

2023 年盟升杯电子设计竞赛

设计报告



E 题： 磁悬浮盘

制作人： 2022040901017 钟昕

2023 年 11 月

磁悬浮盘

【摘 要】一个以电磁线圈驱动的磁悬浮盘装置。装置由上下两块 PCB 电路板组成，其中在上板正面布置了四个位置控制电磁线圈、四个辅助控制电磁线圈、三轴霍尔元件以及人机交互界面所需的 OLED 屏幕和旋钮按键，并穿板布置激光测距模块；下板由控制电路、信号调理电路和驱动电路等组成，整个系统融合多种传感器的输入数据，并利用 PID 算法对电磁线圈内部的电流进行控制，最终使得环形浮子能够悬浮在电磁线圈上方，并能按照用户输入的期望进行运动。

【关键词】电磁感应;电磁控制;霍尔传感器;ADC;闭环控制;PID;

【制作人】机械与电气工程学院 钟昕 2022040901017

目录

磁悬浮盘	2
1 设计任务与要求	4
1.1 基本要求.....	4
1.2 发挥部分.....	4
2 方案设计与论证	5
2.1 整体系统介绍.....	5
2.2 垂直位置控制方案.....	6
2.3 水平位置控制方案.....	8
2.4 线圈闭环控制方案.....	9
2.5 倾斜姿态感测与控制方案.....	11
2.6 单片机控制方案.....	12
3 理论分析与计算	13
3.1 建立浮子的物理模型.....	13
3.2 建立线圈的物理模型.....	14
3.3 控制逻辑及网络拓扑结构设计.....	16
4 电路与程序设计	19
4.1 控制板电路设计.....	19
4.2 线圈板电路设计.....	21
4.3 整体程序设计及重要代码.....	22
5 测试方案与测试结果.....	27
6 附录	28

1 设计任务与要求

设计并制作磁悬浮盘，如图 1 示意。底座台上，放置一个圆盘，称悬浮盘。启动后，悬浮盘悬浮，并可以完成一定的运动。悬浮盘，外形不限，可以是球形。底座台外形尺寸直径（或边长）小于 25cm。系统采用学生电源供电，输入电压自定，输入功率以学生电源示数为准。



图 1 磁悬浮盘示意图

1.1 基本要求

- 1.1.1 悬浮盘悬浮，能悬浮。（10 分）
- 1.1.2 悬浮盘悬浮 0.5cm-1cm，稳定 10 秒以上。（15 分）
- 1.1.3 外力轻微触碰悬浮盘，悬浮盘可以自动回位并稳定。（15 分）
- 1.1.4 将悬浮盘拿走，再放回，悬浮盘可以自动回位并稳定。（10 分）

1.2 发挥部分

- 1.2.1 在悬浮盘稳定悬浮时（基本要求 1.1.2），同时测量底座台的输入端的电功率，其值越小越好，按测评排名从高到低赋分。（10 分）
- 1.2.2 悬浮盘可以上下浮动，将底座台放在水平桌面上，底座台最高处为原点，向上浮动高度 1cm-3cm，浮动高度不满足给定范围的，按：浮动高度变化量/2cm * 10 分，上限 10 分，给分（例如：如果只能浮动 1cm-2cm，得分 5 分）。（10 分）
- 1.2.3 悬浮盘可以绕垂直轴公转，公转半径越大越好，按测评排名从高到低赋分。（10 分）

1.2.4 将底座台一边贴住桌面边缘，对边逐渐抬高，悬浮盘能保持稳定悬浮，抬高到悬浮盘不能悬浮时，记录底座台与桌面夹角，夹角越大越好，按测评排名从高到低赋分，能实现 360° 旋转底座台而稳定悬浮的计满分。（10 分）

1.2.5 用手机作为控制端，控制悬浮盘浮动高度、公转半径和位置，显示是否放上悬浮盘、悬浮盘是否稳定。（10 分）

2 方案设计与论证

随着科技的日益发展，磁悬浮技术逐渐应用于运输、工业等领域，此外，微型磁悬浮由于其小巧且科技感和视觉冲击力较强，也正在被越来越广泛的应用到各个领域。1842 年，英国数学家山姆·恩绍（Samuel Earnshaw）发表了著名的恩绍大定理（Earnshaw's theorem），通过数学证明了单靠宏观的静态古典磁力，稳定的磁悬浮不可能实现^[1]。由此可知，要实现稳定的磁悬浮控制，需要引入额外的控制环节。相比纯模拟的元器件和单闭环的控制，本设计以 STM32 单片机为载体设计了将电流闭环、霍尔闭环和姿态闭环三闭环结合的串级 PID 控制器并引入前馈观察单元，输出数字信号通过驱动单元控制电磁线圈产生动态磁场，能够灵活控制浮子的稳定悬浮。

2.1 整体系统介绍

整体的磁悬浮装置由上下两块 PCB 板组成，下板包含电源单元、线圈驱动单元、运算放大单元、主控单元以及姿态传感器，上板包含位置控制线圈、漆包线包裹永磁体制成的悬浮高度控制线圈、三轴线性霍尔传感器，以及人机交互所需的编码器旋钮。系统整体框图如图 2 所示。

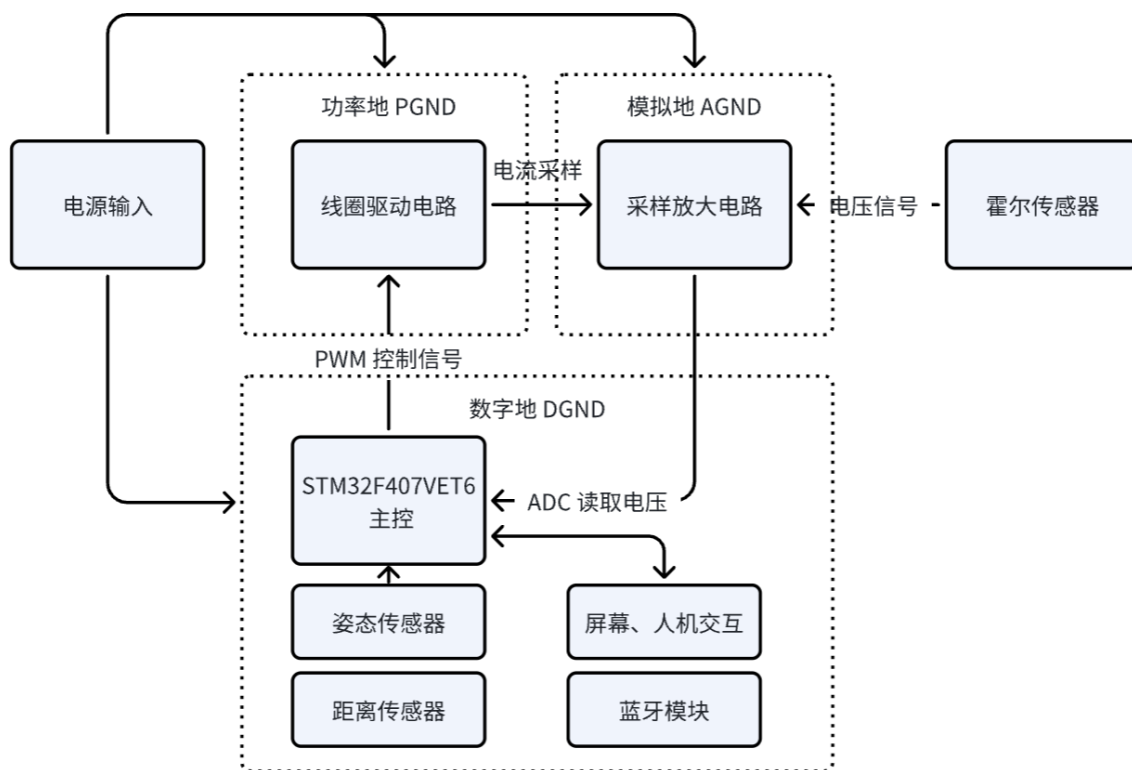


图 2 系统整体框图

2.2 垂直位置控制方案

根据题目要求，可知磁悬浮浮子需要稳定悬浮在距离装置平面给定高度的空中。可知当单独讨论垂直位置控制系统时，系统对浮子产生的磁力在水平平面上合力为 0，在垂直方向上需要抵消浮子重力，且需满足题目对浮子高度控制、浮子公转半径控制的要求，因而系统在水平和垂直方向上的磁力需要是可变的，以便合成出不同高度、不同水平位置的稳定合力，由此提出了以下几种方案：

- 1) 使用固定磁场的环形永磁体，放置在上板的正面/背面；
- 2) 使用磁场方向、大小可控的环形电磁铁，放置在上板的背面；
- 3) 在特定位置布置漆包线缠绕永磁体制成的线圈电磁铁，由永磁体产生固定磁场的推力，同时对漆包线组成的线圈加以不同方向、大小的电流，通电线圈产生的磁场可以叠加或阻碍永磁体的固定磁场。

