

控制与决策

Control and Decision

磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制

黄永红, 石姗姗, 袁野, 孙玉坤, 许洁

引用本文:

黄永红, 石姗姗, 袁野, 等. 磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1449–1456.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1064>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

输入饱和的充液航天器抗干扰有限时间滑模控制

Anti-disturbance finite-time sliding mode control for liquid-filled spacecraft with input saturation

控制与决策. 2021, 36(5): 1078–1086 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0820>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller

控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller

控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

直线同步电动机磁悬浮系统的自适应模糊滑模控制

Adaptive fuzzy sliding mode control for magnetic suspension system of linear synchronous motor

控制与决策. 2021, 36(3): 693–698 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0774>

四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV

控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制

黄永红[†], 石姗姗, 袁野, 孙玉坤, 许洁

(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 为解决磁悬浮开关磁阻电机受到外部环境未知干扰、内部参数摄动等不确定因素带来的影响,提出一种基于自适应终端滑模控制器的直接瞬时转矩及直接悬浮力控制策略. 首先,对电机的数学模型进行分析并建立状态方程,采用直接瞬时转矩控制与直接悬浮力控制方法,以减小系统脉动;其次,设计非奇异终端滑模面,避免常规终端滑模控制中的奇异问题,并引入自适应律,结合终端滑模控制器以抑制不确定因素的干扰,保证系统的快速收敛、强鲁棒性;最后,与传统滑模控制器方法进行对比,验证该方法的有效性. 仿真结果表明,所提出方法能迅速精准跟踪控制系统的转速及位移,有效提升状态收敛速度,抗扰能力强,具有良好的动态性能.

关键词: 自适应; 终端滑模控制; 直接悬浮力控制; 直接瞬时转矩控制; 鲁棒性; 抗干扰

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.1064

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 黄永红,石姗姗,袁野,等. 磁悬浮开关磁阻电机的自适应终端滑模控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(6): 1449-1456.

Adaptive terminal sliding mode control of bearingless switched reluctance motor

HUANG Yong-hong[†], SHI Shan-shan, YUAN Ye, SUN Yu-kun, XU Jie

(College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: In order to solve the influence of uncertainties such as unknown external environment disturbance and internal parameter perturbation on bearingless switched reluctance motors, a direct instantaneous torque and direct suspension force control strategy based on an adaptive terminal sliding mode controller is proposed. Firstly, the mathematical model of the motor is analyzed and the state equation is established. Direct instantaneous torque control and direct suspension force control are used in the control system to reduce the fluctuation of the system. Then, the non-singular terminal sliding surface is designed to avoid the singular problem in the conventional terminal sliding mode control, and the adaptive law is introduced. The control system combines the terminal sliding mode controller to suppress the disturbance of uncertain factors and ensure the fast convergence and strong robustness of the system. Finally, the effectiveness of the method is verified by comparing the traditional sliding mode controller. The simulation results show that the method can quickly and accurately track the speed and displacement of the control system, effectively improve the convergence rate of state, and has strong anti-disturbance ability and good dynamic performance.

Keywords: adaptive control; terminal sliding mode control; direct suspension force control; direct suspension torque control; robustness; anti-disturbance

0 引言

磁悬浮开关磁阻电机(bearing switched reluctance motor,BSRM)结合了传统开关磁阻电机(switched reluctance motor,SRM)和主动轴承的特性,具有低损耗、高速化、输出功率大等优点,能有效解决机械传动中摩擦损耗的问题^[1],使其在高速特殊环境场合(如外部温度的变化或高温等环境下)有着良

好的应用前景^[2].

由于BSRM具有非线性强耦合的特性,高性能的BSRM控制技术具有一定的难度.目前,针对BSRM的控制主要集中在利用数学模型搭建转矩系统与悬浮系统的耦合关系式的基础上,采用控制策略进行控制^[3-4],或利用控制算法对控制系统进行解耦,将悬浮力和转矩实行独立分区域控制以降低系统模型

收稿日期: 2019-07-23; 修回日期: 2020-01-14.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51377074, 51707082); 江苏高校优势学科建设工程(三期)项目(PAPD-2018-87).

责任编辑: 张国山.

[†]通讯作者. E-mail: hyh@ujs.edu.cn.

