

文本复制检测报告单(全文标明引文)

№:ADBD2018R_2018031312023320180503192651802767097172

检测时间:2018-05-03 19:26:51

检测文献: 7_马思源_CEPC 硅钨成像型电磁量能器原理样机预研

作者: 马思源

检测范围: 中国学术期刊网络出版总库

中国博士学位论文全文数据库/中国优秀硕士学位论文全文数据库

中国重要会议论文全文数据库

中国重要报纸全文数据库

中国专利全文数据库

图书资源

优先出版文献库

学术论文联合比对库

互联网资源(包含贴吧等论坛资源)

英文数据库(涵盖期刊、博硕、会议的英文数据以及德国Springer、英国Taylor&Francis 期刊数据库等)

港澳台学术文献库

互联网文档资源

CNKI大成编客-原创作品库

个人比对库

时间范围: 1900-01-01至2018-05-03

检测结果

总文字复制比: 0.8%

跨语言检测结果: 0%

去除引用文献复制比: 0.8%

去除本人已发表文献复制比: 0.8%

单篇最大文字复制比: 0.2%

重复字数: [604]

总段落数: [10]

总字数: [75381]

疑似段落数: [6]

单篇最大重复字数: [121]

前部重合字数: [103]

疑似段落最大重合字数: [228]

后部重合字数: [501]

疑似段落最小重合字数: [39]



指标: ☐ 疑似剽窃观点 ☒ 疑似剽窃文字表述 ☐ 疑似自我剽窃 ☐ 疑似整体剽窃 ☐ 过度引用

表格: 0

公式: 1

疑似文字的图片: 0

脚注与尾注: 0

0.5% (64)

中英文摘要等_第1部分 (总11739字)

0.9% (39)

中英文摘要等_第2部分 (总4108字)

2.4% (228)

第二章CEPC电磁量能器需求讨论_第1部分 (总9510字)

1.1% (124)

第二章CEPC电磁量能器需求讨论_第2部分 (总11378字)

0% (0)

第三章硅-钨成像型电磁量能器原型机方案设计_第1部分 (总9346字)

0% (0)

第三章硅-钨成像型电磁量能器原型机方案设计_第2部分 (总2711字)

0.4% (43)

第四章原型机的读出电子学设计与性能测试_第1部分 (总10055字)

1.1% (106)

第四章原型机的读出电子学设计与性能测试_第2部分 (总9333字)

0% (0)

第五章原型探测器系统性能测试 (总4400字)

0% (0)

第六章总结与展望 (总2801字)

(注释: 无问题部分 文字复制比部分 引用部分)

1. 中英文摘要等_第1部分

总字数: 11739

相似文献列表 文字复制比: 0.5%(64) 疑似剽窃观点: (0)

1 4031130952_刘亮亮

0.5% (64)

原文内容 **红色文字**表示存在文字复制现象的内容; **绿色文字**表示其中标明了引用的内容

目录	
摘要.....I	
ABSTRACTIII	
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.....31	
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.....33	
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-钨成像型电磁量能器原型机方案设计.....54	
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.....88	
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 光纤传输可靠性测试.....	106
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 各pad宇宙线MIP测试.....	116
5.2.4 宇宙线在多层中径迹测试.....	118
5.3 本章小结.....	120
参考文献.....	120
第六章总结与展望.....	121
6.1 总结.....	121
6.2 展望.....	122
附录1 FEB实物图.....	124
附录2 DIF实物图.....	125
附录3 测试软件界面.....	126
附录4 联调现场.....	127
致谢.....	128
在读期间发表的学术论文.....	129

摘要

标准模型是科学家在二十世纪中叶提出的用以描述基本粒子和基本相互作用的理论，目前已经统一了弱电相互作用和强相互作用。作为标准模型理论的重要组成，希格斯场和希格斯粒子是物质形成惯性质量的关键。自从2012年首次发现希格斯粒子以来，研究希格斯粒子的特性成为物理领域最前沿课题之一。由于希格斯粒子质量较低（约为125GeV），因此轻子对撞是产生希格斯粒子的有效途径。在这个背景下，中国高能物理所于2013年提出了环形正负电子对撞机计划（CEPC），该计划旨在利用中国成熟的环形电子加速器技术，在国内建设一台可作为希格斯粒子工厂的环形对撞机。希格斯粒子稳定性极差，会迅速衰变为其他粒子。为了在高亮度与高事例堆积情况下精确测量对撞产生的射流，以重建事例，CEPC采用了粒子流算法（PFA）。该算法基本原理是利用精确的位置测量来弥补能量测量的不足，利用PFA可以精确重建对撞顶点以及对撞产物。基于此算法，CEPC提出了对于电磁量能器的需求——一台具有高颗粒度与高分辨率的成像型电磁量能器。

虽然近年来随着高颗粒度电磁量能器发展，已经有成像型电磁量能器样机被制造出来，但这些样机的应用背景均为直线型对撞机，目前还没有一台可用于环形对撞机的电磁量能器。本论文参考了CALICE合作组为国际直线对撞机（ILC）研制的电磁量能器样机，针对CEPC电磁量能器中硅-钨这一技术路线进行探索，提出了高颗粒度电磁量能器原理样机方案并设计了相应的读出电子学系统。

论文中首先介绍了CEPC的项目背景与需求，CEPC要求电磁量能器对于入射电磁型粒子的能量的分辨率达到16%/E，且能够区分相邻的入射粒子。论文结合探测器指标对CEPC概念设计报告中的硅-钨电磁量能器方案进行模拟分析，根据模拟结果优化了各项参数，并根据模拟与仿真提出了对于电子学各项指标的具体需求。

为了研究硅-钨电磁量能器方案的可行性，论文在模拟分析的基础上提出了量能器原型机的系统架构。原型机包含38层灵敏层与84mm的钨板总体厚度，探测单元尺寸为5×5mm²，耗尽层厚度460μm，每层灵敏层由一个8×8的硅PIN探测器阵列组成，探测器总通道数2432路。为了读出探测器信号，本论文还提出并设计了一套可扩展的电子学系统。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。前端电子学分别包含了38个前端板（FEB）与数据接口板（DIF），FEB负责搭载探