图 3 所示为一种将环形永磁体放置于上板正面的方案。

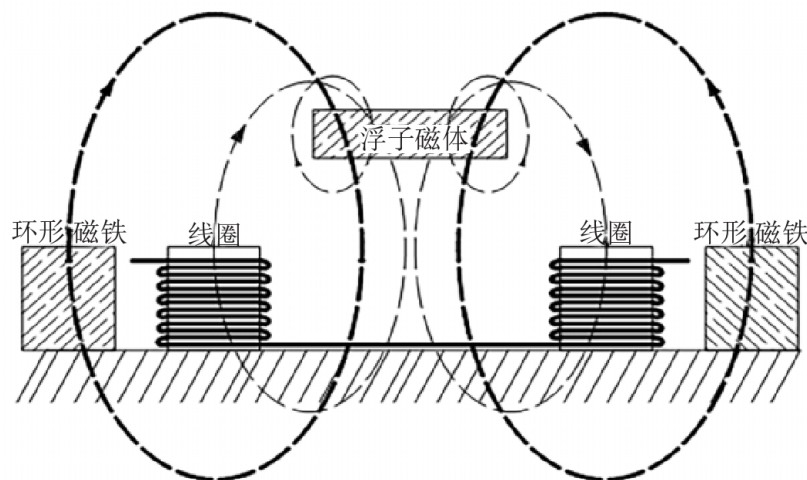


图 3 正置环形永磁体方案

综合几种方案的优缺点，方案 1 为大多数同类磁悬浮产品所采用的方案，优点有载重大、磁场均匀，正立较为省电等；其缺点是永磁体磁力过大，在倾斜角度大于 90 度或尝试倒置时，电磁线圈产生的磁力需同时抵消浮子的重力与永磁体对浮子的斥力，功耗非常高。

方案 2 经过实测，若把电磁铁置于正面，则市场上无法找到内孔开孔足够大、满足要求的电磁铁，导致可供安装的电磁线圈尺寸过小，不能达到控制浮子所需的电磁力要求；若将所能购买到的最大尺寸的电磁铁（外径 90mm，内径 52mm）置于上板背面，则其对浮子产生的磁力过小，同样无法满足要求。

对比其他方案，方案 3 具有控制灵活、产生的磁力大小可控，既能产生斥力，又能产生吸力，且能应用与水平控制线圈相同的原理对其进行负反馈控制，辅助浮子平衡；缺点为控制变量过多，占用资源大，控制难度相对较高。

综上，我们选择方案 3 作为本设计的垂直位置控制方案。

此外，在选定控制方案后，我们注意到题目要求检测浮子是否放上以及实现对浮子高度的闭环控制。针对这一系列要求，本设计在传统的 Z 轴霍尔方案上做出了优化，克服了 Z 轴霍尔元件易受变化的 Z 轴磁场影响而产生误差的弊端，引入激光测距传感器对浮子高度进行实时检测，经过测试效果良好，能基本实现不受磁场变化影响的 Z 轴浮子状态检测以及浮子高度传感功能。

2.3 水平位置控制方案

在水平面上，由于浮子在磁场中受到磁场产生的随机扰动，使得磁场对浮子产生的排斥力不对称，吸引力大的一边会逐渐增加，吸引力小的一边也会逐渐减弱，形成正反馈效果，进而导致浮子相对于中心位置产生偏移；此外，浮子在磁场中还受到旋转力矩的作用，使其产生旋转。同时我们还应考虑到，在系统整体相对于水平面发生倾斜时，浮子重力的分力会叠加在水平平面上，造成浮子水平位置的偏移。因此，为了保证浮子在磁场中保持水平稳定，系统需要对浮子的位置、整个系统的俯仰角进行实时监测，并根据运动状态及时作出反应，投入新的微弱的磁场进行修正，进而达到稳定控制浮子的目的。在水平面上对浮子作受力分析，如图 4 所示。

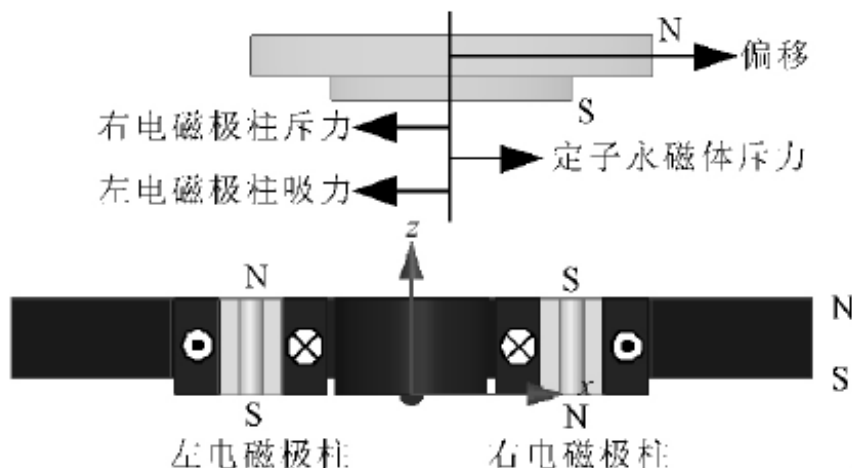


图 4 水平方向受力图

可见，在浮子相对于垂直中轴线产生偏移时，剖面上左侧的电磁线圈会产生一个吸力，右侧的电磁线圈会产生斥力，同时，根据距中心等半径摆放的永磁体可等效为环形永磁体的原理，外圈永磁体对浮子的斥力在中轴线处合力为零。因此，当浮子产生微小偏移时，控制系统需根据偏移量做出反应，使浮子重新回到平衡位置（即磁场势能最小的点）。霍尔元件在系统上电、还未放置浮子时进行自动调零，并将 ADC 读取到的初始电压值作为霍尔零点。通过改变霍尔零点的大小，可以实现浮子运动到我们所期望的位置。

2.4 线圈闭环控制方案

线圈的磁场强度 B 表达式： $B = \frac{\mu_0 NI}{L}$ ；式中 μ_0 为真空磁导率， N 是线圈匝数， I 是流过线圈的电流大小， L 是线圈长度。由上式可知，线圈的磁力与线圈匝数（固定参数）、线圈电流成正比，所以我们需要对电磁线圈进行恒流闭环控制。因控制线圈产生磁力所需的电流较大且线圈电流换向时产生的反电动势较大，因此我们可以采用 MOSFET 组成 H 桥驱动电路，结构如图 5 所示。

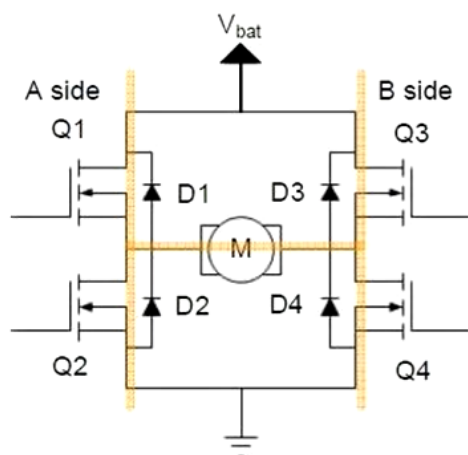


图 5 H 桥驱动电路结构图

同时在实际应用中，线圈电流控制的原理与有刷电机结构相似，所以常根据驱动电流的要求选择集成 MOSFET 的 H 桥有刷电机驱动芯片，以简化外围电路布局。本设计每个线圈采用 AT8236 单通道刷式直流电机驱动芯片，能够以高达 6A 的峰值电流双向控制线圈，同时可通过控制器对输入信号进行脉冲宽度调制（PWM）来控制电流大小。综合上述特性，该芯片符合控制需求，故选用 AT8236 作为线圈控制芯片，其外围电路如图 6 所示。

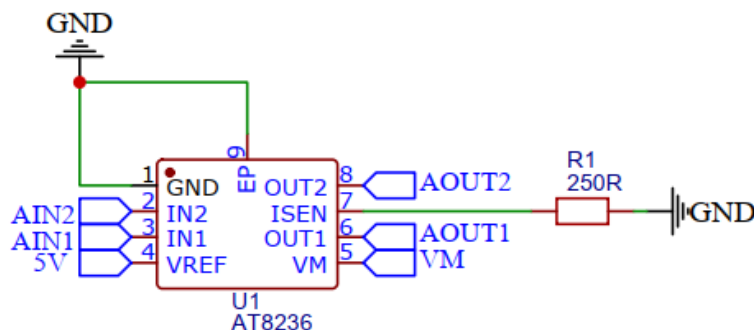


图 6 AT8236 芯片外围电路图

本设计为保证控制精度引入了电流闭环控制算法，要求对驱动输出电流进行实时采样并作为反馈量输入闭环控制器。目前主流的电流采样方案有高侧采样、低侧采样等，两种方案的优缺点如下：