的复杂程度^[5-6]. BSRM作为一种特殊的SRM,同时也具有转矩和噪声大的缺点,因此进一步降低转矩脉动也是BSRM控制的关键问题之一,SRM的控制策略仍对其具有借鉴意义. 文献[7]利用转矩分配函数定义换相时的工作方式,并结合比例积分补偿装置补偿误差;文献[8]采用直接转矩控制(direct torque control, DTC),通过利用扇区中电压空间矢量的选择进行控制,并利用饱和电流解析模型对扇区划分进行优化;然而转矩分配控制的分配方式增加了控制模型计算的复杂程度,针对某些特定的BSRM,直接转矩控制方式并不适合,文献[9-10]提出了直接瞬时转矩控制(direct instantaneous torque control, DITC)方法,以转矩作为直接控制对象代替跟踪磁链,采用双滞环控制,控制模型简单且响应快速,对脉动有着抑制作用的同时也有着较好的控制精度. 而在实际控制中,系统往往受到外部环境的干扰,造成控制精度的降低,因此 H_∞ 鲁棒控制^[11]、扰动观测器^[12]、非线性控制^[13]、滑模控制^[14]等控制技术被应用于系统中以削弱干扰带来的影响.

由于滑模控制具有抗干扰良好、控制算法简单、不依赖于参数模型等优势,被广泛用于解决转矩脉动大、系统不稳定的问题. 文献[15]设计了一种新型的积分滑模控制器用于提升在负载变化下的抗干扰能力;文献[16]将神经模糊系统与滑模算法相结合,通过调节控制参数处理干扰. 然而,当其受到温度急剧变化引起系统内部参数改变以及外部环境带来强扰动时,传统的滑模控制会丧失鲁棒性^[17],虽然文献[18]采用了滑模扰动补偿器提升系统的鲁棒性,文献[19]提出了一种二阶滑模定子电流观测器,利用并联定子电阻在线辨识方案提高系统的稳定性,但是补偿器和观测器的增加同时会带来建模难度的提升,提高系统控制的复杂程度,在实际控制中也增加了成本.

针对上述问题,本文采用直接瞬时转矩(direct instantaneous torque control, DITC)和直接悬浮力控制(direct suspension force control, DSFC)方法抑制系统脉动,提高控制精度,并结合自适应终端滑模控制器,在不增加控制系统建模难度的情况下,针对参数摄动和强扰动导致的不确定因素使系统具有强鲁棒性.

本文以2相的12/14混合定子磁悬浮开关磁阻电机(hybrid stator bearingless switched reluctance motor, HSBSRM)为研究对象,以HSBSRM的数学模型为基础进行分析,采用DITC和DSFC,在转矩和悬浮力系统中分别设计自适应终端滑模控制器. 首先,采用DITC及DSFC对电机系统的转矩和悬浮力脉动进行抑制,并利用终端滑模控制原理设计系统状态量和非奇异滑模面,通过对输出控制律做积分处

理进一步抑制系统脉动;其次,引入自适应律抑制系统中的不确定因素以增强系统的鲁棒性. 仿真结果表明,相比于传统滑模控制系统,在受到参数摄动及外部环境的强干扰下,自适应终端滑模控制器能进一步提升系统的鲁棒性及抗干扰能力,实现位移和转速的精准跟踪及快速收敛.

1 HSBSRM的数学模型

2相12/14极HSBSRM转矩系统非线性模型为

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + I\omega + T_L. \quad (1)$$

其中: T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, ω 为角速度, J 为转动惯量, I 为摩擦系数. 考虑到电机受到不同温度导致自身参数中的不确定因素变化的影响和由外部环境带来的干扰,式(1)可以表示为

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} = & \\ & - \left(\frac{I}{J} + \Delta a \right) \omega + \left(\frac{1}{J} + \Delta b \right) T_e - \left(\frac{1}{J} + \Delta c \right) T_L. \end{aligned} \quad (2)$$

