

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2315007

电磁悬浮系统的改进滑模控制方法^{*}李至勇^{1,2} 杨杰^{1,2} 周发助^{1,2} 胡海林^{1,2}

(1. 江西理工大学永磁磁浮与轨道交通研究院 赣州 341000; 2. 江西省磁悬浮技术重点实验室 赣州 341000)

摘要: 针对电磁悬浮系统存在的非线性、模型不准确性以及复杂运行工况对控制精度的影响,提出一种改进滑模变结构控制策略。通过对电磁悬浮系统进行建模分析设计,基于滑模变结构控制方法的位置外环控制器以及基于PI调节器的电流内环控制器,设计一种分段式变速趋近律,减小悬浮气隙跟踪误差和控制系统抖振,并引入速度状态量来降低控制系统在滑动模态初期过大的趋近速度。仿真和硬件实验结果表明,在采用改进滑模变结构控制策略后,系统的调节时间比传统滑模控制减少了60%,超调量减少了77%,具有更小的稳态误差和抖振,同等干扰情况下具有更强的抗扰动能力。本方法不仅能够有效提高电磁悬浮系统的控制性能,对于其他非线性控制系统也具有较好的参考价值。

关键词: 电磁悬浮系统;滑模变结构控制;分段变速趋近律;趋近速度;控制性能

中图分类号: U237 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

Improved sliding mode control method for electromagnetic levitation system

Li Zhiyong^{1,2} Yang Jie^{1,2} Zhou Fazhu^{1,2} Hu Hailin^{1,2}

(1. Institute of Permanent Maglev and Rail Transit, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China;

2. Jiangxi Provincial Key Laboratory of Maglev Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: In view of the influence of nonlinearity, model inaccuracy and complex operating conditions on the control accuracy of the electromagnetic levitation system, an improved sliding mode variable structure control strategy was proposed. Through the modeling, analysis and design of the electromagnetic levitation system, a segmented variable speed approach law is designed based on the position outer loop controller based on the sliding mode variable structure control method and the current inner loop controller based on the PI regulator, which reduces the tracking error of the suspension gap and the jitter of the control system, and introduces the velocity state quantity to reduce the excessive approach velocity of the control system in the early stage of the sliding mode. The simulation and hardware experimental results show that after adopting the improved sliding mode variable structure control strategy, the adjustment time of the system is reduced by 60%, the overshoot is reduced by 77%, and the system has smaller steady-state error and jitter, and has stronger anti-disturbance ability under the same interference situation. This method can not only effectively improve the control performance of electromagnetic levitation system, but also has a good reference value for other nonlinear control systems.

Keywords: electromagnetic levitation system; SMC; segmented variable speed approaching law; approaching speed; control performance

0 引言

磁悬浮列车具有低噪音、无污染、爬坡能力强、转弯半径小等优点,是未来公共交通发展的重要方向。悬浮控制系统是磁悬浮列车的关键核心技术,对行车安全、运行品质

和系统造价等都具有重要影响。针对磁悬浮控制系统的非线性、大时滞、强耦合特征,传统的控制器设计都是在给定的平衡点处对系统状态进行线性化处理所得到的,这也导致当系统平衡位置发生变化时,系统模型参数发生显著变化,从而引起控制性能的下降。近几十年来,国内外许多专

收稿日期:2023-11-16

* 基金项目:国家自然科学基金(62063009)项目资助

家学者提出一系列磁悬浮系统稳定性控制方法^[1-3],常用的有状态反馈控制、比例-积分-微分(proportional-integral-derivative, PID)控制、模型预测控制等。这些控制方法都基于精确的磁悬浮控制系统模型,但在实际应用中,对磁悬浮控制系统进行数学建模时存在未知扰动项和未建模动态,由于这些干扰项的存在,并不能得到精确的磁悬浮控制系统模型。因此,针对磁悬浮控制系统的非线性特性采用非线性控制方法进行控制器设计对于提高磁悬浮控制系统的稳定性至关重要。滑模变结构控制技术(sling mode control, SMC)因其具备结构简单、易于实现、对不确定性干扰有良好的鲁棒性等特点^[4-5],被广泛应用于各种控制对象中。滑模变结构控制对控制系统数学模型的精确度要求不高,对存在未知扰动及未建模动态的控制系统仍能保证系统的鲁棒性,同时具备动态响应速度快、控制系统参数易调节等优点,十分适合应用在非线形控制对象上,因此滑模变结构控制在磁悬浮控制领域也受到了很多学者的关注。陈萍等^[6]针对磁悬浮控制系统的测量气隙,设计了滑模变结构控制方法,减小了系统不确定性对系统控制性能的影响,提高了磁悬浮控制系统的鲁棒性,但系统仍存在高频抖振现象;靖永志等^[7]提出了一种基于自适应非奇异终端滑模的悬浮控制方法,减小了未知扰动对磁悬浮控制系统的影响,提高了磁悬浮控制系统的响应速度,但参数调节较为复杂;雷城等^[8]采用幂次趋近律构建滑模面,有效避免了控制器中的不连续项所引起的系统抖振,但系统存在不可消除的稳态误差。

本文以常导电磁悬浮(electric magnetic suspension, EMS)系统为研究对象。首先,对单点常导电磁悬浮系统进行理论建模分析;其次,引入滑模变结构控制技术实现对悬浮控制系统的稳定悬浮,对传统滑模控制器存在稳态误差和抖振的问题进行分析;再次,分别采用指数趋近律^[9]、变速趋近律^[10-11]以及本文所设计的分段变速趋近律对悬浮控制系统进行稳定悬浮控制;最后,搭建单点常导电磁悬浮控制实验平台^[12],通过实验结果对比,验证所设计的分段变速趋近律在滑模变结构控制中的动态性能。

