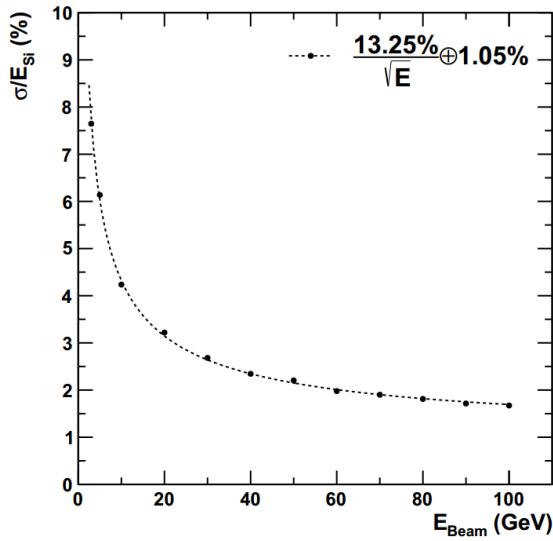


图. 55 CEPC Si-W 电磁量能器的分辨率

对量能器的位置分辨能力进行了模拟，结果如图. 56 所示，左侧为入射角的分辨率，右侧为入射位置的分辨率，X 方向的角分辨率  $\sigma_{an}$  和位置分辨率  $\sigma_{po}$  分别为 1.72 度和 3.17mm。

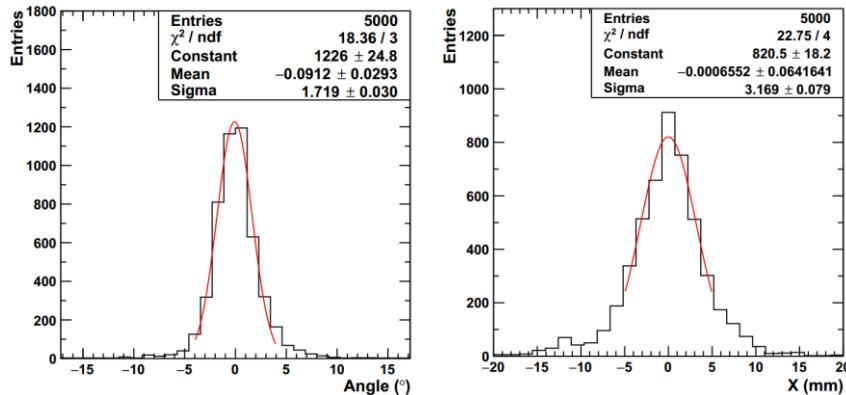
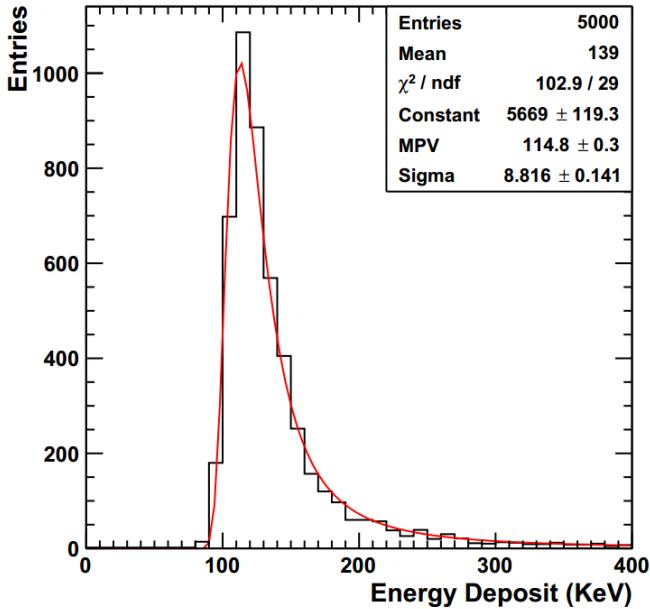


图. 56CEPC Si-W 电磁量能器 X 方向的角分辨率（左）和位置分辨率（右）

针对沉积在探测单元中最大的能量进行模拟，以确定对读出系统的性能需求，入射粒子能量 100GeV，根据图. 47 的模拟结果可知，其沉积能量的动态范围是 0-610MIPs，对 400μm 耗尽层对应的 MIP 能谱进行模拟，结果如图. 57 所示。MPV 值为 114.8keV，因此沉积在探测单元的能量动态范围是 0-68.9MeV。

图. 57 400 $\mu\text{m}$  耗尽层的硅 PIN 对应的 MIP 能谱

### 2.3.5 电磁量能器对读出电子学的需求

根据前一节优化后的 Si-W 电磁量能器模型，可知总通道数大约在 800 万左右，因此对于读出电子学的基本需求是尽可能高的通道密度以及极低的平均功耗水平。除此之外，电磁量能器对于每个通道主要的性能指标需求介绍如下。

计算灵敏层沉积能量的方法如式 1 所示，其中  $E_{total}$  为总的沉积能量，大小为各灵敏层探测单元沉积能量之和，而各单元沉积能量是使用击中单元的 MIP 数量乘以 MIP 对应能量得到，击中的 MIP 数量等于电子学测量得到的 ADC 码除以各单元 MIP 所对应的 ADC 码。

$$\begin{aligned} E_{total} &= \sum_i^n (E_i) \\ &= \sum_i^n (N_i \times E_{MIP}) \\ &= \sum_i^n \left( \frac{ADC_i}{ADC_{MIP}} \times E_{MIP} \right) \end{aligned} \quad \text{式 (1)}$$

其中， $E_{MIP}$  是通过模拟得到，我们认为没有误差，但受限于噪声和非线性等各种约束，每个单元沉积能量对应的  $ADC_i$  和相应 MIP 的 ADC 码都存在误差，因此总能量分辨率会变差。

#### ■ 动态范围

量能器将簇射沉积在探测单元内的能量转换为电信号，对于材质硅，耗尽的

平均电离能为  $3.6\text{eV}$ 。根据前文模拟，当耗尽层厚度为  $400\mu\text{m}$  时，在探测单元内沉积的能量范围是  $0\text{-}68.9\text{MeV}$ ，对应电荷  $0\text{-}3062\text{fC}$ ，因此电子学的输入电荷动态范围是  $0\text{-}3.1\text{pC}$ 。

### ■ 噪声

量能器的噪声水平决定了可分辨的最小信号，噪声会引起基线涨落，这个涨落叠加在探测器输出上，就会使各单元测量的  $ADC_i$  存在一定误差。更严重的是，由于一般情况下 MIP 远小于单元输出信号，因此噪声对于 MIP 测量影响更大。假设灵敏层厚度为  $400\mu\text{m}$ ，由于宇宙线穿过  $1\mu\text{m}$  的硅介质会电离产生约 80 个电子-空穴对， $400\mu\text{m}$  对应的 MIP 大约为  $5.1\text{fC}$  的电荷量。理想的 MIP 能谱为朗道分布，但由于存在一个高斯分布的噪声，实际 MIP 能谱是一个朗道卷积高斯的分布，表现为在朗道基础上进行一个展宽。考虑到探测器阈值一般会设置在三倍噪声水平，当基线噪声增大到一定程度，其 MIP 能谱就会部分落在阈值以外而无法获得，进而影响拟合 MIP 的准确值，如图. 58 所示。

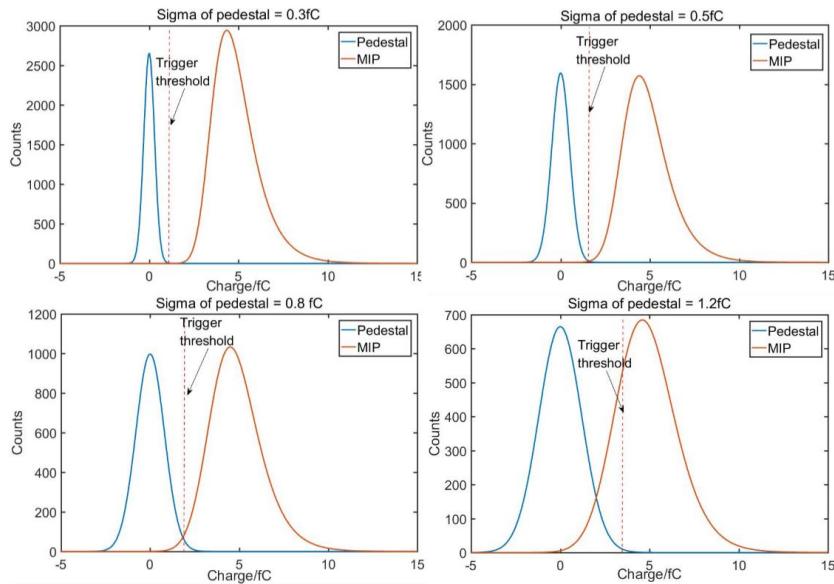


图 58 不同基线噪声对 MIP 能谱的影响

根据仿真可知，对于最可几值 (MPV)  $5.1\text{fC}$  的 MIP 信号，噪声  $\sigma$  不应大于  $0.5\text{fC}$ ，也就是大约  $0.1\text{MIP}$ ，否则就会影响对于 MIP 能谱的拟合。为了研不同耗尽层厚度对噪声需求的影响，我们对  $300\text{-}800\mu\text{m}$  厚的硅介质进行模拟仿真，得到的结果几乎一致，均为  $0.1\text{MIP}$ 。因此系统的噪声水平不能高于  $0.1\text{MIP}$ 。由于系统噪声由探测器与电子学共同贡献，根据误差传递公式，这两者的作用是独立的。根据传统经验，因为硅的平均电离能很小（仅为  $3.6\text{eV}$ ）且没有电子倍增的过程，

所以硅探测器的统计涨落很小，当暗电流与探测器电容较小时，噪声主要由电子学贡献，考虑到  $5 \times 5\text{mm}^2$  硅 PIN 探测器电容一般为  $20\text{pF}$  以下，因此，电子学噪声水平要好于  $0.1\text{MIP}@20\text{pF}$ 。

### ■ 触发系统

触发系统的作用是从对撞产生的大量事例中，排除本底噪声并筛选出感兴趣的事例，电磁量能器作为关键子探测器，需要有完善的触发功能，具体包括：

- 1) 可以自触发，即任何探测器单元有击中信号都会启动数据采集传输功能，将采集到的数据传输到后端模块。这种触发模式主要用系统的于宇宙线标定及噪声研究中。
- 2) 外触发功能，即由外部触发模块提供相应的触发信号，量能器在接收到触发信号之后开启采集功能，这是探测器采集对撞后粒子信息的一种正常工作模式。
- 3) 半自主触发功能，指的是在没有外触发但知道有效信号什么时候会到来及持续时间段之后，打开量能器的自触发功能，由量能器各通道自己寻找过阈的信号，有效信号到来的信息可以由加速器提供。同时，量能器还需要能够提供触发给其他探测器，任何一个探测器单元过阈都会输出触发信号。这种模式是探测器主要工作模式。

以上几种触发模式需要量能器同时具备外触发和自触发的功能，对于其自触发功能，无误触发阈值可以设到最低 3 倍噪声水平，以有效地进行宇宙线标定。根据前文分析，噪声上限为  $0.1\text{MIP}$ ，假设噪声为  $0.1\text{MIP}$ ，则最低误触发阈值应当设置在  $0.3\text{MIP}$  水平。考虑不同通道之间的阈值存在非均匀性，对于  $0.3\text{MIP}$  的平均阈值，如果非均匀性过大就会导致部分通道实际阈值过低从而采集到大量噪声。一个合理的非均匀性水平是所有通道的阈值差异不超过  $0.1\text{MIP}$ ，这样阈值最低的通道实际阈值为在  $0.2\text{MIP}$ ，此时仍然可以过滤掉 95% 以上的噪声。

### ■ 积分非线性

理想情况下，随着输入电荷增加，电子学输出结果也会线性增加，在扣除基线后输出的 ADC 码应该与探测器信号大小成正比。但实际情况并非如此，由于积分非线性的存在，实际输出的 ADC 码与理想 ADC 码存在一个偏差，并且随着积分非线性增大，这个偏差也会增大。在式 1 中，积分非线性与电子学噪声共同作用会导致每个探测单元输出的  $ADC_i$  都存在一个不确定性，并且服从高斯分布，这个不确定性会最终导致能量分辨率变差。我们对能量分辨率与积分非线性的关系进行了模拟，假设所有通道积分非线性都相同，电子学噪声为  $0.1\text{MIP}$ ，那么相对于  $600\text{MIPs}$  的总量程，电子学噪声的影响远小于积分非线性，可以忽略不计，改变积分非线性，并测量不同能量的分辨率，结果如图. 59 所示。根据模拟

结果，若要达到 16% 以内的本征分辨率，其积分非线性不能超过 10%，考虑到其他因素对分辨率的影响，积分非线性指标需要留出一定的余量，因此系统的积分非线性不应高于 3%，对于电子学来说，需要留出一定余量，考虑到硅探测器具有良好的线性，一个合理的电子学积分非线性指标为 1.5%。

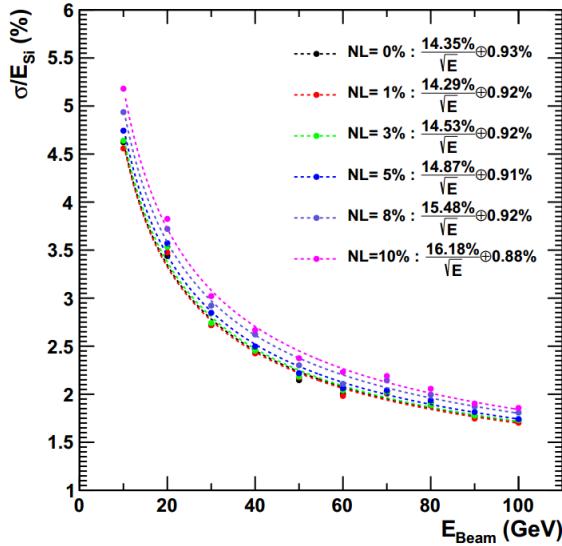


图. 59 积分非线性/增益非均匀性对能量分辨率的影响

综上所述，CEPC Si-W 电磁量能器需要具有高集成度，低功耗等特性，其他相关需求概括如下：

- 1) 总读出通道数：约 800 万探测单元信号；
- 2) 输入动态范围： $\geq 3.1\text{pC}$  的线性区间；
- 3) 电子学噪声： $< 0.1\text{MIP}$ ， $400\mu\text{m}$  的耗尽层厚度对应噪声约  $0.5\text{fC}$ ；
- 4) 积分非线性： $< 1.5\%$ ；
- 5) 无误触发阈值： $\leq 0.3\text{MIP}$  ( $1.5\text{fC}$ )；
- 6) 各通道阈值不一致性： $\leq 0.1\text{MIP}$  ( $0.5\text{fC}$ )。

## 2.4 本章小结

本章围绕电磁量能器展开论述，首先介绍了量能器测量能量的基本原理——利用电磁型粒子及强子会在量能器中发生电磁簇射与强子簇射这一特性，全吸收或部分吸收簇射产生的能量，从而测量入射粒子的能量。根据结构不同，量能器分为全吸收型量能器和取样型量能器，全吸收型量能器具有能量测量精度高的优

势，而取样型量能器在成本和位置分辨上具有优势。介绍了两个具有代表性的量能器——CMS 电磁量能器和 ATLAS 桶部强子量能器，阐述了其基本结构及主要指标。

第二节介绍了粒子流算法的产生与发展情况，并提出了对于成像型量能器的需求，介绍了 CALICE 项目组为 ILC 预研的两款成像型量能器样机，其中 CALICE 电磁量能器物理样机对于 CEPC 的电磁量能器具有指导意义。根据 CEPC 的概念设计报告，对于 Jet 的能量分辨率达到 3-4% 的目标，需要通过 PFA 实现，因此 CEPC 需要一个成像型电磁量能器。该量能器主要指标是在 100GeV 的能量范围内达到大约  $16\%/\sqrt{E(GeV)}$  的能量分辨率。

从第三节开始，本文针对 Si-W 电磁量能器这一技术路线进行了探索，使用 Geant4 平台进行了模拟分析。首先根据概念设计报告建立基本模型，在该模型基础上针对多个关键参数进行控制变量地模拟，优化了各种探测器参数。根据模拟分析结果，Si-W 电磁量能器应该具有总厚度 84mm 的钨板作为吸收层，单层钨板厚度均为 2.21mm，38 层灵敏层，灵敏层的硅 PIN 探测单元尺寸为  $5 \times 5\text{mm}^2$ ，耗尽层厚度 400-500 $\mu\text{m}$ 。根据优化后的量能器模型和实际尺寸推算，其探测单元总量约 800 万个。针对该方案的各项性能进行模拟分析，证明了其各项指标均满足 CEPC 的需求。对于每路读出通道，当耗尽层厚度为 400 $\mu\text{m}$  时，模拟结果显示其需要处理的最大电荷量为 3.1pC，电子学噪声 0.5fC@20pF，积分非线性小于 1.5%，无误触发阈值最低可以到 1.5fC，各通道的阈值不一致性小于 0.5fC。因此，CEPC Si-W 电磁量能器的读出电子学必须具有高密度、低功耗、低噪声和大动态范围的特点，并且系统对触发阈值也有特定要求。

## 参考文献

- [1]. Chang J, Ambrosi G, An Q, et al. The DArk Matter Particle Explorer mission[J]. Astroparticle Physics, 2017, 95: 6-24.
- [2]. Aulchenko V M, Bondar A E, Epifanov D A, et al. CsI calorimeter of the CMD-3 detector[J]. Journal of Instrumentation, 2015, 10(10): P10006.
- [3]. Repond J, Yu J, Hawkes C M, et al. Design and electronics commissioning of the physics prototype of a Si-W electromagnetic calorimeter for the International Linear Collider[J]. Journal of Instrumentation, 2008, 3(08): P08001.
- [4]. Thomson M A. Particle flow calorimetry and the PandoraPFA algorithm[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2009, 611(1): 25-40.

- [5]. <https://indico.cern.ch/event/96989/contributions/2124494/attachments/1114188/1589704/ParticleFlow.pdf>
- [6]. CMS collaboration, CMS Collaboration. Particle-flow event reconstruction in CMS and performance for jets, taus and MET[R]. CMS-PAS-PFT-09-001, 2009.
- [7]. Ruan M. Arbor, a new approach of the Particle Flow Algorithm[J]. arXiv preprint arXiv:1403.4784, 2014.
- [8]. Boumediene D, CALICE collaboration. Response of the CALICE Si-W ECAL Physics Prototype to electrons[C]//Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2009, 160(1): 012065.
- [9]. Pöschl R, CALICE Collaboration. R&D for a highly granular silicon tungsten electromagnetic calorimeter[C]//Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2015, 587(1): 012032.
- [10]. CEPC-SPPC study group. CEPC-SPPC preliminary conceptual design report. 1. Physics and detector[R]. IHEP-CEPC-DR-2015-01, 2015.
- [11]. Binder K, Heermann D, Roelofs L, et al. Monte Carlo simulation in statistical physics[J]. Computers in Physics, 1993, 7(2): 156-157.
- [12]. Available: <http://geant4.cern.ch/>
- [13]. 仇小鹏, 杨平利, 田传艳. 基于 VC++. Net 开发 Geant4 数值模拟程序[J]. 计算机仿真, 2007, 24(6): 255-258.
- [14]. Boumediene D, CALICE collaboration. Response of the CALICE Si-W ECAL Physics Prototype to electrons[C]//Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2009, 160(1): 012065.

### 第三章 硅-钨图像型量能器原型机方案设计

CEPC 的硅钨成像型电磁量能器是一个非常复杂的探测器，具有通道多、动态范围大、生成成本高等特点，因此需要提前对关键技术进行探索、验证可行性并测试其相关性能，这需要搭建一个可以进行束流试验的原型机。该原型机应该与真正量能器具有相近的基本结构、配套的读出电子学以及在规模上可扩展的特性。针对以上目标，本章将介绍原型机的具体设计，包括灵敏层与吸收层的层级结构、硅探测器单元的选型和硅阵列的设计、信号流、功耗估算以及读出电子学系统方案等。并根据具体结构进行原型机性能模拟，根据模拟结果对相关参数进行优化，并提出对于读出电子学的具体需求。

#### 3.1 硅 PIN 探测器介绍

##### 3.1.1 硅 PIN 探测器的工作原理

二极管的基本结构如图. 60 所示，通过在两侧半导体中分别掺杂，形成 P 型半导体和 N 型半导体，接触面成为 PN 结。P 型半导体的载流子为空穴，N 型半导体载流子为电子，两者在 PN 结处会因为浓度不同而相互向对方扩散，这个过程成为“扩散运动”；载流子在外加电场和扩散运动形成的电场作用下会做定向运动，这种运动成为“漂移运动”。在扩散运动和漂移运动的作用下，PN 结附近会形成一个载流子极少的高阻区，又叫耗尽层，此区域电阻率极高。若在半导体两端加一个反向偏置电压，耗尽层会增大可达全耗尽，此时外加电压几乎全部作用在 PN 结上，内部电场很强，穿越过此区域的带电粒子会电离并产生电子-空穴对，电子与空穴会在内部电场的作用下向两极运动，最终被电极收集，产生电流脉冲信号。这就是二极管探测器的工作原理[1]。

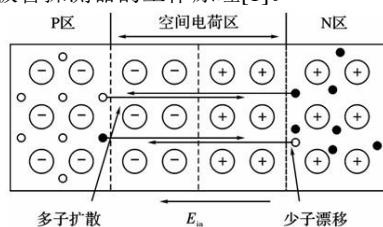


图. 60 二极管基本结构

PIN 二极管基本结构如图. 61 所示，与普通 PN 结二极管不同的是，在 P 层

和 N 层中间，插入了一层掺杂浓度极低的本征半导体材料 I 层，组成了 PIN 结构，这样在外加反偏电压足够大的情况下，PIN 二极管可以形成更宽的耗尽层。同时，PIN 二极管还具有更大的结电容和结电阻[2]。通常，PN 结型二极管的耗尽层不会超过  $100\mu\text{m}$ ，而 PIN 二极管的耗尽层可以达到  $500\mu\text{m}$  以上。对于硅-钨电磁量能器，灵敏层最佳厚度为  $400\text{-}500\mu\text{m}$ ，因此选择硅 PIN 二极管作为探测单元是一个可行的方案。

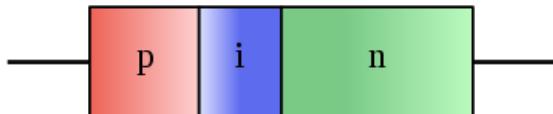


图. 61 PIN 型二极管基本结构

在半导体中，由入射带电粒子产生的载流子电子-空穴对，被称为非平衡载流子。因为半导体探测器的探测原理即收集非平衡载流子，所以为了保证能量线性，必须尽可能将载流子完全收集。为了减少载流子损失，就一定要保证载流子的漂移寿命远大于载流子的收集时间。对于硅来说，其少数载流子的寿命为  $10^3\mu\text{s}$ ，而收集时间 T 可以由以下公式估算出：

$$T = \frac{d^2}{\mu_p V_0}$$

其中  $V_0$  是工作电压， $\mu_p$  是漂移迁移率 [ $\text{cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ]， $d$  是半导体灵敏区厚度，硅中电子的漂移迁移率是  $1450\text{ cm}^2/(\text{V} \cdot \text{s})$ ，假设工作电压为  $100\text{V}$ ，灵敏区厚度  $500\mu\text{m}$ ，则漂移时间小于  $17\text{ns}$ 。改时间远小于载流子寿命，因此由带电粒子产生的电子-空穴对可以被电极完全吸收。

相比于传统 PN 型探测器，硅 PIN 探测器拥有更厚的耗尽层，带电粒子可以在其中沉积更多的能量；此外，硅 PIN 探测器还拥有良好的线性及较大的动态范围，并且在造价上也拥有优势。这些特点使硅 PIN 探测器在测量入射粒子电荷方面具有很大优势，因此国际上多种探测器系统中都采用了硅 PIN 探测器来测量入射粒子电荷量。

### 3.1.2 硅 PIN 探测器在粒子物理试验中的应用

#### ■ ATIC 试验中的硅 PIN 阵列探测器

ATIC（先进薄电离量能器）是美国在南极实施的超长周期滞空飞行项目，如图. 62 所示，其主要科学目标是在很宽的能量范围内测量各种成分的宇宙线能谱，其探测能量段为  $30\text{GeV}\text{-}100\text{TeV}$ [5]。为了实现在如此宽的能量范围内测量原子序数大于 1 的多种粒子的宇宙线能谱，唯一实用的手段就是电离量能器。在量能器

中，入射粒子通过核作用和电磁作用产生簇射，并将自身能量部分或全部沉积于电离量能器中。理论上如果量能器拥有无限的深度，能量分辨率仅受限于簇射的统计涨落和测量的精度。ATIC 在束流标定时达到了 2% 的能量分辨率，对于 150GeV 的强子簇射，其包含度达 38%，对于电磁型粒子，簇射包含度达 91%。ATIC 可以测量入射带电粒子的电荷量，并且根据电子和强子的簇射形状不同对其进行区分[7]。自 2000 年 12 月 28 日首次升空以来，ATIC 已经采集到了大量的宇宙线事例，成功测量了各成分的宇宙线。ATIC 还对电子能谱进行了测量，其宇宙线流强弱 100-1000 倍，并且观测到电子流强在 300-500GeV 之间突然增大这一现象，该流强远大于宇宙线传播模型的期望值，这种现象可能由某种具有 400GeV 左右的未知粒子湮灭或衰变产生，这种粒子是暗物质候选粒子之一[8]。但由于 ATIC 截面过小，不能解释这个现象，为了解释如此强烈的信号，其未知粒子湮灭截面需要增强 100-1000 倍左右[9]。该事件是中国暗物质粒子探测卫星“悟空”立项的重要原因之一。



