

自耦PID控制在磁悬浮系统中的应用

刘腾飞[†], 蒋启龙, 罗雨, 刘彤

(西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 611756; 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室 西南交通大学, 四川 成都 611756)

摘要: 针对轨道不平滑以及负载扰动较大可能导致系统失稳的问题, 本文建立了以自耦PID(SC-PID)控制为基础的磁悬浮控制模型, 成功应用于磁悬浮系统中进行实物悬浮, 并验证了SC-PID控制的优越性. SC-PID控制的方法是将非线性磁悬浮系统映射为等价的线性系统, 然后引入速度因子 z_c 把比例-积分-微分环节耦合在一起, 使得SC-PID控制各增益间具有相同的物理量纲, 最后用模糊规则对SC-PID控制参数进行整定. 通过Simulink仿真和实验表明: SC-PID控制相对于传统的PID控制、分数阶PID控制(FOPID)具有更好的抗干扰能力, 在负载扰动较大的情况下仍能保持较小的调节误差; 对轨道不平滑的适应性强, 在轨道不平滑的恶劣情况下依然保持快而准确的跟踪性能.

关键词: 自耦PID; 磁悬浮系统; 速度因子; Simulink

引用格式: 刘腾飞, 蒋启龙, 罗雨, 等. 自耦PID控制在磁悬浮系统中的应用. 控制理论与应用, 2025, 42(4): 695 – 702

DOI: 10.7641/CTA.2023.20838

Application of self-coupling PID control in magnetic levitation system

LIU Teng-fei[†], JIANG Qi-long, LUO Yu, LIU Tong

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu Sichuan 611756, China;
Key Laboratory of Maglev Technology and Maglev Train Ministry of Education,
Southwest Jiaotong University, Chengdu Sichuan 611756, China)

Abstract: In view of the problems of unstable track and large load disturbance, a maglev control model based on the self-coupling PID (SC-PID) control is established in this paper, which has been successfully applied to physical suspension in the maglev system, and the superiority of SC-PID control is verified. The method of SC-PID control is to map the nonlinear maglev system into an equivalent linear system, and then introduce the velocity factor to coupling the proportional-integral-differential links together, so that each gain of SC-PID control has the same physical dimension. Finally, this paper uses fuzzy rules to adjust the control parameters. Simulink simulation and experiments show that SC-PID control relative to the traditional PID control, fractional PID control (FOPID) has better anti-interference ability, in the load disturbance larger still can maintain a small adjustment error; Strong adaptability to track unsmoothness, fast and accurate tracking performance is still maintained under the bad condition of track unsmoothness.

Key words: self-coupling PID; magnetic levitation system; speed factor; Simulink

Citation: LIU Tengfei, JIANG Qilong, LUO Yu, et al. Application of self-coupling PID control in magnetic levitation system. *Control Theory & Applications*, 2025, 42(4): 695 – 702

1 引言

磁悬浮由于噪声小、无摩擦阻力等优点, 被成功应用于磁悬浮列车上^[1-3]. 为了保证悬浮列车在不同工况下的稳定性^[4], 对悬浮控制算法的设计与优化一直是国内外学者研究的热点. 传统的PID控制虽然能保证磁悬浮闭环系统的稳定, 然而和误差相关的比例-积分-微分属于不同的物理量纲, 控制增益之间相互独立, 且磁悬浮系统的动态品质随着PID增益变化比较敏感, 造成了快速响应和超调之间不能同时取得最

优的问题. 在磁悬浮的实际应用中, 希望工作区间足够大, 但传统的PID不能很好的满足磁悬浮系统抗干扰性和稳定性等要求. 近年来也有学者提出了新的应用于磁悬浮控制系统的有关算法, 如模糊PID控制、自抗扰控制等算法, 在一定程度上取得了良好的控制效果^[5-10]. 但模糊控制由于受变量的影响和控制规则的限制, 稳态性较差; 自抗扰控制虽然稳定性和抗干扰能力较强, 但存在参数整定困难、控制参数多等缺点.

自耦PID (self-coupling PID, SC-PID) 控制算法由

收稿日期: 2022-09-24; 录用日期: 2023-12-27.

[†]通信作者. E-mail: 363213154@qq.com.

本文责任编辑: 周彤.

国家自然科学基金项目(52277166)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (52277166).

国内学者曾喆昭提出^[11-12],被应用于非线性迟滞系统^[13-14],并取得了良好的控制效果. 本文为了解决轨道不平滑和负载扰动较大导致磁悬浮系统失稳的问题,把SC-PID控制算法应用于磁悬浮系统中,实现了系统的稳定控制. SC-PID控制算法的成功应用,不仅改善了悬浮列车在不同工况下的稳定性能,而且还解决了传统PID控制存在的物理量纲冲突和参数不协调以及其他控制算法计算量大、结构复杂、整定困难等问题. SC-PID磁悬浮控制的核心是通过速度因子 z_c 把各增益间紧密的耦合在一起^[15],易调节、控制参数少. 本文给出了磁悬浮控制系统中的最小速度因子 z_c 的整定规则,并通过仿真和实验验证了SC-PID在磁悬浮系统应用中的可行性和优越性.

2 磁悬浮控制系统

2.1 电压控制模型

为了便于分析,以单电磁铁机械结构图(如图1)为例.