1 EMS 型电磁悬浮控制系统数学模型

1.1 EMS 型单点常导电磁悬浮控制系统结构

EMS 型单点常导电磁悬浮控制系统结构如图 1 所示,气隙传感器和电流传感器分别采集悬浮气隙信号(悬浮气隙指电磁铁与 F 轨之间的间距,电磁铁未起浮时,悬浮气隙为 8 mm,电磁铁与 F 轨吸死时,悬浮气隙为 0 mm)和流经电磁铁的电流信号,悬浮气隙信号和电流信号经信号处理电路后由外部 A/D 采样获取,经控制器中相关控制算法处理输出 PWM 占空比, PWM 信号经功率放大器控制电磁铁产生磁场,最后使电磁铁部分在给定气隙处实现稳定悬浮。

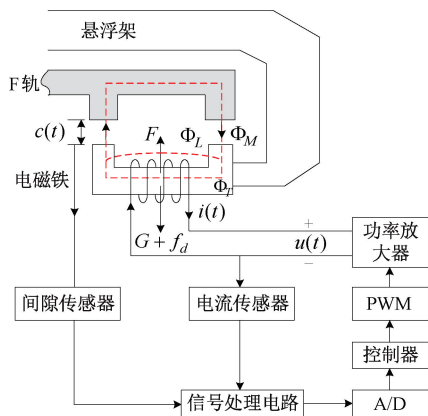


图 1 EMS 型单点常导电磁悬浮控制系统结构

1.2 电磁悬浮控制系统数学模型建立

单磁铁电磁悬浮控制系统存在许多未知不确定因素,由于建模时将所有不确定因素都考虑在内会导致计算过程过于繁琐,因此,为简化建模过程,现对控制系统进行如下假设^[13]:

- 1) 忽略电磁铁绕组漏磁通影响,即 $\Phi_L = 0$, 则 $\Phi_r = \Phi_m = \Phi$;
- 2) 控制系统磁回路中铁磁材料的磁导率无限大且磁势在气隙上的分布很均匀;
- 3) 进行运动学分析时,只考虑垂直方向上电磁铁的运动;
- 4) 电磁铁铁芯部分的截面积等于气隙面积,且为定值 A 。

在以上假设的基础上,通过建立动力学方程、电磁学方程、电学方程推导出单磁铁电磁悬浮控制系统的非线性数学模型:

$$\begin{cases} F(i, c) = \frac{\mu_0 N^2 A_{air}}{4} \left[\frac{i(t)}{c(t)} \right]^2 \\ u(t) = Ri(t) + \frac{\mu_0 N^2 A_{air}}{2c(t)} \frac{di(t)}{dt} - \frac{\mu_0 N^2 A_{air} i(t)}{2[c(t)]^2} \frac{dc(t)}{dt} \\ m \frac{d^2 c(t)}{dt^2} = mg + f_d(t) - F(i, c) \end{cases} \quad (1)$$

其中, $c(t)$ 为电磁铁与 F 轨之间的悬浮气隙间距 $F(i, c)$ 为悬浮对象所受电磁力, $i(t)$ 为流经电磁铁的电流, $u(t)$ 为电磁铁两端的电压, g 为重力加速度, μ_0 为真空磁导率, R 为电磁线圈内阻, N 为电磁线圈匝数, A_{air} 为悬浮气隙截面积, $f_d(t)$ 为外界干扰。

假设在平衡点 (i_0, c_0) 处产生稳定吸引力的稳态电流为 i_0 , 偏离平衡点时产生额外吸引力的动态电流为 Δi , 那么将式(1)得到的控制系统的非线性数学模型在平衡点 (i_0, c_0) 处进行泰勒展开,可得到如下线性化模型^[14]:

$$\begin{cases} \Delta F = k_i \Delta i - k_c \Delta c \\ m \Delta \ddot{c} = -k_i \Delta i + k_c \Delta c + f_d \\ \Delta u = R \Delta i + L_0 \Delta \dot{i}(t) - k_i \Delta \dot{c}(t) \end{cases} \quad (2)$$

式中: k_i 为电流刚度系数, k_c 为位移刚度系数, L_0 为平衡点电感。

其中,

$$k_i = \frac{\mu_0 N^2 A i_0}{2c_0^2}, k_c = \frac{\mu_0 N^2 A i_0^2}{2c_0^3}, L_0 = \frac{\mu_0 N^2 A}{2c_0}。$$

对式(2)进行拉氏变换,可得到悬浮气隙与输入电压之间的传递函数方程:

$$\frac{\Delta c(s)}{\Delta u(s)} = \frac{-k_i}{L_0 m s^3 + R m s^2 - k_c R} \quad (3)$$

则系统特征多项式为:

$$s^3 + \frac{R}{L_0} s^2 - \frac{R k_c}{L_0 m} = 0 \quad (4)$$

根据劳斯判据可知,该悬浮控制系统所对应的劳斯表第1列存在一个负值,同时控制系统模型又是一个三阶系统,故悬浮控制系统是一个三阶不稳定系统。通过判断系统能观能控性可知,可以通过设计反馈控制器使控制系统稳定。