其中: Δa 、 Δb 为参数中的不确定因素, Δc 为外部带来的干扰. 令 $D = -1/J + \Delta a\omega + \Delta bT_e + \Delta cT_L$, $d\omega/dt = \dot{\omega}$, $A = -I/J$, $B = 1/J$, $u = T_e$,建立转矩系统状态方程

$$\dot{\omega} = A\omega + Bu + D. \quad (3)$$

12/14极HSBSRM的悬浮系统中,悬浮力分为 x 轴方向悬浮力 F_x 和 y 轴方向悬浮力 F_y . 以 y 轴方向为例对悬浮力 F_y 进行分析,非线性模型为

$$F_y = m\ddot{y} + F_d. \quad (4)$$

其中: F_y 为 y 轴方向悬浮力, m 为转子质量, y 为转子位移, F_d 为外部环境扰动. 令 $C = 1/m$, $M = F_d/m$, $u_0 = F_y$,建立悬浮系统状态方程

$$\ddot{y} = Cu_0 - M. \quad (5)$$

2 DITC及DSFC方法研究

由于2相12/14HSBSRM结构中悬浮力极弧和转子极距的大小选择使两极的对齐面积维持不变,导致悬浮绕组电感在固定的激励之下变化很小. 电机的转矩与电流和电感的变化成正比,从而悬浮绕组产生的转矩与转矩绕组产生的转矩相比显得微乎其微,以至于可以忽略不计. 因此,HSBSRM控制策略中转矩控制和悬浮力控制可看作实现了自然解耦. 将控制系统分为转矩控制和悬浮力控制两部分,分别进行独立控制,转矩系统采用DITC,悬浮系统采用DSFC.

2.1 直接瞬时转矩控制策略

DITC的转矩系统中采用双闭环控制,角速度构成外环,内环为转矩,以电磁转矩作为直接控制对象,

通过参考转矩与实际转矩的误差比较,结合DITC转矩滞环单元对控制系统开关信号进行判断,选出合适的开关信号调节绕组电流,以此控制转矩系统.

DITC单元在HSBSRM的不同运行状态时,会有不同的工作状态,以电动状态为运行条件,图1为转矩滞环状态.其中: ΔT 为参考转矩与实际转矩的误差, ΔT_{min} 为控制内环, ΔT_{max} 为控制外环, S_A 为功率变换电路中A相绕组的开关信号, S_B 为功率变换电路中B相绕组的开关信号.

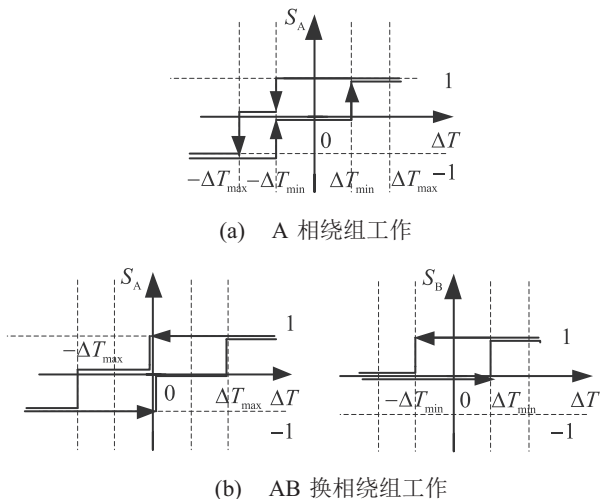


图1 滞环控制器

图1(a)为A相绕组单独工作时的开关信号选择状态,以 ΔT 是递增状态为例进行说明:当 $\Delta T > \Delta T_{max}$ 时表明实际转矩小于参考转矩,给予开关状态为“1”,增大转矩;当 $-\Delta T_{min} < \Delta T < \Delta T_{min}$ 时,给予开关状态为“0”,进行续流,缓慢增大转矩;当 $\Delta T < -\Delta T_{min}$ 时表明实际转矩大于参考转矩,给予开关状态为“-1”,减小转矩.

图1(b)为AB相绕组换相工作时的开关信号选择状态,以 ΔT 是递增状态为例进行说明:当 $\Delta T > \Delta T_{max}$ 时表明实际转矩小于参考转矩,给予 S_A 、 S_B 开关状态为“1”,增大转矩;当 $0 < \Delta T < \Delta T_{min}$ 时,

给予 S_A 、 S_B 开关状态为“0”,进行续流,缓慢增大转矩;当 $\Delta T < 0$ 时分别给予 S_A 、 S_B 开关状态“-1”“0”;当 $\Delta T < -\Delta T_{min}$ 时给予 S_A 、 S_B 开关状态“-1”,以减小转矩.这样,通过DITC滞环控制器调节实现了对转矩系统稳定运行的控制.

