

计算机控制系统实验报告

学员姓名: 翟睿恺
学员学号: 202205005035
指导老师: 李晓龙

2025年5月17日

目录

1 实验概述	4
1.1 实验对象	4
1.2 实验目的	4
1.3 实验工具	4
1.4 实验内容	5
2 悬浮电磁铁模型	6
2.1 实验内容	6
2.2 实验原理	6
2.3 设计过程	8
2.3.1 设计指标	8
2.3.2 设计结果	8
2.4 实验结果与分析	9
3 控制器 IGBT 输出模型	10
3.1 实验原理	10
3.2 实验结果与分析	11
3.2.1 设计思路	11
3.2.2 实验结果	12
3.2.3 结果分析	13
4 悬浮系统模型	15
4.1 实验内容	15
4.2 实验原理	15
4.3 实验过程和结果分析	16
4.3.1 搭建系统模型	16
4.3.2 状态空间方程的建立	17
4.3.3 连续情况下的性质判断	18
4.3.4 离散情况下的性质判断	19

4.3.5 结果分析	20
5 悬浮控制器设计	21
5.1 实验内容	21
5.2 设计过程	21
5.2.1 设计指标分析	21
5.2.2 设计思路	22
5.3 实验过程和结果分析	22
5.3.1 分析指标与控制器设计	22
5.3.2 实验结果与分析	23
6 实验总结	24
6.1 实验结论	24
6.2 心得体会	24
附录：文件说明	25

1 实验概述

1.1 实验对象

高速磁浮列车单点悬浮控制系统：一节完整的高速磁浮列车由 4 个具有搭接结构的独立的转向架组成，对应 16 个搭接悬浮模块，每个搭接模块对应 2 套单点悬浮控制系统实现悬浮控制，如此一节车需 32 套悬浮控制系统。全车悬浮系统结构如下图所示。

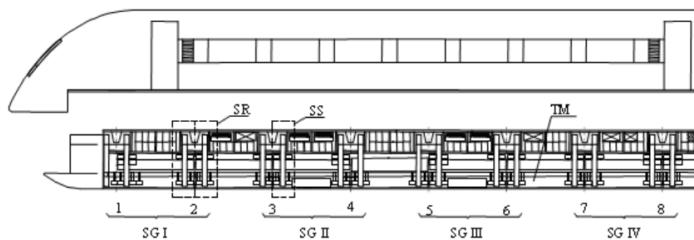


图 1：高速磁浮列车磁浮系统示意图

全车的 32 套悬浮控制系统具有可互换性，控制系统的硬件结构和软件设计完全相同。从控制器设计的角度考虑，一个单点悬浮控制系统包含了所有控制要素。因此，针对单点控制系统的分析与设计，可以为整车系统研究提供参考。

实际单点悬浮系统非常复杂，不可能在模型中体现所有细节。针对所要研究的控制问题，模型需经过一定的简化，忽略次要因素，突出重点，最后通过仿真来验证设计的准确性。

1.2 实验目的

了解并熟悉实验对象，研究实际系统中出现的电磁铁延时、输出特性约束、悬浮控制器理论设计等问题，并依据研究结果给出解决方案。再通过计算机仿真，验证所设计方案的正确性。结合课程内容，锻炼在实际系统背景下计算机控制系统的分析、建模、设计及仿真能力，加深理论理解，起到学以致用的效果。

1.3 实验工具

MATLAB 软件、Simulink 仿真平台

1.4 实验内容

1. **搭建悬浮电磁铁模型：**分析并掌握悬浮电磁铁的构成及物理特性，建立数学模型；在 MATLAB 的仿真环境中搭建电磁铁模型，仿真分析其开环特性；设计电流反馈，仿真调试电流反馈参数的影响，以减少电磁铁响应时间为目 标，仿真选择较好的电流反馈参数。
2. **搭建控制器 IGBT 输出模型：**了解并掌握悬浮控制器输出端的 IGBT 工作原理，在 MATLAB 仿真环境中搭建输出端模型。仿真分析 PWM 占空比变化时驱动电磁铁电流的变化。
3. **搭建悬浮系统模型：**了解并掌握悬浮控制系统的结构及工作原理，在 MATLAB 仿真环境中搭建系统模型。分析系统的开环特性。
4. **设计悬浮控制器：**结合以上研究结论，设计离散化的数字悬浮控制器，在 MATLAB 仿真环境中仿真实现系统的稳定控制。
5. **撰写实验报告：**总结形成实验报告，要求文字通顺、图标规范、无错漏，实验过程描述清晰，实验过程完整，实验结论明确，总结提炼深入。

2 悬浮电磁铁模型

2.1 实验内容

悬浮电磁铁是悬浮系统的执行部件，起作用就是将悬浮控制器的输出电流转化为电磁吸力，实现车辆的无接触悬浮。在工程中控制器输出的是控制电压，作用于电磁铁后产生悬浮电流，进而产生电磁力。由于电磁铁电感的作用，电压转化到电流需要一定时间，这相当于增加了系统的延时，不利于系统控制，需要设计电流反馈减小电磁铁延时，提高系统稳定性。

2.2 实验原理

电磁铁的运动方程如下：

$$m\ddot{z} = mg - F_e \quad (1)$$

其中，电磁力 F_e 为：

$$F_e = \frac{\mu_0 N^2 A}{4} \cdot \frac{i^2}{z^2} \quad (2)$$

式中： z 表示电磁铁和轨道之间的间隙， μ_0 表示真空磁导率， N 表示电磁铁线圈的匝数， A 表示电磁线圈的有效极面积。

令 $C = \frac{\mu_0 N^2 A}{4}$ ，可得电磁铁的动力学方程：

$$m\ddot{z} = mg - C \cdot \frac{i^2}{z^2} \quad (3)$$

电磁铁电压电流方程如下：

$$u = R \cdot i + \frac{d(L \cdot i)}{dt} = R \cdot i + \frac{dL}{dt} \cdot i + \frac{di}{dt} \cdot L \quad (4)$$

