

Q1: 位置分辨与动量误差的资源博弈

(a) 推导相对动量误差的简化表达式

高动量极限下的基本近似

高 p_T 极限下，多重散射项相对较小，动量误差主要由空间点位置测量误差决定。横动量测量本质是曲率测量：在均匀螺线管磁场中，带电粒子在 $r-\phi$ 平面近似做圆周运动。

位置分辨与动量误差的资源博弈

解题要点总览

高动量极限下忽略多重散射，动量误差主要来自**空间点位置误差**。

横动量测量本质是曲率测量： $p_T = 0.3BR$ 。

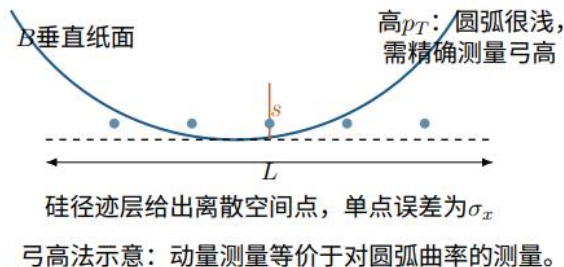
小弧段弓高关系： $s \simeq L^2/(8R)$ ，因此相对动量误差近似等于相对曲率半径误差。

二值读出且电荷分享可忽略时： $\sigma_x \simeq p/\sqrt{12}$ ，直接控制单点分辨率。

要把高 p_T 动量误差缩小一半，可分别从 σ_x 、 B 、 L 三个独立参数入手。

从轨迹几何推导简化表达式带电粒子在均匀磁场 B 中的横向运动近似为圆弧。若 p_T 以 c 为单位， B 以为单位， R 以为单位，则

$$R = \frac{p_T}{0.3B}, p_T = 0.3BR.$$



小弧段近似中，弦长 L 与弓高 s 满足

$$s \simeq \frac{L^2}{8R}, R \simeq \frac{L^2}{8s}.$$

因此

$$\frac{\delta p_T}{p_T} = \frac{\delta R}{R} \simeq \frac{\delta s}{s}.$$

对 N 层近似等间距测量，型高动量近似可写成

$$\sigma\left(\frac{1}{p_T}\right) \simeq \frac{\sigma_x}{0.3BL^2} \sqrt{\frac{720}{N+4}}, \quad \frac{\sigma(p_T)}{p_T} \simeq \frac{p_T \sigma_x}{0.3BL^2} \sqrt{\frac{720}{N+4}}.$$

代入动量: $p_T = qB \frac{L^2}{8s}$

对 p_T 求误差: $\frac{\sigma_{p_T}}{p_T} = \frac{\sigma_s}{s}$

而 $s \propto \frac{L^2}{R}$

二值读出、无明显电荷分享时, 命中位置在一个 pitch 内近似均匀分布, 因此单点分辨率 $\sigma_x \approx p/\sqrt{12}$ 。

最终高动量极限公式:

$$\frac{\sigma_{p_T}}{p_T} \approx \frac{\sigma_x}{BL^2} \cdot p_T$$

可见高 p_T 相对动量误差与 σ_x 成正比、与 B 成反比、与 L^2 成反比。

(b) 提出三个独立方案让动量误差极限缩小一半

提出的三种方案汇总如下

	改变的参数	公式关系	为什么能减半
减小p	$p \rightarrow p/2$, 所以 $\sigma_x \rightarrow \sigma_x/2$	$\sigma(p_T)/p_T \propto \sigma_x$	单点位置误差减半, 弓高误差约减半, 曲率拟合更精确。
增大磁场	$B \rightarrow 2B$	$\sigma(p_T)/p_T \propto 1/B$	同一 p_T 下轨迹弯曲增强, 曲率半径变小, 弓高更大。
增大L	$L \rightarrow \sqrt{2}L$	$\sigma(p_T)/p_T \propto 1/L^2$	弓高 $s \propto L^2$, 测量基线变长后对同一位置误差更不敏感。

一点点补充: 增加层数 N 其实也能改善误差, 但效果较慢。若只靠 N 让误差减半, 需要 $\sqrt{[720/(N'+4)]} = 1/2 \sqrt{[720/(N+4)]}$, 所以 $N' = 4N + 12$ 。例如 $N=10$ 时需 $N'=52$ 层, (这样的话材料成本过高了) 通常不作为主推独立方案。