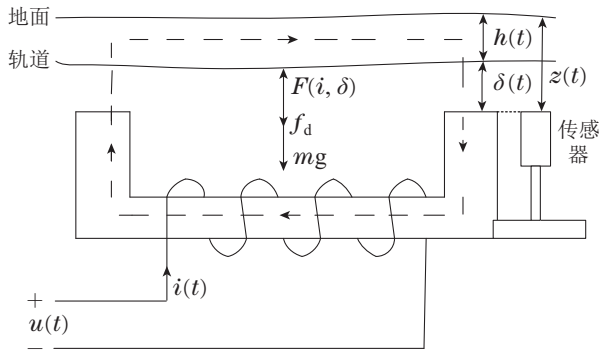


图1 单电磁铁悬浮结构图

Fig. 1 Single electromagnet suspension structure diagram

图1中: $h(t)$ 为轨道和地面的距离, $\delta(t)$ 为悬浮气隙, $z(t)$ 为磁极和地面的距离, $F(i, \delta)$ 为电磁吸力, mg 为电磁铁重量, f_d 为外部干扰, $u(t)$ 为回路电压, $i(t)$ 为回路电流.

可以用电磁学、运动学、电路学3大方程对磁悬浮系统的数学模型进行描述,即

$$\begin{cases} F(i, \delta) = \frac{\mu_0 N^2 i^2(t) A}{4\delta^2(t)}, \\ m\ddot{\delta}(t) = mg - F(i, \delta) + f_d, \\ u(t) = Ri(t) + \frac{\mu_0 N^2 A}{2\delta(t)} \cdot \frac{di}{dt} - \frac{\mu_0 N^2 Ai(t)}{2\delta^2(t)} \cdot \frac{d\delta}{dt}, \end{cases} \quad (1)$$

上式中: μ_0 为空气磁导率, A 为磁极面积, R 为线圈电阻.

以电压为系统输入量, $[\Delta\delta \ \Delta\dot{\delta} \ \Delta i]^T$ 选为系统状态变量,把式(1)在平衡点 (i_0, δ_0) 展开,线性化的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\ddot{\delta} \\ \Delta\dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{k_\delta}{m} & 0 & -\frac{k_i}{m} \\ 0 & \frac{k_i}{L_0} & -\frac{R}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{m} \\ \frac{1}{L_0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta f_d(t) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$y = [1 \ 0 \ 0][\Delta\delta \ \Delta\dot{\delta} \ \Delta i]^T, \quad (3)$$

式(2)中: $k_\delta = -\mu_0 N^2 A i_0^2 / 2\delta_0^3$ 为气隙刚度系数, $k_i = \mu_0 N^2 A i_0 / 2\delta_0^2$ 为电流刚度系数, $L_0 = \mu_0 N^2 A / 2\delta_0$ 为平衡位置处线圈电感.

在忽略外力干扰时,联立式(2)–(3)得单电磁铁悬浮系统的开环传递函数为

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta u(s)} = \frac{-k_i \frac{1}{mL_0}}{s^3 + \frac{R}{L_0}s^2 + k_\delta \frac{R}{mL_0}}. \quad (4)$$

特征方程 $s^3 + \frac{R}{L_0}s^2 + k_\delta \frac{R}{mL_0} = 0$ 缺项,由稳定性判据知系统开环不稳定,所以想要系统稳定需要引入反馈构成闭环控制.

2.2 电流控制模型

以电流为系统输入量,选 $[\Delta\delta \ \Delta\dot{\delta}]^T$ 为系统状态变量,在平衡点 (i_0, δ_0) 展开,线性化状态方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\ddot{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{k_\delta}{m} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\dot{\delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{k_i}{m} & \frac{1}{m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta f_d \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$y = [1 \ 0][\Delta\delta \ \Delta\dot{\delta}]^T. \quad (6)$$

忽略外力干扰,系统的开环传递函数为

$$\frac{\Delta\delta(s)}{\Delta I(s)} = -\frac{k_i}{ms^2 + k_\delta}. \quad (7)$$

由式(7)可知,以电流作为系统输入的二阶特征方程 $ms^2 + k_\delta = 0$ 缺项,系统开环不稳定,和电压控制模型一样,需引入闭环控制才能使系统稳定.

3 SC-PID控制算法

3.1 问题背景

本文以二阶磁悬浮被控系统为例,由式(5)–(6)可得

$$\begin{cases} \Delta\dot{\delta} = \int \ddot{\delta} dt, \\ \Delta\ddot{\delta} = -\frac{k_\delta}{m}\Delta\delta - \frac{k_i}{m}\Delta i + \frac{\Delta f_d}{m}, \\ y = \Delta\delta, \end{cases} \quad (8)$$

式(8)可改写为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2, \\ \dot{y}_2 = f(y_1, y_2, i) + d_1, \\ y = y_1. \end{cases} \quad (9)$$

对比式(8)–(9)可知: $y_1 = \Delta\delta, y_2 = \Delta\dot{\delta}, i = \Delta i, d_1 = \frac{\Delta f_d}{m}$. 其中: y_1, y_2 是二阶系统的状态变量, i 是系统的电流输入, y 是系统的气隙输出, $f(y_1, y_2, i)$ 是系统函数, d_1 是外界干扰.