其中 L 为电磁铁线圈等效电感，且有：

$$L = \frac{2C}{z} \quad (5)$$

将公式 (5) 代入公式 (4), 可以得到:

$$u = R \cdot i + \frac{d(L \cdot i)}{dt} = R \cdot i + \frac{2C}{z} \cdot \dot{i} + \frac{2C \cdot i}{z^2} \cdot \ddot{z} \quad (6)$$

已知系统参数为: $C = 0.00545, m = 725kg, R = 4.4\Omega, g = 9.8N/kg$ 。

考虑电磁铁在平衡点附近做小范围运动, 此时的间隙、电流、电压都为常量, 那么电磁铁电感也可以近似为一个常量:

$$\begin{cases} z_e = 0.012m \\ i_e = \sqrt{\frac{mg}{C}} \cdot z_e \\ u_e = R \cdot i_e \\ L_e = \frac{2C}{z_e} \end{cases} \quad (7)$$

在平衡点电磁铁电压电流转化方程为:

$$u = R \cdot i + L_e \cdot \dot{i} = R \cdot i + \frac{2C}{z_e} \cdot \dot{i} \quad (8)$$

得到电磁铁的电压电流传递函数:

$$G_i(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{1/R}{\frac{2C}{Rz_e} \cdot s + 1} \quad (9)$$

表明电磁铁是一个一阶惯性环节, 控制回路如下图所示。

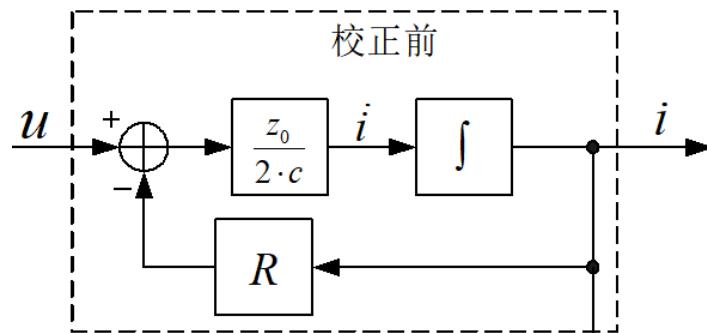


图 2: 校正前的电磁铁系统

时间常数 $T_i = \frac{2C}{Rz_e} = 0.206$ 。输出电流 i 和控制电压 u 之间存在较大延迟, 影响

了系统的设计。

为了减小系统的时间常数，在系统中引入电流反馈：

$$u = k_{c1} \cdot (\hat{u} - k_{c2} \cdot i) \quad (10)$$

控制回路框图如下图所示：

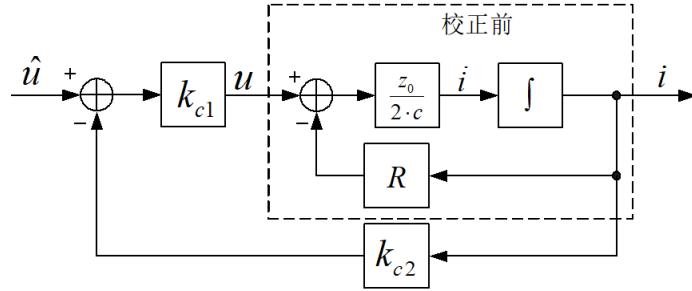


图 3: 校正后的电磁铁系统

2.3 设计过程

2.3.1 设计指标

设计指标是减小时间常数，在系统的主响应频段内（几十赫兹）电磁铁近似为一个比例环节，时间常数取 $0.0025s$ ，且比例系数为 1。

2.3.2 设计结果

根据图 3，可知传递函数为：

$$\widehat{G}_i(s) = \frac{\frac{1}{R}k_{c1}}{\frac{1}{T_i s + 1}k_{c1}k_{c2} + 1} = \frac{\frac{1}{R}k_{c1}}{\frac{1}{R}k_{c1}k_{c2} + T_i s + 1} = \frac{\frac{k_{c1}}{k_{c1}k_{c2} + R}}{\frac{T_i R}{k_{c1}k_{c2} + R}s + 1} \quad (11)$$

根据设计指标时间常数取 $0.0025s$ 且比例系数为 1，可以得到：

$$\begin{cases} \frac{k_{c1}}{k_{c1}k_{c2} + R} = 1 \\ \frac{T_i R}{k_{c1}k_{c2} + R} = 0.0025 \end{cases} \quad (12)$$