2 磁悬浮控制器设计与分析

2.1 磁悬浮控制器总体设计

为了便于控制系统的调试,通过引入电流反馈环节来达到降低控制系统阶数的目的,将悬浮控制系统分解为位置外环子系统和电流内环子系统^[15-17],并分别进行控制器设计。

由式(1)可得电流输出、电压输入的传递函数为:

$$\frac{\Delta i(s)}{\Delta u(s)} = \frac{1}{L_0 s + R} \quad (5)$$

同理可得悬浮气隙输出、电流输入的传递函数为:

$$\frac{\Delta c(s)}{\Delta i(s)} = \frac{-k_i}{s^2 - \frac{k_c}{m}} \quad (6)$$

由式(1)可知,悬浮控制系统的电磁力大小与流经电磁铁的电流大小存在直接联系,故采用位置—电流双闭环串级控制结构相较于电压单闭环控制结构而言更有利于控制系统的调试。

控制器总体设计如图2所示。其中,位置外环将采用滑模变结构控制器进行控制实现系统稳定,而电流内环将采用PI控制器进行控制,以提高系统电流响应速度。

2.2 电流环PI控制器的设计

根据式(5)设计PI控制律:

$$u_{PI} = K_p + K_I \frac{1}{s} = \frac{K_p s + K_I}{s} \quad (7)$$

其中, K_p 为比例环节增益, K_I 为积分环节增益。

令PI控制系数分别为 $K_p = L_0 K$, $K_I = RK$, 则PI控

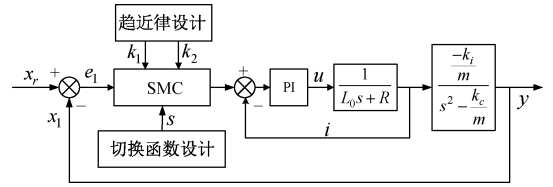


图2 磁悬浮系统控制器设计

制律可写为 $u_{PI} = (L_0 s + R)/(sK)$, 则可得电流内环的闭环传递函数为:

$$G_I = \frac{K}{s + K} \quad (8)$$

其中, K 为电流内环增益。当 K 取值较大时, G_I 可近似等于1, 此时将该PI控制器应用于悬浮控制系统后, 可将系统近似由三阶降为二阶, 以便于降低系统控制难度^[18]。

2.3 位置环滑模控制器设计

取状态变量 $x_1 = c(t)$, $x_2 = \dot{c}(t)$, 控制输入 $u = i(t)$, 那么位置外环子系统的状态空间方程为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = a_0 x_1 + b_0 u + d f_d \\ y = x_1 \end{cases} \quad (9)$$

其中, $a_0 = k_c/m$, $b_0 = k_i/m$, $d = 1/m$, 根据表2参数, 将F轨悬浮架参数带入 k_c 、 k_i 式中, 可将初始值选取为 $a_0 = 1280$, $b_0 = -1.719$ 。

滑模变结构控制器的设计主要包括两个部分: 通过设计合适的切换函数 s , 使其所确定的滑动模态是渐近稳定的; 设计合适的变结构控制律, 使得控制系统满足滑模变结构控制的可达性条件, 进而可以使系统的状态轨线在有限时间内到达所设计的滑模面并以适当的速度沿着滑模面渐进滑向平衡点^[19-20]。

针对位置外环系统式(9), 由于控制目标是使电磁铁部分在给定位置实现稳定悬浮, 因此 $x_1 \neq 0$, 则无法直接选取 x_1 、 x_2 作为变量设计切换函数, 通过选取气隙误差 e_1 构建如下误差系统^[21]:

$$\begin{cases} e_1 = x_r - x_1 \\ \dot{e}_1 = e_2 = -x_2 \\ \dot{e}_2 = -\dot{x}_2 = -a_0 x_1 - b_0 u - d f_d \end{cases} \quad (10)$$

其中, x_r 为给定悬浮气隙。

针对误差系统(10), 选取线性切换函数:

$$s = s(e) = c e_1 + e_2, c > 0 \quad (11)$$

选取指数趋近律:

$$\dot{s} = -k_1 \text{sgn}(s) - k_2 s, k_1, k_2 > 0 \quad (12)$$

结合式(10)~(12), 可得悬浮控制系统的变结构控制律为:

$$u = u_{eq} + u_{vss} = -b_0^{-1} [c x_2 + a_0 x_1 - k_1 \text{sgn}(s) - k_2 s] \quad (13)$$

其中, $u_{eq} = -b_0^{-1} [c x_2 + a_0 x_1]$ 为等效控制律,

$u_{\text{vss}} = -b_0^{-1}[-k_1 \text{sgn}(s) - k_2 s]$ 为切换控制律, 切换控制律用于实现对不确定性以及外加扰动的鲁棒控制。

2.4 基于分段变速趋近律的滑模控制器设计

由于指数趋近律中等速项 $-k_1 \text{sgn}(s)$ 的滑模增益 k_1 为常数, 即该等速项与系统距离滑模面的距离无关。当系统处于滑动模态时, 该等速项会使系统在滑模面上的切换运动轨迹呈带状, 从而导致系统状态最终无法收敛至 0, 只能在滑模面附近产生一个宽度与等速项的滑模增益呈正相关的抖振区间, 最终导致系统存在稳态误差。