图. 62 先进薄电离量能器

ATIC 的结构示意图如图. 63 所示，主要由三个子探测器构成，从上到下依次为硅矩阵探测器，碳靶与闪烁体径迹探测器和锗酸铋（BGO）量能器。入射粒子依次经过这三个探测器，在硅矩阵探测器中被测量电荷量，在碳靶中发生核作用并被记录入射径迹，在 BGO 量能器中发生电磁簇射或者强子簇射。下面将分别介绍这三个子探测器。

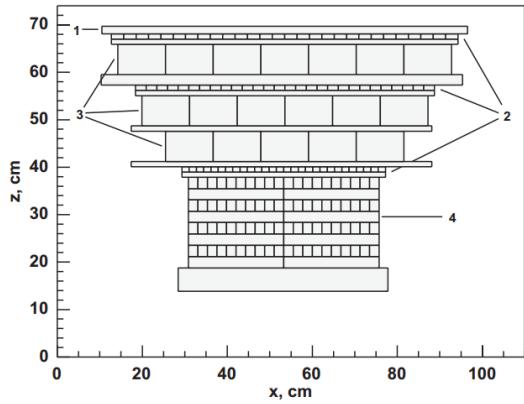


图. 63 ATIC 结构示意图：1-硅矩阵探测器，2-闪烁体阵列，3-碳靶，4-BGO 量能器

硅矩阵探测器被用于电荷测量，由总共 4480 个硅像素单元组成，每个像素单元是一个具有  $380\mu\text{m}$  耗尽层的硅 PIN 二极管，具有  $19.45 \times 14.75\text{mm}^2$  敏感区面积，全耗尽反偏电压为最低 80V，实际工作电压为 100V。四个像素纵向排列组成一个探测器单元，被称为子板，28 个子板并排排列组成一个母板，每个母板长 109cm，宽 6.6cm，并且自带读出电子学。每层硅矩阵由 10 个母板并排排列组成，相邻母板之间有一个微小位移以实现敏感区重叠，减少死区，如图. 64（左）所示，每层总共灵敏区为  $0.95 \times 1.05\text{m}^2$ 。探测器总共有 4 层相同的硅矩阵，相邻上下层之间也有一个位移以保证敏感区的覆盖率。确保入射的粒子至少经过一层硅 PIN 二极管。在 ATIC 首次飞行试验中，测试结果显示，硅矩阵探测器可以有效地区分 10G-30TeV 的质子和氦原子核，并且对于  $Z < 10$  的粒子带电量都有良好的分辨能力[6]。

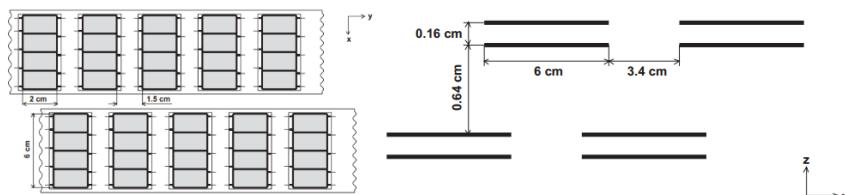


图. 64 ATIC 硅矩阵排布图：左图为俯视图中两个母板的排布方式，右图为侧视图中上下两层矩阵的排布方式

碳靶具有 1 个核作用长度，辅助 BGO 量能器，使入射粒子提前发生强子簇射。在碳靶之间有三层交叉排列的条状塑料闪烁体阵列，用以给系统提供触发信息，径迹信息并辅助硅矩阵探测器提供电荷信息。三层阵列从上到下分别为 S1，S2 和 S3，阵列的基本组成单元是塑料闪烁体，S1 由 84 根尺寸为  $2\text{cm} \times 1\text{cm} \times 88.2\text{cm}$  的塑料闪烁体组成，S2 由 70 根尺寸为  $2\text{cm} \times 1\text{cm} \times 74.2\text{cm}$  的塑料闪烁体组成，S3

由 48 根尺寸为  $2\text{cm} \times 1\text{cm} \times 52.4\text{cm}$  的塑料闪烁体组成。

BGO 量能器是由 BGO 晶体组成的全吸收型量能器，是 ATIC 测量入射粒子能谱的核心探测器。BGO 晶体的辐射长度为  $1.12\text{cm}$ ，单根晶体的尺寸为  $2.5\text{cm} \times 2.5\text{cm} \times 25\text{cm}$ 。整个量能器由 8 层闪烁体阵列组成，相邻层交叉排列，每层阵列有 40 根闪烁体， $z$  方向总共有 17.9 的辐射长度。

#### ■ CALET 试验中的硅 PIN 阵列探测器

量热仪型电子望远镜（CALET）是由日本宇宙航空研究开发机构（JAXA）提出并建造的大型探测器，用以观测太空中的高能宇宙线能谱，以期解决天体粒子物理中一些基础而深刻的问题，例如暗物质探测[10]。CALET 的主要目标之一是将人类对宇宙线的探测极限提高至  $20\text{TeV}$ ，同时能够获得高精度的电子能谱，期望能够揭示暗物质的起源和物理性质[11]。CALET 于 2015 年 8 月运抵国际空间站（ISS），被安装于 ISS 上最大的模块——日本实验模块（JEM）上。2015 年 10 月，CALET 开始正式进行科学观测。2017 年 11 月，研究人员利用 CALET，实现了  $3\text{TeV}$  宇宙线中电子能谱的高精度直接测量，其结果如图. 65 所示[12][13]。

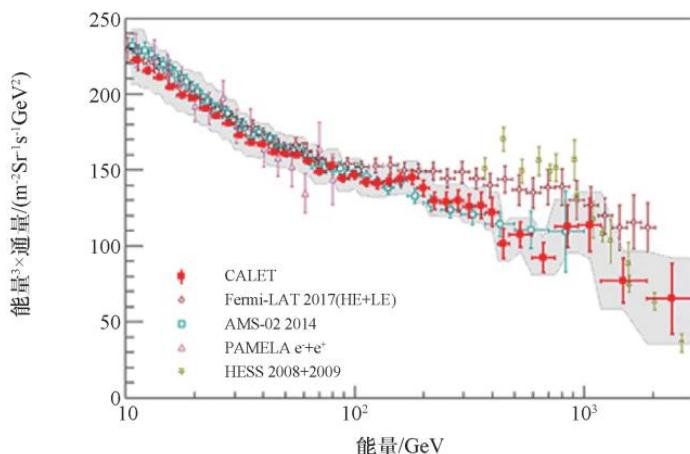


图. 65 量热仪型电子望远镜（CALET）、费米伽马射线空间望远镜（Fermi-LAT）、阿尔法磁谱仪-02（AMS-02）、用于反物质探索和轻原子核天体物理学的载荷（PAMELA）和高能立体系统望远镜（HESS）测量的高能电子能谱比较

CALET 有一条技术路线使用了硅阵列探测器（SIA）来实现入射粒子的电荷测量功能。为了直接测量宇宙线组成，CALET 需要足够的能力来鉴别其中的各种化学元素。由于在耗尽层中电离损失的能量与  $Z^2$  成正比，因此像素型的硅阵列探测器被放置于 CALET 顶层来为系统提供足够的电荷鉴别能力，同时提供粒子入射位置信息。由于紧邻量能器，因此量能器反向散射的带电粒子粒子会降低

硅阵列探测器径迹重建的能力。为保证像素单元能够提准确且唯一的入射宇宙线击中信息，硅探测器的单元尺寸需要匹配 CALET 径迹重建的精度指标。目前由于成像型量能器具有高颗粒度的探测单元，系统重建的径迹与硅平面实际入射位置的误差仅为毫米级。硅阵列探测器的结构图如图. 66 所示，总共有两层探测器平面，每个平面由  $12 \times 12$  的探测单元组成，总面积约  $1\text{m}^2$ ，相邻探测单元之间通过微小错位实现重叠，进而消除整个平面由探测器单元覆盖不到而造成的死区。每个探测单元拥有  $8 \times 8$  的硅 PIN 像素阵列，每个硅 PIN 像素尺寸为  $11.25 \times 11.25\text{ mm}^2$ ，相邻像素间隔  $0.1\text{mm}$ 。硅 PIN 像素的耗尽层厚度为  $500\mu\text{m}$ ，由滨松公司研制，第一代硅 PIN 的全耗尽反偏电压为  $80\text{V}$ ，暗电流小于  $2\text{nA}$ ；第二代硅 PIN 改进了生产工艺，全耗尽电压低于  $30\text{V}$ ，暗电流大约  $0.5\text{nA}$ [14]。硅 PIN 像素阵列的前端读出芯片使用了 IDEAS 公司的 VA32-HDR14 芯片，这是一种 32 通道的，基于采样保持的 ASIC，具有低噪声、低功耗、大动态范围的特点。得益于 VA32-HDR14 芯片的这些优点，硅 PIN 阵列探测器对于 MIP 的信噪比接近 8。

出于多种因素考虑，SIA 没有被应用于飞行件中，CALET 最终使用了塑料闪烁体探测器作为电荷测量模块（CHD）。虽然如此， SIA 对本文研究的硅 PIN 阵列读出的设计具有很强的参考价值，特别是其通过相邻探测单元的微小错位重叠以消除灵敏层死区的手段，很值得 CEPC 硅-钨量能器学习并借鉴。

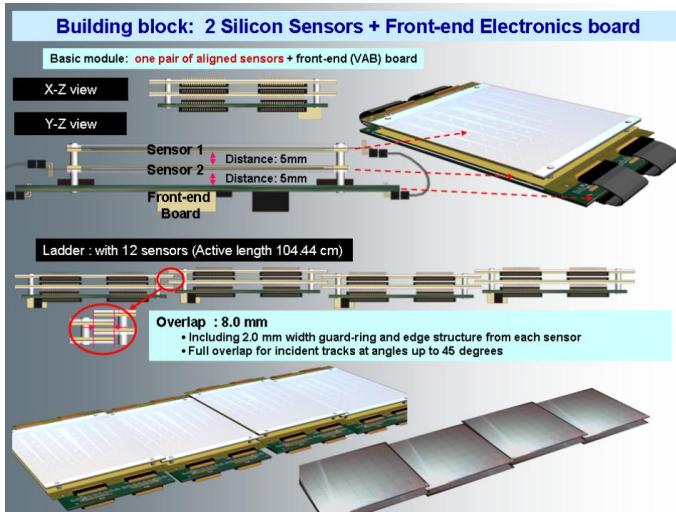


图. 66 CALET 硅阵列探测器结构图

综上所述，由于硅 PIN 探测器具有多种优点，如较小的平均电离能（相比气体探测器）、较大的动态范围、良好的线性以及较厚的耗尽层（相比传统硅二极管）等诸多优点，因此硅-钨电磁量能器原型机采用硅 PIN 探测器作为灵敏层探测单元。

## 3.2 硅-钨电磁量能器原型机方案设计

### 3.2.1 功能和指标要求

根据目前的理论模型,CEPC 旨在通过能量分别为 120GeV 的正负电子对撞,生成质量为 125GeV 左右的 Higgs 粒子并研究其性质。为了精确测量对撞产生的 Jet 能量,CEPC 需要一个能够进行 PFA 算法的成像型电磁量能器。硅-钨成像型电磁量能器是一条重要的技术路线,它有两个主要任务,一是精确测量 Jet 中伽马射线的能量,另一个重建各种带电粒子的径迹。在前文模拟论证的基础上,我们需要设计一台可应用于束流试验的原理样机。通过前文的模拟分析,我们得知能量分辨率  $16\%/\sqrt{E(GeV)}$  这个指标受很多因素制约,特别是灵敏层的死区比例和灵敏层总层数。而设计原型机的主要目的是验证关键技术的可行性,设计中如果过分追求能量分辨率这一指标,难免会舍本逐末。因此在原型机设计时对能量分辨率的指标不做具体要求,而是将重心放在各种关键技术的攻关上。

为了实现上述目标,硅-钨电磁量能器原型机的关键指标如下:

- 1) 量能器探测能区: 1-100GeV;
- 2) 能量分辨率: 尽可能高的能量分辨率;
- 3) 吸收层钨板总厚度: 84mm ( $24X_0$ );
- 4) 灵敏层探测单元尺寸:  $5 \times 5 - 10 \times 10 \text{ mm}^2$ ;
- 5) 探测阵列及读出系统在规模上具有可扩展的特点。

### 3.2.2 设计分析

硅-钨电磁量能器是取样型量能器,其特性决定了能量分辨率相比全吸收量能器较差,因此如何通过优化设计来实现指标要求的分辨率是该原型机设计的核心问题。通过第二章对关键指标的模拟分析,可知为了实现其能量分辨率的指标,吸收层厚度、灵敏层层数、探测器单元厚度、灵敏层死区比例以及灵敏层的具体排布等问题都需要仔细考虑。对于该量能器,除了基本性能的要求外,还需要具备可扩展的特点,这是因为真正应用于 CEPC 的硅-钨量能器,无论在灵敏区探测单元的规模还是在读出系统的总通道数上,都远远多于原型机,原型机的可扩展性为工程样机的设计提供了极大便利。原型机设计需要遵循以下基本原则:

- 考虑到灵敏层层数和探测器总成本成正比,在满足需求的前提下要尽量减少灵敏层层数
- 由模拟结果可知为了实现指标,单通道动态范围需要达到 610MIPs, 噪声要低于 0.1MIP, 因此在原理样机设计时应使用大动态范围、低噪声的前端电子

学。

- 量能器总通道数达到了大约 800 万，并且由于环形对撞机的特性，无法通过间歇供电的方法来降低功耗，所以原型机需要尽可能采用高集成度、低功耗设计。
- 原型机各部分应采取模块化设计，便于扩展。

### 3.2.3 原型机总体技术方案设计

为了满足上述指标，该量能器采用取样型量能器，吸收层材料为钨板，灵敏层探测单元使用硅 PIN 探测器。

为进行束流试验，必须考虑敏感区尺寸是否足够大以减少簇射泄漏的能量，使用 Geant4 对 100GeV 伽马射线在钨板中簇射的莫里哀半径进行了模拟仿真，结果如图. 67 所示，平均半径 23mm，这意味着如果采用  $5 \times 5\text{mm}^2$  的探测器单元，每个灵敏层拥有  $8 \times 8$  的探测单元阵列即可满足簇射横向展宽的需求。

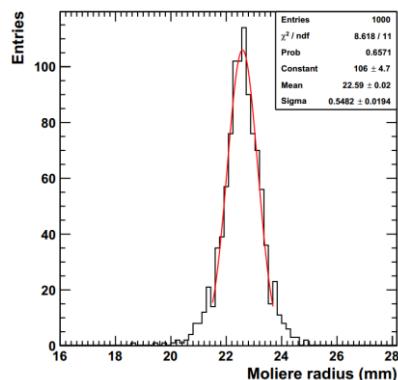


图. 67 100 GeV 光子在钨板中簇射的莫里哀半径分布

原型机拥有 38 层灵敏层以及 38 层钨板，两者交替排列。灵敏层由探测器单元阵列和带有读出芯片的电路板组成，灵敏层厚度 0.4-0.5mm，电路板厚度 2.0mm，钨板厚度 2.2mm，原型机纵向总深度 24 个辐射长度。原型机主要结构如图. 68、图. 69 所示。

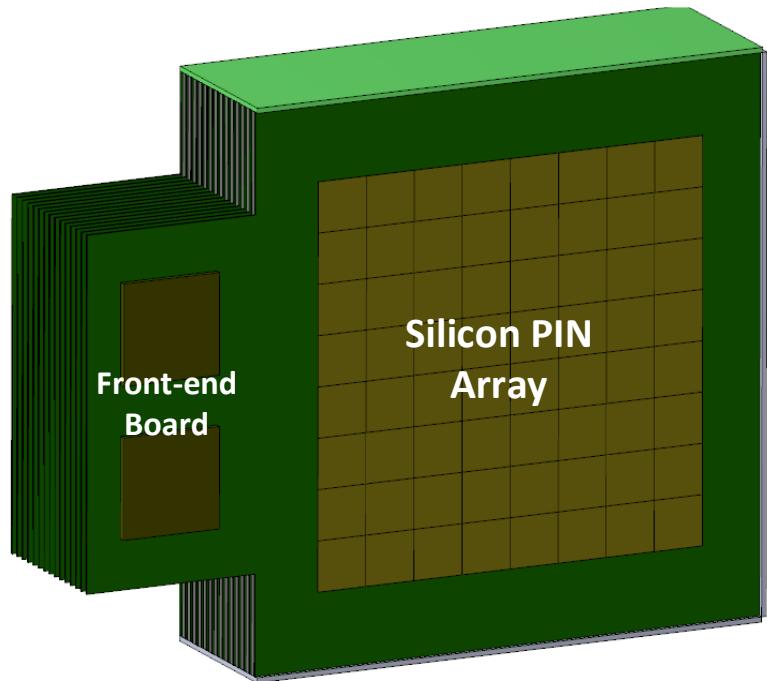


图. 68 硅-钨电磁量能器原型机 3d 示意图

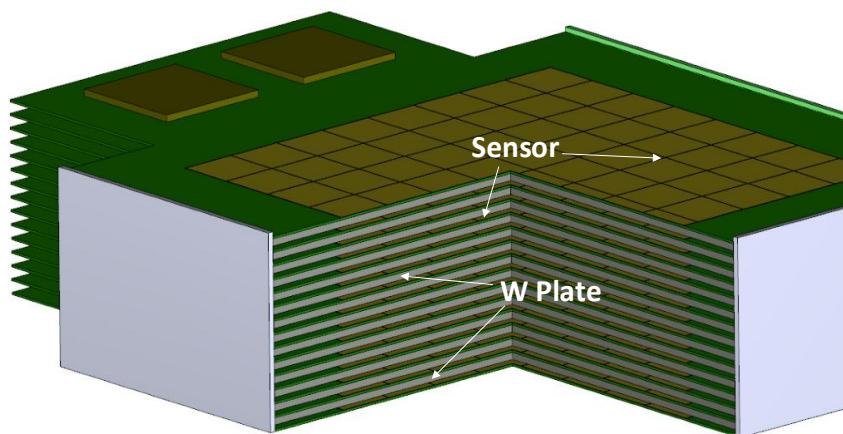


图. 69 硅-钨电磁量能器原型机剖面图

### 3.2.4 基本探测单元的选型及性能测试

根据第二章的模拟分析,对于探测单元硅 PIN 探测器的基本要求有以下几点:耗尽层厚度为 400-500 $\mu\text{m}$ , 单元面积约为  $5\times 5\text{mm}$  到  $10\times 10\text{mm}$ , 具有较低的探测器电容及暗电流。此外,作为灵敏层阵列的基本单元, 硅 PIN 探测器还需要具有较薄的厚度, 规则的形状以及平整的表面, 以便安装及扩展。对市场上常见的硅 PIN 探测器进行了调研,选取了一系列具有代表性的型号, 相关参数详见表 3。

表 3 硅 PIN 探测器的参数对比

探测器型号	生产商	敏感区面积 /mm	最大耗尽层 厚度/ $\mu\text{m}$	最大反偏 电压/V	暗电流 /nA
S5107	滨松	$10\times 10$	460	30	10
S12158	滨松	$2.77\times 2.77$	300	20	0.01
S8650	滨松	$10\times 10$	700	100	6
S5980	滨松	$5\times 5$	460	30	2
T1116P	威世	$2.97\times 2.97$	280	25	5
VEMD5160X01	威世	$5\times 4$	约 200	20	0.3

由于成像型量能器对 PIN 探测器单元的外观平整性和形状规则性有要求,且为了安装方便,探测器最好是表贴封装,因此满足需求的探测器种类较少,表 3 中列出的是滨松公司和威世公司形状与封装满足需求的代表产品。需要特殊说明的是,市场上流通的硅 PIN 探测器均存在较大死区,死区比例大约从 40% 到 75%,通过仿真可知,在死区比例如此大的情况下,无论如何都不可能达到  $16\%/\sqrt{E(\text{GeV})}$  的能量分辨率指标,因此真正应用于硅-钨电磁量能器的硅 PIN 探测器必须单独定制。定制探测器的周期长,成本高,考虑到原型机主要功能是验证原理的可行性及探索关键技术,在现阶段没有必要定制满足各项需求的硅 PIN 探测器,因此在该阶段可以使用市场上已有的探测器,下个阶段再单独定制死区极小的硅 PIN 探测器阵列。考虑到单元面积最好是  $5\times 5\text{mm}$  到  $10\times 10\text{mm}$ , 符合要求的有滨松公司 S5107、S8650 与 S5980 三款产品,由于探测器暗电流的涨落会导致信号分辨率变差,这三款探测器中 S5980 的暗电流最小,因此最终选择滨松公司的 S5980 作为探测器单元。

#### ■ S5980 介绍

S5980 是一款多象限表贴型光电二极管, 敏感区总面积为  $5\times 5\text{mm}$ , 平均分为 4 个探测器象限, 4 个象限共用同一个阴极, 分别从各自阳极引出信号, 图. 70 是 S5980 探测器的原理图[3]。使用时阴极连接正高压, 四个阳极连接到一起, 再输入到放大器中。其纵向总厚度为  $1.26\text{mm}$ , 探测器总面积  $10.6\times 8.8\text{mm}^2$ , 死区比例为 73%。其死区比例较大, 可以通过 Fullcover 的方案将四个灵敏层分为一组来

提高能量分辨率。由于改善了技术，相较于早期的硅 PIN 探测器，反偏电压要求较低，只需要最高 30V 就可以实现 460 $\mu\text{m}$  的灵敏层全耗尽。

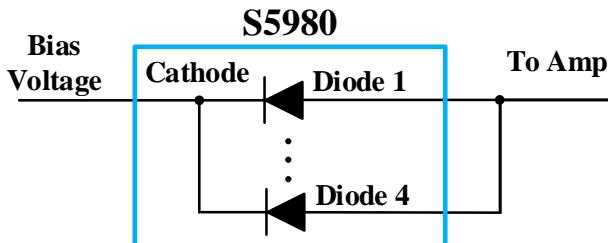


图. 70 硅 PIN 探测器 S5980 的原理图

硅 PIN 二极管的暗电流随反偏电压的增大而增大，30V 反偏电压时 S5980 的暗电流为 2nA。, 探测器等效电容越小对输入电路的影响越小， S5980 的探测器等效电容在室温下约为 10pF，最大工作温度 100 摄氏度，其实物图如图. 71 所示。

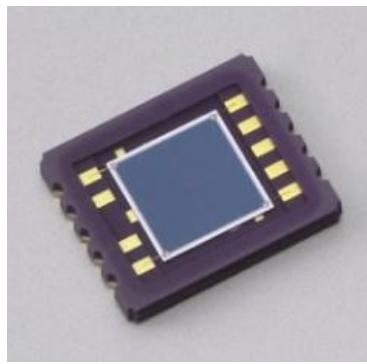


图. 71 硅 PIN 探测器 S5980 实物图

#### ■ 暗电流测试

暗电流即反向偏置电流，二极管在反向连接时，由于外接电压的作用，会产生一个大小随电压变化的反向偏置电流。因为探测器输出信号直接叠加于这个电流上，因此反向偏置电流直接影响探测器的分辨率，而它的涨落是探测器噪声的主要来源[1]。反向电流的来源主要有三个：表面漏电流、体电流和扩散电流。表面漏电流与制造工艺有关，当表面清洁度不够，或者环境湿度较大时，表面漏电流会增大。体电流是耗尽层内热激发产生的本征载流子在外电场的作用下向两极流动形成的电流，与本征载流子数量成正比，

对于介质硅来说，其大小遵循以下公式：

$$J_{\text{体}} = 1.2 \times 10^{-9} \frac{d}{\tau}$$

其中  $d$  为载流子漂移距离,  $\tau$  为漂移时间, 体电流是反向电流的主要成分。扩散电流是由耗尽层外少数载流子扩散到耗尽层内而产生的电流, 对于 PIN 型二极管来说, 由于耗尽层很厚, 死区极少, P 区与 N 区的少数载流子很难通过扩散作用到达 PN 结中心的临界点从而形成反向电流, 所以扩散电流可以忽略。

因为暗电流会对探测器的分辨率产生重大影响, 因此在使用之前需要对所选型号的硅 PIN 探测器 S5980 进行暗电流测试, 测量在不同反偏电压下的暗电流大小。

使用弱电流放大器测量 S5980 的暗电流大小, 放大器采用多级串联放大, 总共分三级, 为了针对不同大小的输入电流, 三级增益设计为多档位可调, 电路总测量范围跨越  $0.01\text{nA}$ - $0.1\text{mA}$  等多个量级, 满足半导体探测器漏电流检测的需求, 其实物图如图. 72 所示。

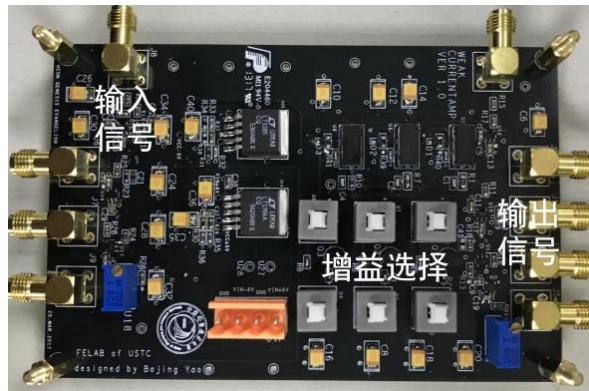


图. 72 弱电流放大器实物图

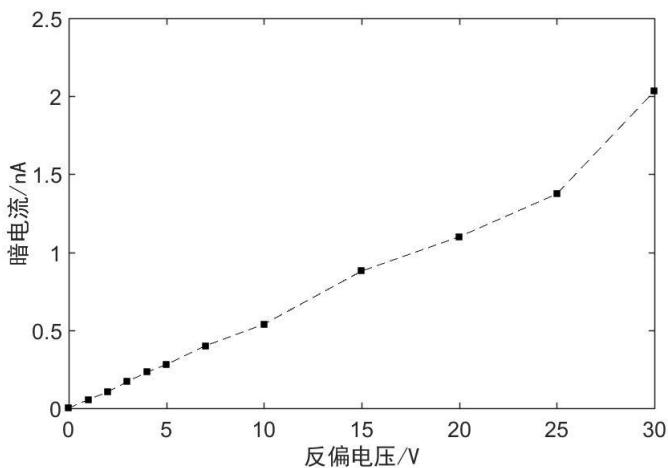


图. 73 硅 PIN 探测器 S5980 的暗电流与反向电压关系

改变反偏电压的大小，记录不同反偏电压对应的暗电流大小，结果如图. 73 所示，由结果可以看出暗电流随反偏电压的增大而增大，两者成正相关，且暗电流增大速度随反偏电压增大而变快。按照说明手册，每个象限的暗电流 30V 时达到最大，大约  $0.5\text{nA}$ ，四个象限总共应为  $2\text{nA}$ ，测试结果与手册相符。