解得 $k_{c1} = 363.2640$, $k_{c2} = 0.9879$ 。

2.4 实验结果与分析

在 Simulink 里根据图 3 搭建控制系统，如下图所示：

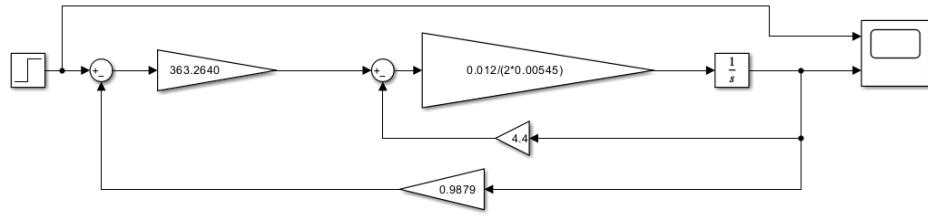


图 4：校正后电磁铁系统的仿真

通过示波器观察输出波形如下图所示：

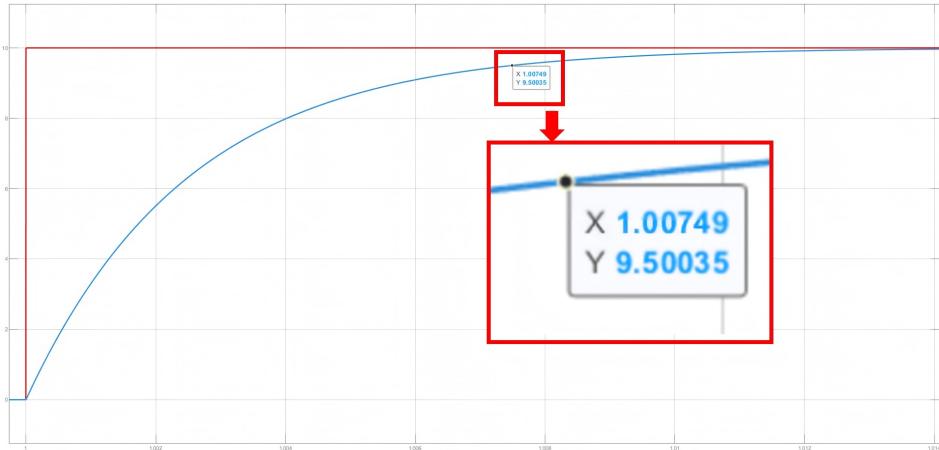


图 5：仿真输出波形

根据波形，在响应时间为 $\Delta t = 0.00749s$ 时，电流上升到稳态值的 95%。根据 3τ 原则，可知时间常数 $\hat{T} = \frac{1.00749s}{3} = 0.0025s$ ，并且稳态值与输入值相等，满足了系统增益为 1 且时间常数为 $0.0025s$ 的设计指标。

3 控制器 IGBT 输出模型

3.1 实验原理

悬浮控制器输出端采用了大功率的数字斩波器，斩波器将低电压的控制信号转化为大电流的输出，进一步驱动电磁铁，达到列车稳定悬浮的目的。数字斩波器的工作原理如图所示。

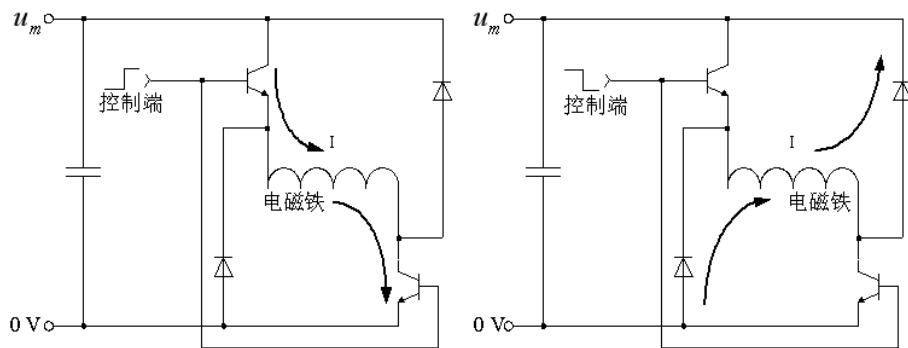


图 6: 斩波电路的原理 (左图为高电平导通, 右图为低电平截止)

在图中，简化后的斩波器主要由两个功率三极管和两个二极管构成，这里采用直流供电方式。当控制端输入高电平时，三极管导通，电磁铁中电流的流向如图左所示；当控制端输入低电平时，三极管截止，电磁铁通过两个二极管向控制器电容和电网放电，电磁铁中电流的流向如图右所示。

因为输入到斩波器控制端的信号为 $5kHz$ 宽度可调的连续方波 (PWM)，所以控制算法计算得出的控制量实际表现为对 PWM 宽度的调节。电磁铁可近似为一个电感，电流不能突变。在高频 PWM 的作用下，PWM 宽度的动态调节在微观上是一个不断快速充、放电的过程。在宏观上控制量对充、放电时间比例的控制可近似为如下输出饱和环节：

$$\bar{u} = \begin{cases} u_m, & u > u_m \\ u, & -u_m < u < u_m \\ -u_m, & u < -u_m \end{cases} \quad (13)$$

式中 u 表示控制算法计算得到的电压， u_m 表示电网电压， \bar{u} 表示实际作用在电

磁铁两端的电压。车载电网电压容许在一定范围内波动，为便于分析，取电压上限 $u_m = 400V$ 。需要说明的是式中容许控制量存在负压，实际是将 PWM 为低电平时电磁铁对电网的放电过程等效为作用在电磁铁两端的可控负压。

3.2 实验结果与分析

3.2.1 设计思路

下图中左图展示了 Simulink 里的 PWM 生成器的结构。其中 PWM 生成器的参数设置如右图所示，其中，为了满足频率为 $5kHz$ 的要求，配置频率为 $0.002s$

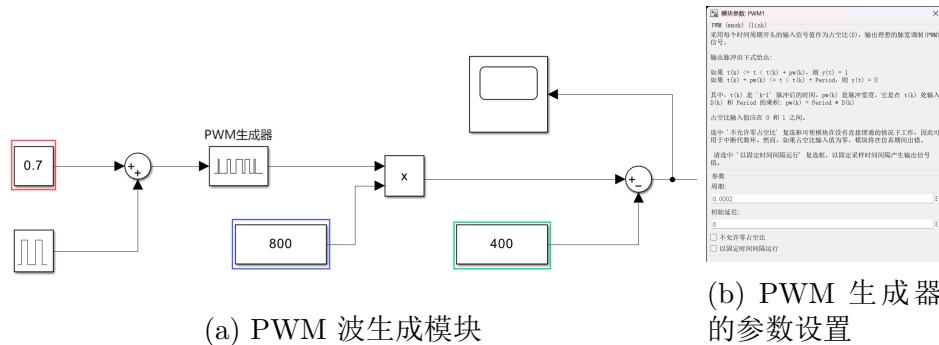


图 7: 具体设计

另外，图中几个特殊标注的常数模块的作用如下：

- 红色框内的常数模块代表着 PWM 的占空比，如图中的“0.7”代表着生成 PWM 的占空比为 70%。
- 蓝色框内的常数“800”代表对原有 PWM 放大 800 倍。放大后，此时 PWM 波的峰值和谷值分别为 400V 和 0。
- 绿色框内的常数“400”代表对放大后的 PWM 波偏置 $-400V$ 。偏置后，此时 PWM 波的峰值和谷值分别为 400V 和 $-400V$ 。