为了削弱系统抖振及稳态误差, 引入变速趋近律:

$$\dot{s} = -k_1 \|e\|_1 \text{sgn}(s) \quad (14)$$

式中: $\|e\|_1$ 为误差系统的状态范数。

变速趋近律中所含有的系统状态可以使系统在离滑模面较远时具有较快的趋近速度, 且趋近速度恒为 $k_1 \|e\|_1$, 系统的状态范数会随着距离滑模面的远近而变化, 从而在滑模面附近产生一扇形切换区, 且系统状态为 0 时, 该切换区厚度为 0, 即系统状态最终可以收敛至 0。变速趋近律相较指数趋近律而言, 其优点在于趋近速度会随着系统状态的变化而变化, 从而削弱系统在滑动模态的抖振及稳态误差; 但不足之处在于, 变速趋近律增益过大, 系统状态量过大时会导致滑动模态初期的趋近速度过大, 从而导致在趋近模态向滑动模态切换时产生较大超调, 影响控制系统的动态性能。

为解决变速趋近律在滑动模态初期超调量较大的缺点, 本文将提出改进变速趋近律。为使系统获得更好的动态性能, 在对趋近律进行改进时, 应该使系统离滑模面较远时具有较大的趋近速度, 减小系统响应时间; 系统离滑模面较近时, 具有较小的趋近速度, 减小系统在切换区的超调, 从而削弱抖振。为此提出一种新型趋近律:

$$\dot{s} = \begin{cases} -k_1 \|e\|_1 \text{sgn}(s) - \frac{k_2}{|x_2| + \lambda} \text{sgn}(s), & |s| \geq w_0 \\ -k_3 \|e\|_1 \text{sgn}(s), & |s| < w_0 \end{cases} \quad (15)$$

其中, $k_1, k_2, k_3, \lambda > 0, x_2$ 为系统状态变量。

如式(15)所示, 以 w_0 为分界点, 将趋近过程分为 $|s| \geq w_0$ 、 $|s| < w_0$ 两个阶段。 $|s| \geq w_0$ 时, 即系统距离滑模面较远, 通过引入 $1/(|x_2| + \lambda)$ 来抑制系统最终接近滑模面时的趋近速度, $|x_2|$ 表示悬浮系统的速度变量。当悬浮系统起浮时, 系统距离滑模面较远, 此时悬浮控制系统速度较大, 即 $|x_2|$ 较大, 则 $1/(|x_2| + \lambda)$ 项数值较小, 对系统初始趋近速度影响较小, 从而系统可以在此阶段保持较大的趋近速度; 随着悬浮控制系统距离平衡位置的距离逐渐减小, 系统速度量 $|x_2|$ 也随之减小, 则 $1/(|x_2| + \lambda)$ 项数值逐渐增大, 可有效减小系统趋近速度, 从而消除控制系统从趋近模态向滑动模态切换时产生的超调, 进而削弱系统抖振。 $|s| < w_0$ 时, 采用较小增益的变速趋近律, 系统以较小的趋近速度进入滑动模态, 随着系统状态量逐

渐收敛至 0, 悬浮控制系统最终在平衡点处实现稳定悬浮, 且无稳态误差。

对式(11)进行求导, 将式(10)和(15)代入, 可得悬浮控制系统的变结构控制律为:

$$u = u_{eq} + u_{\text{vss}} = -b_0^{-1} \begin{cases} cx_2 + a_0 x_1 - k_1 \|e\|_1 \text{sgn}(s) - \frac{k_2}{|x_2| + \lambda} \text{sgn}(s), & |s| \geq w_0 \\ cx_2 + a_0 x_1 - k_3 \|e\|_1 \text{sgn}(s), & |s| < w_0 \end{cases} \quad (16)$$

3 趋近律滑模特性分析

3.1 可达性分析验证

控制系统可以启动滑模状态的前提是趋近律满足可达性:

$$\lim_{x \rightarrow +0} \dot{s} < 0, \lim_{x \rightarrow -0} \dot{s} > 0 \Rightarrow s\dot{s} < 0 \quad (17)$$

取 Lyapunov 函数为 $V = \frac{1}{2} s^2$, 求导可得 $\dot{V} = s\dot{s}$ 。

$|s| \geq w_0$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s \left(-k_1 e_1 \text{sgn}(s) - \frac{k_2}{|x_2| + \lambda} \text{sgn}(s) \right) = \\ &= -s \text{sgn}(s) \left(k_1 e_1 + \frac{k_2}{|x_2| + \lambda} \right) \leq 0 \end{aligned}$$

$|s| < w_0$ 时,

$$\begin{aligned} \dot{V} = s\dot{s} &= s(-k_3 \|e\|_1 \text{sgn}(s)) = \\ &= -s \text{sgn}(s)(k_3 \|e\|_1) \leq 0 \end{aligned}$$

显然当 $s \neq 0$ 时, 新设计的分段变速趋近律在全区域内可以满足滑模到达条件 $s\dot{s} < 0$, 则系统可在有限时间内到达滑模面。

3.2 滑模面附近切换区分析

为研究滑模面附近所产生的切换区厚度, 将式(12)中 $|s| < w_0$ 部分离散化后可得:

$$\frac{s(n+1) - s(n)}{T} = -k_3 \|e\|_1 \text{sgn}(s(n)) \quad (18)$$

式中: $s \rightarrow 0, T$ 为采样周期。

系统从 $s < 0$ 侧趋近滑模面时, $s(n) = 0^-$, 此时有:

$$s(n+1) = k_3 \|e\|_1 \times T \approx 0 \quad (19)$$

系统从 $s > 0$ 侧趋近滑模面时, $s(n) = 0^+$, 此时有:

$$s(n+1) = -k_3 \|e\|_1 \times T \approx 0 \quad (20)$$

结合式(19)和(20), 通过计算可知, 采用分段变速趋近律时, 系统在滑模面附近所产生的切换区厚度为 $2k_3 \|e\|_1 \times T$, 该切换区厚度随着系统误差状态的减小而减小, 最后可收敛至滑模面上。