- 1) 高侧采样：将检测电阻放在电源电压和负载之间的高位，这种放置方式不仅消除了低边检测方案中产生的地线干扰，还能检测到电源到系统地的意外短路。然而，高边检测要求检测放大器处理接近电源电压的共模电压，且有很强的共模抑制能力。这种共模电压值范围很宽，从监视处理器内核电压要求的电平(约 1V)到在工业、汽车和电信应用常见的数百伏电压不等。
- 2) 低侧采样：将检测电阻放在负载和电路地之间，因此不需要共模抑制。低边测量方法是最简单、成本最低的方法。低压侧电流测量的缺点是由于放置了分流电阻器，负载不再以地为参考，导致负载的低压侧比地高几毫伏。如果负载和地之间存在短路，则没有接地参考可能会成为问题，且在驱动电流较大时，低侧采样电阻的分压较大，易导致驱动电路电压零点与功率地（PGND）产生电位差，可能降低系统的动态性能。

根据上述两种方案的优缺点对比，我们选择高侧采样方案。此方案要求电流采样放大器具有很强的 PWM 抑制功能，这里我们采用 TI 德州仪器的一款具有增强型 PWM 抑制功能的电压输出、电流检测放大器 INA240A2PWR，电路结构如图 7 所示。

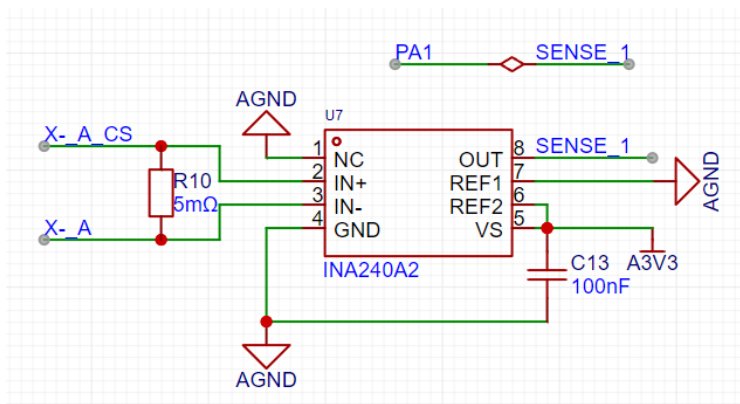


图 7 INA240 外围电路设计

INA240 的负共模电压特性允许器件的工作电压低于接地电压，从而适应典型螺线管应用的反激周期。增强型 PWM 抑制功能可为使用脉宽调制 (PWM) 信号的系统（例如，电机驱动和螺线管控制系统）中的较大共模瞬变 ($\Delta V/\Delta t$) 提供高水平的抑制。凭借该功能可精确测量电流，而不会使输出电压产生较大的瞬变及相应的恢复纹波。根据线圈参数以及供电要求电压 (12V) 计算可知，线圈电流的数量级在 4~6A 以下，取最大值 $I_{max} = 6A$ ，根据 INA240A2 的 50V/V 电压增益 $GAIN$ 、中位偏置设置以及控制器 ADC 模块的最大输入电压 V_{ADC} 为 3.3V，得到采样电阻上的分压传感范围为 $\pm 33mV$ ，由此得到合适的采样电阻取值为 $5m\Omega$ 。采样电阻 R_{SENSE} 取值计算公式如下，

$$R_{SENSE} = \frac{V_{ADC}}{2 * GAIN * I_{max}}$$

2.5 倾斜姿态感测与控制方案

根据发挥指标 1.2.4 可知，悬浮盘要求在底座倾斜时仍能保持稳定悬浮，此时垂直方向上的分力不再能由永磁体完全抵消，因此需要线圈根据角度的变化而产生不同大小、不同方向的力，才能使得悬浮盘平衡。姿态感知部分有如下两种方案：

- 1) ADXL345 三轴角度传感器：通过内置的 MEMS 传感器输出 X/Y/Z 三轴的加速度值，通过运算得到倾斜角。优点是结构简单、造价便宜，缺点是仅有单加速度计，无法融合数据来修正误差。
- 2) ICM20602 六轴姿态传感器：同时内置加速度计和陀螺仪模块，陀螺仪用于测量三个方向的旋转角速度，通过滤波算法对加速度和角速度数据进行融合，优点是可以得到较为准确的姿态角输出。缺点是成本高，且需要运行滤波器对数据进行处理，运算量大。

陀螺仪可以获取载体的角速度，由角速度积分得到角度。但是，陀螺仪给出的角速度存在测量误差、噪声和漂移，经过积分运算之后，会形成累积误差，这个误差会随着运行时间增大而增大，最终导致偏差过大无法满足要求。另一方面，加速度计可以测量三轴加速度，通过测量重力加速度的方向，可以获取当前载体的俯仰角、滚转角。但是加速度计容易受到高频噪声的干扰，动

态响应慢，只在长时间内数据比较有效。因此，一般我们使用加速度计的数据来修正陀螺仪，以加速度计获取的实时姿态角来修正陀螺仪的累积误差，就能在短时间和长时间内都能获取比较满意姿态信息。综上所述，我们选用 ICM20602 作为倾斜姿态传感方案。

2.6 单片机控制方案

本设计中的单片机负责读取传感器数据、解析数据并代入控制器，根据控制器输出驱动作用器以及处理人机交互界面，对上位机的指令进行解析等任务。由此可知，本设计具有任务项目较多、需要读取的传感器类型较多、控制变量较多以及对实时性要求较高等特点，因此我们选择 STM32 系列单片机中的 STM32F103 与 STM32F407 两款较为主流的方案作为备选方案：

- 1) STM32F103VET6: LQFP-100 封装，采用主频最高 72MHz 的 Cortex-M3 内核，具有 2 个可互补输出的 16 位高级定时器和 4 个通用定时器。
- 2) STM32F407VET6: LQFP-100 封装，采用带浮点运算单元和 ART 加速器的主频最高 168MHz 的 Cortex-M4 内核，具有 2 个可互补输出的 16 位高级定时器和 8 个通用定时器。

本设计要求最多可控制 8 个线圈的正负电流，共 16 路 PWM 输出，每路高级定时器能提供三路互补输出，额外还需 4 路普通 PWM 输出。霍尔传感器的 ADC 输入原始值范围为 0-4095，考虑到为达到所需的控制精度，PWM 的重载寄存器最大值必须大于 4095 以避免损失动态范围，同时人耳所能听到的线圈最大电流频率为 20KHz，因此为减少噪音，PWM 频率必须至少大于 20KHz。STM32 的定时器频率计算公式如下。

$$f_{PWM} = \frac{f_{TIM}}{(PSC + 1) * ARR}$$

得出在定时器分频 $f_{TIM} = 72MHz$ 、定时器预分频 $PSC = 1$ 下，为达成 $f_{PWM} = 20KHz$ 的要求，STM32F103 的重装载值最大为 3600，不满足要求。使用 STM32F407 的两路高级定时器 TIM1、TIM8 以及挂载在 APB2（168MHz）总线下的 TIM9、TIM10、TIM11 三路通用定时器，则定时器分频 $f_{TIM} = 168MHz$ ，计算得出重装载值最大为 8400，大于 ADC 范围 4095，满足设计要求。此外，

得益于 STM32F407 内置的浮点运算单元以及更高的主频，控制回路的计算频率可以相应的提升，改善控制效果。综上所述，本设计采用 STM32F407VET6 作为主控芯片。

3 理论分析与计算

3.1 建立浮子的物理模型

柱形磁铁浮子结构如图 8 所示。

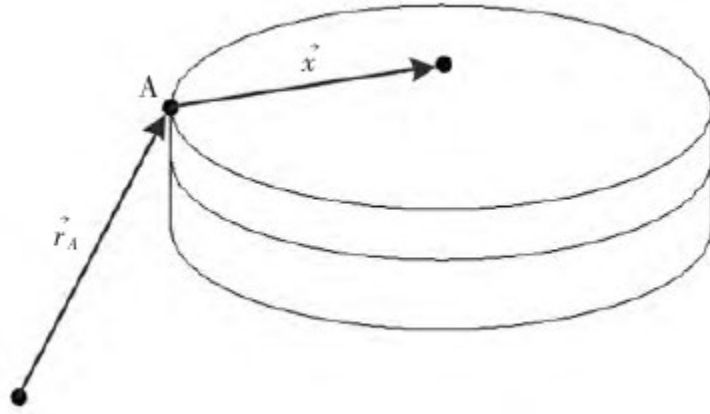


图 8 柱形磁铁浮子结构

在浮子上取相对于磁铁固定的任意参考节点 A ，若磁铁的磁化强度为 $M(x)$ ， x 为浮子上某一点相对于参考点 A 的矢量。忽略外磁场强度变化对浮子磁体磁化强度的影响，可得浮子在磁场中的总势能为：

$$U(r_A) = - \int_V M(x) * B(r_A + x) d^3x$$

式中： V 为使 x 取遍整个磁体； B 为磁感应强度。

则浮子磁体在磁场中受到平面方向的力为：

$$\begin{aligned} F(r_A) &= -\nabla_r U = \nabla_r \int_V M(x) * B(r_A + x) d^3x = \\ &\int_V [M * [\nabla_r * B(r_A + x)] + (M * \nabla_r) B(r_A + x) d^3x \end{aligned}$$