经过这一系列操作，生成的就是可调占空比的符合要求的 PWM 波了，具体波形如下图所示：

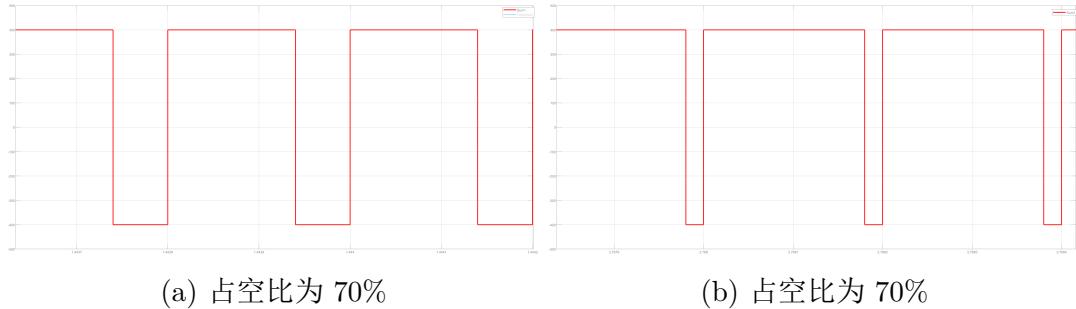


图 8: PWM 波

最后，将 PWM 波输入到电磁铁模型的输入端，整体的结构如下图所示：

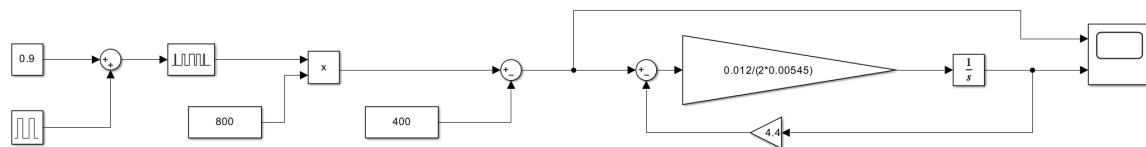


图 9: 电磁铁电流变化总体模型

3.2.2 实验结果

下图为在 50%, 60%, 70% 三种情况下电磁铁的电流波形曲线如下图所示：

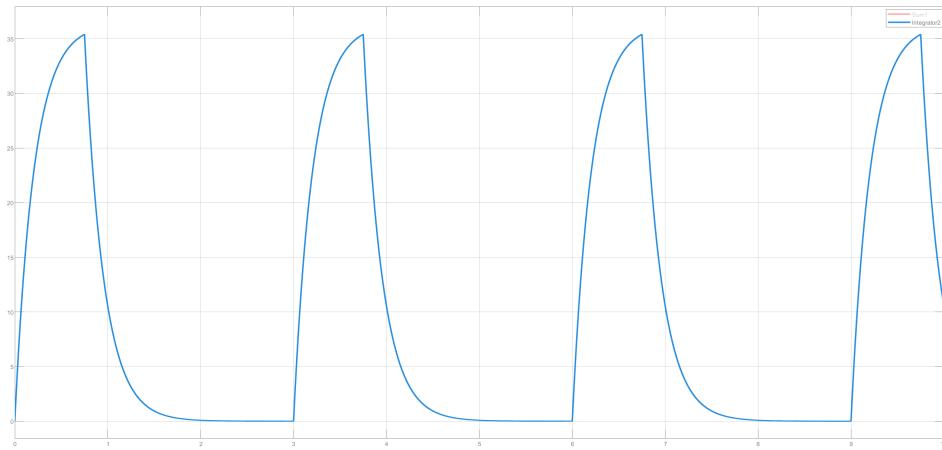


图 10: 电磁铁的电流波形 (50%)

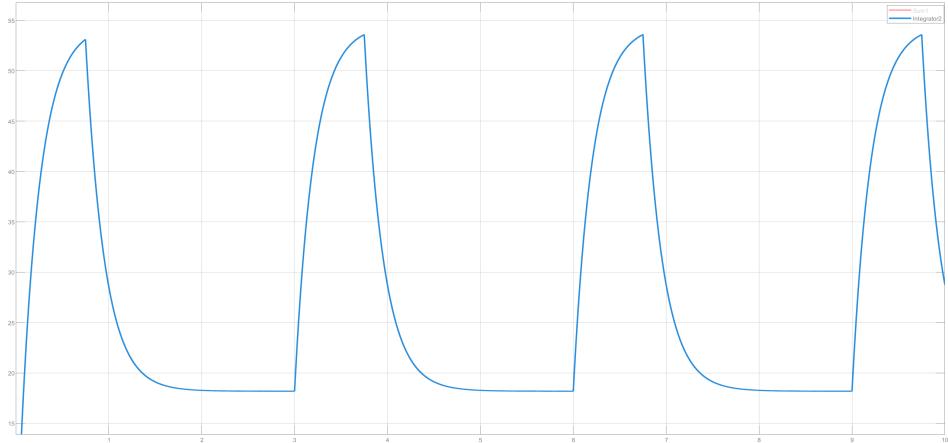


图 11: 电磁铁的电流波形 (60%)