测器阵列、读出探测器信号并数字化，其核心是一款64通道的ASIC芯片SKIROC2a；DIF负责控制FEB工作，并将数字化的数据与击中信号打包，通过光纤传输至后端电子学。后端电子学包含一块数据采集模块（DCM），负责汇总前端电子学的数据与击中信息、将数据上传至上位机并接收上位机控制、向前端模块发送触发与时间与触发信息。

本论文对该电子学系统进行了基本性能测试，其电子学噪声小于0.35fC、动态范围3.2pC、积分非线性不高于0.2%、最低无误触发阈值可设为1.8fC并且此时阈值不一致性小于0.2fC、系统数据传输误码率小于 1×10^{-12} 。电子学指标完全符合硅-钨电磁量能器的需求。

接着，本论文搭建了一个具有4层灵敏层的原型机小系统，以研究其关键性能。系统总共有256个探测器单元，各单元的系统噪声小于0.5fC，噪声水平满足需求。使用放射源 ^{241}Am 与系统联测，其59keV的X射线沉积能量所对应的电荷为2.89fC，能量分辨率14.3%，该试验证明系统对于小信号有足够的分辨能力。之后使用系统测量宇宙线能谱，得到其宇宙线MIP的形状与MPV值符合Geant4模拟预期，各通道MIP的信噪比均高于10，该试验证明系统可有效的探测MIP信号。接下来进行了多层联测，根据宇宙线在不同灵敏层的击中位置重建了其入射轨迹。一系列测试证明该原型机的关键指标均满足设计需求。

最后，本论文总结了CEPC对于成像型电磁量能器的需求、优化后的硅-钨电磁量能器关键参数、原型机读出电子学的架构，概括了电子学各模块的设计方案及4层原型机小系统的性能表现。此外，论文提出了一些需要改进的关键点，为后续工作提出了意见指导。

关键字：CEPC 成像型电磁量能器读出电子学系统原理样机 SKIROC2a芯片

ABSTRACT

The standard model, in which the weak interactions and strong interactions have been unified, is the theory proposed in the middle of the 20th century to describe elementary particles and basic interactions. As an important component of the standard model theory, the Higgs field as well as the Higgs particle is the key to the formation of the inertial mass. Studying the characteristics of Higgs particle has become one of the most cutting-edge topics in physics. The collision of positron and electron is an effective way to generate Higgs particles, since the Higgs particle has a low mass (about 125 GeV). At this background, the Institute of High Energy Physics (IHEP) of the Chinese Academy of Science (CAS) proposed the Circular Electron Positron Collider (CEPC) project. With China's mature technology of circular electron accelerator, this project is aiming to build a circular collider as Higgs factory in China. The Higgs particle has a very poor stability, which means it decays to other particles quickly. The CEPC adopted Particle Flow Algorithm (PFA) for accurately measuring the jet's energy and reconstructing the incident particle in the case of high brightness and high stack. The PFA, of which the basic principle is to use the accurate position to make up for the lack of energy measurement, can accurately reconstruct the collision vertex and collision products. Based on the algorithm, CEPC put forward the need for an imaging Electromagnetic CALorimeter (ECAL) with high granularity and high energy resolution.

Although a few imaging ECAL prototypes have been manufactured in recent years, the prototypes are all for the linear collider. There is not yet one available for the circular collider. This paper explores the technical route of Silicon-Tungsten ECAL (Si-W ECAL) for CEPC, proposing a prototype and designing a readout electronics system after referring the CALICE Si-W ECAL prototype for the International Linear Collider (ILC).

In first part of the paper, the background and requirements of the CEPC are introduced. The ECAL should have the ability of distinguishing adjacent incident particles, as well as an energy resolution up to 16%/E. The Si-W ECAL scheme put forward by the CEPC Pre-Concept Design Report (Pre-CDR) is simulated with Geant4 software and the ECAL parameters are optimized according to the simulation results. The specific requirements for the electronics are proposed based on the simulation.

In order to study the feasibility of the Si-W ECAL scheme, the paper proposes the system architecture of the ECAL prototype. The prototype consists of 38 layers of sensitive layers, where the size of detector cell is $5 \times 5 \text{ mm}^2$ and the thickness of depletion layer is $460 \mu\text{m}$, and a total thickness of 84mm of tungsten plate. Since the sensitive layer consists of an 8×8 silicon PIN detector array, the total detector channel reaches 2432. The paper also puts forward and implements a scalable electronics system, which is divided into the front-end part and the back-end part. The front-end part includes 38 Front-End Boards (FEB), each of which is followed by a Data-Interface board (DIF). The FEB, which has a core of 64-channel ASIC named SKIROC2a, is responsible for mounting the detector array and reading the detector signals as well as digitizing them. The DIF, however, is in charge of controlling the FEB, packaging the digitized data and hit signals, transmitting them to the back-end electronics via an optical fiber. The back-end part includes a Data Collection Module (DCM), which is in charge of collecting data and hit signals from front-end parts, uploading data to the computer and sending trigger and time information to the front-end parts.

The basic performance test of the electronics system has been carried out in the paper. According to the test results, the electronics noise is less than 0.35fC, the dynamic range is 3.2pC, the Integral Non-Linearity (INL) is not higher than 0.2%, the error-free threshold can be set as low as 1.8fC with an inconsistency of less than 0.2fC between different channels. Besides, the transmission error rate is less than 1×10^{-12} . The performance is in full compliance with the requirements of Si-

Then a small prototype system with 4 sensitive layers is built to study the key performance. The system has a total of 256 detectors, each of which has a noise lower than 0.5fC and the noise level meets the demand. A joint test with a radioactive source of ^{241}Am is carried out and the energy resolution measured by them system is $14.3\% @ 59\text{keV}$. This test proves that the system has sufficient resolution for small signals. The system is also used to test the cosmic ray spectrum, the measured spectrum's Minimum Ionizing Particle (MIP) and Most Probable Value (MPV) are in accordance with the result of Geant4 simulation. The Signal-to-Noise Ratio (SNR) of each channel's MIP is higher than 10, which proves that the system detect the MIP signal effectively. Besides, the incident trajectory of cosmic ray is reconstructed by the hitting positions of different sensitive layers.

