

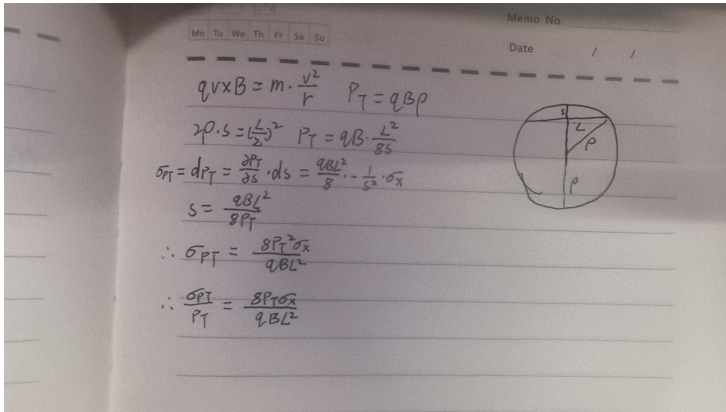
# 作业7

罗思翰

2026年6月26日

## 1 第一题

### 1.1 推导相对动量误差 $\frac{\sigma_{p_T}}{p_T}$ 的简化表达式



$$\frac{\sigma_{p_T}}{p_T} = \frac{8p_T \sigma_s}{qBL^2}$$

### 1.2 缩小误差

#### 1.2.1 增大磁场强度B

将B变为2B，误差变为原来的1/2

#### 1.2.2 增大有效长度L

将L变为 $\sqrt{2}L$ ，误差变为原来的1/2

### 1.2.3 减小测量误差 $\sigma_x$

将pitch变为原来的1/2，误差变为原来的1/2

## 1.3 代价

### 1.3.1 增大磁场强度B

- 线圈体积、导线材料用量会显著增加，探测装置的尺寸、重量都会显著增加
- 粒子在探测器介质中的多次散射对位置测量的影响被放大
- 需要额外做磁屏蔽设计
- 磁场翻倍后能耗会变为原来的4倍
- 更强磁场对磁体的稳定性、绝缘性能要求更高，故障概率增加，维护和校准的复杂度、成本也同步上升

### 1.3.2 增大有效长度L

- 对于粒子径迹探测器，长度增加需要更多硅微条、闪烁体或读出电子学元件，材料和制造成本会近似线性上升。
- 有效长度增大意味着探测器接收面积变大，会引入更多的环境本底噪声、散射本底
- 长探测器需要拼接更多探测单元，单元间的位置校准误差、时间同步误差会累积，反而降低整体位置/时间测量精度
- 信号在长探测器介质中传输会发生衰减，需要增加更多信号放大中继单元，不仅增加成本，还会引入额外的电子学噪声。
- 有效长度增加带来探测单元数量上升，数据量会同步甚至超线性增长，对读出电子学带宽、后端存储和计算能力要求大幅提升，长期运行的电力、算力成本显著提高。

### 1.3.3 减小测量误差 $\sigma_x$

- 带电粒子在硅中电离产生的电荷会发生横向扩散，当微条间距小于电荷扩散范围时，同一份信号电荷会被多个相邻微条共享。这不仅会增加位置测量的系统误差，还会导致粒子计数的误判，降低径迹重建的效率
- 间距缩小后，微条之间的寄生电容耦合会显著增大，一个微条的信号会耦合到相邻微条，导致信号模糊，增加位置分辨的误差，同时也会提升整体噪声水平。
- 为实现小间距，需要更精细的刻蚀和隔离工艺，容易在硅片边缘引入更多工艺损伤，导致微条漏电流增大；同时小间距的高电场梯度更高，在高偏压工作条件下，更容易发生局部击穿，尤其在辐照环境下，缺陷会进一步加剧漏电流的增长。
- 相同探测面积下，pitch减半会导致微条总数翻倍，需要成倍增加读出电子学通道数量，提升了前端ASIC的设计复杂度、探测器布线难度，整体系统的功耗和成本都会显著上升。