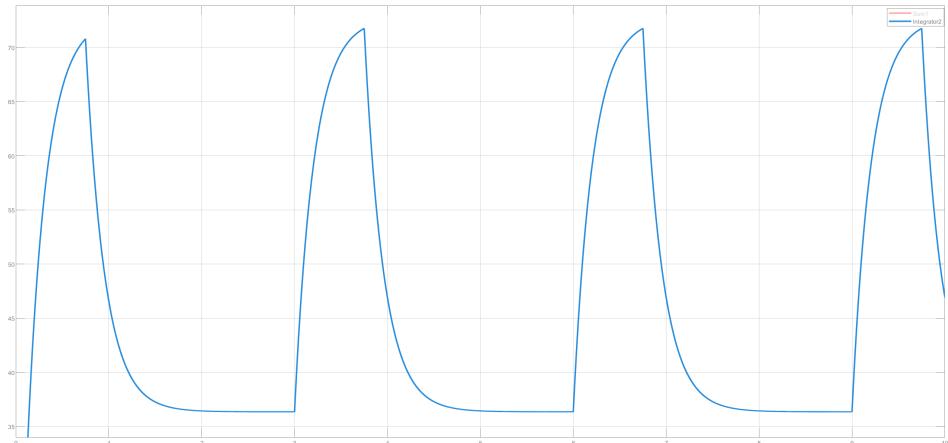


图 12: 电磁铁的电流波形 (70%)

3.2.3 结果分析

根据上图我们得到数据如下:

表 1: 电流数据

占空比 $\alpha(\%)$	上升时间 $t_1(s)$	下降时间 $t_2(s)$	峰值 $i_M(A)$	谷值 $i_m(A)$
50	0.756	2.251	35.37	0
60	0.756	2.251	53.55	18.18
70	0.756	2.251	71.47	36.36

可以看到, 总体上来看电流的上升时间和下降时间与占空比是没有关系的, 但是电流的峰谷值却有所不同, 这是由于整体上来看电流的变化是平滑的, 但实际上每过

0.0002s 电流就会出现一次增减的变换,

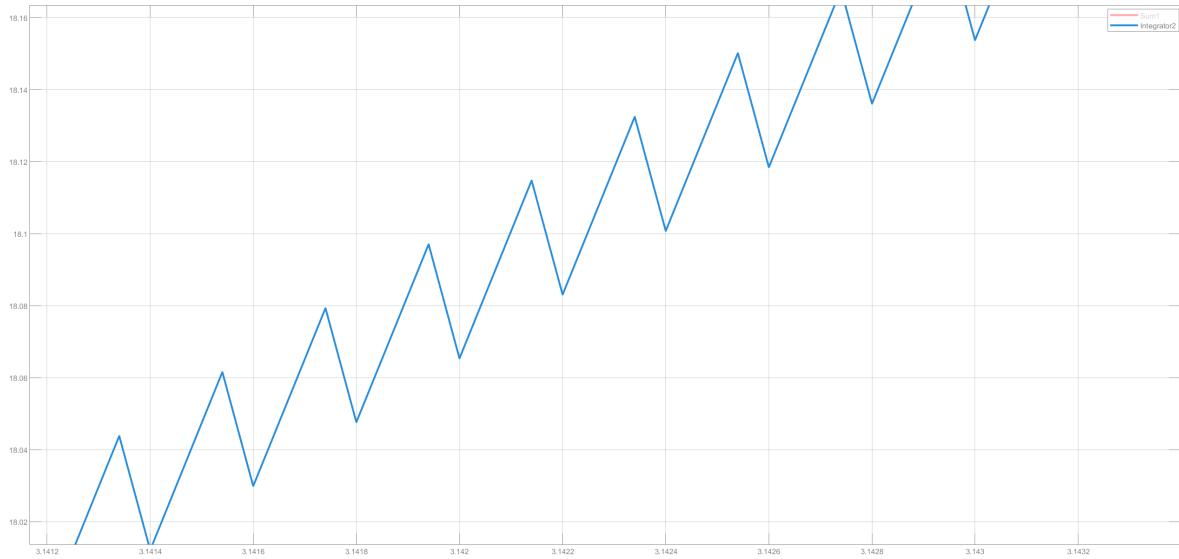


图 13: 电流的增减变换

在不同的占空比下，每个 PWM 波周期内电流的增加时间和下降时间不同，那么在每个 PWM 波周期内电流的增量是不同的。所以在总体上来看电流的峰值和谷值是不同的，且占空比越大，峰值和谷值越大。

4 悬浮系统模型

4.1 实验内容

根据单点悬浮模型的数学公式，搭建系统框图，并根据指定的状态变量列写状态空间方程，分别探究其在连续状态下和离散化后的性质。

4.2 实验原理

下图所示为单点悬浮模型示意。

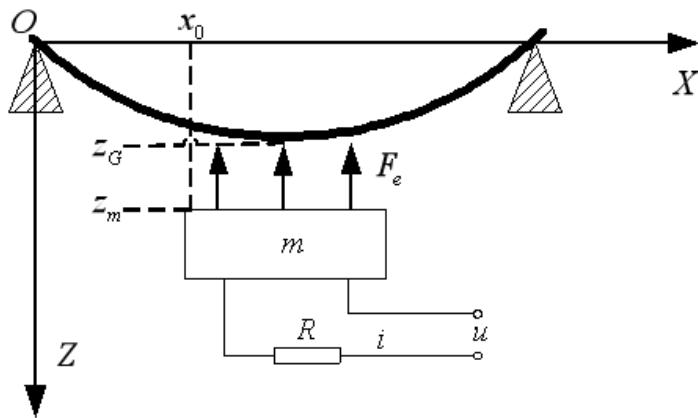


图 14: 单点悬浮模型示意图

其中的参数解释如下表所示：

表 2: 参数解释

x_0	电磁铁端部位置	z_m	电磁铁垂线位移
z_g	轨道垂向位移	m	电磁铁质量
F_e	电磁力	i	电磁铁线圈中的电流
u	电磁铁两端的控制电压	R	电磁铁线圈的等效电阻