3.2 建立线圈的物理模型

控制电流经驱动电路放大后通入线圈，利用叠加原理，将一个通电线圈产生的磁场看作是单位长度内有限个线圈产生的磁力之和。由毕奥—萨伐尔定律可得线圈产生的磁感应强度为：

$$B = \frac{\mu I}{4\pi R^2}$$

式中： μ 为真空磁导率； I 为通过通电线圈的直流电流值； R 为距离通电线圈轴线的距离。

根据通电线圈空间对称原理，选取柱坐标系进行建模分析。若在原坐标处放置一通电线圈，设其原点坐标为 $O(r_1, \varphi_0, t)$ ，则在轴线外一点 $P(R, \varphi, z)$ 处磁势为：

$$A = \frac{\mu J b}{4\pi} \int_{-\infty}^0 dt * \int_0^\pi \frac{-\sin(\theta - \alpha)R + \cos(\theta - \alpha)\alpha}{\sqrt{(z - \tau)^2 + r^2 + b^2 - 2br \cos(\theta - \alpha)}} d\theta$$

式中： b 为通电线圈半径； J 为通电线圈电流密度。

将上式代入 Maxwell 方程组：

$$B = \nabla \times A$$

即可得到：

$$B_z = \frac{\mu J b}{2\pi} \int_0^\pi \frac{b - r \cos \theta}{[(z - \tau)^2 + r^2 + b^2 - 2br \cos \theta]^{\frac{3}{2}}} d\theta$$

$$B_R = \frac{\mu J b}{2\pi} \int_0^\pi \frac{\cos \theta}{[(z - \tau)^2 + r^2 + b^2 - 2br \cos \theta]^{\frac{1}{2}}} d\theta$$

式中： b 为通电线圈半径； $J = In/t$ ， l 为通电线圈长度， n 为线圈匝数， t 为通电时间。

通电线圈位置示意图如图 9 所示。

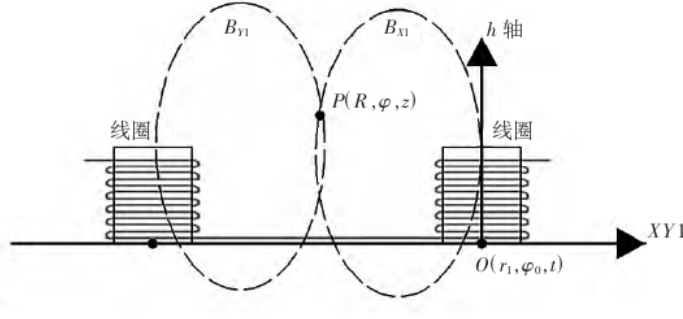


图 9 通电线圈位置示意图

根据磁场叠加原理可得 2 个通电线圈在 $P(R, \varphi, z)$ 处 XY 方向所产生的磁场强度为:

$$B_{XY1} = B_{X1} + B_{Y1} = \frac{\mu I n b}{2\pi l} \int_0^\pi \frac{\cos \theta}{\sqrt{z^2 + r_x^2 + b^2 - 2br \cos \theta}} + \frac{\cos \theta}{\sqrt{z^2 + (2R - r_x)^2 + b^2 - 2br \cos \theta}} d\theta$$

且有运动学第二定律:

$$m\ddot{x} = F$$

式中, m 为浮子质量, $\ddot{x}$ 为相对位置矢量; F 为水平方向物体所受的电磁力。将磁场强度式代入浮子在磁场中受到平面方向的力的表达式, 根据运动学第二定律将其积分项做 Taylor 展开可得归一化方程:

$$m\ddot{x} - C_1 x + C_2 I + f x = 0$$

$$\text{式中: } C_1 = \frac{M\mu n^2 b}{2\pi l} * \frac{1}{z^2 + b^2}; \quad C_2 = \frac{M\mu n^2 b}{2\pi l}。$$

求出系统的开环传递函数为:

$$G(s) = \frac{X(s)}{I(s)} = \frac{-C_2}{ms^2 - C_1}$$

$$\text{令 } P_0 = \sqrt{\frac{C_1}{m}}, \quad Z_0 = \frac{-C_2}{m}, \quad \text{可得:}$$

$$G(s) = \frac{Z_0}{s^2 - P_0^2}$$

则系统开环特征方程为 $s^2 - P_0^2 = 0$, 特征根为 $s = \pm P_0$, 根据实物系统取合适的参数, 代入传递函数方程并利用 MATLAB 绘制系统零极点图与根轨迹图, 如图 10 所示。

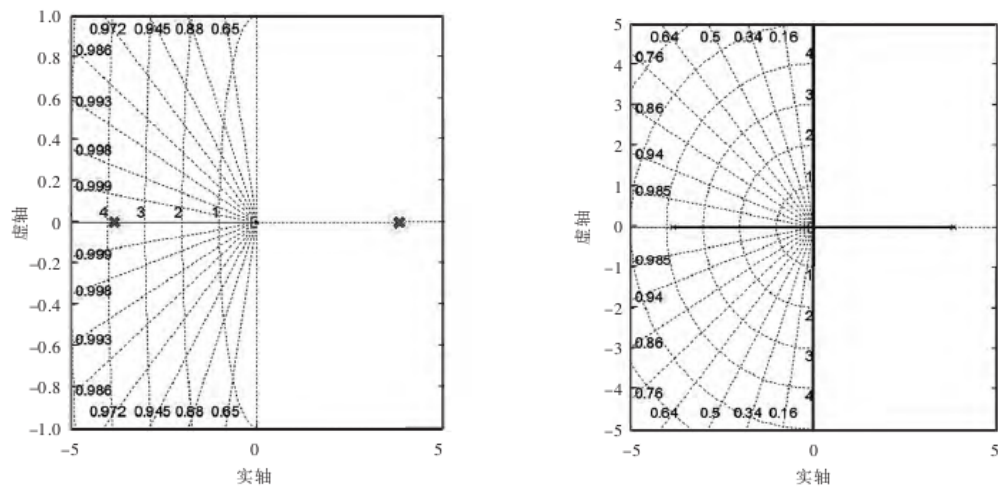


图 10 系统零极点图与根轨迹图

根据劳斯判据可知，下推式磁悬浮开环系统中有一个极点在复平面右半平面，故系统开环不稳定，需要引入控制器对系统进行校正。

3.3 控制逻辑及网络拓扑结构设计

电磁线圈布置拓扑如图 11 所示。

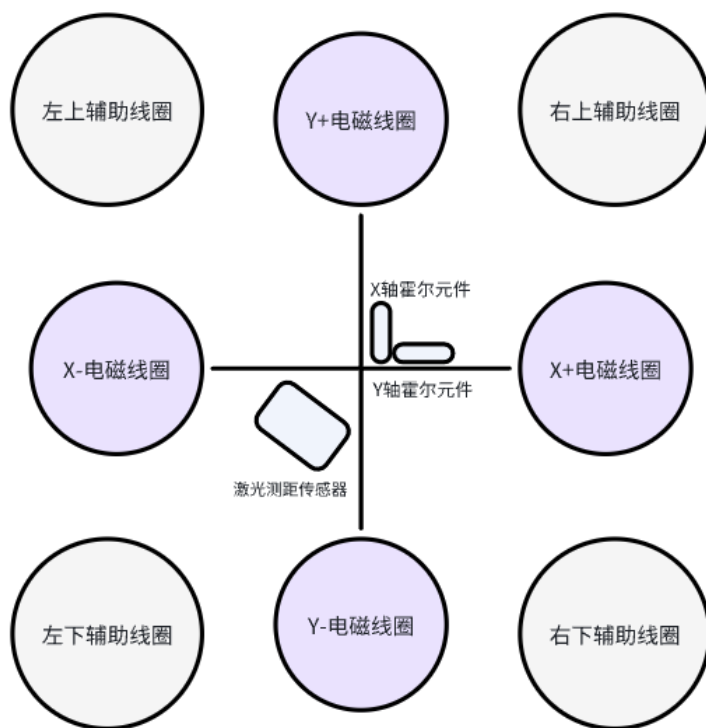


图 11 线圈拓扑图

通过设定定时器 TIM3 中断按 20KHz 的频率触发控制流程，八个线圈均进行电流闭环控制，PWM 频率设置为 40KHz，为降低计算压力，根据各个传感器以及实时响应的要求，设定内圈线圈的电流环频率为 20KHz，内圈霍尔偏差环频率为 10KHz，外圈辅助线圈的电流环频率为 5KHz，高度控制闭环的控制频率为 1KHz，浮子检测、角度控制闭环的控制频率为 100Hz。