定义总和扰动 d 为系统不确定动态和外部扰动之和, 可设 d 的表达式为

$$d = f(y_1, y_2, i) + d_1 - b_0 i, \quad (10)$$

其中 $b_0 \neq 0$ 是控制增益系数.

把式(10)代入式(9)可得

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2, \\ \dot{y}_2 = d + b_0 i, \\ y = y_1. \end{cases} \quad (11)$$

易知式(9)和式(11)是等价的, 本文研究的目标就是对式(11)设计合理的控制器, 实现电磁悬浮系统的预期控制.

3.2 磁悬浮SC-PID控制器参数整定

设被控悬浮系统的目标气隙值为 r , 针对式(9)(11)的控制问题, 可定义跟踪误差为

$$e_1 = r - y. \quad (12)$$

积分误差定义为

$$e_0 = \int e_1 dt. \quad (13)$$

结合式(11)–(12)可定义微分误差为

$$e_2 = \dot{e}_1 = \dot{r} - \dot{y} = \dot{r} - y_2, \quad (14)$$

$$\dot{e}_2 = \ddot{e}_1 = \ddot{r} - d - b_0 i. \quad (15)$$

联立式(12)–(15)得受控误差磁悬浮系统为

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = e_1, \\ \dot{e}_1 = e_2, \\ \dot{e}_2 = \ddot{r} - d - b_0 i. \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)及结合文献[11]给出的SC-PID控制器模型, 可得二阶磁悬浮系统SC-PID控制器模型为

$$i = \frac{\ddot{r} + z_c^3 e_0 + 3z_c^2 e_1 + 3z_c e_2}{b_0}. \quad (17)$$

磁悬浮目标气隙 r 是一个常量, 因此式(17)可改写为

$$i = \frac{z_c^3 e_0 + 3z_c^2 e_1 + 3z_c e_2}{b_0}, \quad (18)$$

式(18)中 z_c 为SC-PID控制器的速度因子.

根据式(18)可得SC-PID的增益整定为

$$k_p = 3z_c^2, \quad k_i = z_c^3, \quad k_d = 3z_c. \quad (19)$$

可知悬浮系统中SC-PID闭环控制图如图2所示.

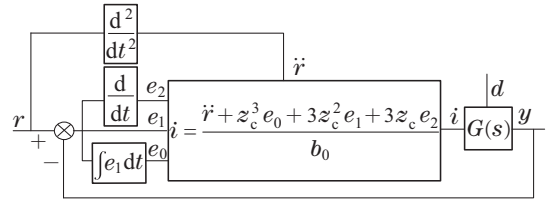


图2 SC-PID闭环控制图

Fig. 2 SC-PID closed-loop control diagram

三阶磁悬浮被控系统与二阶磁悬浮被控系统类似, 本文不再详细说明.

3.3 磁悬浮系统中速度因子物理意义及SC-PID参数整定

传统PID控制各增益之间有如下关系:

$$\begin{cases} k_i = \frac{k_p}{T_i}, \\ k_d = k_p T_d. \end{cases} \quad (20)$$

联立式(19)可得速度因子的整定式为

$$z_c = \frac{1}{T_d} = \frac{3}{T_i} = \sqrt{\frac{3}{T_d T_i}}. \quad (21)$$

由式(21)知, 速度因子 z_c 的物理量纲为 s^{-1} . 在磁悬浮系统中, 目标气隙 r 的单位为m; 误差 e_1 单位为m; 积分 e_0 单位为ms; 微分 e_2 的单位为 ms^{-1} . 因此可以得到以下3个环节的物理属性:

- 1) 比例环节: $3z_c^2 e_1$, 对应的物理单位: ms^{-2} ;
- 2) 积分环节: $z_c^3 e_0$, 对应的物理单位: ms^{-2} ;
- 3) 微分环节: $3z_c e_2$, 对应的物理单位: ms^{-2} .

可以看出SC-PID通过速度因子 z_c 不仅把各增益的物理属性换算到同一物理量纲下; 而且还把比例–积分–微分三者紧密的耦合在一起, 控制参数少, 容易整定. 在系统起浮的动态过程中, 为了更好的满足悬浮性能的要求, 希望悬浮前期、中期、后期的参数是动态变化的, 本文采用传统的模糊规则对SC-PID参数自适应调整, 模糊SC-PID控制框图如图3所示.

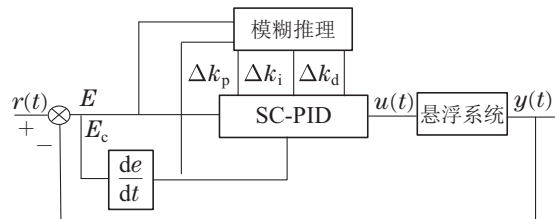


图3 模糊SC-PID控制结构图

Fig. 3 Fuzzy SC-PID control structure diagram

4 SC-PID协同控制仿真及实验

为了验证SC-PID协同控制算法的有效性, 本文利用MATLAB/Simulink仿真软件, 搭建了SC-PID控制

器的磁悬浮自适应模型,如图4-5所示,并与传统的PID控制、分数阶PID控制(fractional order PID, FOPID)进行了相关的仿真和实验比较。