同理, 可通过式(15)求得采用指数趋近律时, 系统在滑模面附近所产生的切换区厚度为 $2k_1 T$ 。由于 $2k_1$ 为定值, 所以在指数趋近律作用下, 系统进入滑模面后会产生一个厚度为 $2k_1 T$ 的抖振区间, 导致系统最终存在稳态误差。

综上所述, 采用分段变速趋近律可消除系统在最终稳

定阶段的稳态误差。

4 悬浮控制系统仿真与验证

4.1 电磁悬浮控制系统仿真分析

为了验证本文所设计的新型分段变速趋近律在磁悬浮控制系统应用中的优越性,将采用分段变速趋近律的滑模控制器作为悬浮控制系统的位置外环控制器,并同时与采用指数趋近率、变速趋近律的滑模控制器进行对比实验。采用 3 种不同趋近律的滑模控制器均与采用相同参数 ($K_p = 1\,300, K_I = 0.005$) 的 PI 控制器构成悬浮控制系统的位置—电流双闭环控制器。控制器仿真参数如表 1 所示。

表 1 控制器仿真参数

趋近律	参数	数值
指数趋近律	c	15
	k_1	0.5
	k_2	10
变速趋近律	c	15
	k_1	35
分段变速趋近律	c	15
	k_1	35
	k_2	200
	k_3	10
	λ	14
	w_0	0.02

如图 3 所示,采用 3 种不同趋近律的悬浮控制系统均可以在较短时间内到达滑模面,其中指数趋近律所需时间最长,且在滑模面附近形成幅值为 0.003 的抖振区间;变速趋近律所需时间有所减少,但在到达滑模面初期存在较大超调,分段变速趋近律所需时间最短,且在到达滑模面初期的超调也有所减小。

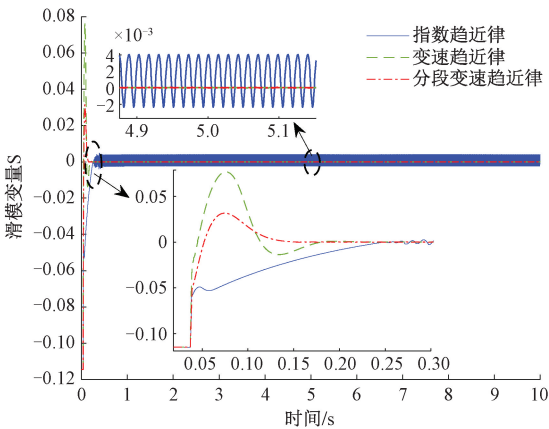


图 3 不同趋近律下滑模变量 S 的动态响应曲线

仿真实验 1:给定位置静态悬浮仿真。

如图 4 所示为悬浮控制系统从初始气隙 8 mm 到达给定悬浮气隙 4 mm 位置处静态悬浮气隙响应曲线。

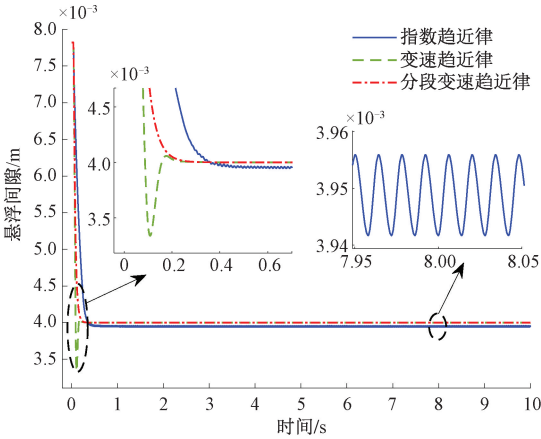


图 4 静态悬浮位置响应曲线

如图 5 所示为悬浮控制系统从初始气隙 8 mm 到达给定悬浮气隙 4 mm 位置处的静态悬浮电流响应曲线。

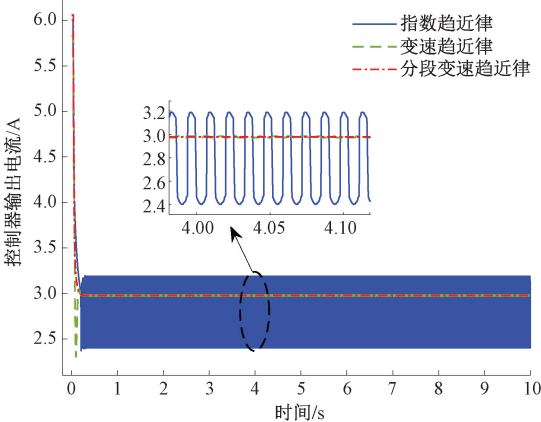


图 5 静态悬浮电流响应曲线

由图 4、5 可知,若以系统响应到达并保持在给定值的 $\pm 2\%$ 作为系统稳定的判定准则,则采用 3 种不同趋近律的滑模控制器均能使磁悬浮控制系统实现稳定悬浮。其中在采用指数趋近律的滑模控制方法作用下,悬浮系统几乎无超调,调节时间为 0.5 s,由于指数趋近律较大的等速项增益使得系统控制量(如图 5 所示)产生高频大幅值抖动,导致悬浮控制系统在平衡点处存在 0.05 mm 左右的抖振误差;在采用变速趋近律的滑模控制方法作用下,由于到达滑模面时 $\|e\|_1$ 较大,导致趋近速度过大,悬浮系统存在 0.7 mm 的超调,调节时间为 0.2 s,系统无稳态误差;在采用分段变速趋近律的滑模控制方法作用下, $1/(|x_2| + \lambda)$ 项有效地削弱了系统在即将到达滑模面时的趋近速度,从而系统无超调产生,调节时间为 0.2 s,相比于采用指数趋近律的滑模控制下降了 60%,且系统最终无稳态误差。