### 3.2.5 灵敏层探测单元布局

S5980 的敏感区尺寸为  $5\times 5\text{mm}^2$ ，根据前文分析，单层灵敏层安装  $8\times 8$  的探测器阵列，总共 64 个 S5980 紧密排列，其布局如图. 74 所示。

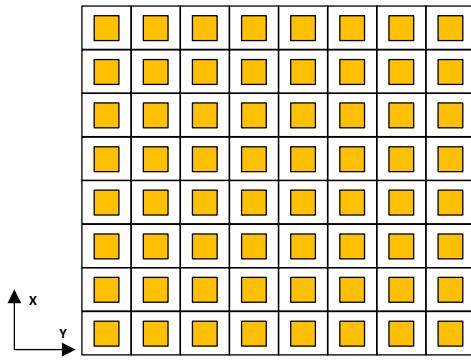


图. 74 原型机单层灵敏层探测器阵列

由于探测器单元实际尺寸为  $10.6\times 8.8\text{mm}^2$ ，因此探测器阵列总尺寸为  $84.8\times 70.4\text{ mm}^2$ ，死区比例 73.2%。由于死区比例对能量分辨率影响巨大，因此必须优化灵敏层的死区以提高分辨率。根据前文模拟分析，我们选择 Fullcover 的方式来优化灵敏区，4 层灵敏层为一组，每组中第二层沿 X 方向平移 5.3mm，第三层沿 Y 方向平移 4.4mm，第四层分别沿 X、Y 方向平移 5.3、4.4mm。优化以后沿 Z 方向俯视图如图. 75 所示，每组灵敏层都可以覆盖超过 95% 的探测器阵列平面。

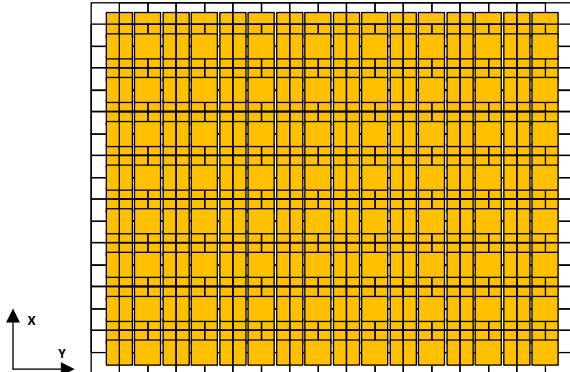


图. 75 Fullcover 模式优化后的 4 层灵敏层俯视图

### 3.2.6 探测器各层的耦合方式

原型机各灵敏层和吸收层需要可靠的耦合方式，以保证原型机的结构强度。其各层耦合方式如图. 76 所示，灵敏层主要结构是一个印刷电路板（PCB）——前端电子学板（Front-end Board, FEB），FEB 集成了硅 PIN 阵列和相应的读出电子学，每层硅 PIN 阵列周围有一个环形裸露铜带，电器属性为系统的地平面，以保证整个系统共地并起到对探测器的屏蔽效果。铜带上放置一个与其形状相同的铜框，铜框高度 2mm，其顶部平整，用以放置厚度为 2.2mm 的钨板，钨板面积足以覆盖整个探测器阵列。这个结构是构成探测器系统的基本单元，探测器系统总共由 38 层基本单元组成，各单元通过总共 4 根足够长的 M3 螺丝来串通连接。

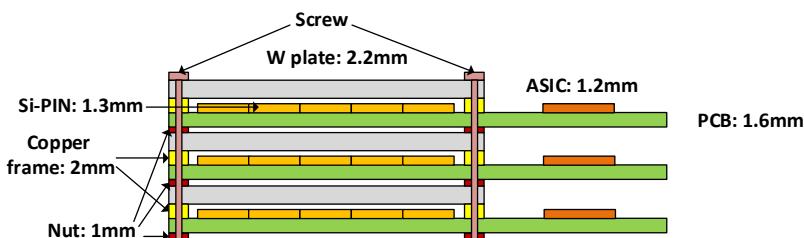


图. 76 原型机各层耦合方式

考虑到原型机需要采用 Fullcover 方式实现灵敏层的错位，以减少死区，因此 FEB 需要为其进行特殊设计，以便使用同一种 FEB 即可完成错位排布，进而减少系统成本。图. 77 是灵敏层实现多层错位的原理图，在探测器周围环状裸露铜皮的四个角，分别预留一组机械孔以便安装。每组由 4 个机械孔组成，4 个孔按矩形排布，长宽间距分别为 5.3mm 和 4.4mm，机械孔内径为 3.2mm。如前一小节所述，为实现 Fullcover 模式的互补，灵敏层每 4 层分为一组，每组的 4 层灵

敏层分别使用 4 个机械孔中的一个。长螺钉穿过 4 层灵敏层的不同机械孔，就实现了灵敏层的 Fullcover 互补。

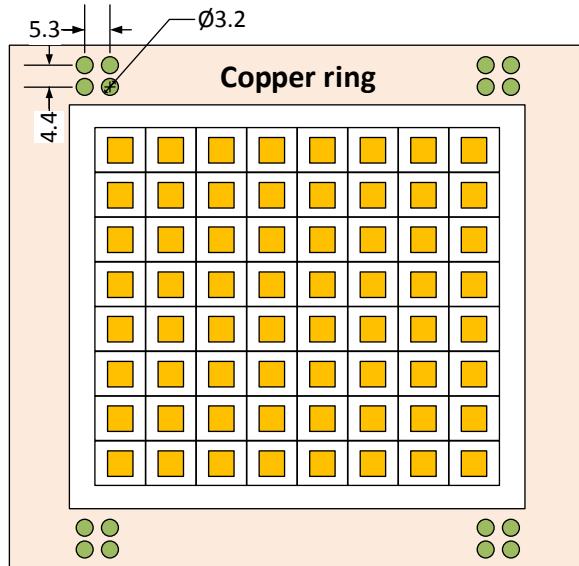


图. 77 单层灵敏层细节图

### 3.2.7 原型机读出电子学系统方案

根据前文对 CALICE 硅-钨电磁量能器物理原型机和 CALICE 模拟强子量能器原型机的调研结果可知，在多通道探测器系统中采用模块化的设计，可以缩短研制周期，方便扩展系统并提高集成度，因此 CEPC 硅-钨电磁量能器原型机的电子学系统也采用模块化设计。一般情况下，电子学系统分为前端电子学和后端电子学两部分。前端电子学负责探测器信号的收集和数字化，由于探测器信号一般为模拟信号，因此前端电子学被放置于距离探测器很近的位置，以减少模拟信号传输距离，进而减少干扰并降低噪声以保证信号完整性；后端电子学负责接收多个前端电子学模块数字化之后的信号，负责打包汇总并发送至上位机，后端电子学一般放置在原理探测器的位置。

基于以上研究，本论文提出了 CEPC 硅-钨电磁量能器原型机的读出电子学系统架构，如图.78 所示。电子学系统采用了模块化设计，搭载硅 PIN 探测器阵列的前端电子学板（FEB）和相应的数据接口板（Data Interface, DIF）是前端模块，而数据获取系统（Data AcQuisition, DAQ）是后端模块，数据获取系统通过以太网上传数据到计算机并接收计算机的控制。

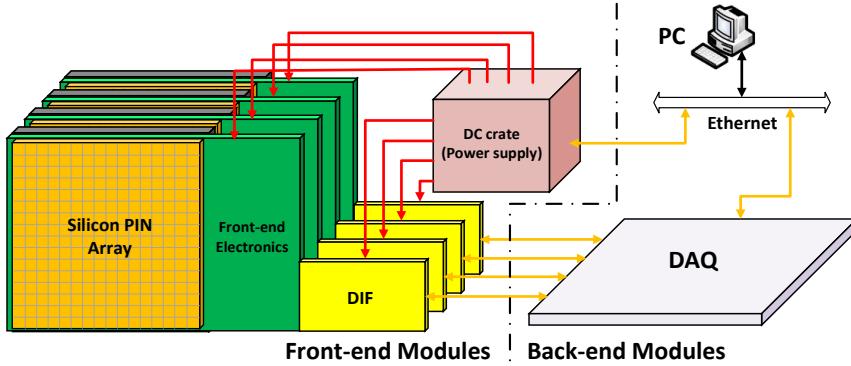


图. 78 CEPC 硅-钨电磁量能器原型机读出电子学系统框图

FEB 负责对硅 PIN 探测器的信号进行处理，包括对其模拟信号进行放大成形，之后进行模拟-数字转换并将数据传输至 DIF。系统总共有 38 个 FEB，每个 FEB 负责读出单层灵敏层的 64 路硅 PIN 探测器的阳极信号，系统总共有 2432 路探测器信号。此外，由于探测器阵列安装在 FEB，因此 FEB 还负责给硅 PIN 提供反向偏压，使其工作在全耗尽状态。将探测器和前端电子学集成在一块 PCB 上，可以省去外部信号连接线，减小了因为长距离信号传输而造成的衰减、干扰及噪声等。

DIF 是前端电子学中的另一个重要组成，其主要功能是控制 FEB 进行信号的模拟-数字转换，接收并将数据进行简单打包，之后通过光纤将打包的数据上传至 DAQ。DIF 还能够为 FEB 分发刻度信号，以便进行电子学刻度。DIF 在大部分时间受 DAQ 的控制，但为了调试方便，DIF 保留了通用串行总线（Universal Serial BUS, USB），以接受个人电脑（Personal Computer, PC）的控制并上传数据到 PC。

DAQ 负责前端电子学总共 38 层探测器的数据汇总和上传，并将来自 PC 的控制信号进行解析并发送给相应的 DIF。此外，DAQ 还需要将时钟信号分发到各 DIF，确保每层灵敏层的时钟同步，并且综合各层给出的击中信息，为系统提供触发信号。DAQ 由一块数据汇总模块（Data Collection Module）组成，DCM 拥有 38 个光纤接口以便与前端各 DIF 进行通信，每路光纤接口可以与一个 DIF 进行数据交流，包括接收 DIF 的数据和触发信号，向 DIF 分发时钟、触发及控制命令等。DCM 与 PC 的通信通过千兆以太网实现，DCM 将打包好的各层数据发送至交换机或 PC，同时 PC 可以将配置命令等通过以太网发送到 DCM。

### 3.3 原型机仿真

由于原型机的主要功能是提出系统的设计方案并验证关键技术，因此相比于前文优化后的电磁量能器模型，原型机进行了较大的方案变动，特别是减少了单层灵敏层探测器数量，使用了具有较大死区的探测器单元。这些改动都会大大降低系统的能量分辨率及位置分辨能力，所以在系统搭建之前需要对其基本性能进行模拟分析。按照原型机实际尺寸对模拟参数进行改动，模拟结果如下。

#### ■ MIP 能谱

使用宇宙线对探测单元硅 PIN 探测器 S5980 进行多次模拟，其 MIP 能谱如图. 79 所示，其 MPV 值对应电荷为  $5.9\text{fC}$ ，因此对于系统噪声的需求为不大于  $0.1\text{MIP}$  也就是  $0.6\text{fC}$ ，其单通道最低无误触发阈值需要可以设置为  $1.8\text{fC}$ 。

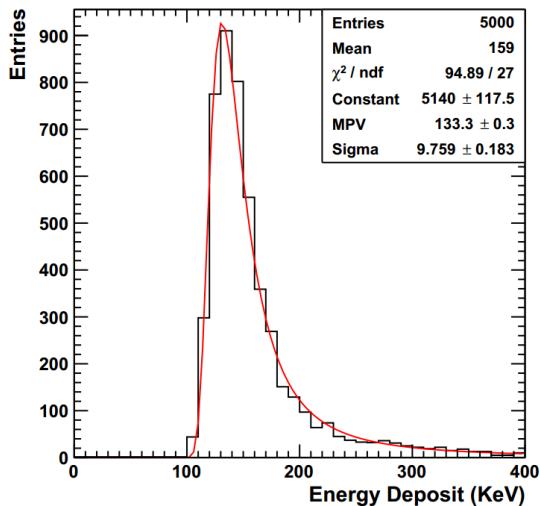


图. 79 原型机探测单元硅 PIN S5980 的 MIP 能谱

#### ■ 能量沉积与分辨率

对原型机进行  $3\text{-}100\text{GeV}$  范围的模拟，其沉积总能量与入射能量关系如图. 80 所示，由结果可知原型机沉积总能量与入射能量具有良好的线性，其积分非线性为  $0.14\%$ 。能量分辨率结果如图. 81 所示，可知虽然使用了 Fullcover 模式进行了多层互补以减少死区的影响，但分辨率依旧有较大的下降， $100\text{GeV}$  时的实际分辨率为  $4.2\%$ 。根据拟合公式的两项可知，反应其能量泄漏程度的参数较大，为  $3.38\%$ ，造成这个现象的原因主要是由于各层存在死区并且簇射存在涨落，因此某些事例的簇射经过灵敏区时本应沉积在探测器中的能量没有被吸收，造成了较大的统计涨落，进而降低了能量分辨率。这从另一个角度证明了减少死区对于提高分能量分辨率的重要性。

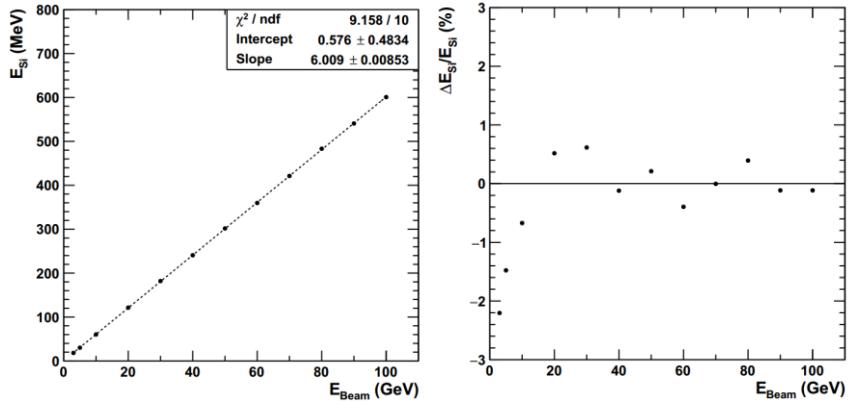


图. 80 原型机的沉积总能量与入射能量关系（左）与沉积总能量的非线性（右）

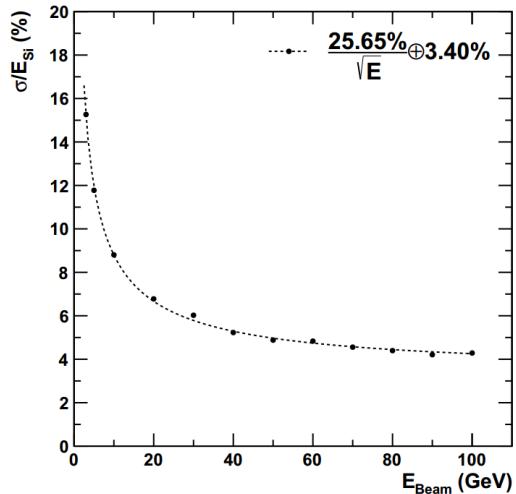


图. 81 原型机的能量分辨率

#### ■ 空间分辨能力

原型机重建轨迹的入射位置和入射角分布如图. 82 所示，可见其空间分辨能力也会受灵敏层死区影响。

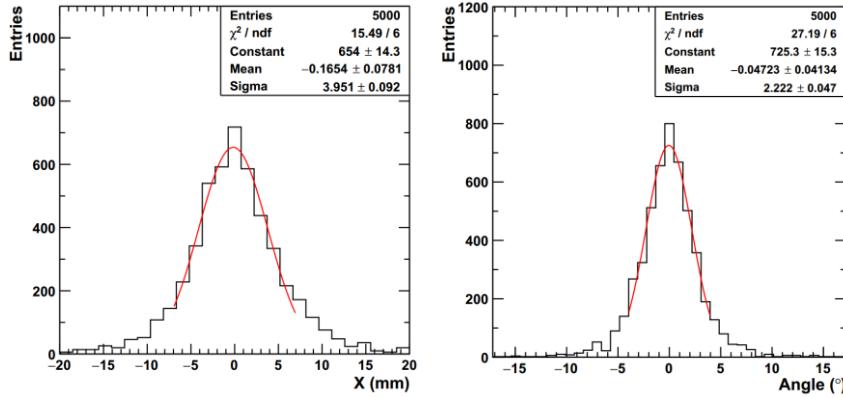


图. 8.2 原型机模拟重建的入射位置分布（左）与入射角分布（右）

### 3.4 本章小结

在针对 CEPC 硅-钨电磁量能器关键参数进行了优化之后，本章开始着手设计探测器原型机，以验证系统的可行性，并对关键技术进行攻关。首先，我们介绍了硅探测器家族中的硅 PIN 探测器及其在物理实验中的应用，由于硅 PIN 探测器具有诸多优点，因此常常在探测器系统中承担入射粒子电荷量测量的任务，原型机也将采用硅 PIN 探测器作为灵敏层探测单元。

之后，我们讨论了原型机的功能需求，根据实际情况适当降低了能量分辨率的指标，并讨论了设计原则，认为系统需要具有高集成度、低功耗并采用模块化设计等特点。在这个原则的指导下，我们开始设计原型机，首先制定了总方案，包括总厚度 84mm 的钨板作为吸收层，单层吸收层厚度 2.2mm，38 层硅 PIN 阵列作为灵敏层，每层灵敏层具有  $8 \times 8$  的探测器单元，探测器单元尺寸为  $5 \times 5 \text{ mm}^2$ ，每层耗尽层厚度 400-500 $\mu\text{m}$ 。针对作为探测单元的硅 PIN 探测器，我们对比了市场上的主流产品并选取了滨松公司 S5980。由于 S5980 存在较大的死区，我们对探测器灵敏层耦合方式进行了优化，相邻层灵敏层通过 Fullcover 的方式实现错位互补以降低死区对分辨率的影响。

为了处理原型机总共 2432 路探测单元的模拟信号，本论文参考了 CALICE 硅-钨电磁量能器原型机的设计，提出了一套电子学系统。该系统采用模块化设计，分为前端电子学和后端电子学两部分，前端电子学包括 38 块 FEB 板和 38 块 DIF 板，FEB 用以处理探测单元的输出信号，DIF 用以控制 FEB 并将单层灵敏层数据打包上传至后端，后端电子学由一块 DCM 板构成，用以汇总前端电子学的数据并为前端电子学提供时钟、触发和控制命令。

本章介绍了原型机的基本设计方案，在接下来的章节中，本论文将围绕其读出电子学系统展开详细讨论。

## 参考文献

- [1]. 汪晓莲, 李澄, 邵明, 等. 粒子探测技术[J]. 合肥: 中国科学技术大学, 2009.
- [2]. Doherty B. MicroNotes: PIN Diode Fundamentals[J]. Watertown, MA: Microsemi Corp., MicroNote Series, 1998, 701.
- [3]. Silicon PIN diode S5980 datasheet.  
[http://www.hamamatsu.com.cn/UserFiles/DownFile/Product/s5980\\_etc\\_kpin1012e04.pdf](http://www.hamamatsu.com.cn/UserFiles/DownFile/Product/s5980_etc_kpin1012e04.pdf)
- [4]. Dark Current and Influence of Target Emissivity, Photonics & Imaging Technology, September 2016, pp. 11-14
- [5]. Guzik T G, Adams J H, Ahn H S, et al. The ATIC long duration balloon project[J]. Advances in Space Research, 2004, 33(10): 1763-1770.
- [6]. Zatsepin V I, Adams J H, Ahn H S, et al. The silicon matrix as a charge detector in the ATIC experiment[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2004, 524(1-3): 195-207.
- [7]. 刘加丽, 曹臻. 大型强子对撞机时代的宇宙线实验[J]. 物理, 2011, 40(10): 631-642.
- [8]. 常进. 暗物质粒子探测: 意义, 方法, 进展及展望[J]. JOURNAL OF ENGINEERING STUDIES, 2010.
- [9]. Chang J, Adams J H, Ahn H S, et al. An excess of cosmic ray electrons at energies of 300–800 GeV[J]. Nature, 2008, 456(7220): 362.
- [10]. Torii S, Tamura T, Yoshida K, et al. The CALET Instrument for Experiment on the ISS[C]//International Cosmic Ray Conference. 2005, 3: 333.
- [11]. 吴季, 杨帆, 张凤. 2017 年空间科学热点回眸[J]. 科技导报, 2018, 36(1): 72-82.
- [12]. JAXA. First Detection in Space of 3 TeV Cosmic Ray Electrons in a High-Precision Measurement of the Electron Energy Spectrum by CALET on the International Space Station – Waseda University . <https://www.waseda.jp/top/en-news/55041>
- [13]. Adriani O, Akaike Y, Asano K, et al. Energy Spectrum of Cosmic-Ray Electron and Positron from 10 GeV to 3 TeV Observed with the Calorimetric Electron Telescope on the International Space Station[J]. Physical review letters, 2017, 119(18): 181101.
- [14]. S. Marrocchesi P, Adriani O, Avanzini C, et al. A silicon array for cosmic-ray composition measurements in CALET[J]. Journal of the Physical Society of Japan, 2009, 78(Suppl. A): 181-183.
- [15]. Bagliesi M G, Avanzini C, Bigongiari G, et al. Front-end electronics with large dynamic range for space-borne cosmic ray experiments[J]. Nuclear Physics B-Proceedings Supplements, 2007, 172: 156-158.
- [16]. Torii S, Hareyama M, Hasebe N, et al. The CALET mission on the ISS[C]//High Energy, Optical, and Infrared Detectors for Astronomy III. International Society for Optics and Photonics, 2008, 7021: 702114.