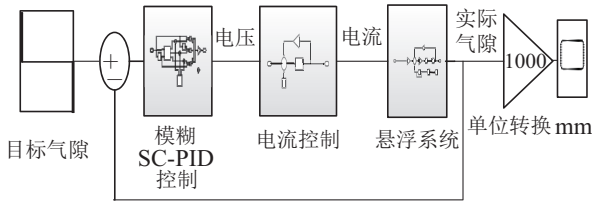


图4 磁悬浮模糊SC-PID控制框图

Fig. 4 Magnetic levitation fuzzy SC-PID control block diagram

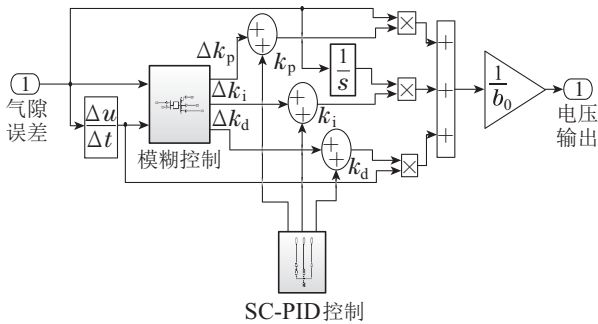


图5 模糊SC-PID控制仿真模型

Fig. 5 Fuzzy SC-PID control simulation model

仿真和实验的对比主要进行两方面的研究: 1) 针对轨道不平滑的问题, 通过改变给定气隙(给定气隙加入正弦波和变气隙)来模拟; 2) 针对负载扰动的问题, 通过加减载来模拟。

4.1 仿真分析

基于SC-PID协同控制单电磁铁悬浮仿真模型参数设置如表1所示。

表1 单电磁铁仿真模型参数

Table 1 Simulation model parameters of single electromagnet

参数	符号	取值
电磁铁质量/kg	m	180
磁极面积/m ²	A	0.028 15
线圈匝数/匝	N	256
动态过度时间/s	T_r	1
线圈电阻/ Ω	R	0.91
目标间隙/mm	δ_0	8
真空磁导率/($H \cdot m^{-1}$)	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$

4.1.1 轨道不平滑仿真: 正弦波干扰的动态性能比较

当磁悬浮系统达到目标气隙 8 mm 时, 在 1.5 s 和 2.5 s 之间加入幅值为 2 mm, 频率为 5 Hz 的正弦波干扰, 3 种控制的气隙仿真波形如图6所示。

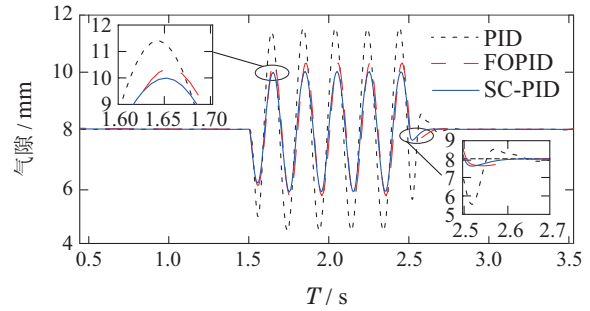


图6 正弦波干扰跟踪波形图

Fig. 6 Sinusoidal interference tracking waveforms

由仿真波形图6可以看出: 在 1.5 s 时加入正弦干扰, PID控制经过0.15 s的调节达到稳定正弦波形, 但是存在 1.16 mm 的调节误差, 正弦波扰动消失, 经过 0.23 s 恢复到气隙 8 mm 处, 期间出现多次波动; 加入正弦干扰时, FOPID控制经过0.05 s时达到稳定正弦波形, FOPID控制存下0.41 mm的调节误差, 扰动结束时, 经过 0.15 s 恢复至目标气隙 8 mm; 干扰加入时, SC-PID控制经过 0.05 s 时达到稳定无误差的正弦波形, 扰动消失后, 经过 0.08 s 调节气隙 8 mm 处. 因此可看出SC-PID可以准确的跟随给定气隙, 经过 0.05 s 的调节, 调节速度更快。

4.1.2 轨道不平滑仿真: 变气隙动态性能的比较

目标气隙值在 1.5 s 时, 由 8 mm 跃变到 10 mm; 在 2.5 s 时, 由 10 mm 跃变到 8 mm 的动态气隙变化如图7所示。

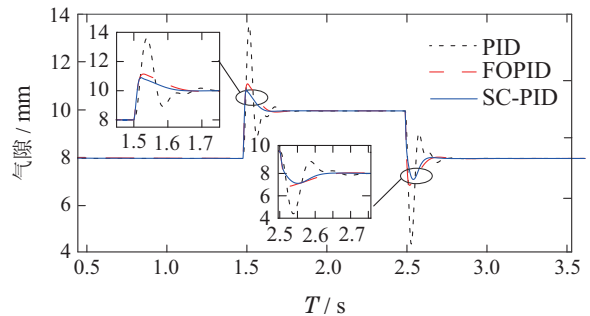


图7 变气隙仿真波形

Fig. 7 Variable air gap simulation waveform

通过仿真波形图7, 可以看出: 在 1.5 s 气隙发生正方向跃变时, PID控制的超调值达到了 3.6 mm, 动态调节过程慢, 经过 0.25 s 完成气隙 8 mm 到气隙 10 mm 的稳定过渡, 在 2.5 s 气隙发生负方向跃变时, PID 控制的瞬态谷值为 4.45 mm, 然后气隙值迅速上升, 经过 0.24 s 完成气隙 10 mm 到气隙 8 mm 的过渡, 两次气隙变换期间出现多次波动, 稳定性较差; 在 1.5 s 时, FO-PID控制的瞬态超调为 1.2 mm, 经过 0.16 s 过渡到气隙 10 mm 处, 在 2.5 s 时气隙发生负方向跃变, 谷值为 6.8 mm, 经过 0.15 s 达到气隙 8 mm 处; 1.5 s 气隙变化时, SC-PID控制的超调为 0.8 mm, 经过 0.12 s 过渡到