根据功能实现的不同，将系统分为以下几种模式：

- 1) 正常模式：姿态传感器通过角度控制闭环输出霍尔偏差量，内、外圈线圈接收霍尔元件读数并与偏差量比较，输出期望的线圈电流，同时外圈电流环接受期望的开环高度控制电流值，并交由电流环对线圈进行控制。此模式下可进行倾斜、高度开环控制。正常模式的闭环控制框图如图 12 所示。

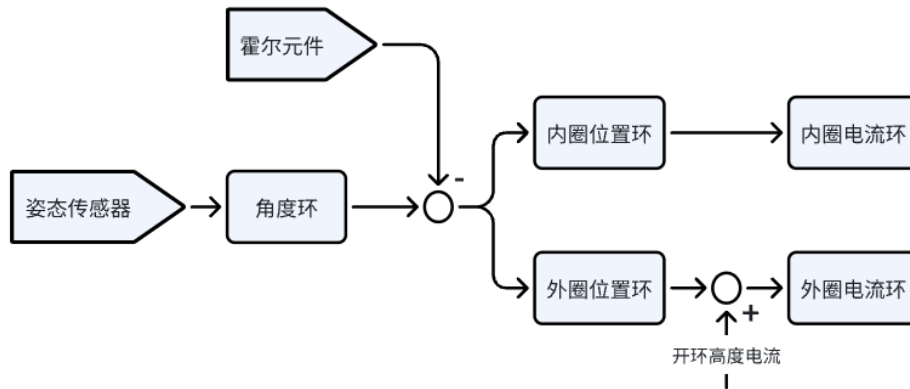


图 12 正常模式控制框图

- 2) 低功耗模式：在该模式下，系统允许宽电压输入（7V-12V），并将姿态传感器设为睡眠模式、关闭外圈电流环控制。此模式下系统的功耗最低，但不允许进行倾斜或高度、位置控制。低功耗模式的闭环控制框图如图 13 所示。



图 13 低功耗模式控制框图

3) 高度控制模式：在该模式下，系统接收用户输入的期望浮子高度，激光距离传感器的测距值通过高度闭环输出期望的电流值，对系统进行高度闭环控制。此模式下可进行倾斜、高度控制。高度控制模式的闭环控制框图如图 14 所示。

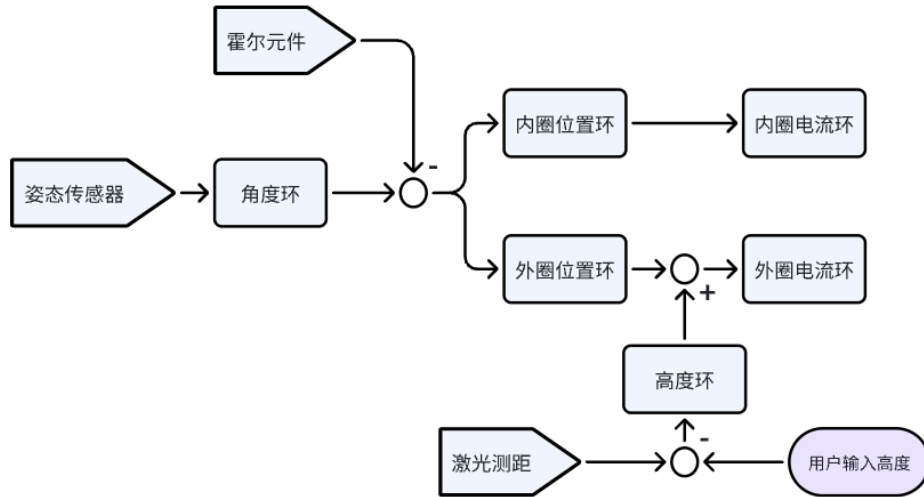


图 14 高度控制模式控制框图

4) 公转模式：在公转模式下，系统停用外圈位置环和姿态传感器的角度环输入，接收用户输入的浮子公转半径和公转角速度，系统通过给定的角速度以及固定控制频率，运用三角函数计算出期望的位置偏差量，并输入到内圈位置环，对浮子公转进行控制。公转模式的闭环控制框图如图 15 所示。

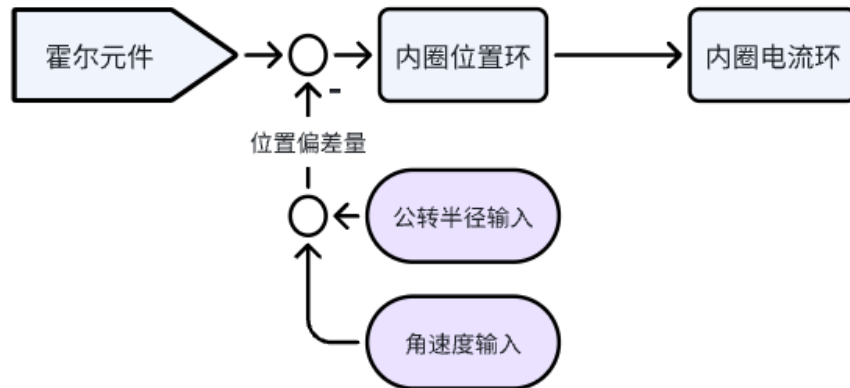


图 15 公转模式控制框图

3) 霍尔传感器采集电路, 霍尔传感器采用 TI 德州仪器的贴片式线性霍尔元件 DRV5055A4QDBZR, 信号放大部分采用两块 TLC4502AIDR 双路轨到轨运放, 同样按照模块化设计, 便于出现故障时及时更换运放模块, 同时在三轴霍尔元件的通道之外, 还留有一个通道的余量, 便于调试。经查阅资料, 霍尔元件在没有磁场时输出约为供电电压的一半 (约 2.45V), 这里设计了减法器电路, 可调节电位器使得霍尔元件输出满足 0-3.3V 的 ADC 输入要求, 外围电路设计如图 18 所示。

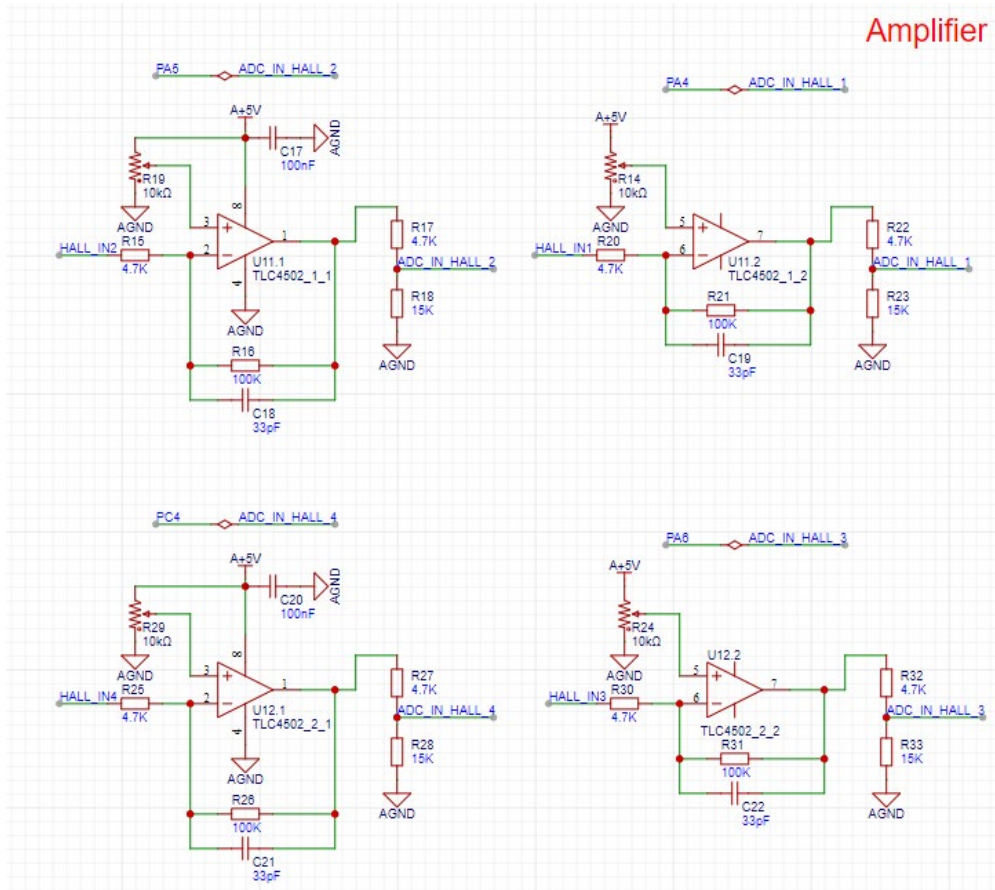


图 18 霍尔传感器采集电路

4) 控制电路, 采用 STM32F407VET6 芯片, 将模拟参考电压与数字电压分开, 同时为防止上电时电压不稳导致 MCU 锁死, 在复位电路处加入了一颗 MAX809T 监控与复位芯片, 经过实测, MCU 会一直保持复位状态直到数字输入电压稳定在要求的 3.3V 附近, 效果达到设计要求。控制电路设计如图 19 所示。