## 第四章 原型机的读出电子学设计与性能测试

根据前文介绍，原型机的读出电子学系统分为前端电子学和后端电子学两部分，前端电子学包括前端读出板（Front-End Board, FEB）和数据接口板（Data InterFace, DIF）两种电路板，负责硅 PIN 探测器信号的读出；后端电子学包括数据获取系统（Data AcQuisition, DAQ）和上位机。DAQ 由一块数据汇总模块（Data Collection Module, DCM）构成，负责前端电子学的数据汇总以及分发时钟、触发和控制信号给前端电子学。本章将对这两部分电子学的设计实现方案进行详细阐述，对相关电子学性能进行测试评估。

### 4.1 读出电子学系统详细介绍

如前文所述，组成系统的详细框图如图. 83 所示，在前端电子学模块中，每层灵敏层的 64 路硅 PIN 探测器信号由一块 FEB 和一块 DIF 来读出，总共有 38 块 FEB 和 38 块 DIF。FEB 负责处理硅 PIN 阵列探测器的模拟信号，DIF 将数字化之后的探测器信号进行简单打包，再通过光纤传输给后端模块的 DCM。DCM 将所有 DIF 的数据汇总之后通过以太网传输到上位机，并且将时钟、触发和控制命令通过光纤结构分发给所有前端模块。

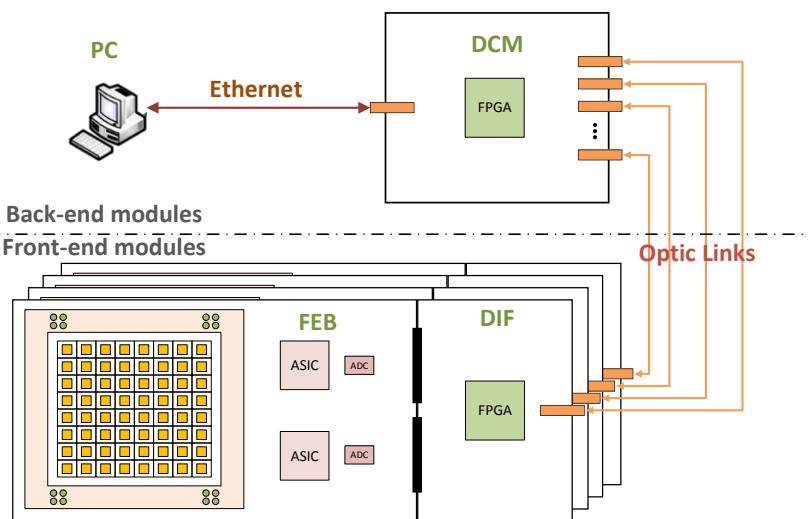


图.83 原型机读出电子学系统详细结构图

在整个系统中，前端模块负责处理探测器直接输出的信号，每路探测器输出信号的处理流程完全一样，如图.84 所示，探测器输出信号直接输入 FEB 上的电荷灵敏前放，将电荷脉冲转化为一个阶跃电压信号，之后分成两路分别输入到慢成形电路和快成形电路；慢成形电路将电荷灵敏前放输出的信号积分成形，再通过一个采样保持电路锁存峰值电压，并通过模拟-数字转换将模拟电压幅度数字化；快成形电路将信号快速地放大，并将峰值与设定阈值电压进行比较，若超过阈值则输出击中信号。DIF 板上的 FPGA 将数字信号与击中信号进行相关处理与打包，之后发送至后端模块的 DCM。

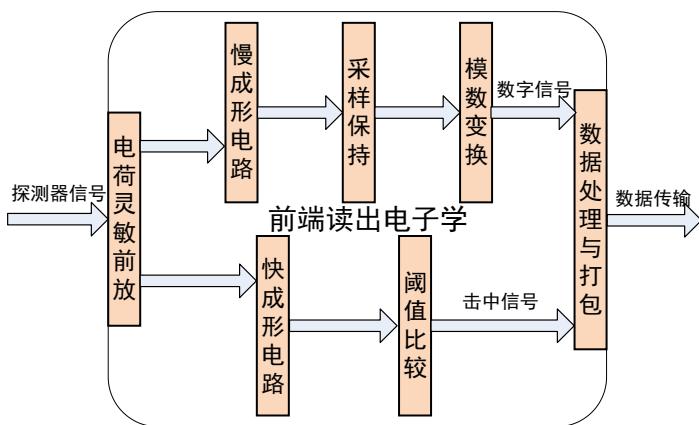


图.84 前端电子学对探测器信号的处理流程

## 4.2 前端电子学板

在原型机阶段，前端电子学板（FEB）负责处理单层灵敏层探测器阵列总共 64 路探测器信号，考虑系统的扩展性，在真正的硅-钨电磁量能器中，每块 FEB 需要负责数百甚至上千路，并且系统需要具备低功耗的特点。因此，在本设计方案中，FEB 的模拟信号处理这一过程通过高集成度的 ASIC 芯片进行。处理探测器信号包括了两部分内容，一个是精确测量模拟信号的峰值，另一个是需要通过将模拟信号快成形与阈值电压比较，输出击中信号，因此 ASIC 需要同时具备快慢两种成形功能。ASIC 芯片需要具有刻度管脚，便于由 DIF 控制进行片上刻度。

由于原型机的探测器单元 S5980 存在较大死区，因此在下一阶段工程样机中将更换硅 PIN 探测器，为了增强扩展性，以兼容多种硅 PIN 探测器，减少 FEB 的设计调试工作量，FEB 被分为探测器部分（FEB\_DET）和 ASIC 部分（FEB\_ASIC），其详细框图如图.85 所示。FEB\_DET 集成了探测器阵列，并为

其提供反向偏压。硅 PIN 探测器 S5980 的具体连接方式及输出信号的处理流程如图. 86 所示, 偏压模块为 S5980 提供偏压, 经过  $1\text{Mohm}$  的电阻隔离并通过  $10\text{nF}$  电容滤波之后接入 S5980 的阴极, 四个象限的阳极输出连接到一起, 通过连接器直接送入 ASIC 进行放大成形, 输出的信号通过模拟-数字转换器 (Analog-to-Digital Converter, ADC) 进行模拟-数字转换并送入位于 DIF 的 FPGA 进行打包上传。FEB\_ASIC 围绕 ASIC 设计, 视单片 ASIC 模拟通道的多少集成 1 片或 2 片 ASIC; FEB\_ASIC 通过两个连接器直接与 DIF 相连, 所需的时钟、触发与控制信号通过连接器发送至 ASIC; 其输出的电压通过 ADC 进行数字化, 数字化之后的信号连同 ASIC 输出的击中信号, 一并通过连接器发送至 DIF 上的 FPGA; FEB\_ASIC 由 DIF 提供初始电源, 通过电源模块转换为 ASIC 需要的电压。接下来, 本论文将详细介绍各模块的设计方案。

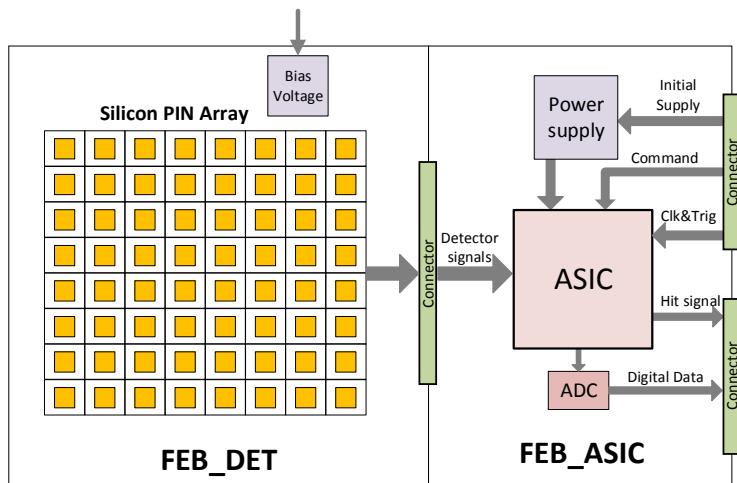


图. 85 前端电子学板 FEB 的详细框图

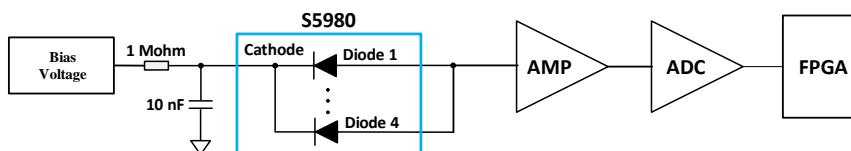


图. 86 FEB 对 S5980 输出信号处理的原理图

#### 4.2.1 ASIC 选型

通过第二章的模拟分析, 我们知道了 CEPC 电磁量能器对于电子学的指标需求, 对于每一路探测器模拟信号, 输入电荷的动态范围为  $0\text{-}3.1\text{pC}$ , 电子学噪声不大于  $0.05\text{MIP}$  (对于 S5980, 对应电荷  $0.3\text{fC}$ ), 积分非线性小于  $2.5\%$ , 带有输

击出中信号的功能，具有高集成度和低功耗的特点。考虑到对于半导体探测器，其信号很快，为了达到高事例率，其达峰时间不应大于 500ns。为寻找本实验中 FEB 上最合适的选择，本章对常见的 ASIC 进行调研，相关参数详见表 4。

表 4 ASIC 芯片参数对比

ASIC 芯片	通道数	输入电荷范围	达峰时间	能否自触发	功耗 mW/channel
APV25	128	20fC (+/-)	50ns-200ns	不能	1.76
PASA	16	160fC	160ns	不能	11.67
VMM	64	2pC	25ns-200ns	能	<10
VA140	64	200fC (+/-)	6.5μs	不能	0.29
VATA160	33	-3pC- +13pC	1.8us-2.2μs	能	4.7
AFTER	72	600fC	100ns-2μs	不能	7.5
AGET	64	10pC (+/-)	50ns-1μs	能	10
SKIROC2a	64	8pC	180ns	能	5.2

通过对这些芯片的关键指标对比，我们发现覆盖 CEPC 硅-钨电磁量能器读出动态范围的有 VATA160、AGET 和 SKIROC2a 三款芯片；从达峰时间考虑，VATA160 芯片由于达峰时间长达 2μs，远远超过指标需求，因此不予考虑；AGET 和 SKIROC2 芯片通道集成度均为 64 路，都可以自触发，但功耗方面 SKIROC2a 更具有优势；此外，SKIROC2a 还集成了 ADC，可以省去片外 ADC，进一步降低功耗，因此 SKIROC2a 最适合作为 CEPC 硅-钨电磁量能器原理样机的前端读出芯片。

#### ■ SKIROC2a 芯片介绍

SKIROC2(Silicon Kalorimeter Integrated ReadOut Chip 2)芯片是法国 CALICE 合作组为 ILD 探测器的硅-钨电磁量能器设计的一款读出芯片，用于硅 PIN 探测器的读出。SKIROC2a 是其改进型，修复了一些系统漏洞，提高了芯片性能。SKIROC2a 是一款基于 AMS 350nm 工艺的模拟 ASIC，其主要参数如表 5 所示：

表 5 SKIROC2a 的主要参数说明

参数	数值
输入信号极性	正
通道数量	64
输入动态范围	8pC
噪声	<0.4fC
达峰时间	180ns
事例存储深度	15
输出模式	芯片内部进行 ADC 转换并输出 ADC 码
ADC 位宽	12
计数率	数据包速率：200Hz

	一次数据包内的 15 个事例: 300KHz
功耗	正常工作: 5.2mW/channel Power Pulsing: 10μW/Channel

SKIROC2a 芯片由模拟部分和数字部分组成，模拟部分如图. 87 所示，64 路模拟通道完全相同，分别由电荷灵敏前置放大器 (Charge Sensitive preAmplifier, CSA)，快成形电路，慢成形电路和开关电容阵列 (Switched-Capacitor Array, SCA) 四个部分组成。输入的探测器信号经过 CSA 之后分别输出到一路快成形电路和两路慢成形电路；在快成形电路中，信号经过快速放大，与预设的阈值进行比较，从而控制采样保持电路，同时输出击中信号；在慢成形电路中，信号经过成形和采样保持之后，其峰值被锁存在两个 15 深度的 SCA 之中，此外还有一个 SCA 用于锁存时间数字转换 (Time-to-Digital Converter, TDC) 斜坡电压 (Ramp) 的幅度，用以记录事例的时间信息；当采样结束之后，锁存在 SCA 的电压信号被依次送到芯片上的 ADC 进行数字化，数字化之后的信息存储于芯片内部的随机存储器 (Random-Access Memory, RAM) 中，芯片一次性输出 64 个通道最多 15 个事例的数字化结果。

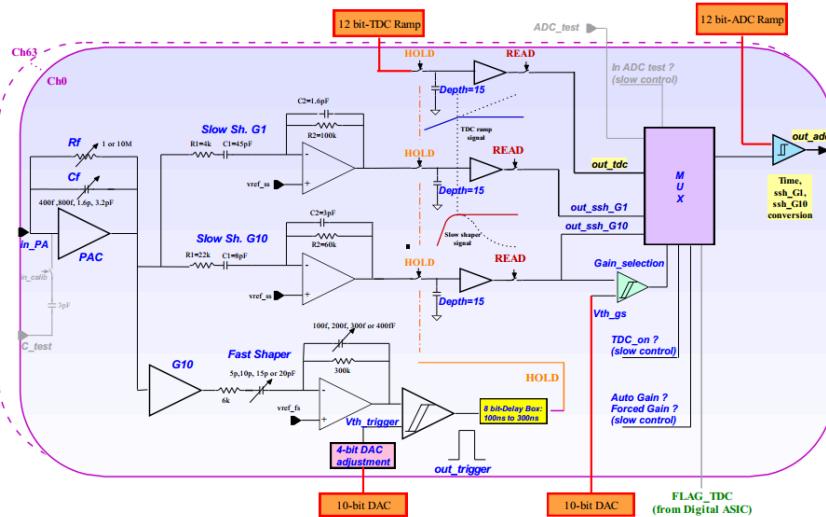


图. 87 SKIROC2/SKIROC2a 的模拟部分原理图

CSA 反馈网络的输出波形如式 (2) 所示。其中  $u(t)$  为阶跃函数，反馈电阻  $R_f$  可以选择 10Mohm 或 1Mohm，反馈电容  $C_f$  由 4 个大小分别为 400fF、800fF、1.6pF 和 3.2pF 的电容并联组合而成，每个电容都可以选择接通或断开，因此 CSA 的增益为多档位可调，其输出波形如图. 88 所示。

$$V(t) = \frac{Q}{C_f} e^{\frac{t}{\tau_f}} u(t) \quad \text{式 (2)}$$

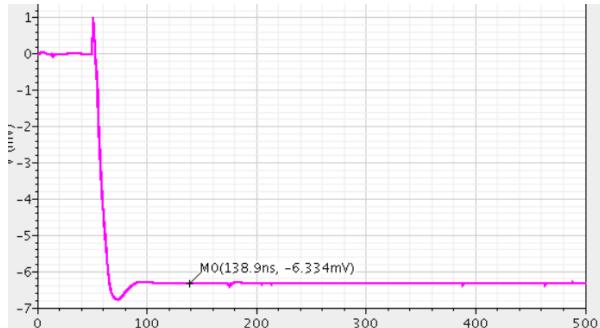


图. 88 SKIROC2a 的 CSA 输出波形

CSA 的输出信号同时送给快成形和慢成形电路，快成形电路的原理图如图. 89 所示，主要结构为一个 CRRC 成形电路，其成形时间可以通过芯片的慢控制寄存器（Slow Control register, SC）配置改变，通过两个控制信号（ $Sw_{fs}(0)$  和  $Sw_{fs}(1)$ ）实现达峰时间 30-120ns 可调。

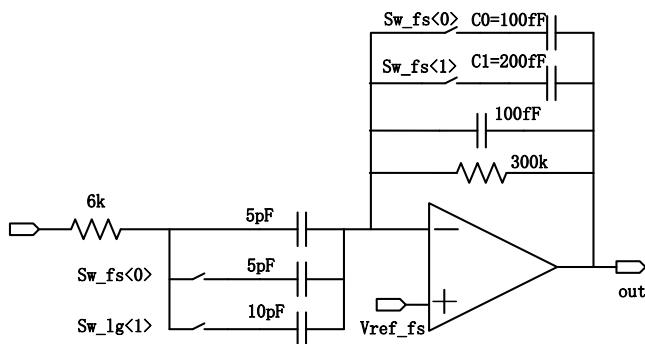


图. 89 SKIROC2a 的快成形电路原理图

快成形电路输出信号连接了一个比较器与参考电压进行比较，参考电压由芯片上的 10-bit 数字-模拟转换器（Digital-to-Analog Converter, DAC）来设置，其结构如图. 90 所示。64 路通道共用 10-bit DAC 的输出电压，同时每个通道还配有 4-bit DAC 用来调节参考电压，以补偿由于不同通道间基线不同造成的阈值差异。该 DAC 通过 4 个开关电流源构成，采用 10kohm 电阻和 75nA 参考电流，斜率为  $750\mu\text{V}/\text{DAC unit}$ ，最大值为  $11.3\text{mW}$ ，其最终参考电压  $V_{threshold}$  如式(3)所示。

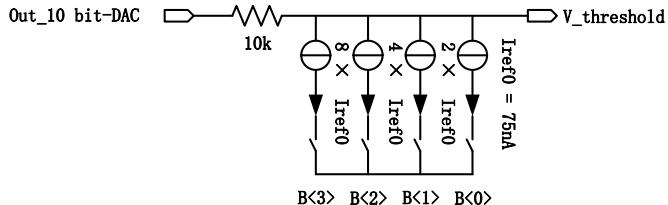


图. 90 SKIROC2a 阈值 DAC 电路结构

$$V_{ref_{fs}} = V_{10bit\ DAC} - 4bitDAC \times 750\mu V \quad \text{式 (3)}$$

比较器输出的信号通过一个延迟单元之后作为采样-保持电路的控制信号，将慢成形电路输出波形的峰值电压锁存在 SCA 之中。采样保持电路的原理图如图. 91 所示，比较器输出的过阈信号与使能信号做与，输出的信号经过延迟时间 为 100ns-400ns 的延迟单元，之后与外触发信号相或，作为采样-保持单元的控制信号。64 路经过延迟单元的过阈信号相或，输入到多路复用器，同时外触发信号也输入到这个多路复用器，通过选择信号选取一路作为切换 SCA 下一个电容的信号。当切换 SCA 电容信号发送时，所有没有过阈的通道会强制保持当前的电压值。每路过阈信号的使能信号、延迟时间设置和内外触发的选择，都通过慢控制寄存器来实现。

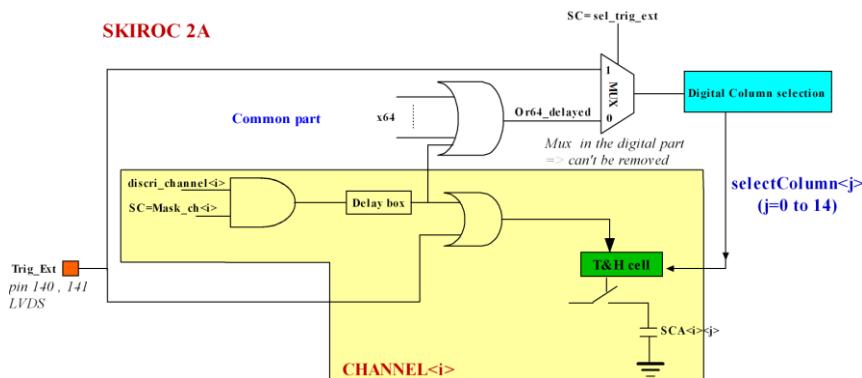


图. 91 SKIROC2a 的采样保持电路原理图

慢成形电路由两路增益相差 10 倍的 CRRC 成形电路组成，每路成形电路都通过采样-保持电路连接了一个 15 深度的 SCA。如图. 92 所示，两路慢成形电路的达峰时间均为 180ns，峰值信号通过采样-保持电路被锁存在 SCA 中。

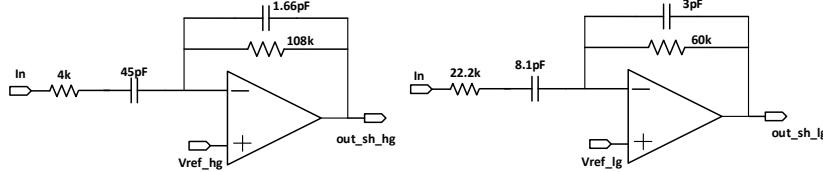


图. 92 SKIROC2a 的高增益（左）和低增益（右）慢成形电路

SKIROC2a 在测量信号幅度的同时，可以记录每个事例的时间信息。该功能通过一个粗计数器和细计数器实现，粗计数器由芯片数字部分的一个 12-bit 格雷码计数器计数，每个时间码间隔为 100ns（当芯片慢时钟为 10MHz 时），当 64 路模拟通道的任何一路阈值甄别比较器输出有效信号时，粗计数器就会记录这次事例的时间码；细计数器通过前文提到的 TDC Ramp 实现，当采集功能开启时，芯片会产生一个匀速增加的斜坡电压，该电压随信号峰值同时被锁存于 SCA 中，并被送入 ADC 进行量化，作为每路通道的细时间码。

该芯片集成了一个威尔金森 ADC，用以峰值和时间信息的数字化。由于其特有的结构，威尔金森 ADC 很适合多路信号同时进行高精度的模拟-数字转换，其斜坡电压如图. 93 所示。所有通道共用一个斜坡电压与计数器，每个通道拥有一个比较器，将输入模拟电压与斜坡电压进行比较，两者相等时比较器输出信号，每个通道都会记录下此时计数器的计数作为数字化结果。在多路复用器（MultipleXer, MUX）的控制下，15 个事例的时间与幅度信息依次被送入 ADC 进行量化。

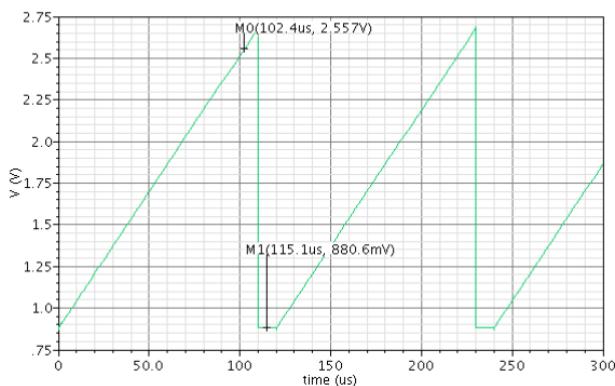


图. 93 SKIROC2a 威尔金森 ADC 的斜坡电压

SKIROC2a 的数字部分原理图如图. 94 所示，主要由以下几部分组成：控制中心、格雷码计数器、RAM、慢控制寄存器和探针寄存器。控制中心负责控制芯片工作时序，其控制时钟有两路：快时钟（40MHz）和慢时钟（10MHz）；RAM 负责存储数字化之后的幅度和时间信息，并输出到 DIF；慢控制寄存器是一个

616bits 的寄存器，用以存储芯片的部分配置参数；探针寄存器则用来配置选择输出到芯片外的观测信号。

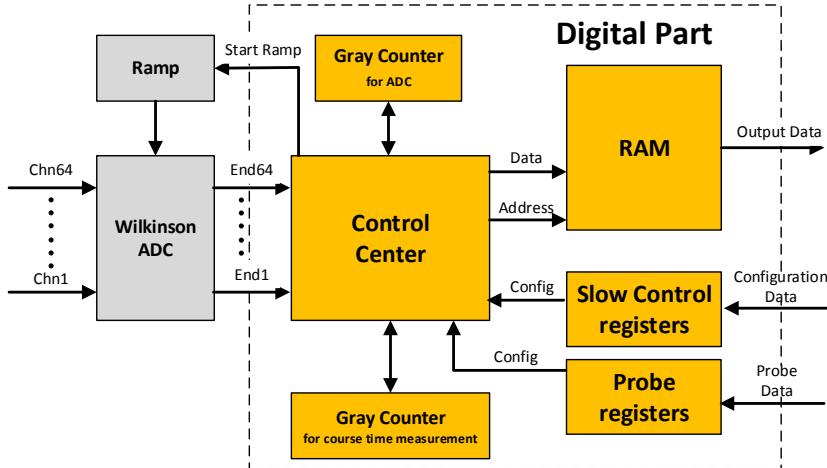


图. 94 SKIROC2a 数字部分原理图

需要特别说明的是，慢控制寄存器和探针寄存器复用了同一套移位配置管脚，并可以级联配置，如图. 95 所示，所有芯片共用 Sr\_In、Sr\_Ck 和 Sr\_Select 三个信号，第一个芯片的 Sr\_In 由外部输入，输出的 Sr\_Out 当做下一个芯片的 Sr\_In，依次类推。Sr\_Select 管脚为高时，Sr\_In、Sr\_Ck 和 Sr\_Rstb 为慢控制寄存器配置模式，当其为低时，则切换为探针寄存器配置模式。每个模式的配置方式相同，芯片在时钟下降沿向寄存器写入数据，如果芯片写满之后继续配置，则 Sr\_Out 会输出上一次配置的数据，因此多片 ASIC 可以通过菊花链方式实现级联配置，无论 FEB\_ASIC 上有多少芯片，仅用 4 个连接器管脚就完成所有芯片的配置任务，减少管脚消耗，便于系统扩展。

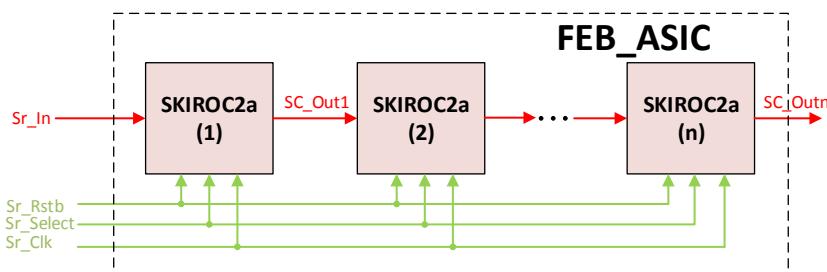


图. 95 SKIROC2a 控制寄存的级联配置说明

由于 SKIROC2a 是针对 ILD 设计的，而直线对撞机实际工作时间不足 1%，为了满足空闲时每通道功耗低于  $25\mu\text{W}$  的指标，芯片具有间歇供电功能（Power Pulsing），在确定没有数据到来时可以切换到空闲状态来降低芯片功耗。该功能

通过慢控制寄存器参数和 4 个芯片外部管脚（Pwr\_on\_A、Pwr\_On\_D、Pwr\_On\_ADC 和 Pwr\_On\_DAC）配合，在空闲时可以关闭 SKIROC2a 内部的部分组件来降低功耗。其功耗的重要来源是数字部分的两路时钟信号，因此芯片内部集成了 Power\_On\_Digital（POD）模块来满足低功耗指标。POD 原理图如图. 96 所示，在空闲状态，芯片通过外部管脚关闭时钟的 LVDS 收发器同时停止内部时钟电路，大大降低了芯片功耗。

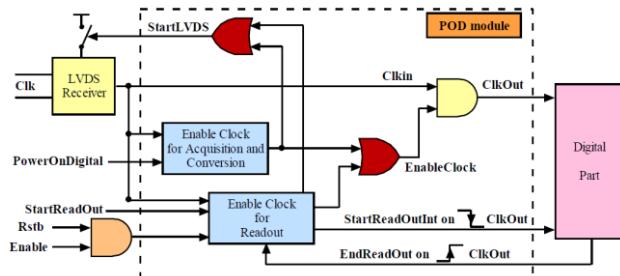


图. 96 SKIROC2a 的 POD 模块原理图

SKIROC2a 的关键信号连接方式如图. 97 (上) 所示，Start\_Acq 信号高电平有效，用于启动或停止采数状态；Start\_Convb 信号下降沿有效，用于启动模拟-数字变换；Resetb 信号低电平有效，用于复位芯片；以上三个信号均为多芯片共用。Start\_Readout 信号用于启动数据读出，上升沿有效，当 RAM 数据读空时芯片会输出 End\_Readout 信号，这两个信号采用菊花链结构，可以依次读出多芯片数据而减少控制信号数量。Trig\_Outb、Chip\_Satb 和 Doutb 依次为击中信号、SCA 存满的标志信号和输出数据，由于这些信号是集电极开路 (OC) 门结构，并且均为低有效，因此多个 ASIC 可以并联以节约总信号数量。正常工作模式流程图如图. 97 (下) 所示，芯片正常工作时有三个阶段，分别为信号采集阶段 (Acquisition phase)、模拟-数字转换阶段 (Conversion Phase) 和读出阶段 (Readout Phase)。系统在绝大多数时间处于空闲阶段，此时可以通过间歇供电功能降低功耗。