At last, the requirements of the CEPC imaging ECAL, the optimized parameters of the Si-W ECAL, the structure of the prototype of Si-W ECAL, the design and performance of the readout system are summarized in the paper. In addition, the paper proposed some shortage of the current phase and some guidances for the next step.

Keywords: P

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^[1], 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- 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 $\text{SU}(3) \times \text{SU}(2) \times \text{U}(1)$ 框架, 其中 $\text{SU}(2) \times \text{U}(1)$ 用以描述电弱相互作用^[1], 而 $\text{SU}(3)$ 则用来描述夸克之间的强相互作用^[7]。

图 1- 1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。而玻色子是遵循波色-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”, 因此希格斯粒子被赞誉为“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

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 $1.56\times10^{-22}\text{s}$ ，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 1- 2 生成希格斯粒子的费曼图

如图 1- 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]。

图 1- 3 大型强子对撞机示意图

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4TeV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125GeV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13TeV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- 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- 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-2s-1)	period
CERN	LEP	104.5×104.5	1×10^{32}	1989-2000
KEK	KEKB	8(e-)×3.5(e+)	2.1×10^{34}	1998-2010
TRISTAN		32×32	3.7×10^{31}	1986-1995
SLAC	PEP-II	9(e-)×3.1(e+)	1.2×10^{34}	1999-2008
SLC		46.2×46.2	3×10^{30}	1988-1998
DESY	DORIS	5.6×5.6	3.3×10^{31}	1974-1992

Cornell CESR 1.8×1.8 to 5.5×5.5 1.3×1033 1979-2008
INFN DAFNE 0.51×0.51 1.5×1032 1999-present
IHEP BEPC&BEPCII 1.5×1.5 to 2.5×2.5 8.5×1032 1988-present
BINP VEPP-200 0.2×0.2 to 1×1 1.2×1032 2010-present
VEPP-4M 1.5×1.5 to 5×5 5×1030 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]。

2. 中英文摘要等_第2部分		总字数：4108
相似文献列表 文字复制比：0.9%(39) 疑似剽窃观点：(0)		
1	CEPC探测器几何模拟验证 郑翔宇(导师：郭永新) - 《辽宁大学硕士论文》 - 2015-05-01	0.9% (36) 是否引证：否
2	015_4031230880_郑翔宇 郑翔宇 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-04-16	0.9% (36) 是否引证：否
原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容		

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 1- 4所示。

图 1- 4 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125GeV，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量。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240GeV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209GeV，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240GeV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50-70km的环形对撞机。它的主要指标如下：对撞束流能量240GeV，亮度 $2.62\times10^{34}\text{ cm}^{-2}\text{s}^{-1}$ ，对撞点数目2，每个对撞点每年产生的希格斯粒子数 1×10^{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 1- 5所示，该项目的一个可能的选址是秦皇岛[33]。

图 1- 5 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 1- 6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 1- 6 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（ τ ）；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 μ 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 1- 7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100GeV;

能量分辨率好于16%/E(GeV);

不大于1 \times 1cm²的探测单元尺寸;

图 1- 7 CEPC电磁量能器和强子量能器的主要技术路线

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%/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的型号。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, Almquist and Wiksell, 1968, 367.
- [7]. Fritzsche 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 $\sqrt{s} = 540$ 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'Lunaigh 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 LHC[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'Lunaigh 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.cas.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.cas.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.

相似文献列表

文字复制比：2.4%(228)

疑似剽窃观点：(0)

1	LHAASO-KM2A闪烁体探测器光收集效率及长期稳定性研究 周天富(导师：戴本忠;何会海) - 《云南大学硕士论文》 - 2012-05-01	1.1% (109) 是否引证：否
2	BESIII TOF子触发系统的设计与实现 刘序宗(导师：安琪;刘树彬) - 《中国科学技术大学博士论文》 - 2007-05-01	1.1% (104) 是否引证：否
3	北京谱仪BESIII端盖晶体量能器EEMC的模拟研究 夏宇(导师：曾云) - 《湖南大学硕士论文》 - 2006-02-01	0.4% (40) 是否引证：否
4	核探测器的发展和现状 张虎;罗降;张全虎;何彬; - 《第十四届全国核电子学与核探测技术学术年会论文集(1)》 - 2008-07-01	0.4% (34) 是否引证：否

原文内容

红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

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 γ 光子在介质中会产生电磁簇射，如图 2- 1所示。电磁簇射是指高能电子在介质中韧致辐射产生 γ 光子，高能 γ 光子产生正负电子对，正电子湮灭产生一对 γ 光子，这样的反应不断发生，会引起电子- γ 光子-电子的级联过程，最终产生大量电子和 γ 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， γ 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 2- 1 电子在介质中的电磁簇射示意图

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，如图 2- 2所示，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 X_0 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 2- 2 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 2- 3 (左) 所示，使用 $PbWO_4$ 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25 X_0 。如图 2- 3 (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 2- 3 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，如图 2- 4所示，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 2- 4 强子簇射示意图

图. 1 强子簇射示意图

ATLAS的桶部强子量能器如图 2- 5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%/E的分辨率。

图 2- 5 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 2- 6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 2- 6 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 2- 7显示了粒子流算法对于不同轻子有强大的鉴别能力。

图 2- 7 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 2- 8所示。

图 2- 8 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- 1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- 1 CEPC探测器系统的预期指标