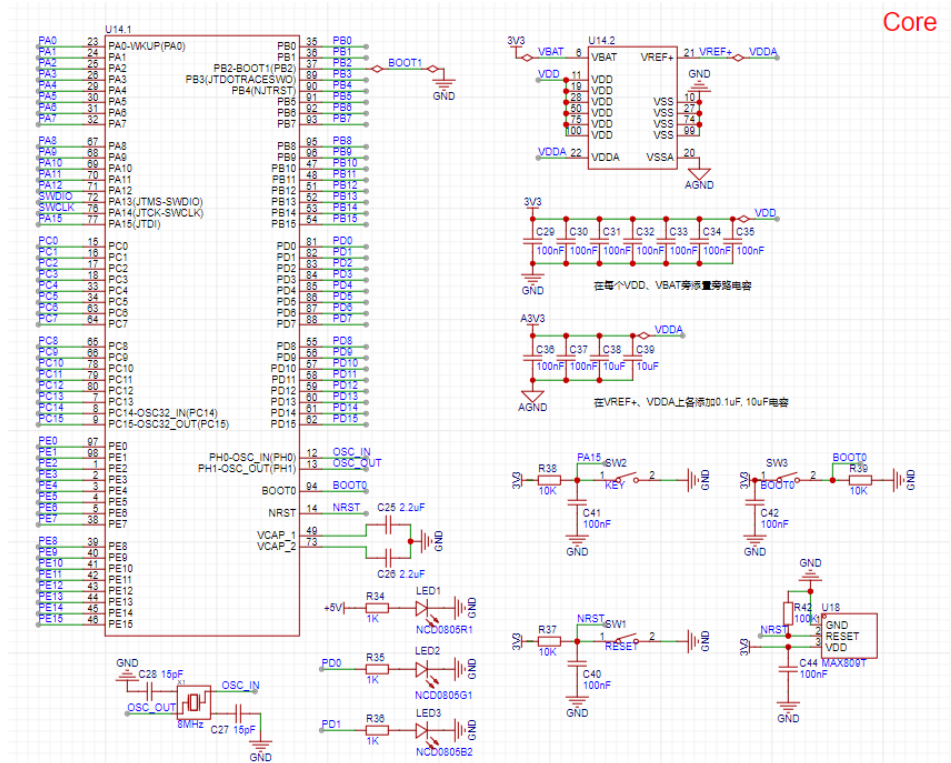


图 19 控制电路

4.2 线圈板电路设计

线圈板包括线圈供电、霍尔元件安装位，以及人机交互界面如 OLED、旋转编码器等部分。为保证霍尔元件安装水平、安装高度合适，此处设计了一个榫卯结构，配合霍尔元件小板，实现了霍尔元件的稳定固定。设计时对上板进行了建模，榫卯结构如图 20、21 所示，线圈板的其余接口部分如图 22 所示。

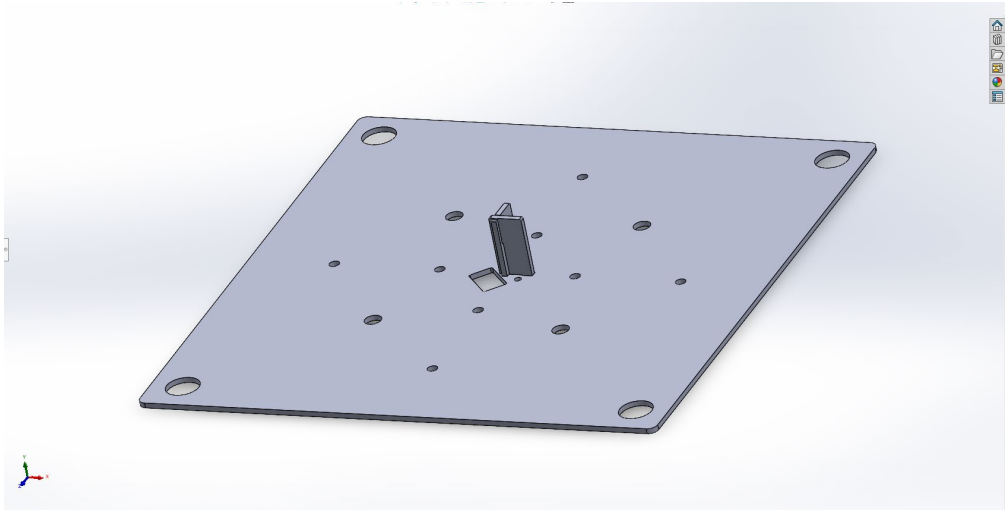


图 20 上板建模仿真图

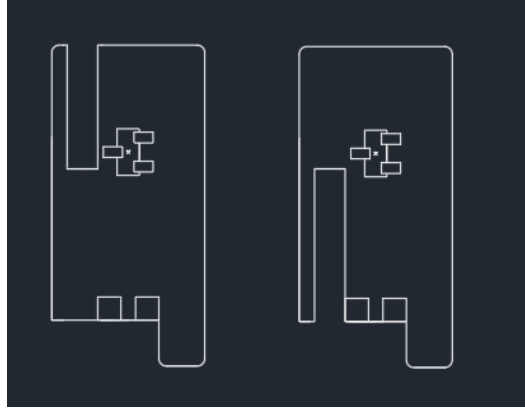


图 21 霍尔小板设计图

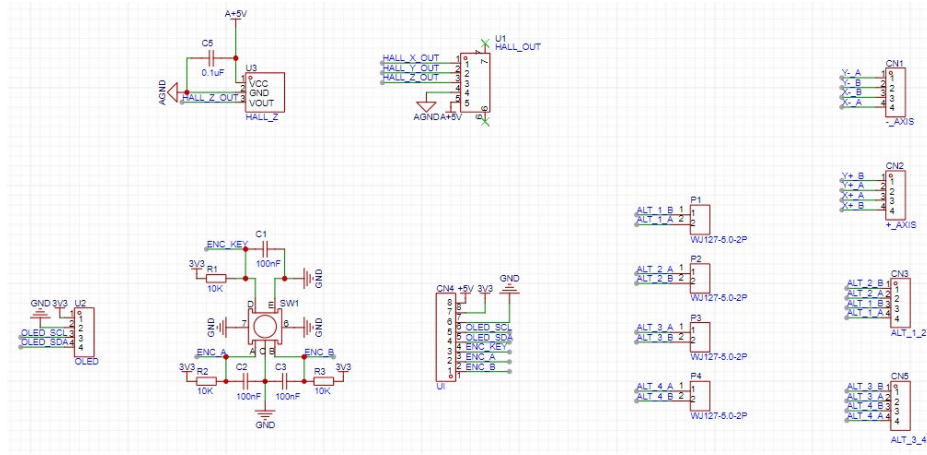


图 22 线圈板原理图

4.3 整体程序设计及重要代码

4.3.1 霍尔元件采样程序设计

采用 LL 库 ADC+DMA 的方式对霍尔元件输出值进行读取，返回值存放在数组中便于程序调用。STM32F407 的 ADC 时钟由 PCLK2（84MHz）分频产生，转换时间最快为 1us，当 ADC 的输入时钟超过 14MHz 时会损失精度。这里为确保精度，对 ADC 输入时钟采取 6 分频处理，最终 ADC 频率为 14MHz。同时，考虑到霍尔位置控制环的周期为 10KHz，取输入信号频率为 10KHz（周期 100us），则一个周期内最少需采样 20 个点才能较为准确的恢复波形，此时采样率要达到 200KHz，计算得到要求的采样时间为 5us，由转换时间公式：

$$T_{CONV(cycles)} = T_{SAMPLE} + 12.5$$

得到 $T_{SAMPLE}(cycles) = t_{SAMPLE} * f_{ADC} - 12.5$ ，代入数据得采样周期必须不大于 57.5 个周期，这里选择 28 Cycles。LL 库 ADC 和 DMA 的初始化函数以及利用参考基准电压校正 ADC 读取值的代码如下。

```
void ADC_HandlerInit(void)
{
    LL_DMA_SetMemoryAddress(DMA2, LL_DMA_STREAM_0,
    (uint32_t)&adc_value);
    LL_DMA_SetPeriphAddress(DMA2, LL_DMA_STREAM_0,
    LL_ADC_DMA_GetRegAddr(ADC1, LL_ADC_DMA_REG_REGULAR_DATA));
    LL_DMA_SetDataLength(DMA2, LL_DMA_STREAM_0, ADC_CHANNEL_COUNT);
    LL_DMA_EnableStream(DMA2, LL_DMA_STREAM_0);
    LL_ADC_REG_SetDMATransfer(ADC1,
    LL_ADC_REG_DMA_TRANSFER_UNLIMITED);
    LL_ADC_Enable(ADC1);
    LL_ADC_REG_StartConversionSWStart(ADC1);
}

__STATIC_INLINE float ADC_GetRaw(enum ADC_Channel channel)
{
    return (float)adc_value[channel];
}

// result in mV
__STATIC_INLINE float ADC_GetVoltage(enum ADC_Channel channel)
{
    return
    (float)(__LL_ADC_CALC_DATA_TO_VOLTAGE(__LL_ADC_CALC_VREFANALOG_VOLTAGE(adc_value[CHANNEL_VREFINT], LL_ADC_RESOLUTION_12B),
    adc_value[channel], LL_ADC_RESOLUTION_12B));
}
```