2.2 直接瞬时转矩控制策略

悬浮控制子系统中采用双闭环控制,位移构成外环,内环为悬浮力环,以此直接对悬浮力进行控制,该方法控制可以弥补传统方法中换相时悬浮力丢失的问题,且电机参数对控制方法影响较小,降低了控制建模的难度.

DSFC中滞环控制器工作原理是以 y 轴方向为例进行说明,参考悬浮力与实际悬浮力的误差 e_y 作为输入.若 $e_y > 0$,由滞环控制器设置可输出信号1,则功率变换器中主开关开通, F_y 以 y 轴正方向逐渐增加;若 $e_y < 0$,由滞环控制器设置可输出信号-1,则功率变换器中主开关关断, F_y 以 y 轴负方向逐渐增加.如此反复,悬浮力 F_y 将维持在一定范围内,并伴有波动,最终完成电机悬浮系统的平稳运行,使位移趋于稳定.

综上所述,设计基于DITC及DSFC控制原理的控制系统,系统控制框图如图2所示.转矩系统中,由电涡流传感器测得位移经过变换得到角速度,与参考角速度对比获得误差 e_ω ,误差 e_ω 经过SMC位移控制器得到参考转矩 T_e^* ,参考转矩与实际转矩 T_e 对比作为滞环控制的输入,通过DITC单元得到功率变换器中的开关信号,以此完成转矩系统的平稳运行,使转矩趋于稳定.悬浮系统中,位移值 y 与位移参考量 y^* 相比较得到位移误差作为SMC位移控制器输入量,将SMC中输出的悬浮力参考量 F_y^* 与实际悬浮力 F_y 进行对比,其差值通过滞环控制器输出开关信号,该信号用于控制功率变换器中主开关的开通与关断,最终完成电机悬浮系统的平稳运行,使位移趋于稳定.

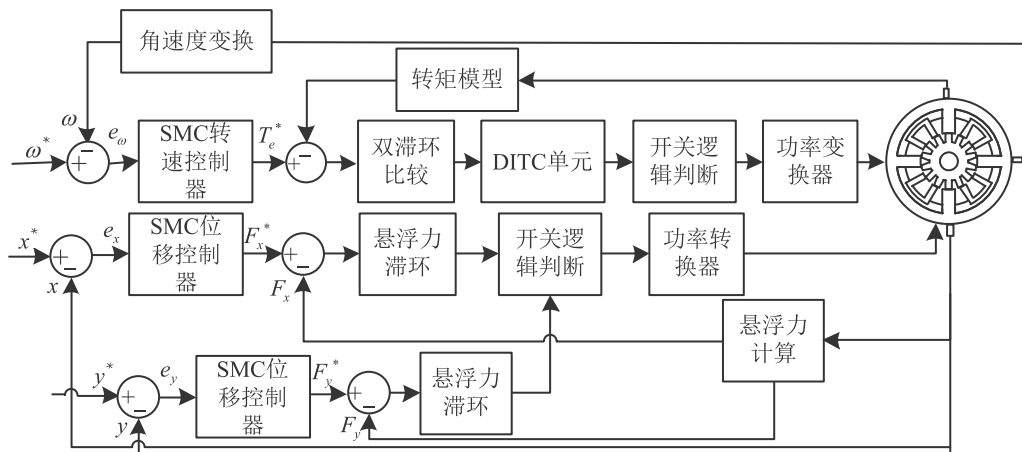


图2 控制系统

3 转速及位移滑模控制器设计

被控对象在实际控制中常受到内部参数的不确定因素和外部干扰的不确定因素的影响,为减小控制系统中的不确定性,实现系统的强鲁棒性及抗干扰能力,将自适应终端滑模引入到控制器中,利用自适应律对未知扰动进行估计,分别设计基于此方法的转矩系统、悬浮系统的滑模控制器。