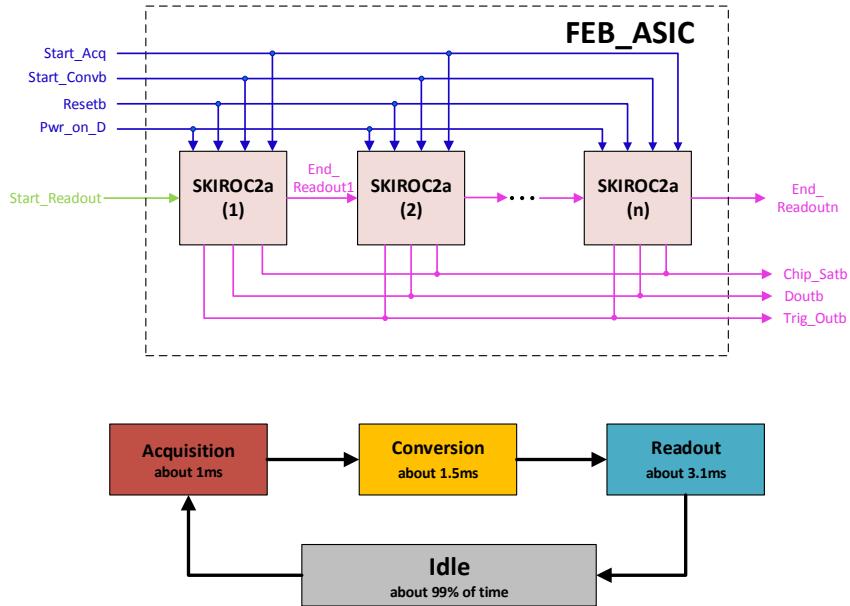


图. 97 SKIROC2a 的关键信号连接方式（上）与正常工作模式流程图（下）

此外，SKIROC2a 芯片每个通道里都集成了一个 3pF 的刻度电容，以便进行实时刻度：通过慢控制寄存器打开所有刻度通道，并从专门的刻度管脚 C\_Test 输入一个正的阶跃电压，该电压经过刻度电容转化为大小可控的正电荷脉冲以模拟探测器信号。

芯片读出数据的结构如图. 98 所示，SCA 中的 15 次事例按从后向前的顺序依次输出，每次输出事例包含 64 个通道的电荷幅度及细计数的时间信息。SKIROC2a 可以根据信号幅度的大小自动选择输出高增益或低增益的幅度信息，或者放弃时间信息，同时输出两个增益的幅度信息，每个幅度或时间信息均为 16 bits，包含了高低增益标志位、击中标志位和 12 bits 的 ADC 码；在这之后依次输出 15 次事例的粗计数时间信息以及芯片编号。一次数据读出过程最多输出 30976 bits 的数据，读出时钟为慢时钟，默认为 10MHz，此时读出阶段持续时间为 3.1ms。

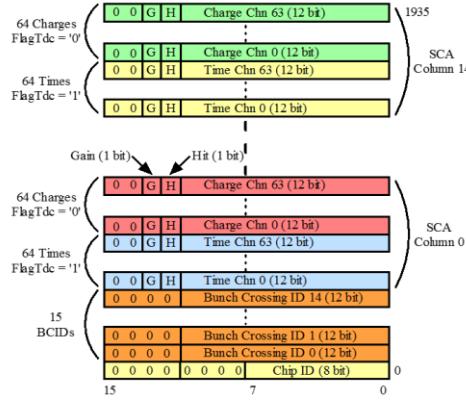


图. 98 SKIROC2a 读出数据的结构

考虑到 SKIROC2a 集成了 64 路模拟通道，因此 1 片芯片即可满足单层灵敏层探测器阵列的读出需求。由于芯片内部集成了 ADC 和 RAM，省去了 FEB 额外的 ADC 模块、时钟模块和放大器模块，它的使用，简化了 FEB 的设计难度、缩短了设计时间并且提高了系统可靠性。

SKIROC2a 芯片采用了球栅阵列封装 (Ball Grid Array, BGA)，集成了 400 个管脚，芯片尺寸为 17 mm×17 mm×0.9 mm，管脚定义与实物图如图. 99 所示。在原型机的 FEB\_ASIC 上，集成了一片 SKIROC2a 芯片，负责处理 64 通道的模拟信号，该板围绕 SKIROC2a 芯片设计。

bga400	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	
A	m1<1>	m1<2>	m1<3>	m1<4>	vdd	loc_1x1	loc_1x10	A													
B	m1<5>	m1<6>	m1<7>	m1<8>	vdd	loc_1x11	B														
C	m1<9>	m1<10>	m1<11>	m1<12>	vdd	loc_1x12	C														
D	m1<13>	m1<14>	m1<15>	m1<16>	vdd	loc_1x13	D														
E	m1<17>	m1<18>	m1<19>	m1<20>	vdd	loc_1x14	E														
F	m1<21>	m1<22>	m1<23>	m1<24>	vdd	loc_1x15	F														
G	m1<25>	m1<26>	m1<27>	m1<28>	vdd	loc_1x16	G														
H	m1<29>	m1<30>	m1<31>	m1<32>	vdd	loc_1x17	H														
J	m1<33>	m1<34>	m1<35>	m1<36>	vdd	loc_1x18	J														
K	m1<37>	m1<38>	m1<39>	m1<40>	vdd	loc_1x19	K														
L	m1<41>	m1<42>	m1<43>	m1<44>	vdd	loc_1x20	L														
M	m1<45>	m1<46>	m1<47>	m1<48>	vdd	loc_1x21	M														
N	m1<49>	m1<50>	m1<51>	m1<52>	vdd	loc_1x22	N														
P	m1<53>	m1<54>	m1<55>	m1<56>	vdd	loc_1x23	P														
R	m1<57>	m1<58>	m1<59>	m1<60>	vdd	loc_1x24	R														
T	m1<61>	m1<62>	m1<63>	m1<64>	vdd	loc_1x25	T														
U	m1<65>	m1<66>	m1<67>	m1<68>	vdd	loc_1x26	U														
V	m1<69>	m1<70>	m1<71>	m1<72>	vdd	loc_1x27	V														
W	m1<73>	m1<74>	m1<75>	m1<76>	vdd	loc_1x28	W														
SK2A	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	

图. 99 SKIROC2a 的管脚定义（上）与芯片实物图（下）

#### 4.2.2 电源设计

FEB 的硅 PIN 探测器 S5980 和 SKIROC2a 芯片需要电源供电，由于硅的信号速度很快（一般在 10ns 以内），并且 SKIROC2a 芯片各成形电路的达峰时间为 30ns-180ns，因此系统对于高频噪声非常敏感，必须使用文波小且电源文波抑制比 (Power-Supply Ripple Rejection, PSRR) 高的线性电源。电源网络结构图如图. 100 所示，FEB\_ASIC 通过与 DIF 的连接器，接收 DIF 提供的 5V 电源作为初始电压，使用 3 个 TPS7A85 将初始电压转换为 3.3V 电压，分别提供给 SKIROC2a 的前放、模拟部分与数字部分，TPS7A85 对于 500kHz 的电源纹波其 PSRR 高达

批注 [M1]: 少 SKIROC2 实物图



40dB，本身噪声低至  $4.4 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 。FEB\_DET 使用外部 25V 电源作为初始电压，通过 TPS7A470 转化为 15-20V 的电压作为 S5980 的反向偏压。TPS7A470 的 PSRR 大于 55dB（对于 10Hz-10MHz 的文波），噪声低至  $4 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ ；与此同时，SKIROC2a 的模拟输入端可以提供约 1V 左右的偏压，两者保证了硅 PIN 二极管工作在全耗尽模式。

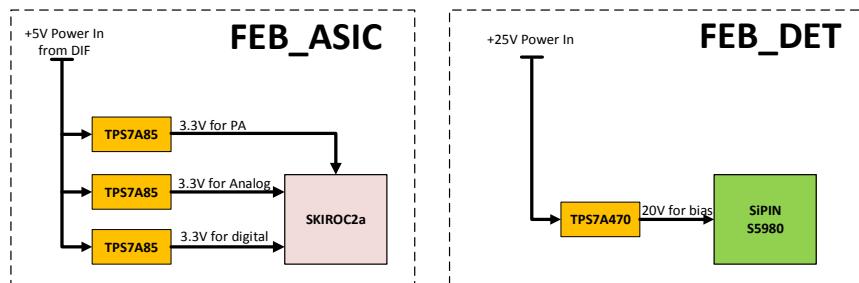


图. 100 FEB\_ASIC 和 FEB\_DET 的电源网络结构图

#### 4.2.3 接口连接器选型

FEB\_DET 需要有 64 路模拟通道通过连接器将探测器信号输送至 ASIC。FEB\_ASIC 需要至少 42 路信号与 DIF 进行交互，才能够实现 DIF 对于 ASIC 的控制，考虑到 FEB 在将来的工程样机中会扩展，以集成更多的 ASIC 与更多的探测器，连接器必须有较高的针脚密度。此外，由于系统对于 FEB 的器件高度有要求，因此连接器高度应小于 5mm，并且连接器应具有较大的连接强度，以提高可靠性。出于对以上原因的考虑，在对比了多款连接器后我们选择了 ERNI-154744 这款连接器[10]，如图. 101 所示。每个连接器有 80 针管脚，每个管脚距离 50mil，封装为表面贴装技术 (Surface Mount Technology, SMT)，其尺寸为 55.9 mm × 9.6 mm × 3.05 mm，满足系统对连接器的高度需求。FEB\_DET 安装 1 个连接器用以将探测器信号传输至 FEB\_ASIC；FEB\_ASIC 安装了 3 个连接器，一个用于接收 FEB\_DET 信号，两个用于和 DIF 通信，FEB 的连接器布局如图. 102 所示。



图. 101 ERNI-154744 连接器实物图

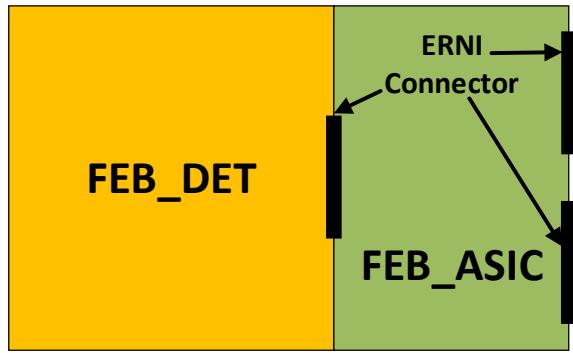


图. 102 FEB 连接器布局

综上所述, FEB 设计完成的实物图如图. 103 所示, FEB 分为 FEB\_DET 和 FEB\_ASIC 两部分, FEB\_DET 集成了 64 个硅 PIN 探测器组成  $8 \times 8$  阵列, FEB\_ASIC 集成了一个 SKIROC2a 芯片用以读出探测器信号并进行数字化, FEB 通过连接器与 DIF 相连并接受其控制。

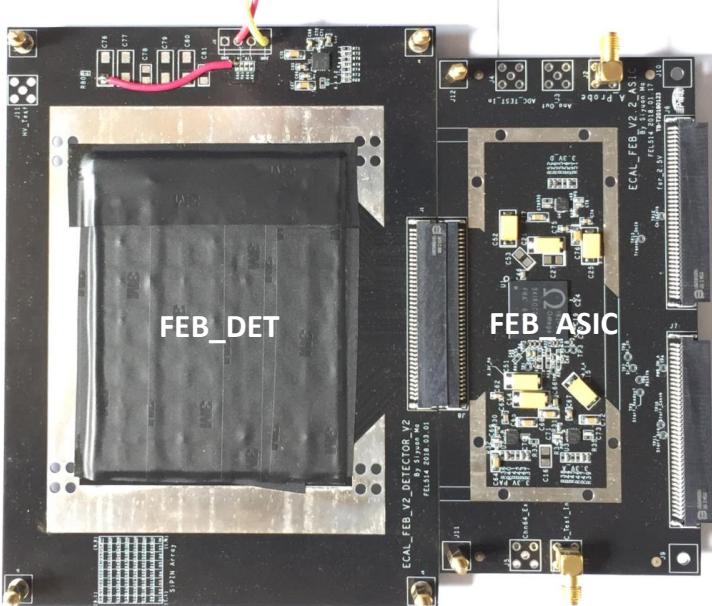


图. 103 FEB 实物照片

#### 4.3 数据接口模块

数据接口模块 (Data InterFace, DIF) 的功能是控制 FEB 进行数据采集, 并

将采集到的数据进行打包上传至 DCM，每块 DIF 负责一层灵敏层，其设计框图可参考图. 104。

DIF 通过两个连接器（ERNI-154744）与 FEB 连接，FPGA 通过其中一个连接器发送控制信号以控制 FEB 进行数据采集，控制信号有两种——快控制信号和慢控制信号，快控制信号包括了 SKIROC2a 的快时钟（Fast clock, 40MHz）与慢时钟（Slow clock, 10MHz）、外触发信号（External trig）、击中使能信号（Valid）与 SCA 复位信号（RAZ），所有快控制信号都通过低电压差分信号（Low Voltage Differential Signal, LVDS）传输给 ASIC；慢控制信号包括慢控制寄存器与探针寄存器的配置信号（Sr\_Ck、Sr\_Select、Sr\_Rstb 和 Sr\_In），SKIROC2a 的采集起始信号和数据传输起始信号（Start\_Acq、Start\_Convb 和 Start\_Readout）等，所有慢控制信号都是 3.3V 电平的单端信号；另一个连接器主要用以接收 FEB 的信号，包括了数据信号（Doutb、Chipsatb 和 Transmitionb）和击中信号（Trigoutb），这些信号通过 OC 门从 ASIC 发送出来，并且是低有效，因此若 FEB\_ASIC 上有多片芯片，其输出可连接在一起以减少连接器数量的压力。

DIF 通过光纤和 DCM 通信，用以进行正常数据采集；DIF 通过 USB2.0 协议与上位机进行通信，方便单层灵敏层调试；DIF 还有一个接口负责与信号发生器通信，以便在 ASIC 刻度时接收后者发送的触发信号。DIF 通过+5V 单电源进行供电，给自身使用，同时给 FEB\_ASIC 供电。下面针对各模块详细说明。

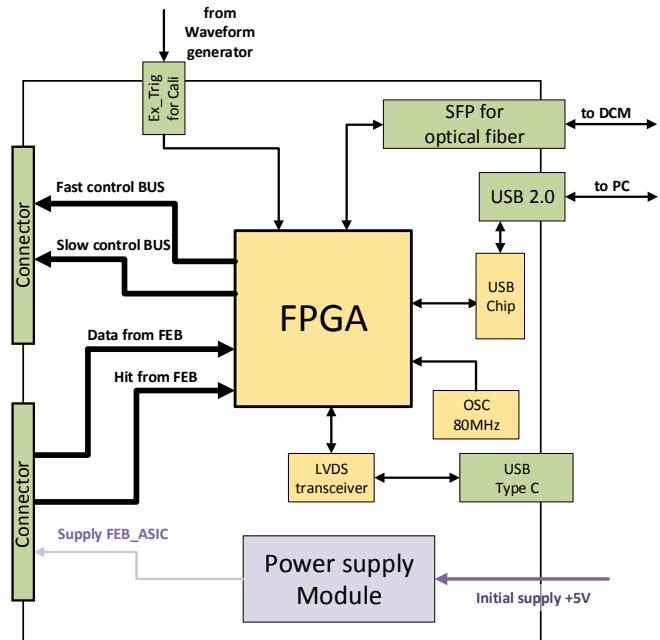


图. 104 DIF 设计框图

#### 4.3.1 FPGA 选型

FPGA 是 DIF 的核心芯片，负责控制 SKIROC2a 的工作状态，并将回传的数字信号进行打包并上传至 DCM 或上位机。DIF 上 FPGA 的具体需求为：单端 IO 数量 48 个，差分 IO 数量 5 对和至少 1 个实现光纤通信的高速收发器。本设计采用了 Xilinx 的高性价比 FPGA——Artix-7 系列的 XC7A100T[11]，主要参数如图. 105 所示。该芯片的逻辑单元数量为 101440，物理内存容量 4860kbits，全局时钟网络数量为 32；采用了 484 管脚的 FGG 封装，IO 管脚数量为单端 300 个和差分 144 对，满足 DIF 对于 IO 的需求，IO 总共分为 6 个模块，每个模块可以单独供电以满足不同的电平需求；此外，该 FPGA 还集成了 8 个高速收发器(Gigabit Transceiver with low Power, GTP) 模块，XC7A100T 的芯片结构图如图. 106 所示。由于 DIF 与 DCM 通过光纤通信，使用 GTP 模块可以大大降低设计难度，提高传输可靠性，如果使用 Xilinx 公司提供的 IP 核心，设计难度会进一步下降，且稳定性会更高。

Artix®-7 FPGAs Optimized for Lowest Cost and Lowest Power Applications (1.0V, 0.95V, 0.9V)						
	XC7A15T	XC7A35T	XC7A50T	XC7A75T	XC7A100T	XC7A200T
Logic Resources						
Logic Cells	16,640	33,280	52,160	75,520	101,440	215,360
Slices	2,600	5,200	8,150	11,800	15,850	33,650
CLB Flip-Flops	20,800	41,600	65,200	94,400	126,800	269,200
Memory Resources						
Maximum Distributed RAM (kB)	200	400	600	892	1,188	2,888
Block RAM/FIFO w/ ECC (36 kB each)	25	50	75	105	135	365
Total Block RAM (kB)	900	1,800	2,700	3,780	4,860	13,140
Clock Resources						
CMTs (1 MMCM + 1 PLL)	5	5	5	6	6	10
Maximum Single-Ended I/O	250	250	250	300	300	500
I/O Resources						
Maximum Differential I/O Pairs	120	120	120	144	144	240
DSP Slices	45	90	120	180	240	740
Embedded Hard IP Resources						
PCIe® Gen2 <sup>[1]</sup>	1	1	1	1	1	1
Analog Mixed Signal (AMS) / XADC	1	1	1	1	1	1
Configuration AES / HMAC Block	1	1	1	1	1	1
GTP Transceivers (6.6 Gb/s Max Rate) <sup>[2]</sup>	4	4	4	8	8	16
Speed Grades						
Commercial	-1, -2	-1, -2	-1, -2	-1, -2	-1, -2	-1, -2
Extended	-2L, -3					
Industrial	-1, -2, -1L					

图. 105 Artix-7 XC7A100T 的主要参数说明

考虑 SKIROC2a 芯片的最高数据速率，由于 15 个事例的模拟-数字变换和读出时间总共为 5ms 左右，因此每秒钟最多接收来自芯片数据量约为 6Mbits，DCM 最多同时挂载 38 个 DIF，因此如果不考虑缓存则 DCM 向上位机传输的速率最高不超过 228Mb/s，由于 DCM 与上位机通信是通过千兆以太网，其速率足以满足无堆积传输需求，因此对于 DIF 不需要缓存数据的功能，只需要实时将 FEB 数据上传给 DCM 即可。

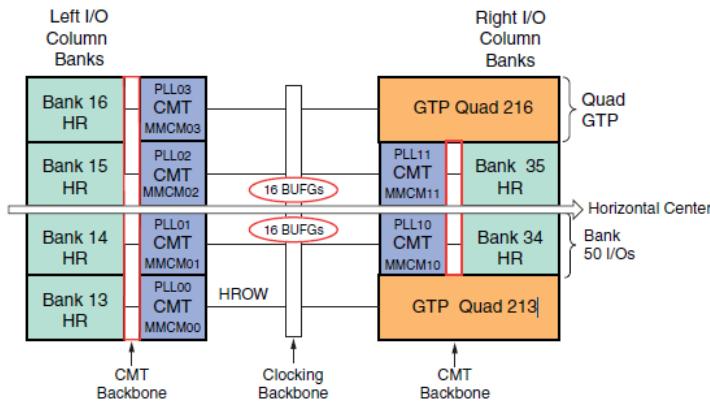


图. 106 XC7A100T 的芯片结构图

### 4.3.2 芯片时序与逻辑固件

#### ■ SKIROC2a 的时序控制

如前文所述，SKIROC2a 的工作时序分为三个阶段：信号采集阶段、模拟-数字转换阶段和读出阶段。芯片完整的工作时序如图. 107 所示，芯片有两种模式，一种是芯片写满的情况，也就是 SCA 存满 15 个事例再一次性全部转换；另一种是未写满的情况，即芯片可以在事例数大于 0 时随时停止数据获取并进行模拟-

数字转换继而输出。两种模式的起始是一样的，通过使能 Start\_Acq 信号来启动芯片，芯片进入数据获取阶段。区别在于，当芯片写满时，其标志信号 Chipsat 由 0 变为 1，DIF 可以在接收到 Chipsat 的标志之后再拉低 Start\_Acq 信号以结束数据获取阶段，也可以在事例数大于 0 时的任意时刻拉低 Start\_Acq 从而结束数据获取阶段。两个模式在之后的时序完全相同，通过 Start\_Convb 信号的下降沿，DIF 控制 SKIROC2a 进入数据转换阶段，当转换结束时，标志信号 Chipsat 会下降以通知 DIF 准备进入读出阶段。DIF 通过 Start\_Readout 信号的上升沿启动芯片的读出阶段，当 RAM 数据被读空时，SKIROC2a 输出一个结束标志 End\_Readout 通知 DIF，芯片此时进入空闲阶段。

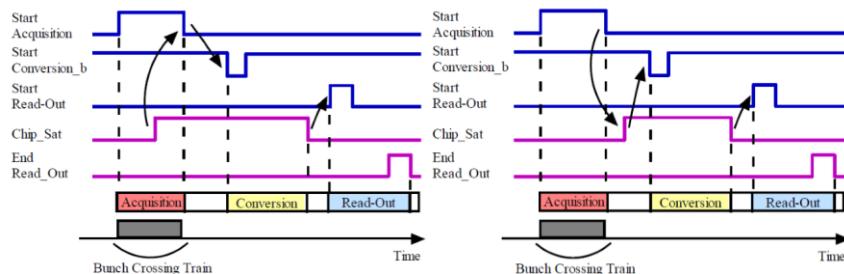


图. 107 SKIROC2a 的总时序图，左右分别为芯片写满与未写满时的时序

需要特别说明的是数据读出阶段时序，其时序图如图. 108 所示。SKIROC2a 在侦测到 Start\_Readout 信号上升沿之后，开始将 RAM 中的数据传输至 DIF，当有数据传输时，Transmitonb 信号有效，数据随 10MHz 的慢时钟按位发送，数据传输完毕，SKIROC2a 输出 End\_Readout 信号，DIF 接收到该信号并结束此次数据采集。

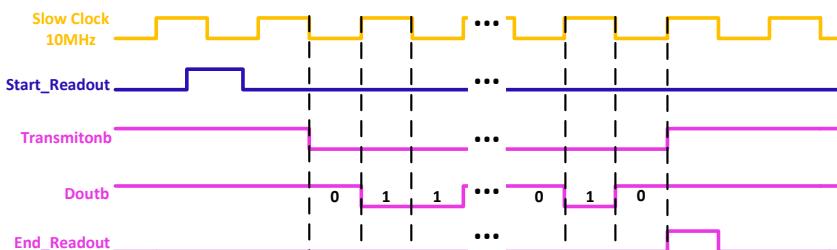


图. 108 数据读出阶段的时序

FPGA 的逻辑固件基于 Xilinx Vivado 2017.1 平台，使用 Verilog 硬件描述语言编写。其逻辑框图如所示。作为 DIF 的核心控制芯片，FPGA 控制着 FEB 与 DIF 其他部分，其逻辑采用了模块化结构，主要包括接口模块、FPGA 控制模块和 SKIROC2a 控制模块三个部分。接口模块包括光纤接口模块和 USB 接口模块，光纤接口用以和 DCM 通信，USB 接口用于单板调试和上位机通信；FPGA 控制

模块负责接收并解析 DCM 或上位机发送的控制命令，控制其他模块工作，同时接收其他模块传回的 FEB 数据，打包之后存储于 RAM 中，并通过接口模块发送至上位机或 DCM；SKIROC2a 控制模块由多个子模块组成，数据获取模块负责控制芯片进行正常模式的采数，触发模块用于接收芯片的击中信号，同时在刻度模式和 S-曲线测试模式向芯片发送触发信号，刻度模块用于对芯片进行实时的自动化刻度，S-曲线模块负责测试芯片各通道的触发效率，宇宙线模块用于控制芯片进行宇宙线测试。

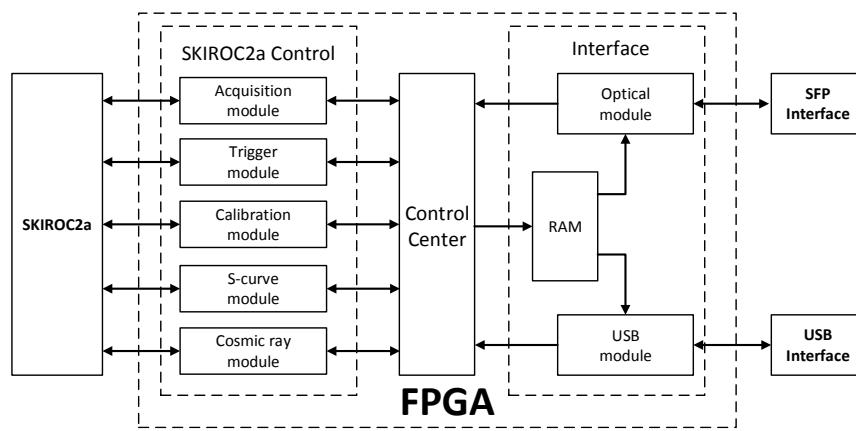


图. 109 FPGA 逻辑框图

### 4.3.3 通信接口

DIF 与 FEB 的通信，是通过两个 ERNI-154744 连接器实现。而 DIF 与 DCM 通信使用的是光纤，光纤收发器使用了可插拔的光电转换模块。常用的光纤分为单模光纤和多模光纤两种，其主要参数如表 4.1 所示。