Performance Reach

Charged particle reconstruction efficiency ($E > 10$ GeV) Muon identification efficiency ($E > 10$ GeV) Electron identification efficiency ($E > 10$ GeV) 99.5%98.5%99.5%

Photon tagging efficiency ($E > 1$ GeV) Neutral hadron tagging efficiency ($E > 5$ GeV) 98%90%

Jet energy resolution b-tagging efficiency c-tagging efficiency 3-4%90%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 2- 9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，但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 2- 9 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 3×3 的探测器模块组成，每个模块有 6×6 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 fC ，总通道数9720。

其结构示意图如图 2- 10（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 $0.4X_0$ ，中间一组厚度 $0.8X_0$ ，最后10层厚度 $1.2X_0$ 。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 2- 10（右）所示。

图 2- 10 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 2- 11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 2- 11 FLC_PHY3 芯片原理图

该芯片该芯片等效电荷噪声 0.64 fC ，最大动态范围 4 pC ，由于MIP信号的等效电荷约为 6.4 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45GeV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100GeV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 2- 12所示，单个前端电子学板最多可以安装3×2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 pF，走线分布电容60pF，芯片输入端总电容为80pF。每个硅灵敏层由两个前端电子学板组成，一个安装了3×2个探测器模块，另一个安装3×1个探测器模块，以组成3×3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 2- 12 前端电子学板 VFE

3) 数据获取 (DAQ) 系统

图 2- 13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；另一个是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 2- 14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3×1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 2- 13数据获取系统框图

图 2- 14 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 2- 15所示。4pC等效为600个MIPs，

图 2- 15 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 2- 16 (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 2- 16 (右) 所示，该系统有良好的线性。

图 2- 16 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 and 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 2- 17 (左) 是单层的具体层叠结构，包括耗尽层为325μm的硅PIN阵列、75μm的胶、1.2mm的PCB和500μm的散热层。硅PIN阵列如图 2- 17 (右) 所示，每个阵列有324个5×5 mm²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4.1fC。

图 2- 17 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，ASIC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 2- 18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 2- 18 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 2- 19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 2- 19 技术原型的束流测试结果，单通道对于MIP响应 (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。

图 2- 20 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 2- 20 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 m²，单元厚度0.5cm，灵敏层如图 2- 21所示，中间部分使用较小的塑料闪烁体（3×3 cm²），外围用较大闪烁体（从6×6 cm² 到12×12 cm²），使用钢作为吸收层，每层吸收层厚度2cm，吸收层总共76cm，等效于4.5个平均核作用长度。

图 2- 21 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 2- 22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 2- 22 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1.1×1.1 mm²，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（1×10⁶），每个光子击中一个像素，继而产生雪崩放电，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 2- 23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1mV/pC到100 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 2- 23 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 2- 24 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 2- 25所示。

图 2- 25 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36×36 cm²，上面集成了144个塑料闪烁体，单个闪烁体尺寸为3×3×0.3 cm³，每个闪烁体耦合一个SiPM。HBU如图 2- 26所示，正面集成了SPIOC2E 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 2- 26 HBU照片

读出芯片SPIOC2E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。SPIOC2E内部集成36路模拟通道，每个通道的原理图如图 2- 27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 2- 27 SPIOC2E 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 2- 28所示，各通道对单光子光谱都有良好的分辨能力。

图 2- 28 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 2- 29 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

2- 29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。

指 标

疑似剽窃文字表述

1. 这样的反应不断发生，会引起电子- γ 光子-电子的级联过程，最终产生大量电子和 γ 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， γ 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。

4. 第二章CEPC电磁量能器需求讨论_第2部分

总字数：11378

相似文献列表 文字复制比：1.1%(124) 疑似剽窃观点：(0)

1	152070200004_洪道金_学术硕士_理论物理 洪道金 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-07-24	1.1% (121) 是否引证：否
2	加速器质谱测量核设施气态流出物中129I的方法研究 蔡力 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-04-24	1.1% (121) 是否引证：否
3	基于THGEM的数字强子量能器初步研究 洪道金 - 《学术论文联合比对库》 - 2015-06-05	1.1% (121) 是否引证：否

原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

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 γ 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 γ 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 γ 能量是电磁量能器的主要任务，因此针对 $\gamma\gamma$ 模式，CEPC电磁量能器的感兴趣能量范围主要是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。

本章基于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要求：

- 能量分辨率：大约16%/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 $1 \times 1 \text{ cm}^2$ 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 $\sigma_{\text{ereco}}/\text{E}_{\text{ereco}}$ ， E_{ereco} 为沉积于灵敏层中的总能量， σ_{ereco} 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 50×50 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 2-30 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 2-30 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，因此本论文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 2-31 所示。

图 2-31 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 2-32 和图 2-33 所示。

图 2-32 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 2-33 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 $16\%/E(\text{GeV})$ ，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 2-32 不同灵敏层层数下沉积总能量与入射能量的关系

图 2-33 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 2-34 所示，图中黑色部分即灵敏层探测单元的间隙。

图 2-34 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的分辨率下降，本论文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 2-35 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 2-36 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 2- 35 不同死区比例下的能量分辨率

图 2- 36 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 2- 37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 2- 37 簇射在不同层的心心坐标 (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20×20mm²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 2- 38为位置分辨率测试结果，左图是探测单元尺寸为5×5mm²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 2- 39是角分辨率测试结果，左图为探测单元尺寸为5×5mm²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。可以明显观察到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5×5mm²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1×1cm²修改为5×5mm²，相应地每层灵敏层由100×100个探测单元组成。

图 2- 38 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 2- 39 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 2- 40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300μm。

图 2- 40 不同灵敏层厚度的能量分辨率

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1μm对应80个电子-空穴对，因此400μm的灵敏层厚度对应MIP的等效电荷大约是5.1 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100GeV，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 2- 41所示，大于610MIPs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2800fC。结合CALICE原理样机的设计经验[14]，一个合理的厚度应该在400-600μm。