仿真实验 2:抗扰性仿真。

为模拟悬浮控制系统在运行过程中受到未知扰动的影响,在 $t=2\text{ s}$ 时对系统控制量突加幅值为 1 A 的阶跃干扰电流,在 $t=6\text{ s}$ 时消除电流干扰。阶跃干扰电流作用下悬浮控制系统响应曲线如图 6 所示。

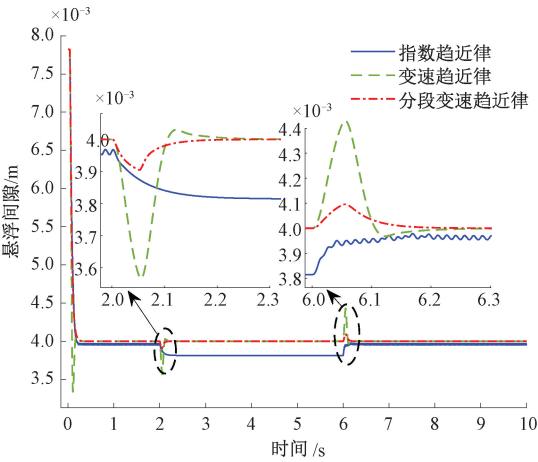


图 6 阶跃电流干扰下位置响应曲线

由图 6 可知,采用 3 种趋近律的滑模控制器均具备一定的抗干扰性能。当干扰电流信号作用于悬浮控制系统时,在采用指数趋近律的滑模控制方法作用下,系统达到一个新的平衡位置: 3.8 mm ,直至干扰信号撤出才恢复为原稳态;在采用变速趋近律的滑模控制方法作用下,系统产生 0.45 mm 的超调,调节时间为 0.3 s ;在采用分段变速趋近律的滑模控制方法作用下,系统产生 0.1 mm 的超调,调节时间为 0.2 s ,相比变速趋近律超调量减小 77% 。

4.2 实验验证

为进一步验证分段变速趋近律的控制性能,搭建了 EMS 型单点常导电磁悬浮控制实验平台,如图 7 所示为 F 轨悬浮台架部分。

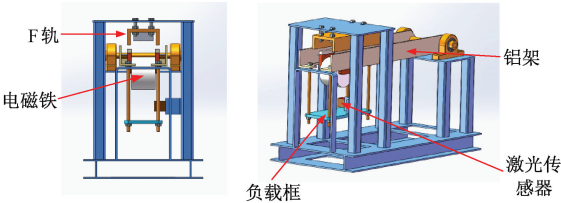


图 7 F 轨悬浮台架

F 轨悬浮台架部分由 F 形轨道、单个电磁铁、铝架及连杆机构、负载框以及底部支撑铁架组成,电磁铁通过螺栓与铝架及连杆机构固定在一起组成该系统的悬浮对象部分,激光传感器安置在铝架正下方。当控制器输出稳定悬浮电流至电磁铁时,电磁铁与 F 轨之间产生稳定电磁吸力,克服悬浮对象部分自身重力使其左端实现给定气隙稳定悬浮。系统参数如表 2 所示。

如图 8 所示为 EMS 型单点常导电磁悬浮控制实验平台,主要由上位机、基于 DSP28335 的控制器、悬浮斩波器、

表 2 F 轨悬浮台架参数

符号	说明	取值
m	电磁铁部分质量/kg	6.5
N	电磁线圈匝数/匝	400
R	电磁铁总电阻/ Ω	4
A	铁芯磁导截面积/ m^2	6.57×10^{-4}
μ_0	真空磁导率/(H/m)	$4\pi \times 10^{-7}$
g	重力加速度/(m/s^2)	9.8
i_0	平衡点电流/A	4.5
c_0	平衡点气隙/m	0.004