暂不考虑轨道运动，即认为 $z_g = 0, z_m = z$ 。

结合第 2 章内的内容，可知单点系统模型可由下面方程组来描述：

$$\begin{cases} m\ddot{z} = mg - C \cdot \frac{i^2}{z^2} \\ u = R \cdot i + \frac{2C}{z} \cdot \dot{i} - \frac{2C \cdot i}{z^2} \cdot \dot{z} \end{cases} \quad (14)$$

其中，已知的系统参数为： $C = 0.00545$, $m = 725kg$, $R = 4.4\Omega$, $g = 9.8N/kg$ 。
其次，计算所得系统平衡点：

$$\begin{cases} z_e = 0.012m \\ i_e = \sqrt{\frac{mg}{C}} \cdot z_e \\ u_e = R \cdot i_e \end{cases} \quad (15)$$

4.3 实验过程和结果分析

4.3.1 搭建系统模型

根据公式 (14) 可以推出下式

$$\begin{cases} z = f(f(g - \frac{C}{m} \cdot \frac{i^2}{z^2})) \\ i = f(\frac{u \cdot z}{2C} - \frac{R \cdot z}{2C} + \frac{i}{z} \cdot \dot{z}) \end{cases} \quad (16)$$

根据上式，可以搭建系统框图如下：

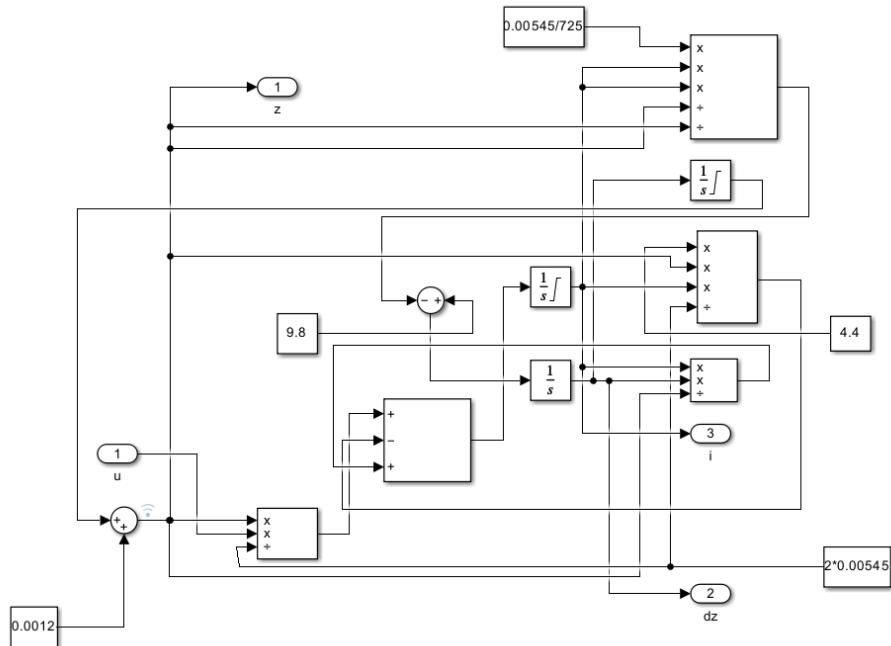


图 15: 系统搭建

4.3.2 状态空间方程的建立

由于选取了 $[z, \dot{z}, i]$ 作为状态变量，则令 $x_1 = z, x_2 = \dot{z}, x_3 = i$ 。那么根据公式(14)并且已知 $x_2 = \dot{x}_1$ ，可以得到如下公式：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = g - \frac{C}{m} \cdot \frac{x_3^2}{x_1^2} \\ \dot{x}_3 = \frac{u}{2C} \cdot x_1 - \frac{R}{2C} \cdot x_1 x_3 + \frac{x_2 x_3}{x_1} \end{cases} \quad (17)$$

对于如下形式的状态空间方程

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{AX} + \mathbf{BU} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{CX} + \mathbf{DU} \end{cases} \quad (18)$$

其中系统矩阵 \mathbf{A} 可利用如下方式计算：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial x_3} \\ \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial x_3} \\ \frac{\partial \dot{x}_3}{\partial x_1} & \frac{\partial \dot{x}_3}{\partial x_2} & \frac{\partial \dot{x}_3}{\partial x_3} \end{bmatrix} \quad (19)$$

利用多元函数的一阶 Taylor 展开 $f(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x}_0) + \nabla f(\mathbf{x}_0)^T (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + O(\mathbf{x}^2)$ ，可以得到本实验中状态方程如下：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{2C}{m} \frac{i_e^2}{z_e^2} & 0 & -\frac{2C}{m} \frac{i_e}{z_e^2} \\ \frac{u_e - i_e R}{2C} & \frac{i_e}{z_e} & -\frac{R z_e}{2C} \end{bmatrix} \quad (20)$$

已知输入量为 u ，则输入矩阵 \mathbf{B} 可利用如下方式计算：

$$\mathbf{B} = \left[\frac{\partial \dot{x}_1}{\partial u} \quad \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial u} \quad \frac{\partial \dot{x}_3}{\partial u} \right]^T \quad (21)$$

利用多元函数的一阶 Taylor 展开，可以得到输入矩阵 \mathbf{B} 如下：

$$\mathbf{B} = \left[0 \quad 0 \quad \frac{z_e}{2C} \right]^T \quad (22)$$

选取输出状态量为 z , 则输出矩阵 \mathbf{C} 和转移矩阵 \mathbf{D} 很容易得到, 如下:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