气隙10 mm处, 在2.5 s时气隙发生负方向跃变, 谷值为7.2 mm, 经过0.11 s达到气隙8 mm处, SC-PID在气隙变换期间超调小, 响应速度快.

4.1.3 负载扰动仿真: 加载时的动态性能比较

为了验证加载情况下, SC-PID控制、PID控制及FOPID控制动态性能的比较, 在1.5 s和2.5 s期间加入300 kg的负载, 气隙波形和电流波形分别如图8-9所示.

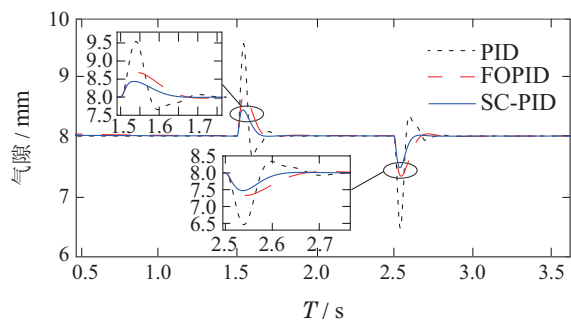


图8 加载时气隙波形图

Fig. 8 Air gap waveform diagram during loading

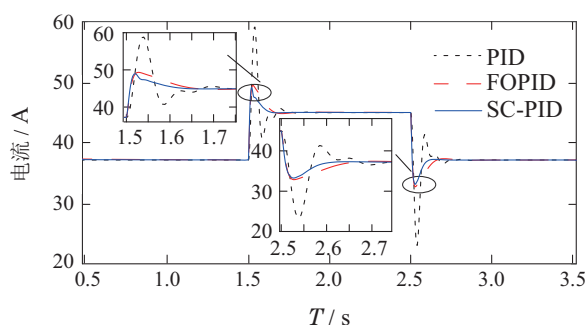


图9 加载时电流波形图

Fig. 9 Current waveform diagram during loading

从图8-9可以看出, 加入300 kg负载的瞬间, PID控制的气隙突变到9.53 mm, 气隙超调量为1.53 mm, 电流从37.2 A突变到58.82 A, 经过0.25 s的调节到新的稳定状态, 稳定时气隙值为8 mm、电流为45.3 A; 在2.5 s减载时, 气隙值从8 mm突变为6.4 mm, 电流从45.3 A突变为23.32 A, 经过0.26 s恢复到原来的状态, 加载期间调节速度慢, 波动较大. 加入300 kg负载时, FOPID控制的气隙突变为8.68 mm, 电流从37.2 A突变到49.39 A, 经过0.19 s调整到新的稳定状态, 稳定气隙值为8 mm、电流值为45.3 A; 2.5 s减载300 kg运行时, 气隙值从8 mm突变为7.41 mm, 电流从45.3 A突变到32.85 A, 然后回升, 经过0.2 s调整到空载的状态, 稳定气隙值8 mm、稳定电流37.2 A; 加载时, SC-PID控制的气隙突变为8.43 mm, 电流从37.2 A突变到48.91 A, 经过0.14 s调整到新的稳定状态, 稳定气隙值为8 mm、电流值为45.3 A; 2.5s减载运行时, 气隙值从8 mm突变为7.49 mm, 电流从45.3 A突变到33.4 A, 经

过0.12 s调整到稳定状态, 稳定气隙值8 mm、稳定电流37.2 A, 加载期间, SC-PID控制的调节速度快, 超调量小, 稳定性好.

4.2 实验结果及分析

为了进一步的验证SC-PID控制的优越性, 设计了基于DSP28335的SC-PID控制算法, 并且考虑实际生产的需要, 在悬浮车架上进行了相关实验, 悬浮车架的实物图(图10)、结构示意图(图11)和系统之间的联调(图12)如下所示. 实际的起始气隙值为15.6 mm.