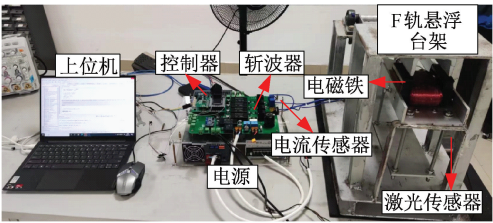


图 8 EMS 型单点常导电磁悬浮控制实验平台

24 V 开关电源、电流传感器、激光传感器以及 F 轨悬浮台架组成。

硬件实验 1:给定位置静态悬浮实验。

给定悬浮气隙为 4 mm ,如图 9、10 所示为 3 种控制方法作用下的悬浮系统从初始位置到达给定悬浮气隙的系统响应轨迹。

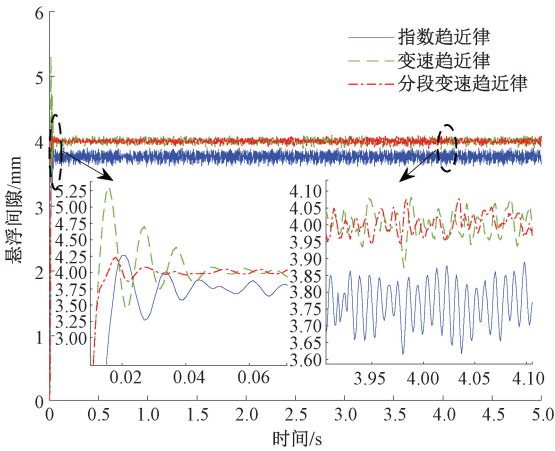


图 9 静态悬浮位置响应曲线

由图 9、10 可知,采用 3 种不同趋近律的滑模控制器均可以使得悬浮控制系统实现稳定悬浮,实验结果与仿真结果基本一致。采用指数趋近律的滑模控制器调节时间为 0.05 s ,在平衡点处存在 0.25 mm 的稳态误差,且抖振较大;由于过大的趋近速度导致采用变速趋近律的滑模控制器存在 1.25 mm 的最大超调,调节时间为 0.05 s ,但最终系统无稳态误差;由于引入的 $1/(|x_2| + \lambda)$ 速度项有效地抑制了滑动模式初期的趋近速度,采用分段变速趋近律的滑

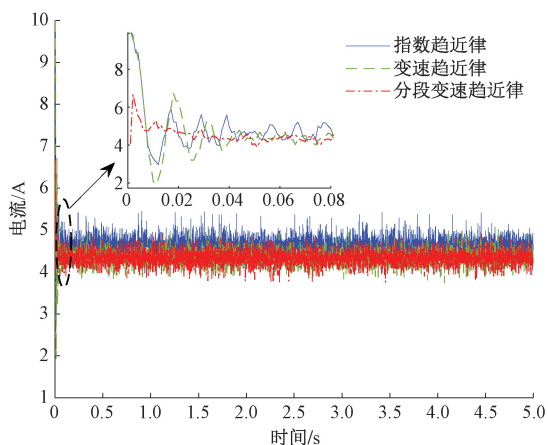


图10 静态悬浮电流响应曲线

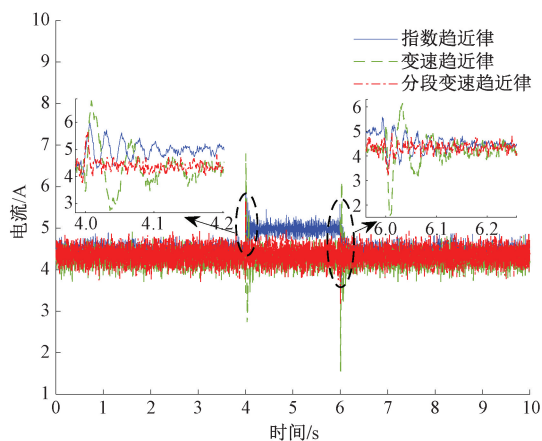


图12 阶跃电流干扰下系统电流响应曲线

模控制器最大超调仅为 0.25 mm, 调节时间为 0.03 s。由 3 组实验结果对比可知, 改进的分段变速趋近律继承了变速趋近律优秀的动态性能, 具有稳态误差小和抖振小的特点, 同时还解决了变速趋近律在滑动模态初期趋近速度过大的问题, 有效地降低了系统在滑动模态初期的超调, 有利于提高系统的动态性能。

硬件实验 2: 抗扰性实验。

悬浮控制系统从初始气隙 8 mm 到达给定悬浮气隙 4 mm 位置后, 在 $t=4$ s 时对系统控制量突加 1 A 的阶跃电流干扰, $t=6$ s 时撤出干扰信号, 悬浮系统的位置响应曲线和电流响应曲线如图 11、12 所示。

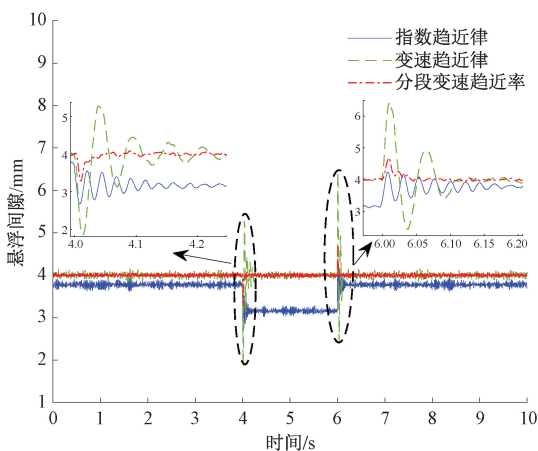


图11 阶跃电流干扰下系统位置响应曲线

由图 11、12 可知, 当系统在稳定悬浮状态下受到 1 A 的阶跃电流干扰时, 在采用指数趋近律的滑模控制方法作用下, 控制系统从原稳态 (3.8 mm) 达到一个新的平衡位置 (3.1 mm), 干扰信号撤出后系统恢复原稳态; 在采用变速趋近律的滑模控制方法作用下, 控制系统最大超调为 2.2 mm, 调节时间为 0.3 s; 在采用分段变速趋近律的滑模控制方法作用下, 控制系统最大超调为 0.6 mm, 调节时间为 0.05 s, 相较变速趋近律而言, 系统最大超调减小了

72%, 调节时间提高了 83%。通过 3 组对比实验结果可知, 采用分段变速趋近律的控制系统, 最终稳态误差和抖振更小, 且在受到外界干扰时可以更快恢复至原稳态。