图 2- 41 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 2- 31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 2- 10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 2- 42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 2- 42 灵敏层排布优化示意

模拟结果如图 2- 43所示，

图 2- 43 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 2- 44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 2- 44 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 2- 45所示，CALICE物理原型机就采取了这种措施[3]。

图 2- 45 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，本论文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%，由于探测器阵列的在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 2- 46 (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2/2倍探测器间距，消除一部分死区，如图 2- 46 (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2/2倍探测器距离，如图 2- 46 (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 2- 46 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 2- 47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 2- 47 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5×5mm²，探测单元耗尽层厚度400-600μm，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不小于800万。根据以上参数建立量能器Geant4模型（耗尽层厚度设为500μm），并对其各项性能进行模拟分析。

量能器性能分析

如图 2- 48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 2- 48 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 2- 49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 2- 49 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 2- 50 所示，左侧为入射角的分辨率，右侧为入射位置的分辨率，X方向的角度分辨率 σ_{an} 和位置分辨率 σ_{po} 分别为1.72度和3.17mm。

图 2- 50 CEPC Si-W电磁量能器X方向的角度分辨率（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 2- 41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 2- 51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 2- 51 400 μm 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。 $E_{\text{total}} = \sum E_i = \sum N_i \times EMIP = \sum \frac{ADC_i}{ADC_{MIP}} \times EMIP$ 式(1)

其中，EMIP是通过模拟得到，被认为没有误差，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3.6eV。根据前文模拟，当耗尽层厚度为400 μm 时，在探测单元内沉积的能量范围是0-68.9MeV，对应电荷0-3062fC，因此电子学的输入电荷动态范围是0-3.1pC。

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 μm ，由于宇宙线穿过1 μm 的硅介质会电离产生约80个电子-空穴对，400 μm 对应的MIP大约为5.1fC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2-52所示。

图 2- 52 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)5.1fC的MIP信号，噪声 σ 不应大于0.5fC，也就是大约0.1MIP，否则就会影响对于MIP能谱的拟合。为了研究不同耗尽层厚度对噪声需求的影响，本论文对300-800 μm 厚的硅介质进行模拟仿真，得到的结果几乎一致，均为0.1MIP。因此系统的噪声水平不能高于0.1MIP。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3.6eV)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 5mm²硅PIN探测器电容一般为20pF以下，因此，电子学噪声水平要好于0.1MIP@20pF。

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0.1MIP，假设噪声为0.1MIP，则最低误触发阈值应当设置在0.3MIP水平。考虑不同通道之间的阈值存在非均匀性，对于0.3MIP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0.1MIP，这样阈值最低的通道实际阈值为在0.2MIP，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。本论文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0.1MIP，那么相对于600MIPs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2-53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 2- 53 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 0.5fC ；
- 4) 积分非线性： $< 1.5\%$ ；
- 5) 无误触发阈值： $\leq 0.3\text{MIP}$ (1.5fC)；
- 6) 各通道阈值不一致性： $\leq 0.1\text{MIP}$ (0.5fC)。

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 $16\%/E(\text{GeV})$ 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 $400\text{--}500\mu\text{m}$ 。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 $0.5\text{fC}@20\text{pF}$ ，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. Csl 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.

原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

第三章硅-钨成像型电磁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 3- 1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 3- 1 二极管基本结构

PIN二极管基本结构如图 3- 2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 μm , 而PIN二极管的耗尽层可以达到500 μm 以上。对于硅-钨电磁量能器, 灵敏层最佳厚度为400-500 μm , 因此选择硅PIN二极管作为探测单元是一个可行的方案。

图 3- 2 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103 μs , 而收集时间T可以由以下公式估算出: $T=d^2\mu pV_0$

其中 V_0 是工作电压, μp 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100V, 灵敏区厚度500 μm , 则漂移时间小于17ns。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探测器还具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 3- 3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30GeV-100TeV[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加以区分[7]。自2000年12月28日首次升空以来, AITC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 3- 3 先进薄电离量能器ATIC

ATIC的结构示意图如图 3- 4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 3- 4 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 μm 耗尽层的硅PIN二极管, 具有19.45 \times 14.75mm²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 3-5 (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 3-5 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 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20TeV，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3TeV宇宙线中电子能谱的高精度直接测量，其结果如图 3-6所示[12][13]。

图 3-6 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 3-7所示，总共有两层探测器平面，每个平面由 12×12 的探测单元组成，总面积约 1 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 8×8 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 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80V，暗电流小于 2 nA ；第二代硅PIN改进了生产工艺，全耗尽电压低于30V，暗电流大约 0.5 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 3-7 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，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 $16\%/E(\text{GeV})$ 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 (24X0)；
- 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 3- 8所示，平均半径23mm，这意味着如果采用5×5mm²的探测器单元，每个灵敏层拥有8×8的探测单元阵列即可满足簇射横向展宽的需求。

图 3- 8 100 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 3- 9、图 3- 10所示。

图 3- 9 硅-钨电磁量能器原型机3d示意图

图 3- 10 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400-500μm，单元面积约为5×5mm到10×10mm²，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- 1。

表 3- 1 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/μm	最大反偏电压/V	暗电流/nA
S5107	滨松	10×10	460	30	10
S12158	滨松	2.77×2.77	300	20	0.01
S8650	滨松	10×10	700	100	6
S5980	滨松	5×5	460	30	2
T1116P	威世	2.97×2.97	280	25	5
VEMD5160X01	威世	5×4	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- 1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%/E(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5×5mm²到10×10mm²，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5×5mm²，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 3- 11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1.26mm，探测器总面积10.6×8.8mm²，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460μm的灵敏层全耗尽。

图 3- 11 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 3- 12所示。

图 3- 12 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： $J_{\text{体}}=1.2 \times 10^{-9} d \tau$ (2)

其中d为载流子漂移距离， τ 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0.01nA-0.1mA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 3- 13所示。