(C) 真实工程落地的相关代价

下表展示了提出的三种方案再真实落地时的一些系统级代价, 以及它是从哪些方面去影响的

方案	致命系统级代价	影响机制
减小 p	通道数约翻倍；面积、功耗、数据率上升；打线凸点走线密度上升。	更多前端芯片、供电、冷却和数据链路会增加材料预算；高密度互连带带来串扰和良率风险。
增大磁场	超导磁体尺寸、储能、机械应力、低温负担大幅上升；场图与安全联锁更难；全探测器需重排。	这是整机级参数，不是径迹系统局部优化；会影响量能器、缪子系统、支撑平台、安装大厅和成本边界。
增大 L	外半径扩大；侵占量能器内半径；支撑、冷却和服务线加长；大面积硅片成本上升。	动量分辨率提升明显，但紧凑性、材料预算、热管理和前向覆盖都要重新平衡。

p 减半：功耗与发热剧增：通道数翻倍会导致前端发热量巨大，容易引发热失控。所需要的散热与引线材料增加

需要更多的数据走线、更复杂的读出芯片和更粗的冷却管路。电子学设计难度增加，对制造工艺要求变高

带宽需求翻倍，系统难以把数据可靠送出。

B 增大：

超强磁场会带来极其巨大的洛伦兹力，对支撑结构提出无法承受的刚性要求。磁体系统重量上升，对支撑结构要求更高

制造超导磁体的成本将呈指数级上升，且冷却极低温超导线圈的工程极其庞大。

L 增大：

探测器体积和所需硅片面积将按平方级增加，造价不可接受。

支撑结构跨度变长，重力下垂和装配应力带来的形变将远超微米级，导致坐标系不可信

径迹探测器体积膨胀，对整体尺寸产生影响

(D) 在典型 HL-LHC/CEPC 类实验条件下最不推荐的一个方案？说明相关理由

我的回答：如果在典型类实验条件下，最不推荐的是磁场直接加倍。

理由是磁体属于探测器全局基础设施，其代价和风险不是线性增加；储能、机械应力、低温

系统、场图、安全联锁和大厅/探测器包络都会被同时牵动，无法靠某个子探测器的电子学或机械优化单独抵消。其工程代价呈非线性爆炸增长，工程代价远高于另外两种。因此是三种方案中最不具可行性的优化方向。

——如果要继续坚持相关方案呢？有什么补偿方法？

回答：改变 B 不是单点优化，而是触发“全探测器系统重构”，必须通过材料极限化、精密对准系统与高分辨率传感器协同才能部分恢复性能。

如果坚持该方案，可做的补偿包括：材料系统方面降低材料预算、提升空间分辨率、磁场均匀性、升级激光对准系统等等。例如采用低功耗 ASIC 片上零抑制、低摆幅高速链路来降低服务和冷却压力；采用 CO₂ 蒸发冷却、低 Z 碳纤维支撑、薄壁冷却管和轻量化供电线来压低材料；同时重做低温保护、磁场屏蔽、精密场图标定与机械承力路径。

但这些只能缓解局部副作用，该方案在系统上不可行。即使采用上述补偿手段，系统复杂度与成本仍呈超线性增长，因此该方案在真实 HL-LHC 条件下通常仅作为理论极限参考，而非工程优化方向。

Q2: β 放射源时间分辨测试的 PCB 设计

1. **设计目标与器件约束** 目标不是“能读出信号”，而是让 PCB 不限制 AC-LGAD/DC-LGAD 器件的本征时间分辨率。

所以我们要考虑 β 粒子（电子）极易发生多次库仑散射的问题。PCB 在两个传感器（AC-LGAD 和 DC-LGAD）的正下方必须进行“挖空”或开槽处理，确保粒子穿透时只有传感器本身，没有 FR4 板材阻挡，否则散射会改变粒子轨迹或能量，导致时间测量产生巨大误差。

给定器件包括：1.5 mm × 1.5 mm 单通道四方形 DC-LGAD 作为符合/时间参考；1 cm × 2.5 mm 与 4 cm × 2.5 mm、pitch = 150 μm、electrode width = 50 μm 的四通道微条 AC-LGAD 作为待测器件；测试板厚度 0.7 mm。