总得来说, 单点悬浮系统的状态空间方程 (18) 可以写为如下具体的形式:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{2C}{m} \frac{i_e^2}{z_e^3} & 0 & -\frac{2C}{m} \frac{i_e}{z_e^2} \\ \frac{u_e - i_e R}{2C} & \frac{i_e}{z_e} & -\frac{R z_e}{2C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{z_e}{2C} \end{bmatrix} u \\ z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z \\ \dot{z} \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u \end{array} \right. \quad (24)$$

像这样就完成了单点悬浮系统的状态空间方程的推算。

4.3.3 连续情况下的性质判断

利用 MATLAB 计算连续情况下的四个状态空间矩阵, 得到具体输出如下图所示:

```
A =
1.0e+03 *
0 0.0010 0
1.6333 0 -0.0014
0 1.1418 -0.0048

B =
0
0
1.1009

C =
1 0 0

D =
0
```

图 16: 连续情况下状态空间矩阵的值

根据 MATLAB 内置的函数计算该系统的极点、能控性矩阵和能观性矩阵，并判断稳定性、能控性和能观性。输出结果如下图所示：

连续系统不稳定
连续系统可控
连续系统可观

图 17: 连续情况下系统的性质

4.3.4 离散情况下的性质判断

利用 MATLAB 在采样时间为 $T = 0.0002s$ 的情况下进行离散化，计算连续情况下的四个状态空间矩阵，得到具体输出如下图所示：

```
A_d =
1.0000    0.0002   -0.0000
0.3267    1.0000   -0.0003
0.0373    0.2282   0.9990

B_d =
1.0e-03 *
-0.0000
-0.0000
0.2201

C_d =
1     0     0

D_d =
0
```

图 18: 连续情况下状态空间矩阵的值

根据 MATLAB 内置的函数计算该系统的极点、能控性矩阵和能观性矩阵，并判断稳定性、能控性和能观性。输出结果如下图所示：

离散系统不稳定
离散系统可控
离散系统可观

图 19: 连续情况下系统的性质

4.3.5 结果分析

根据上述实验结果，可以看到该系统目前是不稳定的，不可以直接应用于实际情境当中，必须通过配置极点或增加系统型别的方式先令系统稳定。由于系统是能控的，所以可以通过设计控制器的方式使系统输出满足要求。由于系统是能观的，所以可以可视化输出结果，判断系统输出是否符合要求。

5 悬浮控制器设计

5.1 实验内容

根据上述实验结论，设计离散化的数字悬浮控制器，在 MATLAB 仿真环境中仿真实现系统的稳定控制。达到或超过如图所示的仿真控制效果。

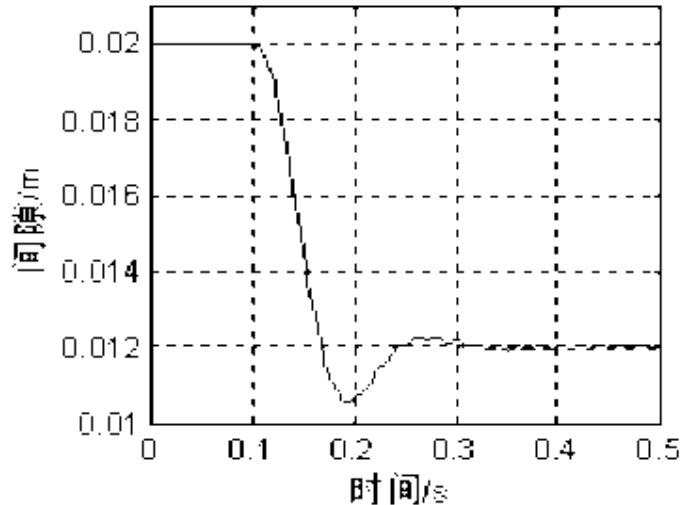


图 20: 设计要求输出

5.2 设计过程

5.2.1 设计指标分析

根据图 20 可以看到，系统的间隙由初始量 $0.02m$ 变化到 $0.012m$ ，在这个过程中，系统的主要性能指标包括稳态误差 e_{ss} ，调节时间 t_s ，正超调量 $\sigma_+%$ 和负超调量 $\sigma_-%$ 。分析图 20，可以得到这些指标要求如下表所示：

表 3: 设计指标

性能指标	要求
稳态误差 e_{ss}	0
调节时间 t_s	$< 0.2s$
正超调量 $\sigma_+%$	$< 1.875\%$ (响应曲线调节过程中的最小值 $> 0.0105m$)
负超调量 $\sigma_-%$	$< 0.25\%$ (响应曲线调节过程中的最大值 $< 0.0122m$)