表 4.1 单模光纤与多模光纤的主要参数对比

光纤类型	单模光纤	多模光纤
芯径	9μm	50μm/62.5μm
波长	1.31μm/1.55μm	850nm/1.31μm
传输距离	> 10km	~ 300m
带宽	2000MHz/km	50-500MHz/km
传输模式	单一模式（基模）	多种模式

由对比可知单模光纤在传输距离和带宽方面明显好于多模光纤，因此多模光纤多用于传输距离近，速率低的系统，而单模光纤多用于传输距离远，速率高的系统，目前单模光纤已经成为市场的主流产品。本设计使用了单模光纤，收发器采用了双向收发器，以减少光纤与收发器总数量。收发器的光波段为 1310nm 和

1490nm，最高传输速率为 1.25Gbps，收发器与光纤实物如图. 110 所示。



图. 110 光纤收发器（左）与单模光纤（右）

为了方便单板调试，DIF 保留了一个 USB2.0 接口用以直接和上位机通信，使用了 CY7C68013 芯片实现 USB 协议[14]，并通过 mini-USB 接口和上位机连接。

#### 4.3.4 电源设计

在完成 DIF 所需芯片的调研选型之后，本小节总结所有芯片的供电需求，如表 4. 2 所示。虽然 DIF 各器件均为数字器件，对电源文波要求不严格，但由于 DIF 需要给 FEB 供电，并且 DIF 和 FEB 的地平面相连，因此 DIF 的文波会通过地平面和电源平面耦合到 FEB，从而提高 SKIROC2a 的噪声水平。从这个角度考虑，DIF 所有电源必须为噪声小、电源文波抑制比高的线性电源。经过仿真，各电平的电流均小于 0.8A，因此采用了 TI 公司的 TPS74401 作为供电芯片，所需电压值均由该芯片提供。

表 4. 2 DIF 各芯片的供电需求

供电对象	供电电压	功能
FEB	5V	为前端板供电
XC7A100T	3.3V、2.5V、1.8V、1.2V、1V	FGPA 芯片
CY7C68013	3.3V	USB 芯片
MTBS1334L1CNN	3.3V	光纤收发器
N25Q128	3.3V	ROM
ADM706	3.3V	复位芯片
ADCMP600	3.3V	比较器
XO75L	3.3V	GTP 差分时钟
OSC-80M	3.3V	晶振

综上所述，DIF 板完成设计后实物照片如图. 111 所示，一个 DIF 连接一块

FEB，两者共同负责一层探测器阵列的数据获取。由于 SKIROC2a 芯片可以使用菊花链的级联结构来工作，因此 DIF 可以在不改变接口定义的情况下控制多块 ASIC 芯片，便于系统扩展。DIF 可以通过光纤和 DCM 通信，实现多层灵敏层大规模信号读出；也可以通过 USB 和上位机通信，进行单板调试和单层探测器读出。

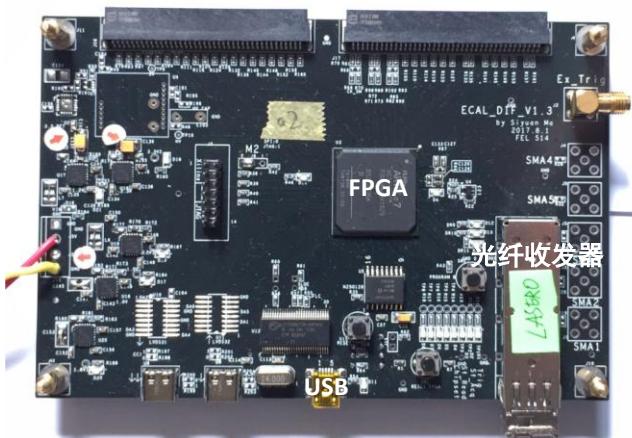


图. 111 DIF 实物照片

#### 4.4 数据获取模块

数据获取模块（Data Collection Module, DCM）的主要功能是汇总多层 DIF 的数据与击中信号，进行必要的触发判选并分发时钟与触发信号给前端电子学；同时 DCM 负责与上位机进行通信，将采集到的有效数据上传，接收并转发上位机的控制命令到相应的 DIF。

根据项目统筹安排，本实验暂时采用实验室已有的通用数据采集模块，作为后端电子学的数据获取模块[15]。其原理框图如图. 112 所示，DCM 集成了 3 个可同时连接 8 个光纤的双层四排光纤收发器 SFP，以及 6 个单独的光纤收发器 SFP，单个 DCM 最多可连接 30 个 DIF，负责 1920 路探测器信号的汇总。DCM 通过 FPGA 芯片（Xilinx, Zynq-7045）将前端电子学的数据打包，通过千兆以太网上传至上位机并接收上位机的控制。

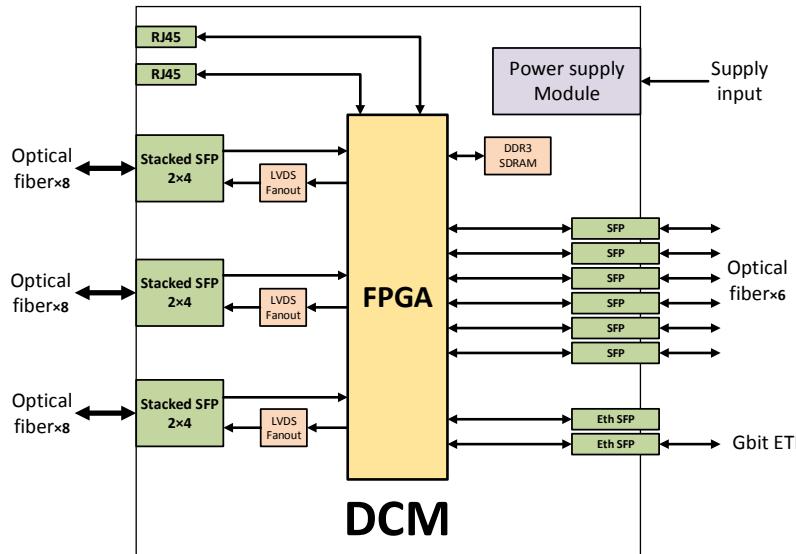


图. 112 数据采集模块原理框图

虽然单块 DCM 由于光纤接口数量不足 38 个而无法挂载所有灵敏层的前端电子学模块，但其接口数量已经满足原理样机的前期联调测试需求，计划在原型机前期使用通用数据采集模块，在灵敏层批量生产阶段再单独设计满足所有前端电子学读出的 DCM，现阶段 DCM 实物图如图. 113 所示。



图. 113 数据获取模块实物图，A 为 FPGA；B 为双层四排的 8 路光纤收发器；C 为单通道光纤收发器，同时可作为以太网接口；D 为 DDR3 SDRAM；E 为 RJ45 接口；F 为电源模块

#### ■ 原型机的工作模式和触发系统

DCM 控制前端电子学的工作状态，系统有两种主要工作模式：正常采集模式和宇宙线模式，如图. 114 所示。

正常采集模式用于束流测试，前端电子学芯片一开始处于间歇供电模式，DCM 在接收到加速器发送的束流团或高能粒子到来的信号之后，向前端电子学发送开始信号，DIF 在接收到该信号之后恢复向 ASIC 供电并发送开始采集命令，SKIROC2a 进入数据采集阶段，等待有效信号；当有效信号到来时，各灵敏层将击中信号发送给 DCM 进行汇总，DCM 进行符合判选，若满足条件则向前端电子学发送触发信号，前端电子学接收触发信号之后 ASIC 将有效信号保存在电容上，SCA 切换到下一个电容，若 SCA 写满则进行幅度和时间信息的数字化并打包上传回 DCM，若 DIF 在一段时间内（150ns）没有收到触发信号，则向 ASIC 发送 RAZ 信号以清空当前保持在电容上的电压并等待下一个击中信号；当采样阶段持续时间到达上限之后 DCM 发送结束采集信号，DIF 接收到该信号之后控制 ASIC 停止采数并进入间歇供电状态。

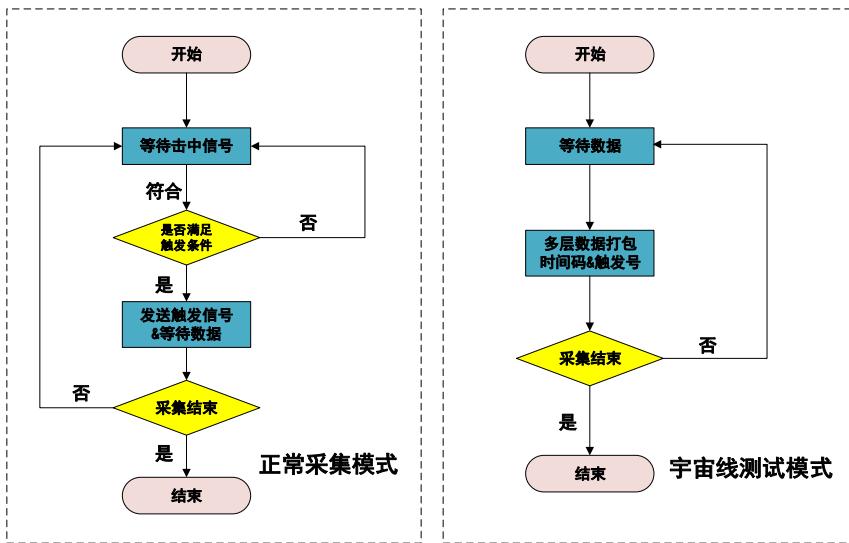


图. 114 原型机工作模式流程图

宇宙线测试模式主要用于原型机的宇宙线测试，从而对系统的每一个探测单元进行标定。与正常采集模式不同的是，SKIROC2a 在宇宙线测试模式会同时输出高低增益的两路幅度信息，放弃输出时间信息。这是因为空气中宇宙线较少，系统触发率很低，对于单层总有效面积为 16cm<sup>2</sup> 的灵敏层，平均约 4 秒有一个事例，在这种模式下，SKIROC2a 芯片需要长时间处于数据采集阶段，因此芯片的时间测量功能此时失去了意义（粗时间计数最长为毫秒量级）；还有一个不同是在宇宙线测试模式，SKIROC2a 芯片每采集到一个事例，就会立刻进行数字化并输出，而不是等 SCA 阵列 15 个事例写满之后才一并转化，这样做是因为电容的直流阻抗不是无限大，存储在电容上的电荷会随着时间缓慢泄放，长时间的等待会造成电压下降从而让信号幅度失真。当接收到 DCM 的开始信号之后，各层独立工作，一旦某层采集到宇宙线事例，该层就会立刻进行数字化并将信号上传至 DCM，DCM 将该事例进行打包，在包头标记全局时间码（相邻时间码间隔 1ms），在包尾标记触发号，若多层被同一个宇宙线击中，则触发号相同。打包之后数据被上传至上位机，分析数据时通过时间码和触发号即可将同一宇宙线引起的多层次击中事件区分出来。

## 4.5 上位机软件

完成了电子学的设计之后，本论文计划首先进行单板调试，为了方便，单层 FEB 和 DIF 通过 USB 接口直接和上位机通信，以完成对 SKIROC2a 的调试，本

节介绍调试所使用的上位机软件。

上位机软件基于 LabWindows/CVI 平台开发，LabWindows/CVI 是美国国家仪器公司（National Instruments，NI）研发的一套利用虚拟仪器技术进行软件开发的平台[17]。LabWindows/CVI 软件利用标准的 C 语言开发，编程采用了回调函数方式（Callback function）和事件驱动模式，每个回调函数都提供函数面板，大大方便了程序编写，提高了软件的可靠性和设计效率。

该软件采用了模块化思想，编写时尽量把每个功能集成到一个回调函数中，在界面上只有一个按钮与之对应，点击按钮即可配置相应功能。这种思想大大方便了软件使用、提高了配置效率并且使代码拥有很强的可移植性，软件界面如图. 115 所示。初始化模块负责系统上电之后的初始化配置，采集模块可以控制 SKIROC2a 进行正常数据采集、自动化电子学刻度或宇宙线测试，增益延迟配置可以调节芯片的增益与触发信号的延迟时间，通道屏蔽功能可以选择性屏蔽通道，阈值设置模块可以设置触发阈值，探针模块可以选择观察模拟部分的各信号。这些功能会在下文的各项测试中详细介绍。



图. 115 前端电子学上位机测试软件界面显示

## 4.6 电子学性能测试

在完成了原型机电子学各个模块的设计之后，我们在没有安装探测器的情况下开展了一系列电子学测试，以验证其电子学各模块能够正常工作，且各项性能满足指标需求。目前实验室共生产了 4 套前端电子学模块，可以组成 4 层灵敏层阵列，如图. 116 所示。本小节主要对每套前端电子学模块的基础性能进行测试，包括功能调试、基线噪声测试、积分非线性测试、触发效率测试、阈值一致性测

试以及光纤传输性能测试。



图. 116 4 套前端电子学模块，每套包含一个 DIF 及一个 FEB ASIC

#### 4.6.1 功能调试

作为 FEB 乃至整个前端电子学的核心器件，我们在调试时首先对 SKIROC2a 芯片的基本功能进行测试，以验证其是否正常工作。根据前文介绍，SKIROC2a 芯片集成了模拟探针，方便将其关键信号引出芯片观察。这里使用了芯片的刻度模式，信号发生器（Tektronix AFG3252）与衰减器（WAVETEK 5080.1）产生一个正向阶跃电压[18]，通过刻度管脚输入 SKIROC2a，该阶跃电压经过每通道都集成的一个 3pF 刻度电容后变为一个正电荷脉冲输入模拟通道的前放。随机选取一个通道，使用 DIF 配置 SKIROC2a 的探针寄存器，控制其输出该通道的慢成形、快成形以及击中信号并使用示波器（Agilent DSO-X 3054A）观察以测试其是否正常工作[19]。

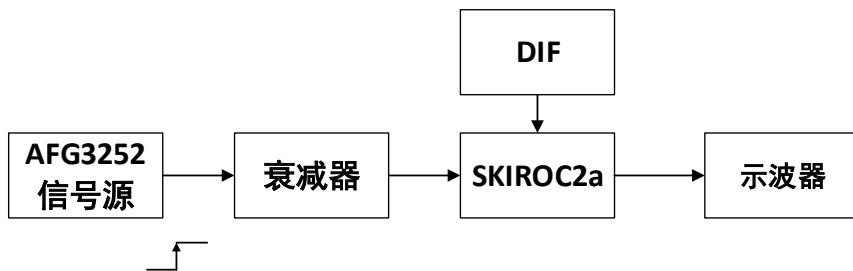


图. 117 功能调试框图

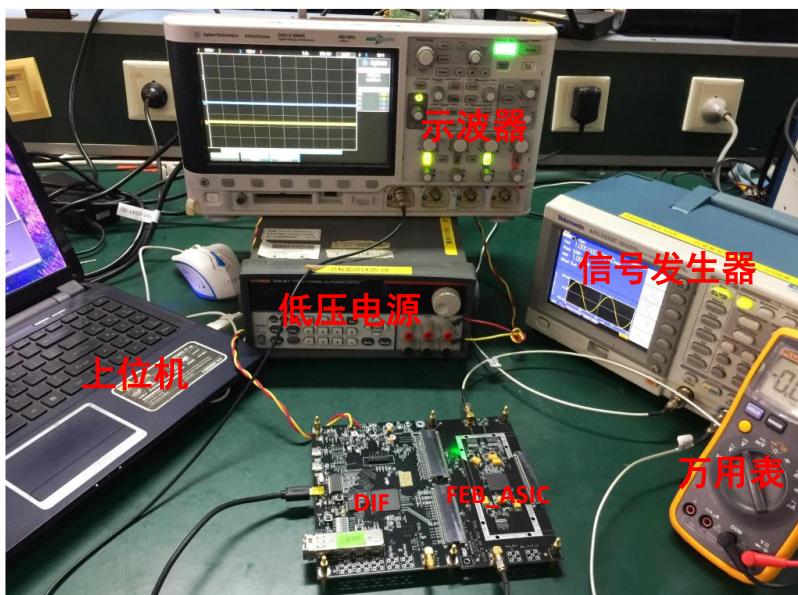


图. 118 测试现场照片

图. 119 展示了当电荷灵敏前放反馈电容为  $1.2\text{pF}$  时，芯片的快成形、慢成形与击中信号对  $30\text{fC}$  输入电荷的响应。快成形在  $50\text{ns}$  左右达峰，同时芯片输出击中信号，慢成形型号于  $200\text{ns}$  左右达到峰值。本论文中对每个 SKIROC2a 芯片所有通道进行了基本功能扫描，结果显示所有通道工作正常，没有坏道与死道现象。

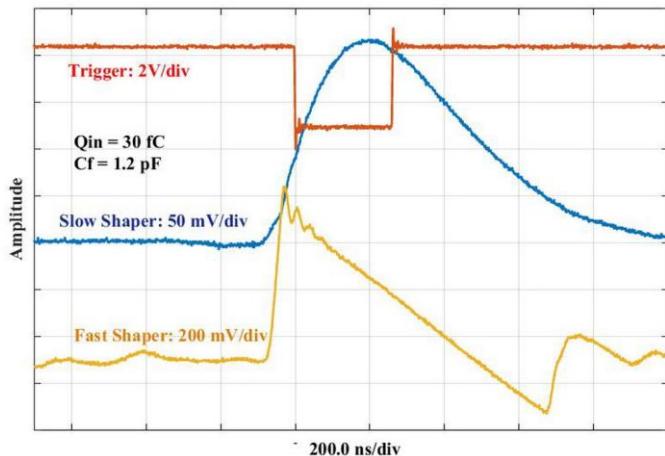


图. 119 反馈电容为 1.2pF 时，芯片击中、慢成形与快成形输出信号对 30fC 输入电荷的响应

在完成基本功能测试后，本论文针对前端电子学各项性能进行了测试，以检验其是否满足原型机需求。这些测试主要包括了基线噪声测试、积分非线性测试、阈值与触发效率测试和光纤传输稳定性测试。

#### 4.6.2 基线与噪声测试

对于模拟读出系统，其输入端悬空时芯片通过随机触发信号采集到的电压值被称为对应通道的基线。同一芯片不同通道的基线有一定差异，图. 120 为一个 FEB 上的 64 路通道的基线分布，由图可知通道基线一致性较好，各通道的一致性小于 6 个 ADC 码。当测量输入电荷时，测量值扣除基线即为电荷的实际测量值。

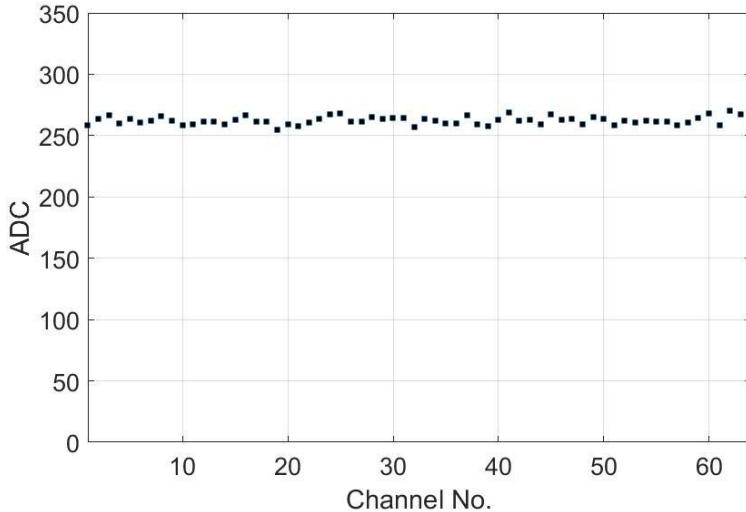
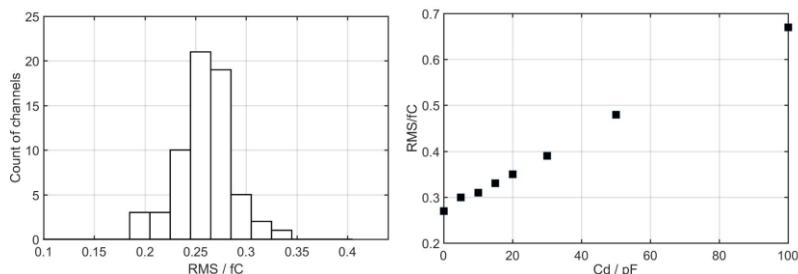


图. 120 单块 FEB 中 64 路通道的基线分布

理论上，每个通道的基线应该是稳定的，但由于成形电路存在热噪声、参考电压会晃动、探测器引入的暗电流以及外界电磁波的干扰等因素存在，通道基线必然会在一定范围内晃动，该晃动服从高斯分布。在高能物理试验中，一般使用基线的均方根(Root Mean Square, RMS)代表探测器系统的噪声水平。对于 FEB，我们首先测量了在输入端悬空时的电子学噪声水平，作为对 SKIROC2a 芯片的摸底测试，结果如图 所示。当反馈电容为  $1.2\text{pF}$  时，多数通道的电子学噪声小于  $0.3\text{fC}$ ，个别通道性能较差，但噪声水平不高于  $0.35\text{fC}$ 。该结果与其他科研机构的测试结果一致，符合 SKIROC2a 手册介绍的噪声水平[20]。考虑到 CEPC 硅-钨量能器对于单通道噪声需求为  $0.1\text{ MIP}$  (对于原型机 S5980 探测器，对应大小为  $0.6\text{fC}$ ，探测器电容小于  $10\text{pF}$ )，FEB 的噪声水平满足原型机需求。

图. 121 反馈电容为  $1.2\text{fF}$  时 FEB 所有通道电子学噪声分布统计图（左）与不同的探测器电容对应的噪声大小（右）

### 4.6.3 积分非线性测试

积分非线性测试即电子学刻度的框图如图. 122 所示，设置芯片工作在刻度模式，使用信号源和衰减器产生幅度可控的阶跃电压信号，通过 SKIROC2a 的刻度电容转变为覆盖芯片量程的正电荷信号，同时输入到所有通道以模拟探测器信号，输出信号经过 DIF 打包传输给上位机。



图. 122 积分非线性测试框图

对于CEPC硅-钨电磁量能器及其原型机，其运行时主要的工作模式有两个，一个是进行宇宙线标定的刻度模式，该模式需要每个通道对宇宙线单 MIP 信号具有良好的响应与区分能力，此工作模式的芯片反馈电容设为  $1.2\text{pF}$ ；另一个是正常工作模式，该模式需要对高达  $600\text{MIPs}$  ( $3.2\text{pC}$ ) 的信号进行准确测量，此时的反馈电容为  $6\text{pF}$ 。

电子学刻度主要针对这两种模式进行，一个典型的输入输出曲线如图. 123 所示，当反馈电容为  $1.2\text{pF}$  时，其动态范围是  $180\text{fC}$  的线性区间，当反馈电容为  $6\text{pF}$  时，其线性区间为  $3.1\text{pC}$ ，两者的积分非线性均为  $0.2\%$ 。该水平远远好于指标需求。

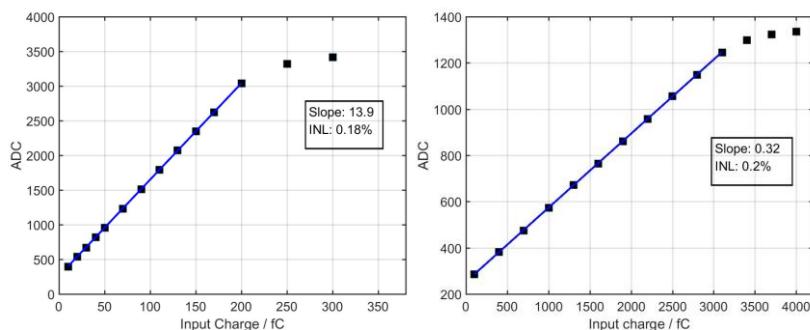


图. 123 SKIROC2a 典型的刻度曲线，左图、右图分别是反馈电容为  $1.2\text{pF}$ 、 $6\text{pF}$  的结果

图. 124 是当反馈电容为  $1.2\text{pF}$  时所有通道的增益分布，各通道增益的一致性为  $3.5\%$ ， $1.2\text{pF}$  的增益平均为  $6\text{pF}$  时增益的 43 倍。

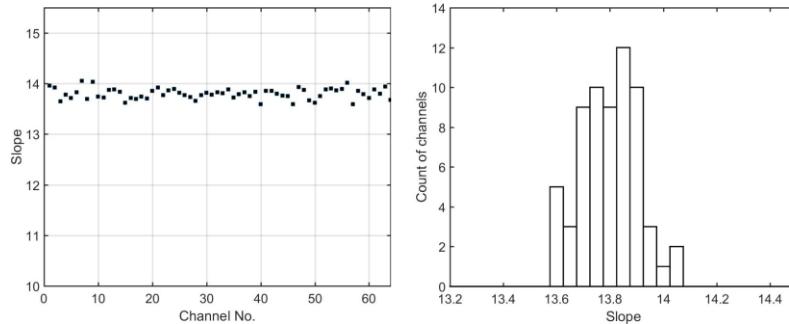


图. 124 反馈电容为 1.2pF 时各通道增益（左）与所有通道增益的统计图（右）

#### 4.6.4 阈值与触发效率测试

根据 CEPC 硅-钨电磁量能器对电子学的需求可知其输出击中信号的触发阈值需要能够设置为 0.3 MIP (1.8fC)，以保证 MIP 信号的完整性，且各通道之间的阈值不一致性要小于 0.1MIP (0.6fC)。SKIROC2a 芯片可以通过内部的 10-bit DAC 为所有通道设置快成形之后的比较器参考电压，作为击中信号的阈值，因此可以通过改变阈值的方式来测量不同输入电荷对应的触发阈值。