图 3- 13 弱电流放大器实物图

图 3- 14 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 3- 14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0.5nA，四个象限总共应为2nA，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5×5mm²，根据前文分析，单层灵敏层安装8×8的探测器阵列，总共64个S5980紧密排列，其布局如图 3- 15所示。

图 3- 15 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10.6×8.8mm²，因此探测器阵列总尺寸为84.8×70.4 mm²，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，这里选择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 3- 16所示，每组灵敏层都可以覆盖超过95%的探测器阵列平面。

图 3- 16 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 3- 17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 3- 17 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 3- 18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 3- 18 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

原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

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 3- 19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 3- 19 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 3- 20所示, 其MPV值对应电荷为5.9fC, 因此对于系统噪声的需求为不大于0.1MIP也就是0.6fC, 其单通道最低无误触发阈值需要可以设置为1.8fC。

图 3- 20 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3-100GeV范围的模拟, 其沉积总能量与入射能量关系如图 3- 21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 3- 22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, 100GeV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辨率的重要性。

图 3- 21 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 3- 22 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 3- 23所示, 可见其空间分辨能力也会受灵敏层死区影响。

图 3- 23 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, 论文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, 本论文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, 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8×8的探测器单元, 探测器单元尺寸为5×5 mm², 每层耗尽层厚度400-500μm。针对作为探测单元的硅PIN探测器, 论文中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, 本论文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，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: , 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

[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.

7. 第四章原型机的读出电子学设计与性能测试_第1部分		总字数：10055
相似文献列表 文字复制比：0.4%(43) 疑似剽窃观点：(0)		
1	氙灯气候老化箱触摸屏控制器_上海简户仪器设备有限公司_其他通用配件_通用配件 - 《网络 (http://www.instrumen) 》 - 2015	0.4% (43) 是否引证：否

原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

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 4- 1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 4- 1 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 4- 2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 4- 2 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 4- 3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 4- 4所示，偏压模块为S5980提供偏压，经过1Mohm的电阻隔离并通过10nF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 4- 3 前端电子学板FEB的详细框图

图 4- 4 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，我们得到了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0-3.1pC，电子学噪声不大于0.05MIP（对于S5980，对应电荷0.3fC），积分非线性小于2.5%，带有输出击中信号的功能，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上最合适的芯片，本章对常见的ASIC进行调研，相关参数详见表 4- 1。

表 4- 1 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

经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的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 4- 2所示：

表 4- 2 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 4- 5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 4- 5 SKIROC2/SKIROC2a的模拟部分原理图

CSA反馈网络的输出波形如式（3）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 4- 6。所示。 $V_t = Q C_f e t / R_f$ 式（3）

图 4- 6 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 4- 7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，通两个控制信号（Sw_fs(0)和Sw_fs(1)）实现达峰时间30-120ns可调。

图 4- 7 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 4- 8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750μV/DAC unit，最大值为11.3mV，其最终参考电压 $V_{threshold}$ 如式（4）所示。

图 4- 8 SKIROC2a 阈值DAC电路结构 $V_{ref} = V_{10bit DAC} - 4bit DAC \times 750\mu V$ 式（4）

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 4- 9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 4- 9 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 4- 10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 4- 10 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 4- 11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 4- 11 SKIROC2a 威尔金森ADC的斜坡电压

SKIROC2a的数字部分原理图如图 4- 12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 4- 12 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 4- 13所示，所有芯片共用Sr_Rstb、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 4- 13 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25μW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 4- 14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 4- 14 SKIROC2a的POD模块原理图

SKIROC2a的关键信号连接方式如图 4- 15（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 4- 15（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 4- 15 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 4- 16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 4- 16 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 4- 17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。

图 4- 17 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，必须使用纹波小且电源纹波抑制比（Power-Supply Ripple Rejection，PSRR）高的线性电源。电源网络结构图如图 4- 18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40dB，本身噪声低至4.4 μVRMS。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的纹波），噪声低至4 μVRMS；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 4- 18 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本论文最终选择了ERNI-154744这款连接器[10]，如图4-19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的连接器的布局如图4-20所示。

图 4- 19 ERNI-154744连接器实物图

图 4- 20 FEB连接器布局

综上所述，FEB设计完成的实物图如图4-21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8×8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 4- 21 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4-22。

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Transmitonb）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 4- 22 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4-23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4-24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。

图 4- 23 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。

8. 第四章原型机的读出电子学设计与性能测试_第2部分		总字数：9333
相似文献列表 文字复制比：1.1%(106) 疑似剽窃观点：(0)		
1	基于LobWindows/CVI平台开发的交流调速变频实验系统 黄燕,徐杜,刘航 - 《微型电脑应用》- 2002-08-20	0.7% (69) 是否引证：否
2	近距离低功耗无线振动传感器网络设计与实现 唐贵(导师：郭涛) - 《中北大学硕士论文》- 2012-04-29	0.5% (51) 是否引证：否
3	基于PXI总线的高速数据采集模块的研制开发	0.5% (46)

原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

图 4- 24 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 4- 25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 4- 25 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 4- 26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 4- 26 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。其逻辑框图如图 4- 27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 4- 27 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- 3所示。

表 4- 3 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 9 μ m 50 μ m/62.5 μ m

波长 1.31 μ m/1.55 μ m 850nm/1.31 μ m

传输距离 > 10km ~ 300m

带宽 2000MHz/km 50-500MHz/km

传输模式单一模式(基膜) 多种模式

由对比可知单模光纤再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 4- 28所示。

图 4- 28 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- 4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- 4 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 FPGA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 4- 29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 4- 29 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 4- 30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 4- 30 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 4- 31所示。

图 4- 31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 4- 32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 4- 32 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16cm²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 4- 33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 4- 33 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 4- 34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 4- 34 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。测试框图如图 4- 35所示，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 4- 36是测试现场照片。