5.2.2 设计思路

首先分析连续系统，注意到该系统目前仍是不稳定的，因此配置完控制器后应保证全部闭环极点的实部为负数。

其次要缩短调节时间，所以选择的极点距离虚轴应当尽可能的远离虚轴；还要控制超调量，所以阻尼角 β 应当尽可能的小。

最终，本次实验选择状态反馈控制器作为控制器，基本的设计思路如下图所示：

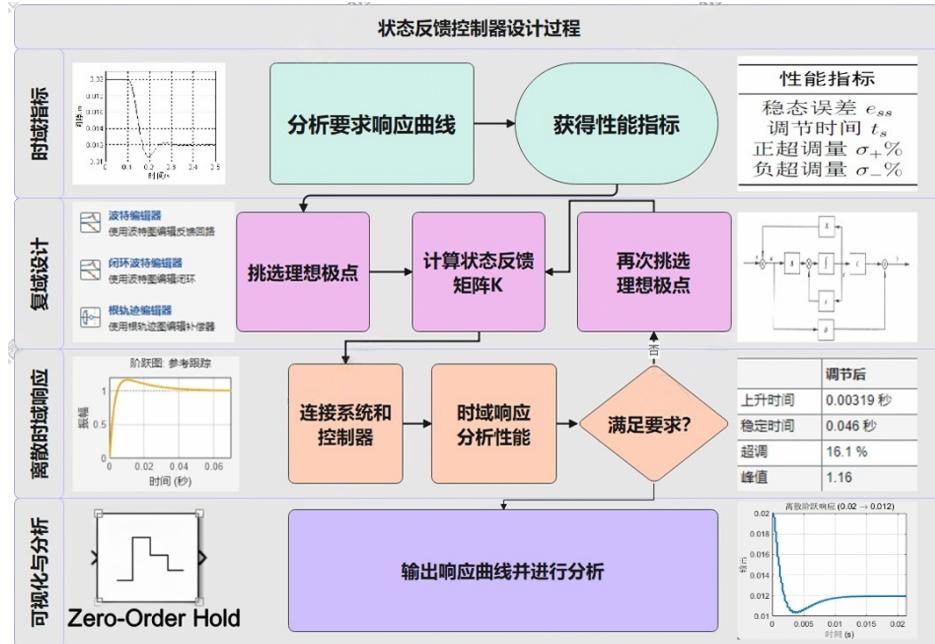


图 21: 控制器设计思路

5.3 实验过程和结果分析

5.3.1 分析指标与控制器设计

根据表 3 中的指标 $t_s < 0.2s$, $\sigma_+ \% < 1.875\%$ 。不妨设主导极点 $z_{1,2} = re^{\pm j\theta}$ ，为了减少超调量， θ 就应该尽可能的小，由于对调节时间有要求，故 r 应该尽量接近 1。

选择 $z_{1,2} = 0.9 \pm j0.1$ ，再选取附加极点 $z_3 = 0.3$ 。

利用 MATLAB 可以计算得到最终的状态反馈矩阵为

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -1.1160 \times 10^9 & -2.3188 \times 10^6 & 3742.7 \end{bmatrix} \quad (25)$$

5.3.2 实验结果与分析

加入状态反馈控制器后，系统的响应如下图所示：

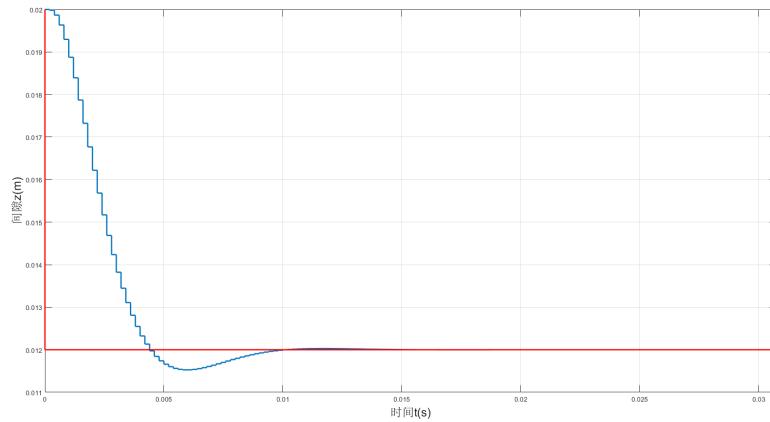


图 22: 响应曲线

从图中不难看出，系统相应保持稳定且无稳态误差，调节时间为 $0.015s$ ，符合要求，调节过程中最小值大于 $0.0105m$ ，符合正超调量要求，几乎无负超调量。根据如上分析，可以认为响应曲线符合要求，也即该离散状态反馈控制器符合要求。

6 实验总结

6.1 实验结论

- **电磁铁模型优化：**通过电流反馈校正 ($k_{c1} = 363.2640, k_{c2} = 0.9879$)，电磁铁时间常数从 $0.206s$ 降至 $0.0025s$ ，动态响应显著提升，满足设计指标。
- **IGBT 输出特性验证：**PWM 占空比 (50% ~ 70%) 直接影响电磁铁电流的峰谷值 ($35.37A \sim 71.47A$)，但上升/下降时间 ($0.756s$) 与占空比无关，验证了高频 PWM 的宏观电流调控效果。
- **悬浮系统稳定性分析：**连续与离散模型均表现为不稳定系统 (存在极点位于单位圆外)，但完全能控且能观，支持通过状态反馈实现稳定控制。

- **控制器设计有效性：**状态反馈控制器 $\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -1.1160 \times 10^9 \\ -2.3188 \times 10^6 \\ 3742.7 \end{bmatrix}^T$ 将闭环极点配置为 $0.9 \pm j0.1$ 和 0.3 ，调节时间缩短至 $0.015s$ ，超调量 ($< 1.875\%$) 和稳态误差 (0) 均达标。

6.2 心得体会

- **模型简化与工程权衡：**忽略轨道动态等次要因素后，模型仍能准确反映核心物理特性 (如电磁力非线性)，验证了“简化-仿真-验证”方法的实用性。
- **多学科知识融合：**电磁学 (电磁力公式)、控制理论 (极点配置)、电力电子 (IGBT 驱动) 的交叉应用，凸显了复杂系统设计的综合性。
- **MATLAB/Simulink 工具链价值：**从建模 (ss/tf)、仿真 (lsim) 到控制器设计 (place)，工具链大幅提升了分析效率，但需警惕数值误差 (如高阶系统截断)。

附录：文件说明

已设置超链接，点击文件名称即可打开文件。

1. 实验一电磁铁模型：[Part1.slx](#)
2. 实验二 IGBT 模型：[Part2.slx](#)
3. 实验三系统模型搭建：[Part3_1.slx](#)
4. 实验三连续系统分析：[Part3_2.m](#)
5. 实验三离散系统分析：[Part3_3.m](#)
6. 实验四控制器设计：[Part4.m](#)