## 1.4 最不推荐

改变L仅需变化至 $\sqrt{2}$ 倍，变化幅度最小显然优先考虑，改变B产生的代价多发生在磁铁上，而减小pitch对各方面都有影响，因此最不推荐减小pitch

### 1.4.1 补偿副作用

- 针对代价1：保持读出电极的小间距（满足位置分辨率需求），但将每个电极的实际感应区做窄，只保留中心区域与硅体连接，边缘区域做绝缘隔离，让多数电荷只能被位置最匹配的微条收集
- 针对代价2：在相邻微条之间刻蚀深沟槽，并填充二氧化硅绝缘介质，切断微条之间的侧壁电容耦合路径

## 2 第二题

### 2.1 关键原则

#### 2.1.1 总时间分辨率的合成公式

时间分辨率一般用时间分布的标准偏差  $\sigma_t$  表征，总分辨率由各独立贡献源平方求和得到：

$$\sigma_{total}^2 = \sigma_{phys}^2 + \sigma_{jitter}^2 + \sigma_{walk}^2$$

其中：

- $\sigma_{phys}$ ：探测器固有物理涨落带来的贡献
- $\sigma_{jitter}$ ：读出电子学噪声带来的时间抖动贡献
- $\sigma_{walk}$ ：时间游走未完全校正带来的贡献

##### 1. 固有物理涨落 $\sigma_{phys}$

主要来源于朗道能量沉积涨落和载流子产生统计涨落，可近似用下式估算：

$$\sigma_{phys} \approx \frac{d}{\sqrt{F \cdot N_{eh} \cdot v_d^2}}$$

其中：

- $d$ ：传感器活性层厚度
- $F$ ：增益倍数， $N_{eh}$  为平均产生电子空穴对数（70对/ $\mu\text{m}$ 硅）
- $v_d$ ：载流子饱和和漂移速度（硅中约  $10^7$  cm/s）

##### 2. 电子学时间抖动 $\sigma_{jitter}$

遵循抖动与信号斜率的基本关系：

$$\sigma_{jitter} = \frac{\sigma_n}{dV/dt}$$

其中：

- $\sigma_n$ ：读出电子学等效输入噪声电压
- $dV/dt$ ：输出信号的上升沿斜率，斜率越大，抖动贡献越小

### 3. 时间游走分量 $\sigma_{walk}$

由信号幅度涨落导致触发时刻偏移，若未经校正会成为最大误差源，校正后残余误差计入该项：

$$\sigma_{walk} \approx \frac{\sigma_A}{(dV/dt) \cdot S}$$

其中：

- $\sigma_A$ ：探测器输出信号幅度涨落的标准差，由入射粒子能量沉积涨落主导
- $dV/dt$ ：信号上升沿斜率，斜率越大，游走误差越小
- $S$ ：触发阈值与信号幅度峰值的比值，通常取0.2-0.5

#### 2.1.2 原则

围绕减小电子学输入噪声，提升信号上升沿斜率有：

- 信号路径最短：寄生RLC小，信号上升沿斜率大
- 完整地平面：减小电子学输入噪声
- 电源去耦：降低等效输入噪声
- 阻抗匹配：消除反射引起上升沿变形
- 走线远离板边：避免引入额外输入噪声

## 2.2 接口和数据线选择

依据

1.带宽：AC-LGAD输出的是上升沿仅几百ps到1ns的快脉冲信号，根据信号处理的奈奎斯特准则，要完整保留信号上升沿形状，接口带宽至少需要满足： $BW \geq \frac{0.35}{t_r}$ ，至少选500MHz以上。