图 4- 35 功能调试框图

图 4- 36 测试现场照片

图 4- 37展示了当电荷灵敏前放反馈电容为1.2pF时，芯片的快成形、慢成形与击中信号对30fC输入电荷的响应。快成形在50ns左右达峰，同时芯片输出击中信号，慢成形信号于200ns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 4- 37 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 4- 38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，各通道的不一致性小于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 4- 38 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，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 4- 39所示。当反馈电容为1.2pF时，多数通道的电子学噪声小于0.3fC，个别通道性能较差，但噪声水平不高于0.35fC。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 MIP（对于原型机S5980探测器，对应大小为0.6fC，探测器电容小于10pF），FEB的电子学噪声水平满足原型机需求。

图 4- 39 反馈电容为1.2fF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 4- 40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 4- 40 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1.2pF；另一个是正常工作模式，该模式需要对高达600MIPs（3.2pC）的信号进行准确测量，此时的反馈电容为6pF。

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 4- 41所示，当反馈电容为1.2pF时，其动态范围是180fC的线性区间，当反馈电容为6pF时，其线性区间为3.1pC，两者的积分非线性均为0.2%。该水平远远好于指标需求。

图 4- 41 SKIROC2a典型的刻度曲线，左图、右图分别是反馈电容为1.2pF、6pF的结果

图 4- 42是当反馈电容为1.2pF时所有通道的增益分布，各通道增益的不一致性为3.5%，1.2pF的增益平均为6pF时增益的

43倍。

图 4- 42 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 4- 43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 4- 43 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 4- 44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 4- 44 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 4- 8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 4- 45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 4- 45 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，因此论文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（5）所示。

PRBS7 = $1+X^6+X^7$ 式（5）

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 6.9×10^{13} ，没有发现误码，以此推断误码率小于 1.5×10^{-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 1×10^{-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可控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0.5fC-3.1pC，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3.2pC、达峰时间180ns、自触发阈值可设为1.8fC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，本论文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 1×10^{-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 μ 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
- [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
- [17] National Instruments homepage. <http://www.ni.com/lwcv/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
- [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.

9. 第五章原型探测器系统性能测试

总字数：4400

相似文献列表 文字复制比：0%(0) 疑似剽窃观点：(0)

原文内容 红色文字表示存在文字复制现象的内容; 绿色文字表示其中标明了引用的内容

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进行是否满足指标需求。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，总共焊接了4块FEB_DET，每块FEB上集成一个8×8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 5- 1所示。

图 5- 1 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 5- 2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 5- 2 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，具有极低的电源纹波；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：一是电源纹波，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，并在电源纹波小的时间段测试。

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 5- 3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 5- 3 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 5- 4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 5- 4 探测器X射线测试原理框图

241Am的X射线能谱图如图 5- 5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 5- 5 系统采集重建的241Am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，本论文对单层灵敏层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 5- 6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，本论文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 5- 6 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 5- 7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 5- 7 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 5- 8、图

5- 9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0.5fC，满足系统对于噪声的指标需求。

图 5- 8 4层灵敏层的基线平均值

图 5- 9 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0.6fC，因此本论文对各层所有通道进行了阈值一致性测试，将输入电荷设为1.8fC，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 5- 10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0.4fC，满足指标需求。

图 5- 10 触发阈值设为1.8fC (0.3MIP) 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1.8fC，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 5- 11和图 5- 12所示，所有单元MIP的MPV范围为5.9fC-9.8fC，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 5- 11 4层灵敏层所有探测单元MIP的MPV大小

图 5- 12 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 5- 13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 5- 13 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 5- 14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 5- 15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 5- 14 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 5- 15 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0.5fC，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谱测量，59keV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0.5fC；各层触发阈值在1.8fC时不一致性为0.4fC，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5.9fC到6.8fC，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: , 2009.

第六章总结与展望

6.1 总结

希格斯粒子是标准模型预言中最后一个被发现的粒子，由于其与惯性质量的形成有紧密关系，因此希格斯粒子成为粒子物

理研究的最前沿课题。轻子对撞是产生希格斯粒子的重要途径之一，目前世界上还没有一台专门用于生产希格斯粒子的轻子对撞机。在这个时代背景下，中国高能物理所提出了环形正负电子对撞机（CEPC）计划，该计划旨在利用我国成熟的环形电子加速器技术，在国内建设一台可作为希格斯粒子工厂的环形对撞机，该计划有望使我国成为国际上下一个粒子物理中心。

为了在高亮度与高事例堆积的情况下精确测量对撞产物，CEPC采用了粒子流算法（PFA），该算法基本原理是利用高精度的位置分辨来弥补能量分辨的不足。在此基础上，CEPC提出了对于电磁量能器的需求——一台具有高颗粒度和高能量分辨率的电磁量能器。

虽然近年来高颗粒度电磁量能器在不断发展，并已经有原理样机被建造出来，但这些原理样机的建造背景均为直线对撞机，目前还没有一套可用于CEPC的电磁量能器方案。本论文即着眼于此，研究基于硅-钨这一技术路线的高颗粒度电磁量能器原理样机方案及相应的读出电子学系统。

为了研究硅-钨电磁量能器方案的最优参数，本论文根据CEPC概念设计报告提到的基础模型，使用Geant4软件进行了模拟仿真，优化了各项参数。仿真结果显示其最优参数为：1）84mm的钨板总厚度；2）38层灵敏层；3）每层钨板厚度均为2.2mm；4）灵敏层探测单元 $5\times 5\text{mm}^2$ ；5）探测单元之间的间距不大于0.2mm；6）耗尽层厚度400-600 μm ；7）相邻灵敏层采用互补方式减少死区的影响。之后本论文根据量能器的信号特征及能量分辨指标，对读出电子学的关键指标进行了讨论分析，明确了系统对于电子学的指标需求：1）读出总通道不小于800万；2）输入电荷动态范围0-3.1pC；3）电子学噪声小于0.5fC@20pF；4）积分非线性小于1.5%；5）最低无误触发阈值不高于1.5fC且各通道阈值不一致性不高于0.5fC；