在测量触发效率之前，我们需要对阈值 DAC 码与对应的阈值参考电压做线性刻度，刻度结果如图. 125 所示。在整个 DAC 码范围内，阈值电压与 DAC 码之间有良好的线性，积分非线性为 0.1%。

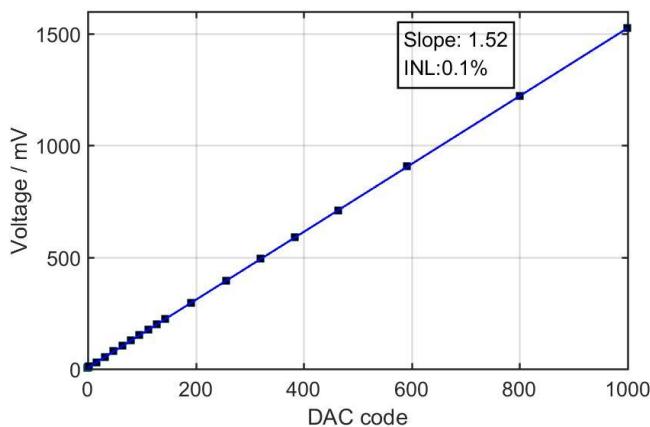


图. 125 阈值参考电压与 DAC 码对应关系

各通道的触发效率通过 S 曲线来描述，所谓 S 曲线，就是在不同的输入电荷下，触发效率与阈值 DAC 码的关系，通常取触发效率为 50% 的 DAC 码作为该

输入电荷的阈值。S 曲线的测试原理如下：屏蔽除待测通道以外其他通道输出击中信号的功能，设置初始 DAC 码；通过刻度电路向待测通道输入固定电荷量并按照 1kHz 的频率重复 1000 次，记录产生击中信号的次数，该次数除以电荷注入次数即触发效率；增加 DAC 码值并重复该操作，记录击中信号次数，直至触发效率为由 100% 降为 0 时停止。将触发效率与 DAC 码使用误差函数拟合，得到触发效率曲线，由于该曲线形状为倒“S”形，因此被称为 S 曲线。典型的 S 曲线如图. 126 所示，当输入电荷为 2fC 时，两个通道的触发效率与阈值 DAC 码的关系。从图中可知，通道 6 的 2fC 阈值 DAC 对应为 306，而通道 7 为 307。

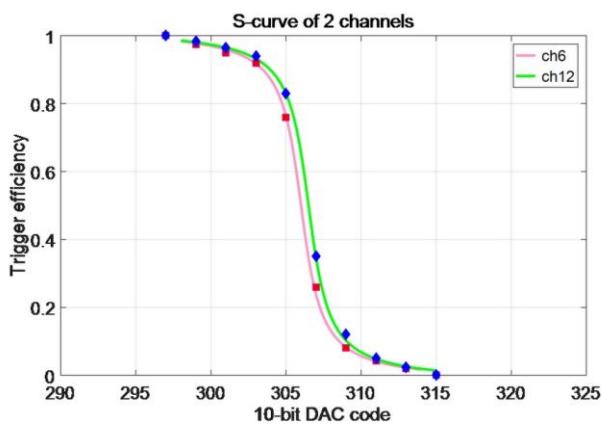


图. 126 输入电荷为 2fC 时触发效率曲线

从图中可知，由于不同通道的基线和噪声不同，因此其同一个电荷所对应的阈值 DAC 码不同。如图. 90 所示，SKIROC2a 每个通道集成了一个 4-bit DAC 以实现阈值修正，减小阈值的不一致性。图. 127 展示了修正前与修正后各通道对应 0.3MIP 也就是 1.8fC 的触发阈值，修正后其不一致性为 6 个 DAC 码，对应电荷量约为 0.2fC，该水平满足指标需求。

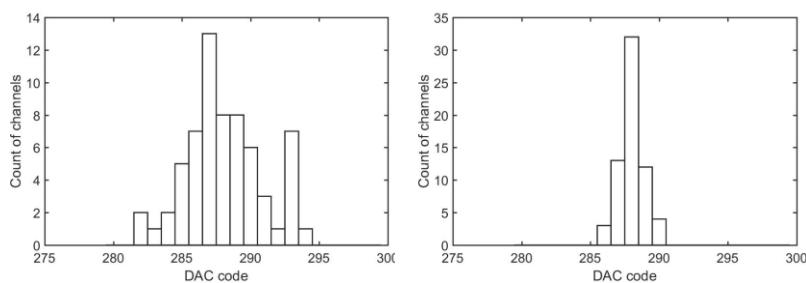


图. 127 4-bit DAC 修正前阈值的一致性（左）与修正后阈值的一致性（右）

#### 4.6.5 光纤传输可靠性测试

由于前端电子学通过光纤与后端电子学进行通信，因此其传输稳定性是系统可靠性的重要指标。对于一般的光纤通信，通常对其误码率有小于  $10^{-12}$  的要求，因此我们对系统的误码率进行了测试。测试误码使用了常用测试码 PRBS7，其生成函数如式（4）所示。

$$\text{PRBS7} = 1 + X^6 + X^7 \quad \text{式 (4)}$$

在 FPGA 中利用线性反馈移位寄存器(Linear Feedback Shift Register, LFSR)可以生成 PRBS7 的伪随机数列，测试需要在接收端和发送端同步生成测试码，再由一端向另一端发送该测试码，接收端收到之后与本地生成的测试码进行比对，若两者一致则认为此次传输没有误码。

使用该方法分别对从 DCM 到 DIF 和从 DIF 到 DCM 的双向传输进行误码测试，串行数据速率为 800Mbps，双向分别进行了 24 小时的误码测试，总传输数据的比特为  $6.9 \times 10^{13}$ ，没有发现误码，以此推断误码率小于  $1.5 \times 10^{-14}$ 。由于每次测试码的传输是独立的，因此其结果符合二项分布，通过计算可知其误码率小于  $1 \times 10^{-12}$  的置信度大于 99.99%，系统的数据传输具有很高的可靠性。

#### 4.7 本章小结

在原型机读出电子学架构被提出之后，结合探测器对于电子学的需求，本章介绍了前端电子学和后端电子学的设计方案和具体实现。前端电子学负责 38 层灵敏层的探测器信号读出，每层有 64 路硅 PIN 探测器 S5980，每个灵敏层单元由搭载探测器阵列并读出其信号的 FEB 板和对其进行控制的 DIF 板组成，系统的总通道数为 2432 路；后端电子学负责将所有前端板的数据汇总并上传至上位机，同时负责将时钟、触发及上位机控制命令传输给前端电子学。

考虑到 FEB 对输入电荷量动态范围的要求为  $0.5\text{fC}-3.1\text{pC}$ ，FEB 处理探测器信号的 ASIC 选用了 SKIROC2a 芯片，该芯片有 64 通道、单通道功耗 5.2mW、最大动态范围  $3.2\text{pC}$ 、达峰时间 180ns、自触发阈值可设为  $1.8\text{fC}$  并且自带 12-bit 威尔金森 ADC。芯片集成了 15 深度的 SCA 阵列，能以大于 1MHz 的速度一次性采集 15 个事例再一并转换，并输出数字化之后的信号，省去的一片 ADC。芯片具有间歇性供电功能，在非工作状态时可以通过给部分电路断电以减少总功耗。DIF 负责为 FEB 的 ASIC 进行供电并控制 FEB 进行信号采集，接收 FEB 回传的数据并上传至 DCM，其控制核心为一片 FPGA 芯片(Artix-7 XC7A100T)。此外，DIF 还可以通过 USB 接口直接和上位机进行通信，方便前期的单板调试。

在项目统筹安排下,后端电子学目前使用了实验室已有的通用数据采集模块作为临时的 DCM,该DCM可同时挂载30层灵敏层。前端电子学与DCM通过光纤进行通信,DCM通过千兆以太网将汇总的数据打包并上传至上位机。由于每个前端模块传输速率最高为10Mbit/s,因此DCM与上位机通信的最高传输速率为300Mbit/s,使用千兆以太网满足实时传输的需求。

在各电子学模块设计完成后,我们对其电子学性能进行了摸底测试。首先开展了基本功能调试,在验证了SKIROC2a各通道功能正常之后,又进行了一系列性能测试,主要包括基线与噪声测试、积分非线性测试、阈值与触发效率测试以及光纤传输可靠性测试。测试结果显示,在反馈电容为1.2pF时,电子学噪声为0.35fC;多种情况下积分非线性均好于0.2%;阈值可设为1.8fC,通过4-bit DAC修正,其不一致性小于0.2fC;光纤传输的误码率小于 $1 \times 10^{-12}$ 。各项指标均满足探测器对于电子学的指标需求,下一章将开展探测器联测。

## 参考文献

- [1] French M J, Jones L L, Morrissey Q, et al. Design and results from the APV25, a deep sub-micron CMOS front-end chip for the CMS tracker[J]. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment, 2001, 466(2): 359-365..
- [2] H. K. Soltveit, et al. The PreAmplifier ShAper for the ALICE TPC detector. Nucl. Instr. Meth. A 676 (2012) 106–119.
- [3] Jessica Metcalfe, et al. Design and characterization of the VMM1 ASIC for micropattern gas detectors. Nucl. Instr. and Meth. A 732 (2013) 526-529.
- [4] Fei Zhang, et al. A prototype silicon detector system for space cosmic-ray charge measurement. Chinese Physics C Vol. 38, No. 6 (2014) 066101
- [5] VATA 160: an ASIC which has been designed for the front-end readout of photomultiplier tubes coupled to scintillators. <http://ideas.no/products/ide3160-2/>
- [6] Pascal Baron, et al. AFTER, an ASIC for the Readout of the Large T2K Time Projection Chambers. IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 55, NO. 3, JUNE 2008.
- [7] S. Anvar, et al. AGET, the GET front-end ASIC, for the readout of the Time Projection Chambers used in nuclear physic experiment. NSS/MIC, 2011 IEEE.
- [8] Callier S, Dulucq F, de La Taille C, et al. SKIROC2, front end chip designed to readout the Electromagnetic CALorimeter at the ILC[J]. Journal of instrumentation, 2011, 6(12): C12040.
- [9] TPS7A85 High-Current (4 A), High-Accuracy (1%), Low-Noise (4.4  $\mu$ VRMS), LDO Voltage Regulator. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a85.pdf>
- [10] Erni 154744: SMT termination dual row connector. <http://www.erni.com/en/products/show/product/154744/>.
- [11] Artix-7 devices provide the highest performance-per-watt fabric, transceiver line rates, DSP processing, and AMS integration in a cost-optimized FPGA. <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/artix-7.html>.

- [12] <https://www.xilinx.com/products/design-tools/vivado.html>
- [13] <https://en.wikipedia.org/wiki/Verilog>
- [14] Cy7c68013A Data sheet, Cypress, [www.cypress.com](http://www.cypress.com)
- [15] Li C, Feng C Q, Zhu D Y, et al. An optical fiber-based flexible readout system for micro-pattern gas detectors[J]. Journal of Instrumentation, 2018, 13(04): P04013.
- [16] Zynq-7000                    All                    Programmable                    SOC.  
[https://www.xilinx.com/support/documentation/data\\_sheets/ds191-XC7Z030-XC7Z045-data-sheet.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds191-XC7Z030-XC7Z045-data-sheet.pdf)
- [17] National Instruments homepage. <http://www.ni.com/lwcvi/zhs/>.
- [18] Tektronix, AFG3000C 系列产品技术资料. <https://www.tek.com/signal-generator/afg3000-function-generator>.
- [19] Agilent                    InfiniiVision                    3000                    X-Series                    Oscilloscopes.  
[http://web.mit.edu/6.115/www/document/agilent\\_mso-x\\_manual.pdf](http://web.mit.edu/6.115/www/document/agilent_mso-x_manual.pdf)
- [20] Suehara T, Sekiya I, Callier S, et al. Performance study of SKIROC2/A ASIC for ILD Si-W ECAL[J]. Journal of Instrumentation, 2018, 13(03): C03015.

## 第五章 原型探测器系统性能测试

在完成了电子学性能测试之后，我们在实验室开展了探测器联调测试，以检测原型机系统关键性能是否满足指标需求。根据第二章模拟分析，CEPC 硅-钨电磁量能器对于系统的主要指标为：

- 1) 探测单元噪声不大于 0.1MIP (0.6fC);
- 2) 动态范围大于 3.1pC;
- 3) 积分非线性小于 1.5%;
- 4) 最低无误触发阈值不大于 0.3MIP (1.8fC);
- 5) 阈值一致性好于 0.1MIP (0.6fC);

其中动态范围和积分非线性在上一章已经测试，均满足需求。本章将对剩余三项内容进行测试，测试主要包含单层灵敏层性能测试与多层灵敏层联调测试。经过对动态范围与噪声的综合考虑，在宇宙线相关测试时，SKIROC2a 芯片的反馈电容设为 1.2pF 可以获得最合适的噪声水平与动态范围，而在束流试验时，反馈电容的最佳值应设为 6pF。如无特别说明，在下面介绍的测试中，SKIROC2a 芯片反馈电容均设为 1.2pF。

### 5.1 单层性能

为进行探测器联调，我们总共焊接了 4 块 FEB\_DET，每块 FEB 上集成一个  $8 \times 8$  的硅 PIN 探测器阵列，探测器总数量 256 个。单块 FEB\_DET 实物图如图. 128 所示。

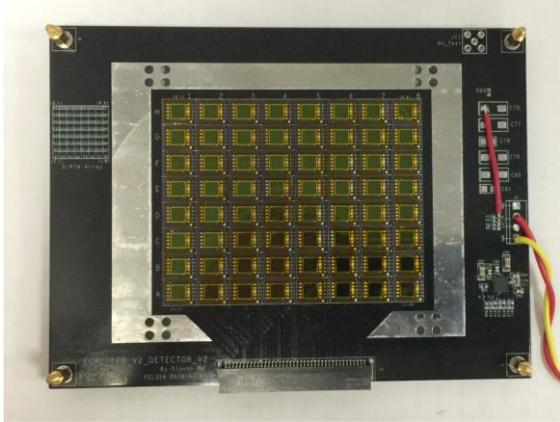


图. 128 FEB\_DET 实物照片

将 FEB\_DET、FEB\_ASIC 和 DIF 安装到一起，即可组合成一层灵敏层，其实物照片如图. 129 所示。从左到右依次为 FEB\_DET、FEB\_ASIC 和 DIF，探测器阵列安装在 FEB\_DET 上，并通过阵列四周的铜框，实现和钨板的耦合，各灵敏层和钨板可以通过 4 颗足够长的 M2.5 螺丝固定到一起。单层测试中 DIF 通过 USB 直接与上位机进行通信，上传采集数据并接受上位机的控制。下面将首先对各层灵敏层的单层性能进行测试。

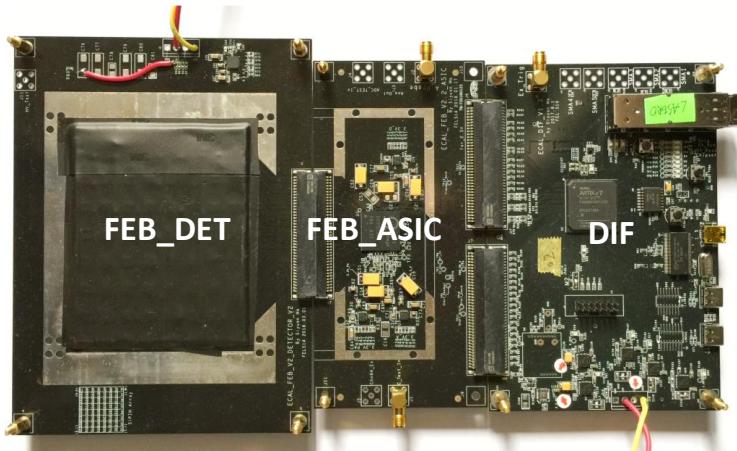


图. 129 单层灵敏层照片

在各项测试中，探测器 S5980 阴极的偏置电压为+20V，该电压由 FEB\_DET 上的 LDO (TPS7A470) 将外部直流稳压源提供的+25V 电压转换而得到，具有极低的电源文波；其阳极直接连接芯片的信号输入端，由 SKIROC2a 提供 1V 的偏置电压，因此硅 PIN 二极管的反偏电压为+19V，探测器此时工作在全耗尽模

式。

与其他芯片不同，在实测中我们发现 SKIROC2a 芯片对于高频噪声极其敏感。系统有两个主要的噪声来源：一是电源文波，当芯片附近的大功率电器工作时，芯片快成形电路可以观测到出现频率为 200kHz 左右的周期性的噪声信号；另一个来源是空气中的电磁波，由于空间存在大量高频电磁波如不加屏蔽则芯片噪声明显变大，信号的信噪比变差。因此在测试时需要将整个系统屏蔽，并在电源文波小的时间段测试。

### 5.1.1 单层灵敏层基线及噪声测试

FEB ASIC 连接上硅 PIN 阵列之后，探测器电容改变，在进行其他测试之前，首先要对单层探测器系统的基线及噪声水平进行重新测试，以便在其他测试时扣除基线，同时该测试能够检验系统的噪声是否满足 CEPC 硅-钨量能器的指标需求。

测试时使用 SKIROC2a 的外触发功能，通过 DIF 产生随机的外触发信号，控制芯片采集系统基线，测试结果如图 130 所示。左图为 64 通道的基线平均值，各通道基线一致性好于 11 个 ADC 码；右图为各通道噪声水平，所有通道耦合探测器之后的基线噪声均小于 0.5fC，该水平符合预期，且满足探测器的指标需求（小于 0.6fC）。

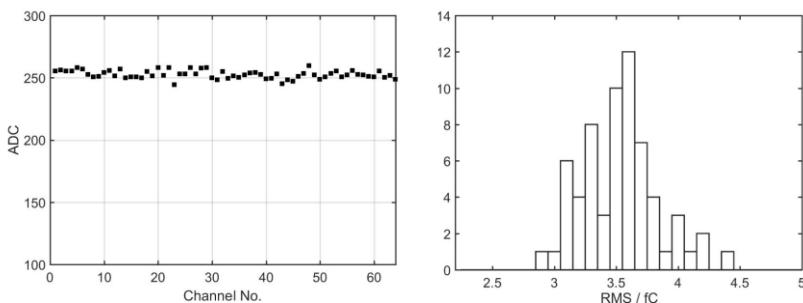


图. 130 单层灵敏层所有通道的基线平均值（左）与基线噪声 RMS 的统计直方图（右）

### 5.1.2 X 射线能谱测试

作为光电探测器，硅 PIN 二极管对低能 X 射线有良好的探测能力，由于硅探测器没有电子倍增过程，因此统计引起的涨落较小，系统具有较高的能量分辨率。

使用 241Am 放射源固定地照射一个探测器，并通过电子学系统对光电效应

产生所有电子进行收集测量，其测试框图如图. 131 所示。测试中，将电子学的触发阈值设置为 1.2fC，并屏蔽除目标通道以外的其他通道输出击中信号。

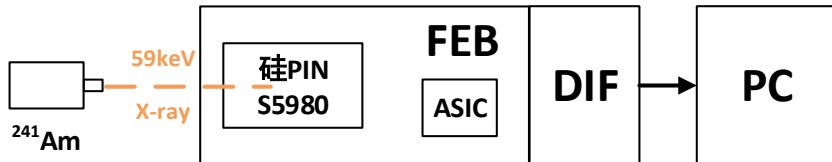


图. 131 探测器 X 射线测试原理框图

$^{241}\text{Am}$  的 X 射线能谱图如图. 132 所示，考虑到硅的平均电离能为 3.6eV，对于 59KeV 的 X 射线，其能量全部沉积所转化的电子理想值为 2.62fC，但由于法诺因子的存在，系统实际产生的电子数量会略微大于理想值[1]。根据刻度结果，系统实测能量为 2.89fC，该结果符合预期，其能量分辨率为 14.3% (RMS)。

该实验证明了探测器系统工作正常，系统对于宇宙线大小相近的小信号有良好的探测能力，其分辨率较高。

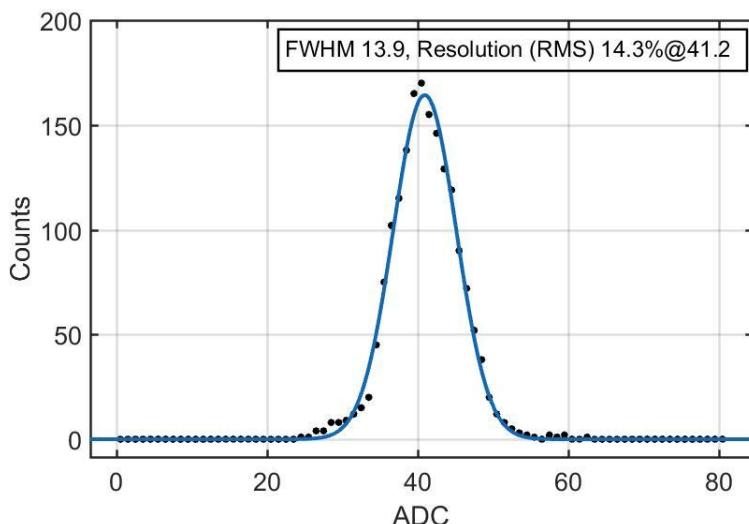


图. 132 系统采集重建的  $^{241}\text{Am}$  能谱图

### 5.1.3 宇宙线能谱测试

宇宙线能谱的好坏是衡量原型机性能的关键指标之一，为了研究原型机性能，我们对单层灵敏层 64 个通道都进行了宇宙线能谱测试并将结果分别拟合，一个典型的结果如图. 133 所示。左侧能谱为随机外触发采集到的基线噪声，右侧为

宇宙线能谱。理想情况下，宇宙线能谱应该是朗道分布，但由于没有采用符合，因此有一些大角度入射的宇宙线粒子，这些粒子在探测器中沉积的能量较大，因此总能谱比理想能谱宽，且 MPV 会大于模拟得到的理想值（根据原型机仿真可知 S5980 探测器宇宙线 MIP 的 MPV 为 133keV，对应 5.9fC 电荷）；考虑到系统具有一定噪声且噪声符合高斯分布，实际能谱应该在该能谱之上再卷积一个高斯分布。

由于真实分布比较复杂，作为初步分析，我们采用了最简单的朗道分布对宇宙线能谱进行拟合，同时采用高斯分布对基线进行拟合。MIP 的 MPV 值对应电荷为 6.6fC，符合预期，其 MIP 的信噪比（SNR）为 15.1，满足量能器对于 MIP 分辨能力的需求。

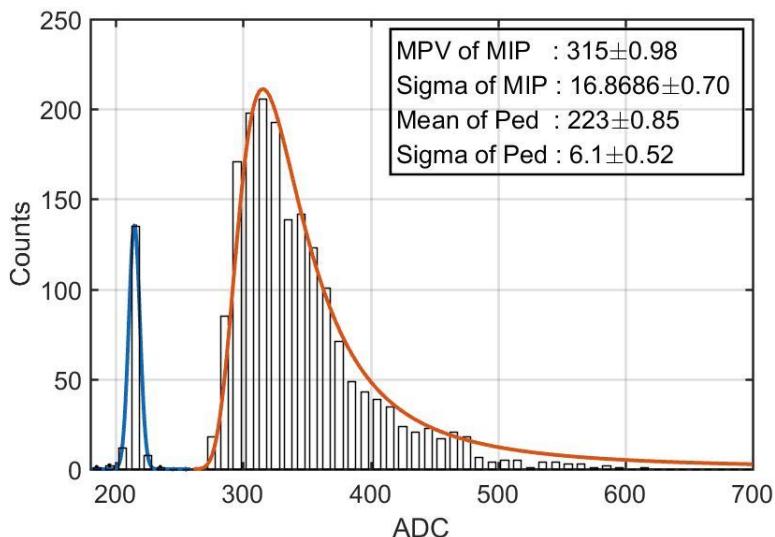


图. 133 系统测量得到的宇宙线能谱

## 5.2 多层联调测试

为了进行多层联调测试以进一步验证该系统的各项性能是否符合指标需求，目前在实验室一共复制了 4 层前端灵敏层，并组成了具有 4 层灵敏层的探测器小系统，每层之间使用 2mm 的钨板隔开，如图.134 所示。每层灵敏层的 DIF 通过光纤实现与 DCM 的连接，各层的控制命令由上位机通过 DCM 发送，4 层总共有 256 路模拟通道，在以下测试中 SKIROC2a 的反馈电容均设置为 1.2pF。

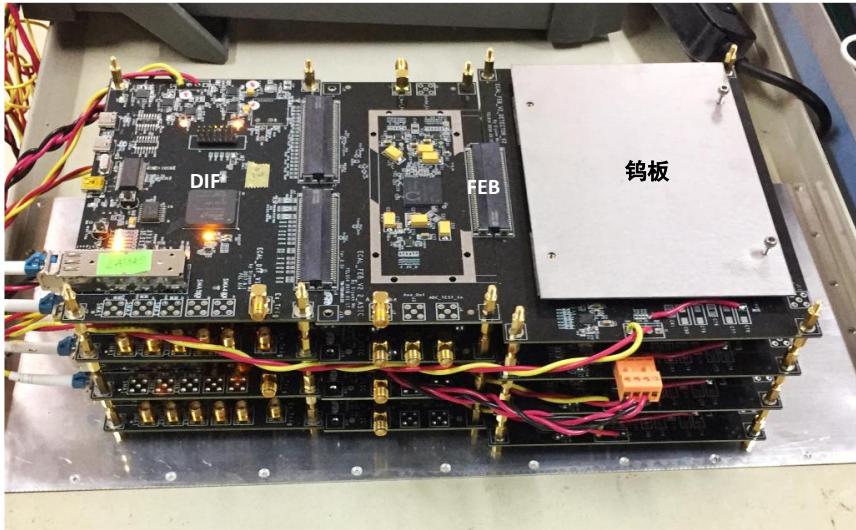


图. 134 搭建完成的硅-钨电磁量能器原型机小系统

### 5.2.1 各层基线一致性测试

首先对各层的基线与噪声进行测试，通过 DCM 向 4 层灵敏层同时发送随机触发信号，进行基线的采集，结果如图. 135、图. 136 所示。各层灵敏层内部 64 通道的基线均值一致性均好于 13 个 ADC 码，所有通道的噪声 RMS 均小于  $0.5\text{fC}$ ，满足系统对于噪声的指标需求。