版图和机械结构必须遵守的关键原则

原则	具体做法	如何影响时间分辨率
短而对称的信号路径	传感器焊盘靠近读出端；四条信号线尽量等长；参考通道也保持短路径。	减少固定传播延迟差和通道间 skew，避免把版图延迟误认为传感器时间涨落。
50 Ω 控制阻抗和连续回流路径	使用微带线或共面波导；保持连续地平面；高速线两侧布置地过孔围栏。	抑制反射、振铃和边沿畸变，提高阈值取时或 CFD 取时的稳定性。
低寄生电容与电感	打线短、少弯折；焊盘不过大；避免长 stub；未用通道可控终端。	减小前沿变慢、过冲、噪声耦合和通道串扰，使测量更接近器件物理极限。
β 路径低材料	源-传感器-参考传感器的穿透区域减铜/开窗；连接器远离穿透路径；控制空气隙和板材厚度。	减少 β 电子散射、能损和路径长涨落，提高符合事件的时间相关性。
机械对准稳定	设置定位孔、准直孔、薄垫片；双板面对面固定；两片传感器中心对齐。	保证 DUT 与参考传感器测到同一束电子，降低几何误差与重复装配误差。

老师给出了一系列数据接口供我们选择，我们需要横向比较然后确定一个比较理想的接口

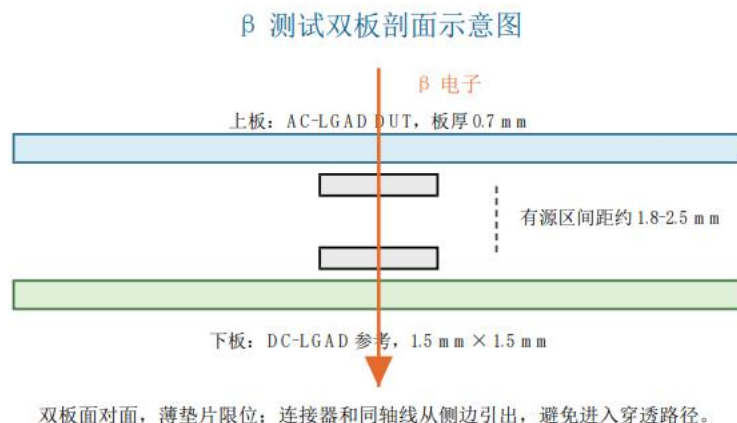
前端快脉冲模拟信号需要严格匹配 50Ω 特性阻抗，避免信号反射造成的畸变；后端差分数字传输一般匹配 100Ω 差分阻抗，阻抗不匹配会引入额外噪声，降低信噪比。

带宽方面，为了完整保留信号上升沿形状，LGAD 的快脉冲信号我们至少要选择接口带宽大于 500MHz 的，同时我们应当多考虑整体排线的问题。RJ45 (网口) 和 Ribbon Cable (排线) 主要用于低速数字信号或直流低频传输，会导致严重的高频衰减、串扰和反射等问题

接口	是否选择	理由
RJ45 Ethernet Connector	不选	高度约 1 cm，机械遮挡明显；更适合数字通信，不适合直接引出低抖动模拟快脉冲。
Flat ribbon cable	不选	多线并行易串扰，阻抗控制差；连接器高度约 6 mm，不利于皮秒级波形保真。
SMA 同轴接口	可选但偏大	50 Ω 性能好，但体积和高度较大；竖立型尤其会干扰 β 源和双板结构。
侧卧型 MMCX	首选	50 Ω 同轴接口，体积小、侧卧高度低，适合多通道小型测试板，波形完整性优于排线。

所以最后综合考虑，我们选择侧卧型 MMCX！

原因：它是同轴射频连接器，能提供优异的宽带阻抗匹配。在 50 Ω 波形完整性、小体积、低高度和多通道布板便利性之间最均衡；比排线更适合高速模拟脉冲，比 SMA 更适合小面积通用测试板。



粗略距离估算：两块 PCB 各 0.7 mm；若传感器厚度约 50-300 μ m，并用薄垫片控制空气隙，则两片传感器有源区间距可控制在约 1.8-2.5mm。该距离兼顾打线安全、机械装配和 β 电子多重散射控制。