为了验证硅-钨量能器方案的可行性以及对关键技术进行探索，本论文设计了一台原理样机。该样机包含38层灵敏层，每层灵敏层由 8×8 的硅PIN探测器阵列组成，每个探测单元的面积为 $5\times 5\text{mm}^2$ ，耗尽层厚度为460 μm ，总探测器通道为2432路。为了读出探测器信号，本论文提出并设计了一套可扩展的读出电子学系统，该系统采用了模块化设计，分为前端电子学和后端电子学两部分：前端电子学分别包含了38个FEB和DIF两种模块，其中每个FEB负责搭载64个探测器阵列、读出探测器信号并将其数字化，DIF负责控制FEB并将数据打包上传至后端模块；后端电子学包含了一个DCM模块，负责汇总前端电子学的数据与击中信息、将数据上传至上位机并接收上位机控制、向前端模块发送触发与时间与触发信息。

接着，本论文对系统的电子学性能展开了相关测试，经过测试发现，系统的动态范围3.2pF、各通道电子学噪声小于0.35fC、积分非线性为0.2%、无误触发阈值可设为1.8fC、阈值不一致性小于0.2fC、系统数据传输误码率小于 1×10^{-12} 。电子学指标完全符合硅-钨电磁量能器的需求。

之后，本论文生产了具有4层灵敏层的小系统，以对原型机关键性能进行测试。在耦合探测器之后系统的噪声均小于0.5fC，该噪声水平满足需求。使用此系统测量 241Am 的X射线，测得其能量分辨率为14.3%@59keV，此时每个X射线对应的电荷量约为2.89fC，该试验证明了系统对于宇宙线级别的小信号有足够的探测能力。接着，本论文使用该系统进行了宇宙线测试，得到宇宙线能谱，其MIP的MPV值与Geant4模拟结果相符，各通道MIP的信噪比均高于10，可有效地探测宇宙线，满足需求。之后论文进行了多层联测，根据宇宙线在不同灵敏层的击中重建了其入射轨迹。

综上所述，本论文为CEPC电磁量能器设计的原型机关键指标满足设计需求，能够有效地探测MIP信号。本论文的创新点总结如下：

- 1) 通过模拟分析，优化了CEPC硅-钨电磁量能器的各项参数；
- 2) 为该量能器设计了原理样机，并验证了其部分关键指标满足需求。这是国内首次为CEPC的硅-钨电磁量能器设计原理样机。
- 3) 设计了一套可扩展的系统架构，使原型机可以在不改变接口定义的情况下扩大系统规模。

6.2 展望

虽然本论文对CEPC硅-钨电磁量能器原理样机的关键技术进行了攻关并验证了方案的可行性，但该样机还存在很大的改进空间，下文将逐一说明。

定制专用的硅PIN探测器

通过模拟仿真我们知道死区比例是影响能量分辨率的关键因素，目前方案使用的硅PIN探测器S5980存在很大的死区，导致整个系统的能量分辨率较差。由于市场上没有合适的通用硅探测器，因此在下一阶段应专门定制硅PIN探测器阵列。该阵列的关键有以下几点：1）消除死区，参考CALET的硅PIN探测器方案，相邻pad可以通过高度差实现无死区甚至微小重叠；2）较厚的耗尽层，由模拟分析可知在其他条件相同时耗尽层越厚其总的能量分辨率越高，因此该阵列的耗尽层应尽可能厚；3）较低的全耗尽反偏电压与较小的暗电流，暗电流是系统噪声的关键因素，反偏电压越高其暗电流越大，因此应使用特殊工艺来降低反偏电压同时减小暗电流；

定制专用的ASIC

目前还没有完全适用于该项目的ASIC，SKIROC2a是为直线对撞机设计的专用芯片，虽然在多项指标满足CEPC项目的需求，但有两个固有缺陷：一个是功耗较大，在直线对撞机上，SKIROC2a芯片可以通过间歇供电来降低总体功耗，但环形对撞机由于对撞频率过高而无法有效使用这项功能；另一个是死时间过长，直线对撞机可以利用束流团的间歇来数字化并读出数据，但环形对撞机不行。为满足环形对撞机的使用需求，需要为其专门设计读出芯片。

系统的扩展

为验证原型机关键性能，灵敏层单层使用了 8×8 的探测器阵列，这个阵列规模仅满足粒子簇射对于灵敏层面积的最低需求，原型机改进时可采用更大规模的探测器阵列。由于系统架构具有可扩展性，因此只需要通过更换FEB模块即可应用新的探测

器阵列。

测试环境的改善

SKIROC2a的芯片特性导致了系统对于200kHz以上的噪声非常敏感，这种频率的噪声在空气与电源系统中非常常见。因此为提高系统性能，测试时系统必须屏蔽，且使用文波较小的电源。因为DCM使用了大量的数字电源，试验中还发现若将DCM与前端电子学连接到同一个电源网络中会造成芯片噪声变大，因此前端与后端电子学需要隔离电源，两者之间不共地，通过光纤进行通信。

专业的上位机软件

原型机在进行各项试验时需要有友好的交互界面与良好的操作性，但现有软件仅针对调试和宇宙线试验，使用上比较复杂，因此在下一阶段需要将软件进行优化

说明：1.总文字复制比：被检测论文总重合字数在总字数中所占的比例

2.去除引用文献复制比：去除系统识别为引用的文献后，计算出来的重合字数在总字数中所占的比例

3.去除本人已发表文献复制比：去除作者本人已发表文献后，计算出来的重合字数在总字数中所占的比例

4.单篇最大文字复制比：被检测文献与所有相似文献比对后，重合字数占总字数的比例最大的那一篇文献的文字复制比

5.指标是由系统根据《学术论文不端行为的界定标准》自动生成的

6.红色文字表示文字复制部分;绿色文字表示引用部分

7.本报告单仅对您所选择比对资源范围内检测结果负责



 amlc@cnki.net

 <http://check.cnki.net/>

 <http://e.weibo.com/u/3194559873/>