5 结 论

为了降低建模时存在的未知扰动和未建模动态对磁悬浮控制系统的控制性能的影响, 本文采用对控制系统数学模型精确度要求不高的滑模变结构控制算法作为悬浮系统的控制策略, 采用位置—电流双闭环串级控制结构实现了单点常导电磁悬浮控制系统的稳定悬浮。

针对滑模控制中的稳态误差和抖振现象, 提出了一种改进的分段式变速趋近律。通过引入表示悬浮控制系统的速度变量 $|x_2|$ 项来削弱控制系统在滑动模态初期过大的趋近速度, 有效地降低了系统在滑动模态初期的超调。

将所设计的分段变速趋近律分别与指数趋近律和变速趋近律进行仿真分析与实验对比, 实验结果表明: 改进的分段变速趋近律继承了变速趋近律优秀的动态性能, 具有较小的稳态误差和抖振, 相比传统的滑模控制策略具有更强的抗扰动性能。因此, 本文所提方法不仅对于悬浮控制具有学术意义, 对于其他非线性、大时滞、强耦合系统也具有很好的参考价值。

由于本文以单点电磁悬浮系统为研究对象, 研究中并未考虑实际工程应用中可能会存在的耦合问题, 因此, 在未来工作中, 会进一步测试多个悬浮点之间的耦合干扰对所提出的控制算法性能影响, 验证其可行性并扩大其应用范围。

参考文献

- [1] PAN H L, WANG H, YU C L, et al. Displacement-constrained neural network control of maglev trains based on a multi-mass-point model [J]. Energies, 2022, 15(9): 3110-3110.
- [2] NIHAL D, DIPANKAR D. A reference model assisted adaptive control structure for maglev transportation

- system[J]. Electronics, 2021, 10(3): 332-332.
- [3] 李卫东, 王玮崧, 王新屏. 磁悬浮列车简捷鲁棒控制与仿真研究[J]. 电子测量技术, 2021, 44(2): 56-60.
- [4] 刘金坤. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真: 基本理论与设计方法(第四版)[M]. 北京: 清华大学出版社, 2019: 23-24.
- [5] 冯志伟, 毛国勇, 余世刚, 等. 基于新型趋近律的 PMSM 反演滑模控制[J]. 电子测量技术, 2022, 45(20): 68-73.
- [6] 陈萍, 史天成, 于明月, 等. 中低速磁浮列车滑模自抗扰悬浮控制算法[J]. 铁道科学与工程学报, 2023, 20(2): 682-693.
- [7] 靖永志, 冯伟. 基于自适应非奇异终端滑模的悬浮控制策略[J]. 西南交通大学学报, 2022, 57(3): 566-573.
- [8] 雷城, 蓝益鹏, 徐泽来等. 一种新型复合滑模趋近律设计与分析[J]. 控制与决策, 2023, 38(2): 435-440.
- [9] 目云奎, 李祥飞, 陈玄. 自适应高阶滑模永磁同步电机永磁磁链观测[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(3): 163-170.
- [10] 崔征山, 周扬忠, 张竞, 等. 基于滑模和扩张状态观测器的双绕组无轴承磁通切换电机转子悬浮控制策略研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(6): 269-279.
- [11] 陈强, 杨晨冰, 南余荣. 基于变速趋近律的 Buck 型变换器抗扰动控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(4): 893-900.
- [12] 胡海林, 万金安, 杨星, 等. 单点常导电磁悬浮实验装置研究[J]. 实验技术与管理, 2023, 40(5): 141-147.
- [13] 杨杰, 秦耀, 汪永壮, 等. 永磁电磁混合型磁浮球的改进滑模控制方法[J]. 湖南大学学报(自然科学版), 2023, 50(4): 200-209.
- [14] 杨浩. 电磁悬浮系统非线性控制策略的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2021.
- [15] 赵川, 孙凤, 裴文哲, 等. 永磁悬浮平台的分散串级控制方法[J]. 西南交通大学学报, 2022, 57(3): 618-626.
- [16] 蒋启龙, 梁达, 阎枫. 数字单周期电流控制在电磁悬浮系统中的应用[J]. 西南交通大学学报, 2019, 54(1): 1-8, 22, 2.
- [17] 过振宇, 杨杰. 永磁悬浮轨道侧向力控制系统的 DMC-PID 控制策略[J]. 铁道科学与工程学报, 2021, 18(6): 1373-1381.
- [18] 杨杰, 杨星, 高涛, 等. 电磁悬浮系统的改进线性自抗扰控制方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 07(3): 1-12.
- [19] XU J Q, SUN Y G, GAO D G. Dynamic modeling and adaptive sliding mode control for a maglev train system based on a magnetic flux observer[J]. IEEE Access, 2018, 6(1): 31571-31579.
- [20] 胡坤, 蒋庆楠, 季晨光, 等. 基于改进 ESO 的磁悬浮系统模型参考滑模控制[J]. 工程设计学报, 2022, 29(1): 82-91.
- [21] 赵磊, 王军晓, 黄光普, 等. 基于扩张状态观测器的磁悬浮球连续滑模控制[J]. 高技术通讯, 2020, 30(5): 480-486.

作者简介

李至勇, 硕士研究生, 主要研究方向为磁悬浮控制。

E-mail: lizhiyong5434@163.com

杨杰(通信作者), 教授, 主要研究方向为轨道交通控制、智能控制研究。

E-mail: yangjie@jxust.edu.cn