注明：关于 PCB 版图的画法现在还没有掌握相关知识。PCB 布局如摆放、铺地、50 Ω 走线、SMA 摆放等问题我在上次作业里面尝试了很久，还是只会画原理图，还没有太搞清楚，预计在本周期末周考完之后在假期期间补充学习然后再优化本次作业

Q3: 拓扑结构的选择 - 为何不建一个“球”？

明确立场

我反对把下一代强子对撞机径迹探测器改成“多层球面洋葱皮”结构。更合理的方案是保留“圆柱形桶部 + 前后端盖盘”的基本拓扑，并在 barrel-endcap 过渡区使用倾斜模块或倾斜小盘来优化覆盖。

1. 物理维度：强子对撞机不是各向同性问题

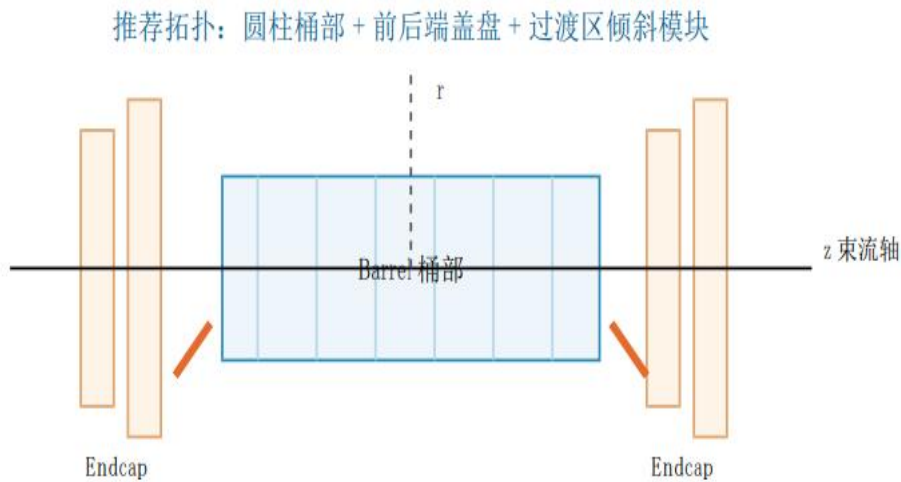
强子对撞机的初态沿束流轴 z 分布，末态通常用 p_T 、 η 、 ϕ 描述。中心区高 p_T 测量需要大的横向 lever arm；前向区则需要沿 z 方向布置的端盖盘来保证足够命中数。球面结构看似几何均匀，但会使前向粒子的入射角、路径长度、簇大小和局部占有率强烈变化，重建和标定更困难。

2. 磁场维度：螺线管磁场天然适配圆柱拓扑

大型对撞机探测器通常采用沿束流轴的螺线管磁场。带电粒子主要在 r - ϕ 平面弯曲，横动量信息来自横向曲率。因此圆柱桶部能直接提供恒定半径测量面，端盖盘则补足大 $|\eta|$ 区域。球面层并不会提高曲率测量效率，反而把传感器倾角、Lorentz 角、场图映射和对准问题耦合在一起。

3. 系统集成维度：平面硅器件与球面机械结构冲突

硅传感器、读出 ASIC、混合板、支撑与散热片本质上都是平面或近似平面器件。若强行做球面洋葱皮，需要大量非标准曲面拼接，带来死区、台阶、热应力和良率损失。同时冷却管、低压/高压、光纤和数据线必须从球面向外引出，服务线路多方向交叉，安装、检修和辐照后更换都更困难。



中心区获得大径向 lever arm；前向区用端盖保证命中数；服务、冷却、安装路径清晰。

最终结论：球面方案的问题不是“不能画出来”，而是它不符合强子对撞机的束流轴对称性、螺线管磁场几何和硅模块工程形态。圆柱桶部 + 端盖盘在物理性能、磁场匹配、服务线路、冷却、安装和维护之间取得更优综合平衡。

它优于球面的点在于能匹配螺线管磁场方向，通过用平面晶圆实现大批量制造，“层级化”

的设计页极大简化装配和增强机械稳定性

或者推测合理的拓扑结构：只保留圆柱形桶部，去掉垂直端盖。

相比于球形，更适配磁体结构几何，恰好覆盖中心快度区，且集成效果更好。

相比于有垂直端盖结构，去掉了较少探测到有效信息的端盖部分，节约了成本，

但不影响集成效果，且保留了原结构适配磁体结构。