4.3.2 线圈电流闭环控制程序设计

在方案选择中，我们选择了高侧采样方案，这种方案不需要我们在 PWM 波形的下降沿再触发中断对电流进行采集，所以同样使用 ADC+DMA 采集数据，随用随取。根据 4.3.1 提及的转换时间公式，电流环控制速率为 20KHz（周期 50us），此时采样率需达到 400KHz，求得采样时间必须不大于 17.5 个周期，这里选择电流采样周期为 15 Cycles。第一步通过内部基准电压获取中位参考电

压值，代入电流放大器增益比以及采样电阻阻值大小，通过正负参考电压可以计算得到相线上流过的电流值（以 mA 计算）。

```
// result in mV
__STATIC_INLINE float ADC_GetVDD()
{
    return
    (float)(__LL_ADC_CALC_VREFANALOG_VOLTAGE(adc_value[CHANNEL_VREFINT],
    LL_ADC_RESOLUTION_12B));
}
// results in A, I = U / (R * gain) because U = I * R * gain
// R = 5 mOhm, gain = AMP_SENSE_GAIN, mV / mOhm = A
__STATIC_INLINE float ADC_GetCurrent(enum ADC_Channel channel)
{
    // Get mid-ref voltage first
    return (float)((ADC_GetVoltage(channel) - 0.5f * ADC_GetVDD()) /
    (5 * AMP_SENSE_GAIN));
}
__STATIC_INLINE float ADC_GetCurrentmA(enum ADC_Channel channel)
{
    return (float)(1000.0f * ADC_GetCurrent(channel));
}
```

得到原始电流值后，在控制程序内初始化线圈结构体，并分配对应的 ADC 采样通道，设置电流、占空比限制值、电流低通滤波器的时间常数，最后在控制循环内应用低通滤波器得到滤波后的电流值，并进行 PID 控制。

```
void control_init(void)
{
    Coil_InstanceInit(&Coil_X_Pos, TIM1, LL_TIM_CHANNEL_CH3, TIM1,
    LL_TIM_CHANNEL_CH3N, CHANNEL_AMP_X_POS, 1); //
    Coil_InstanceInit(&Coil_X_Neg, TIM1, LL_TIM_CHANNEL_CH2, TIM1,
    LL_TIM_CHANNEL_CH2N, CHANNEL_AMP_X_NEG, 0); //
    Coil_InstanceInit(&Coil_Y_Pos, TIM8, LL_TIM_CHANNEL_CH1, TIM8,
    LL_TIM_CHANNEL_CH1N, CHANNEL_AMP_Y_POS, 1); //
    Coil_InstanceInit(&Coil_Y_Neg, TIM1, LL_TIM_CHANNEL_CH1, TIM1,
    LL_TIM_CHANNEL_CH1N, CHANNEL_AMP_Y_NEG, 0); //
```

```

    Coil_InstanceInit(&Coil_LT, TIM8, LL_TIM_CHANNEL_CH3, TIM8,
LL_TIM_CHANNEL_CH3N, CHANNEL_AMP_LT, 0);    // ALT_2, PC8 & PB15,
TIM8_CH3 & CH3N, ADC1_IN9
    Coil_InstanceInit(&Coil_LB, TIM9, LL_TIM_CHANNEL_CH1, TIM9,
LL_TIM_CHANNEL_CH2, CHANNEL_AMP_LB, 1);    // ALT_3, PE5 & PE6,
TIM9_CH1 & CH2, ADC1_IN12
    Coil_InstanceInit(&Coil_RT, TIM8, LL_TIM_CHANNEL_CH2, TIM8,
LL_TIM_CHANNEL_CH2N, CHANNEL_AMP_RT, 0);    // ALT_1, PC7 & PB14,
TIM8_CH2 & CH2N, ADC1_IN8
    Coil_InstanceInit(&Coil_RB, TIM10, LL_TIM_CHANNEL_CH1, TIM11,
LL_TIM_CHANNEL_CH1, CHANNEL_AMP_RB, 1);    // ALT_4, PB8 & PB9,
TIM10_CH1 & TIM11_CH1, ADC1_IN13
    Coil_CurrentPIDInit(&Coil_X_Pos, -450, -50, 0, 0.005f,
AT8236_MAX_COMPARE); // 初始化电流 PID, 低通滤波时间常数选为 0.005
    ...
}
void control_loop(void)
{
    // Inner loop, 20 KHz
    Coil_UpdateCurrent(&Coil_X_Pos); // 更新电流值, 并应用低通滤波器
    Coil_UpdateCurrent(&Coil_X_Neg);
    Coil_UpdateCurrent(&Coil_Y_Pos);
    Coil_UpdateCurrent(&Coil_Y_Neg);
    ...
    if(control_state)
    {
        Coil_CalCurrentPID(&Coil_X_Pos); // 计算电流环 PID 输出
        Coil_CalCurrentPID(&Coil_X_Neg);
        Coil_CalCurrentPID(&Coil_Y_Pos);
        Coil_CalCurrentPID(&Coil_Y_Neg);
    }
}

```

4.3.3 霍尔位置闭环控制程序设计

在控制循环中, 先对霍尔传感器的原始值进行一阶低通滤波, 再计算位置环期望电流, 并按原理分析中的过程对同轴的电磁线圈施加等大反向的电流值, 位置闭环程序代码如下。

```

...
if(timer_2 >= 1)
{
    // process outer PID, 10 KHz
    Hall_X_Offset = LPFilter_GetOutput(&Hall_X_Filter,
(hall_x_self_test_value - ADC_GetRaw(CHANNEL_HALL_X)));
    Hall_Y_Offset = LPFilter_GetOutput(&Hall_Y_Filter,
(hall_y_self_test_value - ADC_GetRaw(CHANNEL_HALL_Y)));
    if(control_state && floater_state)
    {
        Coil_Y_Pos.set_current = PID_GetOutput(&Y_Axis_PID,
(Y_INSTALL_OFFSET + Y_Modifier - Hall_Y_Offset));
        Coil_Y_Neg.set_current = -Coil_Y_Pos.set_current;
        Coil_X_Pos.set_current = PID_GetOutput(&X_Axis_PID,
(X_INSTALL_OFFSET + X_Modifier - Hall_X_Offset));
        Coil_X_Neg.set_current = -Coil_X_Pos.set_current;
        ...
    }
}

float PID_GetOutput(PID_TypeDef *pid, float error)
{
    uint32_t timestamp_now = get_micros();
    float Ts = (timestamp_now - (pid->timestamp_prev)) * 1e-6f;
    if(Ts <= 0 || Ts > 0.5f) Ts = 1e-3f;
    float integral = 0.0f;
    if(pid->enable_integral) integral =
_constrain((pid->integral_prev) + (pid->I * Ts * 0.5f * (error +
pid->error_prev)), -pid->limit, pid->limit);
    else pid->integral_prev = 0.0f;
    float output = ((pid->P) * error) + integral + ((pid->D) *
(error - pid->error_prev) / Ts);
    output = _constrain(output, -pid->limit, pid->limit);
    pid->integral_prev = integral;
    pid->output_prev = output;
    pid->error_prev = error;
    pid->timestamp_prev = timestamp_now;
    return output;
}

```

5 测试方案与测试结果

5.1 基础指标测试

以 7-12V 电源输入供给系统，将浮子放置在电磁线圈正上方，悬浮盘悬浮，能悬浮，满足要求 1.1.1；

测量得到悬浮盘距离线圈平面最高点约 0.7cm，满足要求 1.1.2；

对悬浮盘在水平或垂直方向上施加外力进行测试，悬浮盘可以自动回位并稳定，满足要求 1.1.3；

将悬浮盘拿走，再放回，悬浮盘可以自动回位并稳定，满足要求 1.1.4。

5.2 发挥部分测试

以 7V 电源输入供给系统，启动磁悬浮系统，将浮子放置在电磁线圈正上方，并通过 OLED UI 调整系统模式为低功耗模式，对输入端的电功率进行测量，测得电压为 7.00V，电流在 0.24-0.26A 左右，计算得到功率为 1.68-1.82W（要求 1.2.1）；

改为 12V 电源输入（自备电源），通过蓝牙或 OLED UI 调整系统模式为高度模式或普通模式，输入期望高度或开环外圈电流，测得浮子距离线圈平面最高点最大高度差约为 1.5cm，浮动高度变化量约为 0.8cm（要求 1.2.2）；

通过蓝牙或 OLED UI 调整系统模式为公转模式，逐渐增大公转半径，然后选取适当的公转角速度，悬浮盘开始绕垂直轴公转。经过实测，悬浮盘的最大公转半径约为 0.9cm（要求 1.2.3）；