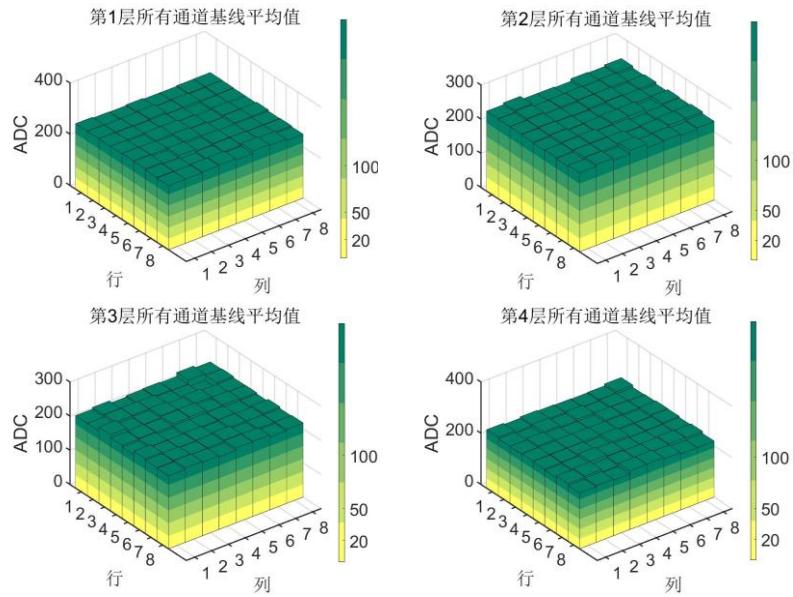


图. 135 4 层灵敏层的基线平均值

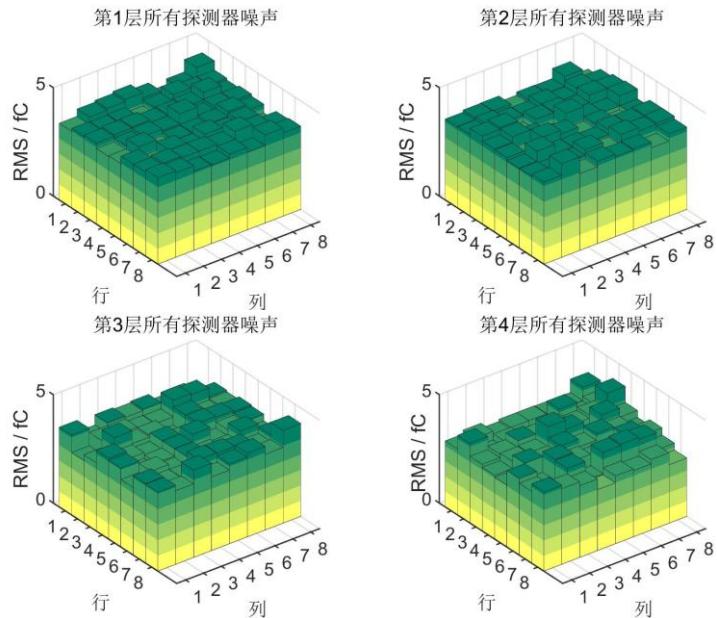


图. 136 4 层灵敏层的噪声 RMS

### 5.2.2 阈值一致性测试

由于 CEPC 硅-钨电磁量能器要求系统每层灵敏层的阈值一致性好于  $0.6\text{fC}$ , 因此我们对各层所有通道进行了阈值一致性测试, 将输入电荷设为  $1.8\text{fC}$ , 并逐个通道进行 S 曲线扫描, 将各层 64 通道的阈值对应 DAC 码作统计图, 结果如图. 137 所示。由结果可知, 经过 4-bit DAC 修正, 每层 64 路通道的阈值不一致均小于  $0.4\text{fC}$ , 满足指标需求。

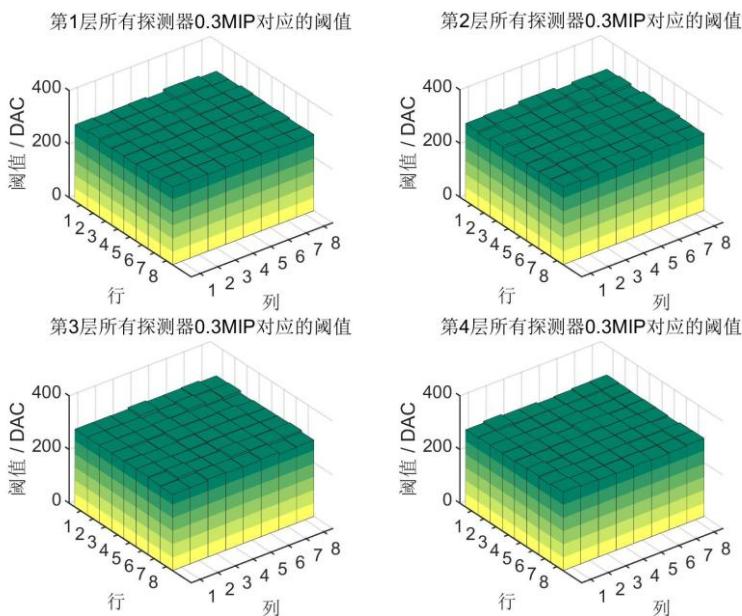


图. 137 触发阈值设为  $1.8\text{fC}$  ( $0.3\text{MIP}$ ) 时, 4 层灵敏层的阈值一致性测试结果

### 5.2.3 各 pad 宇宙线 MIP 测试

最小电离粒子 (MIP) 是量能器测量能量的基本计数单位, 为减少个探测单元由基线与增益的不一致造成的影响, 每个探测单元沉积能量最终都转化为 MIP 的个数, 因此原型机乃至整个量能器都需要对每一个探测单元进行 MIP 标定。将 4 层灵敏层的 SKIROC2a 芯片阈值都设为  $1.8\text{fC}$ , 系统采集模式为宇宙线模式, 此时单层 64 个探测器中任何一个采集到宇宙线信号芯片都会立刻将其峰值进行数字化并将数据通过 DCM 上传至上位机。由于单个探测单元宇宙线事例率较低 (每个单元平均约 4 分钟被宇宙线击中一次), 因此整个系统需要数天的事例累积才能够将各单元进行有效拟合。各单元 MIP 的 MPV 值与信噪比如图. 138 和图. 139 所示, 所有单元 MIP 的 MPV 范围为  $5.9\text{fC}$ - $9.8\text{fC}$ , 其信噪比范围为  $10.2$ - $17.6$ ,。该测试证明系统的各探测单元均能够有效地区分 MIP 信号, 信噪比满足量能器需求。

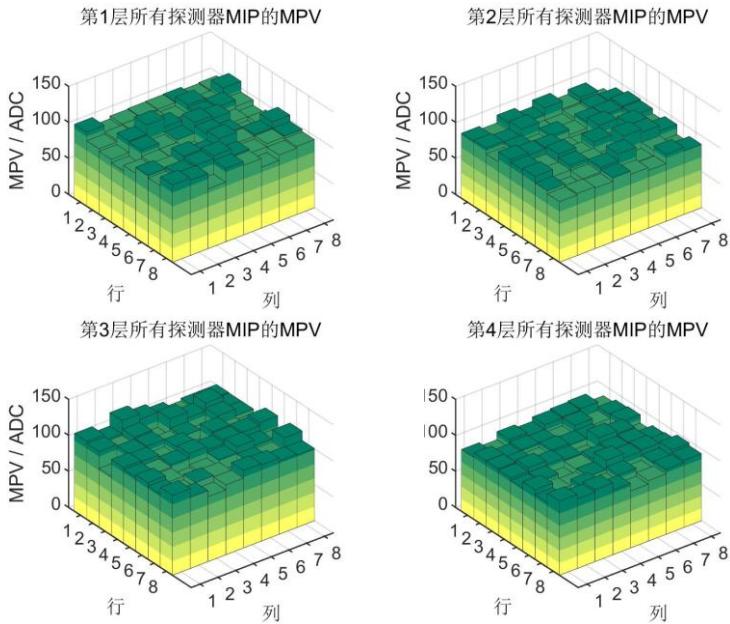


图. 138 4 层灵敏层所有探测单元 MIP 的 MPV 大小

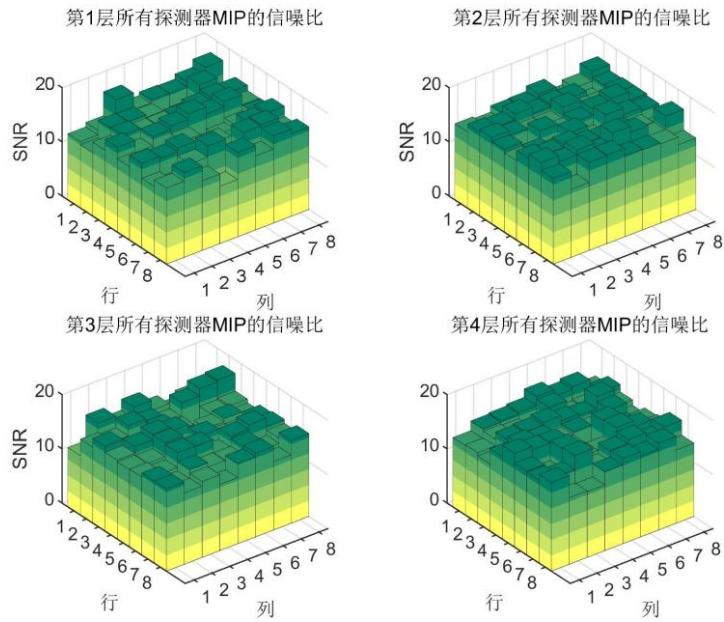


图. 139 4 层灵敏层所有探测单元 MIP 的信噪比

#### 5.2.4 宇宙线在多层次中径迹测试

由于探测器小系统一共有 4 层灵敏层，因此同一个宇宙线可能同时击中多层灵敏层，此时可根据被击中的探测单元描绘出宇宙线轨迹。测试现场如图. 140 所示，4 层灵敏层分别对齐，系统上下分别使用铝板屏蔽，减少外部电磁波干扰。由于 DCM 为数字板，会给系统引入电源噪声，因此 DCM 远离前端电子学并且两者电源和地平面不同源。

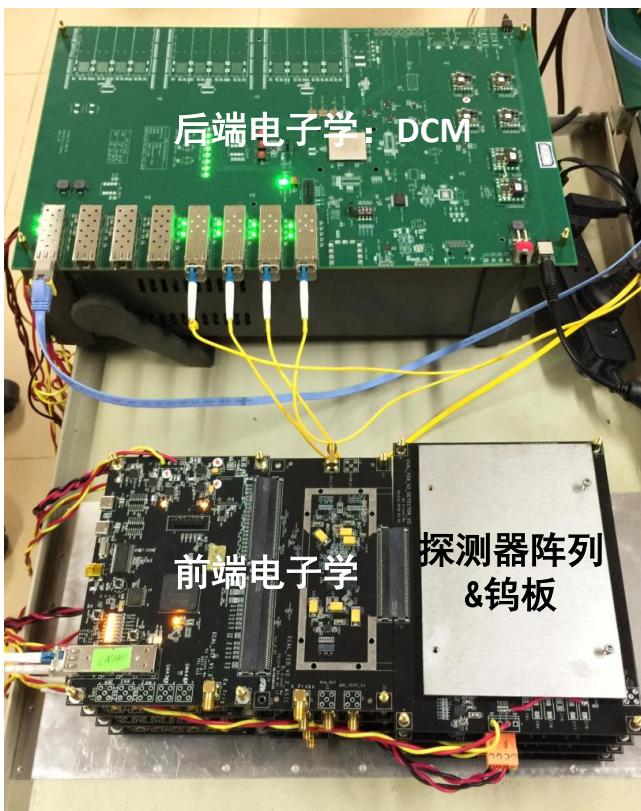


图. 140 宇宙线径迹测试现场照片

由于高能宇宙线较少，且灵敏层死区比例达 75%，因此多层被同时击中的事例率较低，每小时平均约有 20 个双层击中事例，1 个三层击中事例，每天大约有 1-3 个四层击中事例，图. 141 展示了第 1 层灵敏层各探测单元一天之中测量到的宇宙线事例数量。宇宙线径迹如图. 142 所示。在该项测试中，4 层灵敏层的小系统成功还原出宇宙线径迹，证明了该系统基本功能正常，若采用死区比例小的探测器，相信会得到更高的事例率。

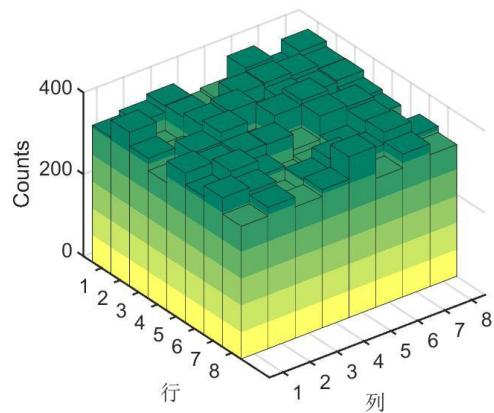


图.141 第1层灵敏层所有探测单元 24 小时测量到的宇宙线事例数

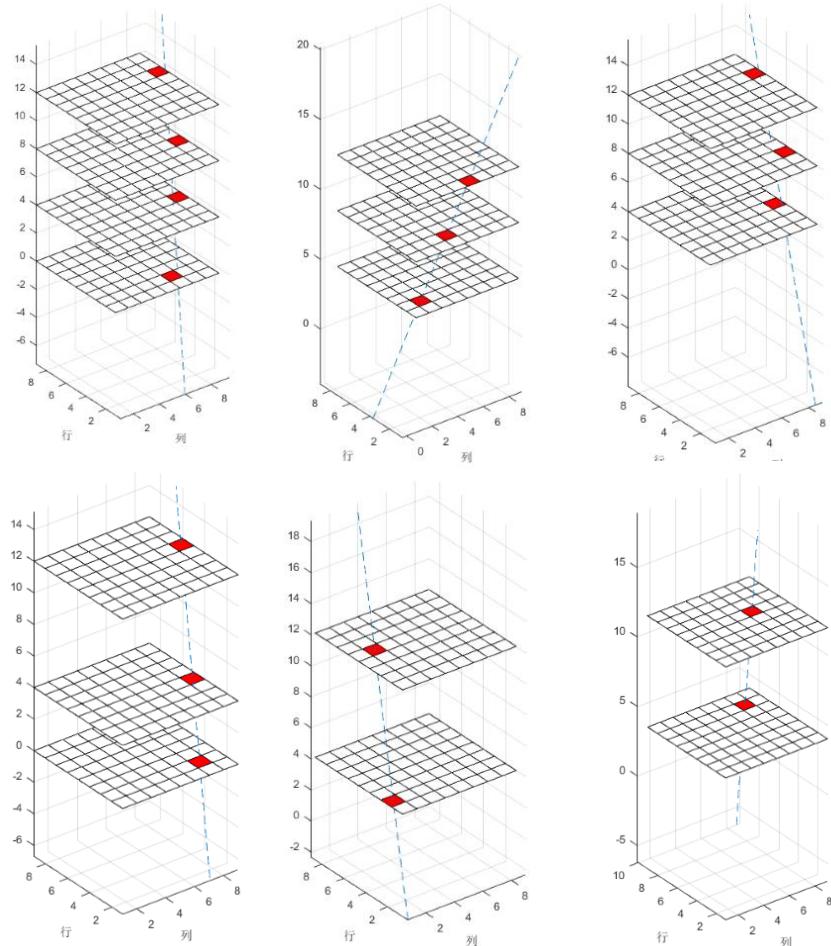


图. 142 多重击中拟合出的宇宙线径迹

### 5.3 本章小结

在完成电子学性能测试之后，本章对一个具有 4 层灵敏层的原型机小系统进行了相关测试。首先进行了单层性能测试，主要测试探测器单元的基线噪声与基本探测功能。根据测试发现，系统所有通道耦合探测器之后的基线噪声均小于  $0.5\text{fC}$ ，满足 CEPC 硅-钨电磁量能器的基本指标需求；对探测单元进行 X 射线测试与宇宙线测试，测试结果显示系统可以实现射线的能量测量， $59\text{keV}$  的 X 射线其能量分辨率为 13.4%，宇宙线能谱的信噪比大于 10，满足需求。

接着，本论文进行了多层灵敏层联调测试，包括各层基线一致性测试、阈值一致性测试、所有探测单元的 MIP 测试和宇宙线径迹测试。测试结果显示系统各层基线具有良好的一致性，噪声 RMS 均小于  $0.5\text{fC}$ ；各层触发阈值在  $1.8\text{fC}$  时不一致性为  $0.4\text{fC}$ ，满足量能器对于阈值的指标需求；所有探测单元宇宙线 MIP 的 MPV 范围从  $5.9\text{fC}$  到  $6.8\text{fC}$ ，符合预期；成功还原出了宇宙线在多层灵敏层的径迹，证明了该系统功能正常。

综上所述，CEPC 硅-钨电磁量能器原型机灵敏层设计的性能参数完全满足指标需求；并且本论文开展了系统级的功能测试，4 层小系统功能正常。

## 参考文献

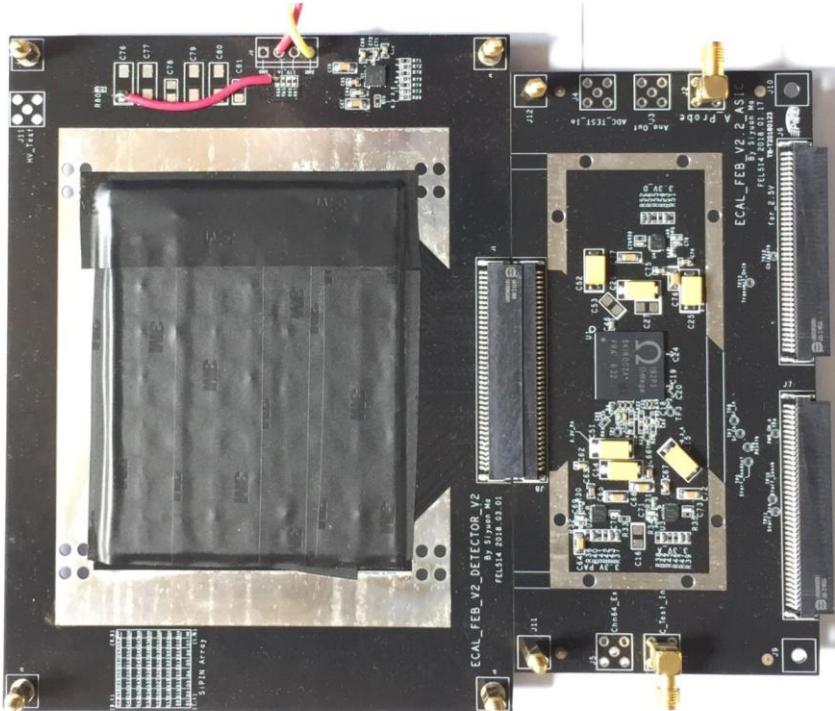
- [1]. 汪晓莲, 李澄, 邵明, 等. 粒子探测技术[J]. 合肥: 中国科学技术大学, 2009.

# 第六章 总结与展望

## 6.1 总结

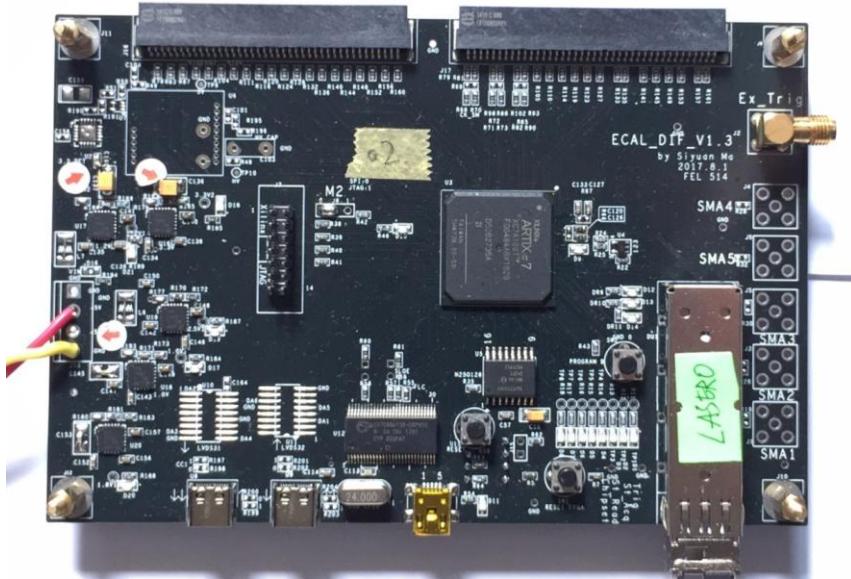
## 6.2 展望

## 附录 1 FEB 实物图

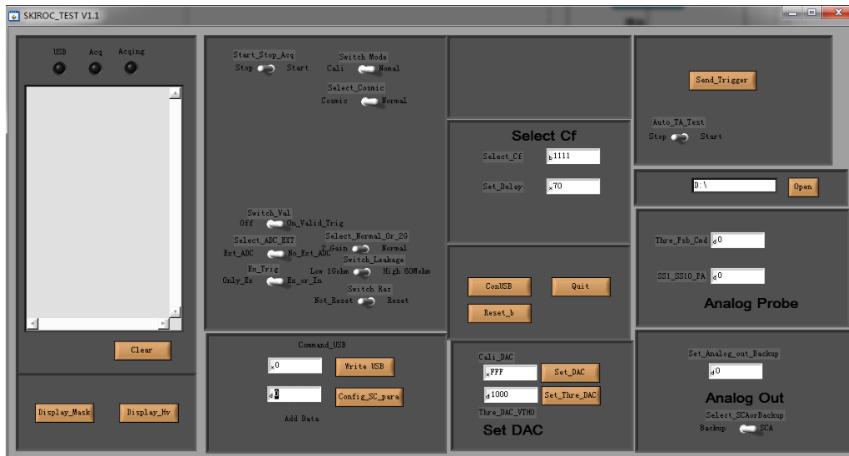


致 谢

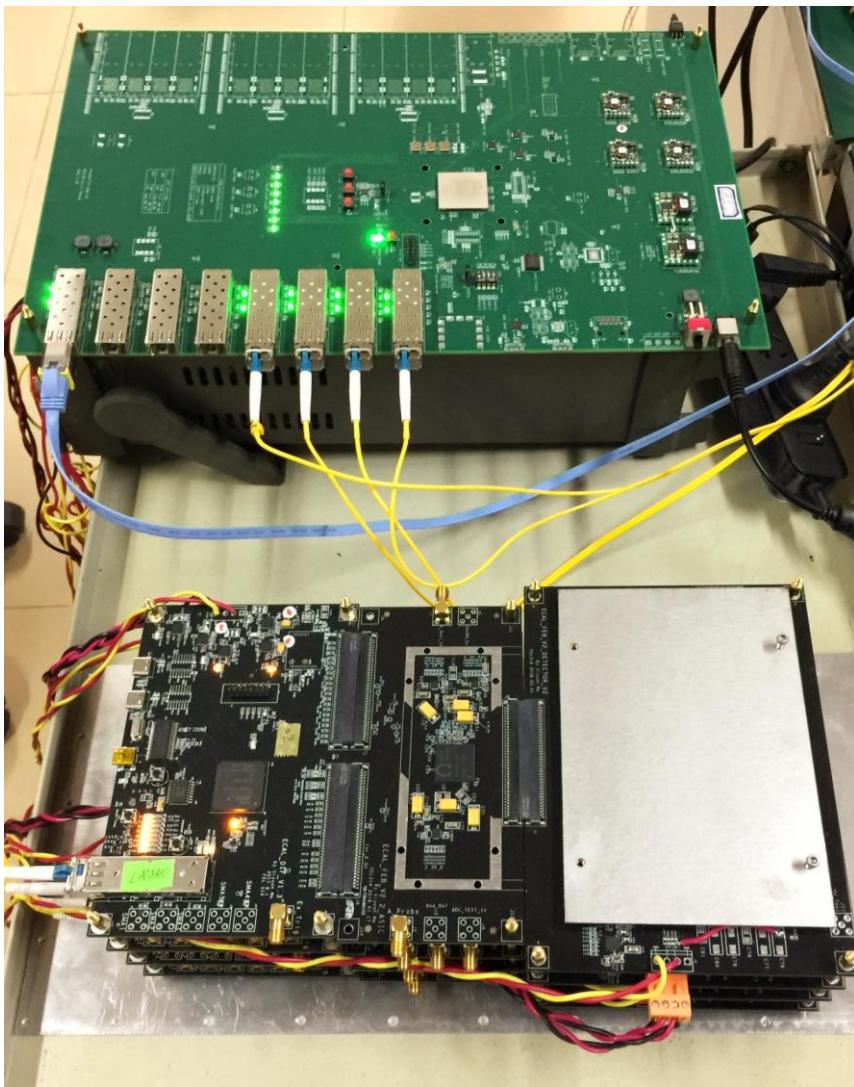
## 附录 2 DIF 实物图



### 附录 3 测试软件界面



#### 附录 4 联调现场



致 谢

---

## 致 谢

在读期间发表的学术论文

---

## **在读期间发表的学术论文**