图10 悬浮车架实物图

Fig. 10 Real picture of the suspension frame

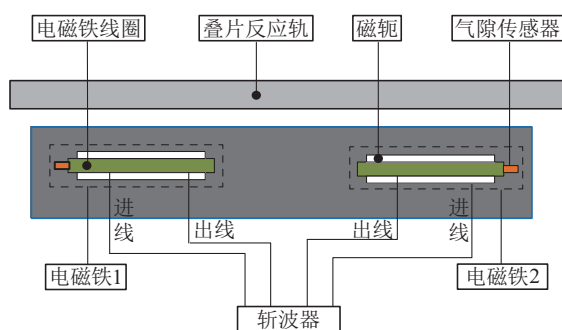


图11 悬浮车架结构示意图

Fig. 11 Schematic diagram of suspension frame structure

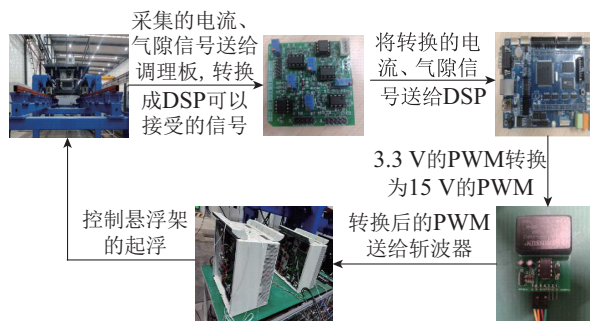


图12 系统联调图

Fig. 12 System joint debugging diagram

其中悬浮车架的控制过程: 气隙传感器和电流传感器把采集的实际气隙和电流送到DSP硬件中, 实际气隙值与悬浮控制算法的气隙给定值比较后, 经过气隙控制器得到电流给定值, 电流给定值再与电磁铁的

实际电流比较, 误差值经过电流控制器最后得到脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 控制脉冲, PWM脉冲再送给悬浮斩波器控制电磁铁的电流, 实时调节电磁力, 以达到控制悬浮车架稳定悬浮的目地.

4.2.1 轨道不平滑实验: 正弦波干扰实验

当悬浮车架在8 mm处稳定悬浮时, 加入作用时间为8~10 s的正弦波干扰, 正弦波的频率为5 Hz, 幅值为2 mm.

图13~14给出了两种控制算法的正弦波干扰效果, 从图13可以得出: 当悬浮车架刚开始起浮时, PID需要大约1.8 s的调节时间才能达到目标气隙8 mm, 对应的稳定电流37.3 A, 正弦波的抗干扰性能较差, 约一个周期后达到稳定正弦波形, 正弦波波形不平滑; 正弦扰动消失后经过0.8 s的调节又回到原来的稳定状态, 中间出现多次波动. 从图14可以看出: 悬浮车架刚开始起浮时, SC-PID调节时间较短, 经过0.4 s就达到了目标值8 mm处, 对应的电流也是37.3 A, 正弦波的抗干扰性能明显较好, 波形平滑, 瞬态就达到了正弦波形: 扰动消失后几乎是直接回到稳定状态. 实验结果表明: SC-PID控制的抗干扰性能好, 能很好的适应轨道的变化.

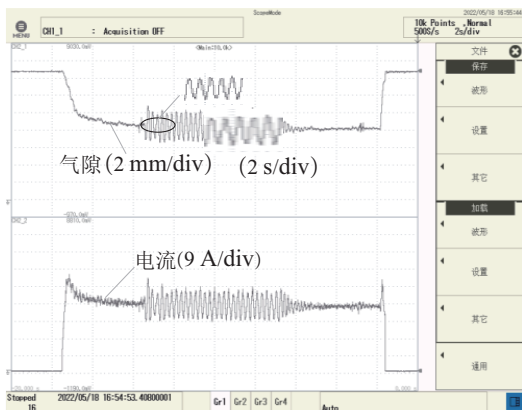


图 13 PID控制正弦波干扰波形

Fig. 13 PID controls the sine wave interference waveform

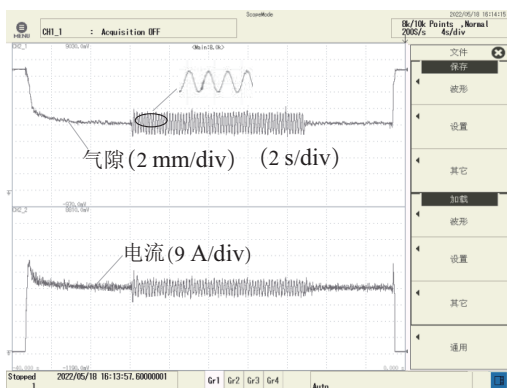


图 14 SC-PID控制正弦波干扰波形

Fig. 14 SC-PID controls the sine wave interference waveform

4.2.2 轨道不平滑实验: 变气隙实验

由目标气隙值8 mm动态变为10 mm或者6 mm, 效果是一样, 因此本文只介绍8~10 mm的动态气隙变化.

根据图15~16可知, 气隙由8 mm改为10 mm时, 两种控制的电流都从37.3 A跃升为45.4 A. 目标气隙变化时, PID控制的调节时间较长, 经过2.1 s左右, 气隙由8 mm稳定在10 mm, 动态响应较慢, 纹波较大, 稳定性较差; 反观SC-PID控制的动态调节时间较短, 经过0.4 s左右就完成了气隙值8~10 mm的调节, 波形平滑, 调节过程中纹波较小, 稳定性较强.