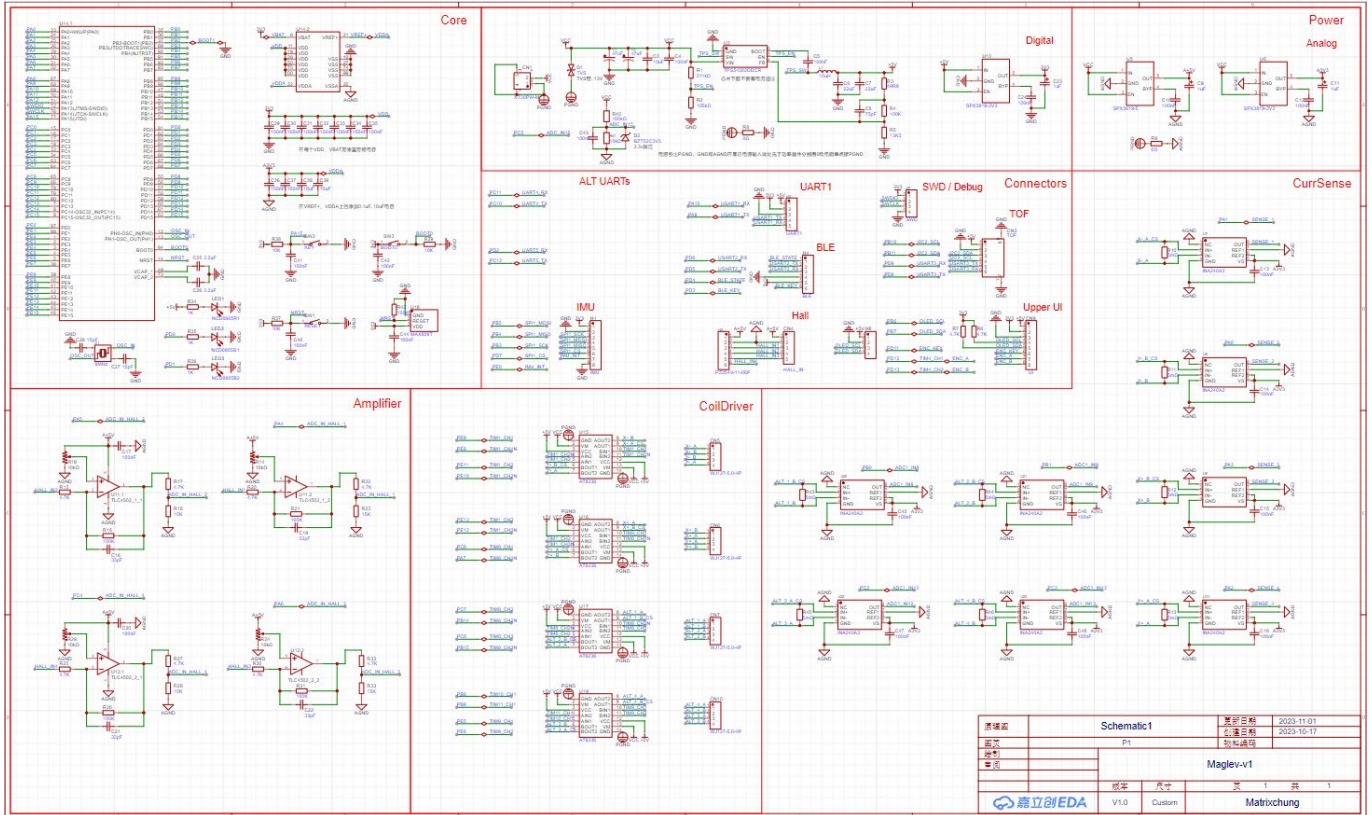
将系统模式恢复为正常模式，将底座台一边贴住桌面边缘，对边逐渐抬高，抬高到悬浮盘不能悬浮时，记录底座台与桌面夹角。经过实测，底座台的最大水平倾角为+135° 到+140°（要求 1.2.4）；

用手机作为控制端，串口助手向系统发送指令，可控制悬浮盘工作模式、浮动高度、公转半径和位置。放上/拿走悬浮盘、悬浮盘稳定/失稳，系统串口回传均有显示（要求 1.2.5）。

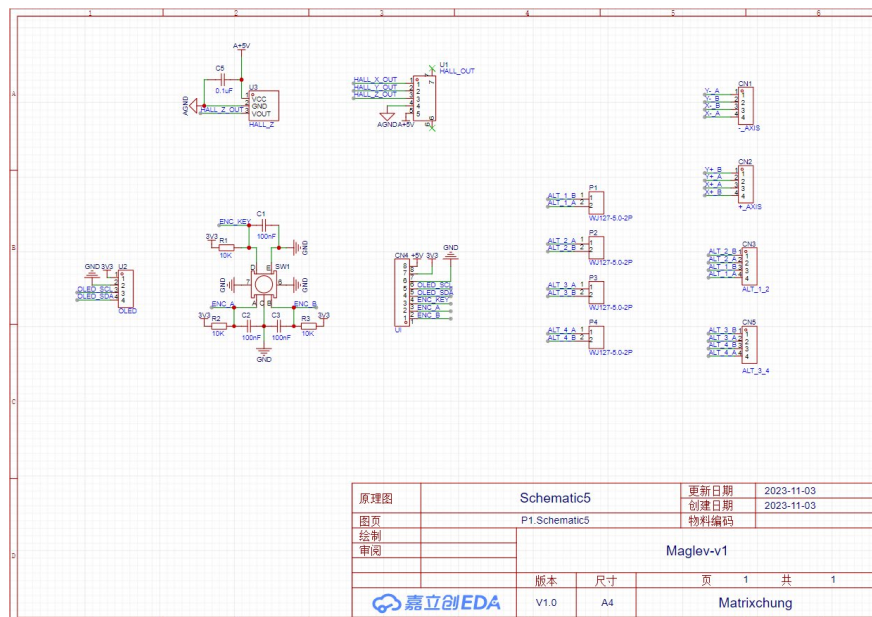
6 附录

6.1 部分设计图节选

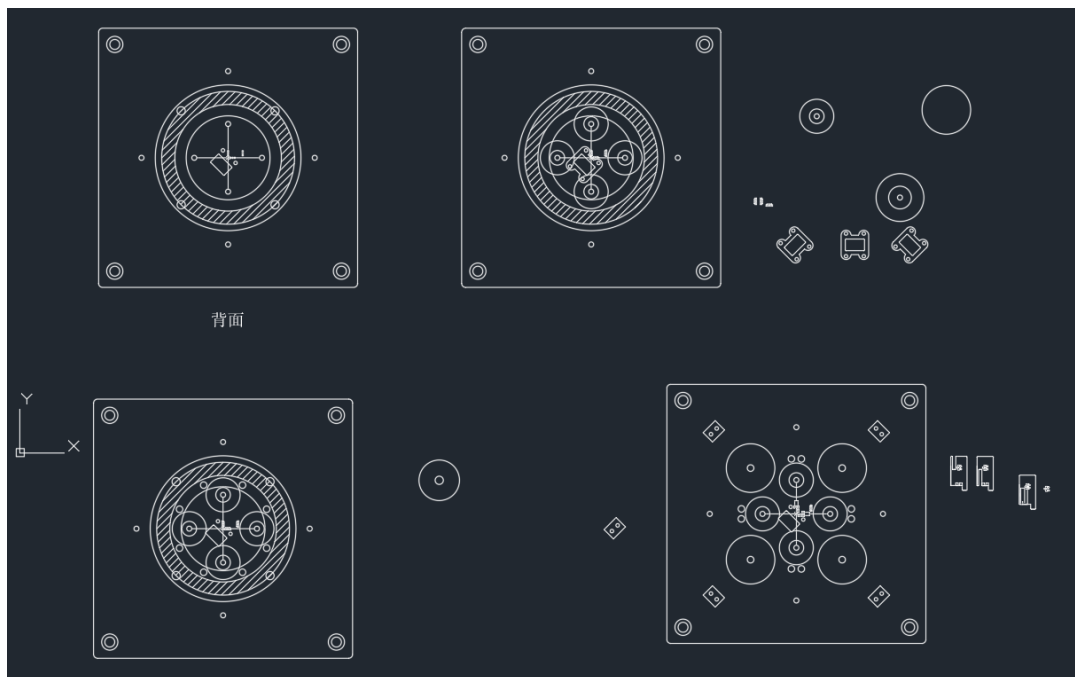
1) 控制板完整原理图



2) 线圈板完整原理图



3) 板型 CAD 设计图



6.2 参考文献

- [1] 杜明昊、郝凤琦、赵晓杰, “基于 STM32 单片机的微型磁悬浮装置的设计,” *现代电子技术*, pp. 28-32, 14 44 2021.
- [2] 李. 刘. 张永立, “磁悬浮系统建模与分析,” *天津职业技术师范大学学报*, 卷 29, 2019.