2.阻抗：前端快脉冲模拟信号需要严格匹配50Ω特性阻抗，避免信号反射造成的畸变；后端差分数字传输一般匹配100Ω差分阻抗，阻抗不匹配会引入额外噪声，降低信噪比。

3.屏蔽：接口需要具备优良的屏蔽性能，避免电源、数字电路的串扰

4.成本：选便宜的

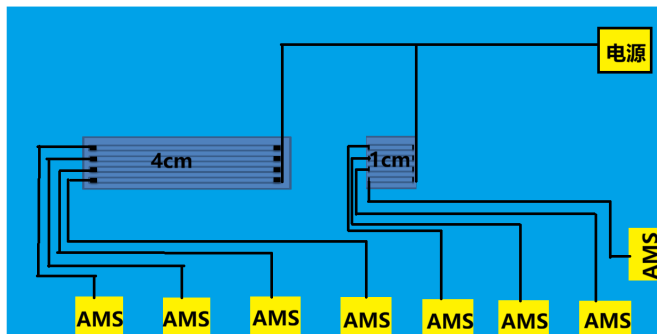
### 2.2.1 备选

- Flat Ribbon Cable & Connector:带宽小于100 Mbps,阻抗无控制,无屏蔽设计,非常低廉,除了便宜都不行,不选。
- RJ45 Ethernet Connector: 带宽100MHz到2000MHz不等,标准标称差分阻抗为 $100\Omega \pm 15\%$ ,无金属屏蔽层,价格低廉,可以考虑。
- MMCX: 带宽DC 6GHz,标准 $50\Omega$ 原生阻抗,常规屏蔽效能 $\geq 90\text{dB}$ ,标准商用级单价约8 20元,很合适。
- SMA: 支持DC 18GHz,标准原生 $50\Omega$ 特性阻抗,常规屏蔽效能 $\geq 90\text{dB}$ ,单价3 10元,也很合适,还更便宜。

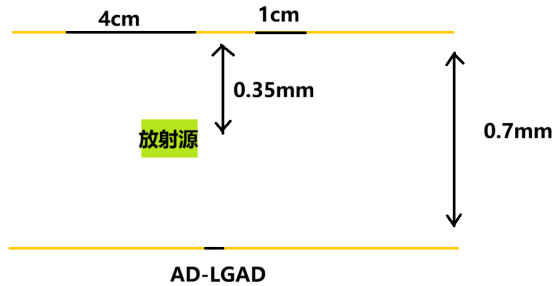
选SMA,与MMCX一样性能优于另外两种,虽然大了一点,但是便宜,选侧卧型更小一点。

### 2.3 PCB的俯视图和剖面示意图

俯视图



剖面图



### 3 第三题

#### 3.1 为什么不建成一个球

##### 3.1.1 物理维度

- 粒子分布不均匀:球面很多浪费
- 束流管必须穿过球面: 从南北极开孔, 损失大面积的前向探测区域
- 径迹重建不均匀: 在球面几何中, 位于不同  $\theta$  角的径迹穿过的层数不同, 带来复杂的几何效应, 算法更难、精度更不均匀。

##### 3.1.2 磁场维度

- 球面均匀磁场在物理上极难实现

##### 3.1.3 系统集成维度

- 模块化制造: 圆柱系统可以一层一层地制造、测试, 然后像套娃一样套进去。球面系统每层都是完整的球壳, 制造和安装都极其困难。
- 服务管线: 电缆、冷却管、光纤走线的路径。圆柱系统可以顺着  $z$  轴方向出来 (在端盖之间), 路径直接。球面系统所有管线必须从“南极”或“北极”出来, 造成大量的无效物质, 而且管线集中在一个区域, 冷却和屏蔽压力巨大。

- 可升级性：TLAS 和 CMS 都在进行阶段升级。圆柱系统可以只换内层（如换新的像素探测器），外层不动。球面系统各层都和整体支撑结构紧密耦合，换一层基本等于全拆。

## 3.2 更合理的拓扑结构

### 3.2.1 多层扁椭圆型



### 3.2.2 优势

- 大幅缩小前向探测盲区
- 没有球面那么多的浪费
- 更易集成加速器磁场，测量精度更高