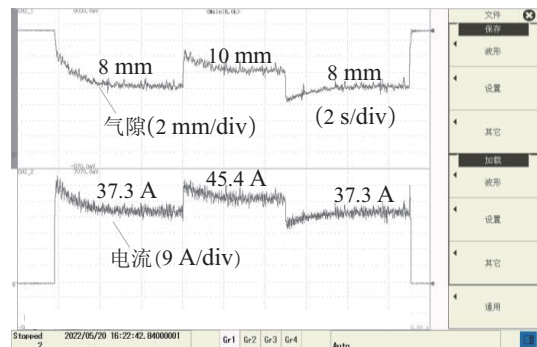


图 15 PID控制变气隙波形图

Fig. 15 PID control variable air gap waveform

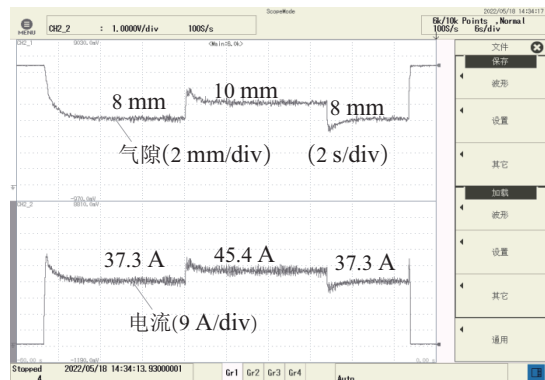


图 16 SC-PID控制变气隙波形图

Fig. 16 SC-PID control variable air gap waveform

4.2.3 负载扰动实验: 加载实验

因为外在条件有限, 动态加减载需要大型吊车才能实现, 所以做加载实验时, 事先在悬浮车架加入总重为300 kg的沙袋, 观察两种控制算法的控制效果.

从图17~18可以看出: 加入300 kg负载后, 两种控制算法的电流由原来空载值37.3 A变为44.6 A, 稳定气隙值为8 mm. 但是明显的可以看出PID控制的气隙和电流经过3 s左右达到稳定状态, 波动较大, 稳定性较差; SC-PID控制的气隙和电流经过0.5 s左右的调节达到稳定状态, 波动小, 动态响应快. 因此可以得出: SC-PID控制的磁悬浮系统具有更强的抗干扰能力, 动态性能优越.

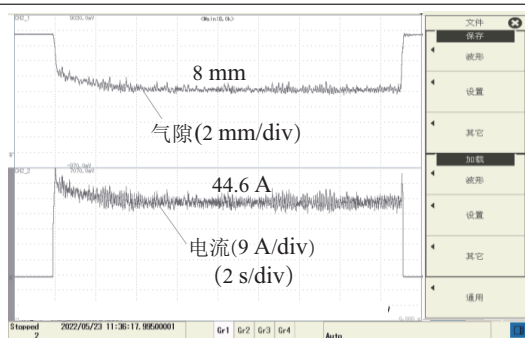


图 17 PID控制加载波形图

Fig. 17 PID control loading waveform

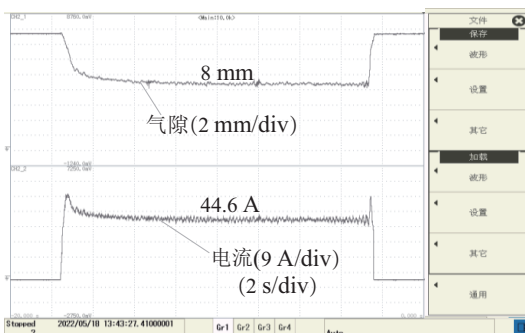


图 18 SC-PID控制加载波形图

Fig. 18 SC-PID control loading waveform

对比以上3组相应的仿真和实验结果可知: 实验和仿真的动态响应速度、超调值及加减载数据是由一定的出入, 造成这种情况的原因如下:

1) 模型参数不准确: 仿真模型可能需要大量参数和输入, 如果这些参数或输入值不准确, 那么仿真结果可能与实验数据不同;

2) 测量误差: 实验数据受到传感器测量误差的影响;

3) 系统复杂性: 仿真模型没有考虑系统的所有复杂性和因素。

总体而言, 仿真和实验的趋势一致: 采用SC-PID控制可以实现磁悬浮系统的稳定悬浮, 在正弦跟随、给定气隙变化、加减载3种工况下, 波动小, 响应速度快。所以SC-PID控制算法应用于悬浮系统中具有一定的优势, 在不同工况下都具有较强的稳定性和较快的动态性能。

5 结论

本文对磁悬浮控制的数学模型进行了详细的介绍, 对SC-PID控制算法也进行了详细的推导, 并且把SC-PID控制算法成功的应用于电磁悬浮系统中, 进行了相关的仿真和实验, 可以得到以下结论:

1) 仿真和实验结果表明, SC-PID控制算法不仅能满足磁悬浮系统的工作需求, 而且SC-PID控制与传统PID控制、FOPID控制相比具有较好的动态调节性

能、较强的适应性, 可以对非线性系统进行有效的控制;

2) SC-PID控制同传统的PID控制本质上是一样的, 也是通过比例-积分-微分3个环节对磁悬浮系统进行控制。但是PID控制的3个参数彼此相互独立且物理量纲不同, 调节比较困难; 而SC-PID通过速度因子 z_c 即把3个控制参数紧紧的耦合在一起, 又把它们物理量纲整合到同一单位下, 调节参数少, 比较容易实现;

3) 本文还有很多方面需要完善的地方, 比如: 所做的是单自由度静态实验, 与悬浮车架实际运动时的工况有一定的差距, 后续会开展多自由度动态实验的研究。

参考文献:

- [1] TANG Rui, WU Junquan. Application prospects of medium and low speed Maglev vehicle in urban rail transit of China. *Urban Fast Rail Transit*, 2006, 19(2): 12 - 16.
(唐锐, 吴俊泉. 中低速磁浮列车在我国城市轨道交通中的应用前景. 都市轨道交通, 2006, 19(2): 12 - 16.)
- [2] JIANG Qilong, HU Jishi. Study of the Maglev Chopper. *Power Electronics Technology*, 1997, 31(2): 60 - 62.
(蒋启龙, 胡基士. 磁浮列车斩波器研究. 电力电子技术, 1997, 31(2): 60 - 62.)
- [3] JIANG Qilong, LIANG Da, YAN Feng. Application of digital single cycle current control in electromagnetic maglev system. *Journal of Southwest Jiaotong University*, 2019, 54(1): 1 - 8, 22.
(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. 西南交通大学学报, 2019, 54(1): 1 - 8, 22.)
- [4] SONG Rongrong, MA Weihua. Application of fuzzy PID control in magnetic levitation system. *Journal of Chongqing University of Technology: Natural Science Society*, 2014, 28(5): 1 - 6.
(宋荣荣, 马卫华. 模糊PID控制在磁悬浮系统中的应用. 重庆理工大学学报: 自然科学社, 2014, 28(5): 1 - 6.)
- [5] ZHU Shunli, WU Li, LI Ming. Magnetic levitation system based on fuzzy control and its simulation. *Ordnance Automation*, 2007, 26(10): 24 - 26.
(朱顺利, 吴莉, 李明. 基于模糊控制的磁悬浮系统及其仿真. 兵工自动化, 2007, 26(10): 24 - 26.)
- [6] SOC C, YANG J P. Fuzzy controlled genetic algorithm search for shape optimization. *Journal of Computing in Civil Engineering*, 1996, 2(10): 143 - 150.
- [7] ZHAO Jing, XIE Zhenyu, YANG Hongjin, et al. Research on fuzzy control strategy of magnetic levitation motorized spindle. *Machine Tool & Hydraulics*, 2015, 43(17): 1 - 6.
(赵静, 谢振宇, 杨红进, 等. 磁悬浮电主轴的模糊控制策略研究. 机床与液压, 2015, 43(17): 1 - 6.)
- [8] YANG Jie, SHI Heng, HUANG Chen. Design and simulation of magnetic levitation controller based on linear active disturbance rejection algorithm. *Electrical Technology*, 2020, 21(10): 54 - 58, 76.
(杨杰, 石恒, 黄晨. 基于线性自抗扰算法的磁悬浮控制器设计与仿真. 电气技术, 2020, 21(10): 54 - 58, 76.)
- [9] LI Binglin, ZENG Li, ZHANG Pengming, et al. Sliding mode active disturbance rejection decoupling control for active magnetic bearing. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(7): 129 - 138.
(李冰林, 曾励, 张鹏铭, 等. 主动磁悬浮轴承的滑模自抗扰解耦控制. 电机与控制学报, 2021, 25(7): 129 - 138.)

- [10] WEI X, WEN C L, DONG H. On disturbance rejection in magnetic levitation. *Control Engineering Practice*, 2019, 82: 24 – 35.
- [11] ZENG Zhezhao, LIU Wenjue. Auto-PID controller. *Journal of Automation*, 2021, 47(2): 404 – 422.
(曾喆昭, 刘文珏. 自耦PID控制器. 自动化学报, 2021, 47(2): 404 – 422.)
- [12] ZENG Zhezhao, CHEN Zeyu. PID and Auto-PID control theory. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(12): 2654 – 2662.
(曾喆昭, 陈泽宇. 论PID与自耦PID控制理论方法. 控制理论与应用, 2020, 37(12): 2654 – 2662.)
- [13] YANG Xu, CAO Lijia, LIU Yang. Attitude control of quadrotor UAV based on auto-coupling PID control. *Journal of Armament Engineering*, 2021, 42(10): 170 – 175.
(杨旭, 曹立佳, 刘洋. 基于自耦PID控制的四旋翼无人机姿态控制. 兵器装备工程学报, 2021, 42(10): 170 – 175.)
- [14] WANG Fengqin, ZENG Zhezhao, CHENG Ting, et al. Auto-coupling PID control for nonlinear unknown systems with strict feedback. *Control Engineering*, 2021, 28(5): 971 – 978.
(王凤琴, 曾喆昭, 程婷, 等. 严格反馈非线性未知系统的自耦PID控制方法. 控制工程, 2021, 28(5): 971 – 978.)
- [15] BAI Jiazan, ZENG Zhezhao. Auto-PID control of piezoelectric positioning system. *Piezoelectric & Acousto-optic*, 2021, 43(6): 844 – 849.
(白家赞, 曾喆昭. 压电定位系统的自耦PID控制. 压电与声光, 2021, 43(6): 844 – 849.)

作者简介:

刘腾飞 硕士研究生, 目前研究方向为电力电子与电力传动, E-mail: 363213154@qq.com;

蒋启龙 硕士生导师, 教授, 目前研究方向为电力电子技术、磁悬浮列车与磁悬浮技术, E-mail: double.long@126.com;

罗雨 硕士研究生, 目前研究方向为电力电子电力传动, E-mail: 1617997459@qq.com;

刘彤 硕士研究生, 目前研究方向为电力电子电力传动, E-mail: 1124630612@qq.com.