3.1 转矩系统转速滑模控制器设计

考虑转矩系统状态方程(3),设计转速滑模控制器,分别定义转矩系统角速度误差和滑模面为

$$e_\omega = \omega^* - \omega, \quad (6)$$

$$s = e_\omega + k \int_0^t e_\omega dt. \quad (7)$$

其中: ω^* 为角速度的参考量,由于角速度参考量在设定时为常数,其导数为0; s 为滑模面.对式(6)求导,不考虑不确定因素 D 的情况下结合式(3)可得控制律

$$u_1 = \frac{1}{B}[(A+k)e_\omega - A\omega^*]. \quad (8)$$

此时的控制律 u_1 不具有抑制强扰动的作用,因此为抑制不确定因素 D 带来的影响,设计不确定控制律 u_2 ,对式(6)求导,结合式(3)可得

$$\dot{e}_\omega = Ae_\omega - B(u_1 + u_2) - D - A\omega^*. \quad (9)$$

构造滑模面 s_1 ,并结合式(9)对其进行求导,可得

$$\begin{cases} s_1 = e_\omega - \int_0^t Ae_\omega - Bu_1 - A\omega^* dt, \\ \dot{s}_1 = -Bu_2 - D. \end{cases} \quad (10)$$

构造非奇异终端滑模面 σ ,并结合式(9)对其进行求导,可得

$$\begin{cases} \sigma = s_1 + r\dot{s}_1^{\alpha/\beta}, \\ \dot{\sigma} = r(\alpha/\beta)\dot{s}_1^{\alpha/\beta-1}(\beta/\alpha r^{-1}\dot{s}_1^{2-\alpha/\beta} + \ddot{s}_1). \end{cases} \quad (11)$$

其中: $0 < \alpha/\beta < 1$,且 α, β 为正奇数; $0 < r < 1$.令 $\delta = r(\alpha/\beta)\dot{s}_1^{\alpha/\beta-1}$,取趋近律 $\dot{\sigma} = -\lambda\sigma - \eta\xi\text{sgn}(\sigma)$ 于滑模面 σ 中^[20],可得

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 = & -(\lambda/\delta)\sigma - (\eta/\delta)\xi\text{sgn}(\sigma) - \\ & r^{-1}\beta/\alpha r^{-1}\dot{s}_1^{2-\alpha/\beta}. \end{aligned} \quad (12)$$

其中: $\lambda > 0; \eta > 0; \xi = |\sigma|^\tau, 0 < \tau < 1$.结合式(12)并对(10)求二阶导,可以得出控制律

$$u_2 = \int_0^t \frac{1}{B} \left(\frac{\lambda}{\delta}\sigma + \frac{\eta}{\delta}\xi\text{sgn}(\sigma) + \frac{\beta}{r\alpha}\dot{s}_1^{2-\alpha/\beta} \right) dt. \quad (13)$$

不确定量 D 是随时间慢时变的,有 $\dot{D}=0$ ^[21],因此,设计的转矩滑模控制器为

$$T_e = u = u_1 + u_2. \quad (14)$$

下面证明稳定性.选择Lyapunov函数

$$V_1 = \frac{1}{2}s_1^2. \quad (15)$$

结合式(10),(12),对式(15)求导,可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \sigma \left[\dot{s}_1 + \frac{\alpha}{r\beta}\dot{s}_1^{\alpha/\beta-1} \left(-\frac{\lambda}{\delta}\sigma - \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{\eta}{\delta}\xi\text{sgn}(\sigma) - \frac{\beta}{r\alpha}\dot{s}_1^{2-\alpha/\beta} - \dot{D} \right) \right]. \end{aligned} \quad (16)$$

代入 $\sigma\text{sgn}(\sigma) = |\sigma|$,式(16)可变换为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & \frac{r\alpha}{\beta}\dot{s}_1^{\alpha/\beta-1} \left(-\frac{\lambda}{\delta}\sigma^2 - \frac{\eta}{\delta}\xi|\sigma| - \sigma\dot{D} \right) \leq \\ & \frac{r\alpha}{\beta}\dot{s}_1^{\alpha/\beta-1} \left(-\frac{\eta}{\delta}\xi|\sigma| - \sigma\dot{D} \right). \end{aligned} \quad (17)$$

由式(17)可知,只需合理调控参数,使得 $-\frac{\eta}{\delta}\xi > |\dot{D}| > 0$,即能保证控制系统在有限时间内达到稳定。

3.2 悬浮系统位移滑模控制器设计

考虑悬浮系统状态方程(5),设计位移滑模控制器,以 y 轴方向径向力为参考,分别定义位移误差和滑模面

$$e_y = y^* - y, \quad (18)$$

$$s_0 = \dot{e}_y + k_1 e_y. \quad (19)$$

其中: y^* 为位移的参考量,由于位移参考量在设定时为常数,其导数为0; s_0 为滑模面.对式(18)求导,不考虑不确定因素 M 的情况下结合(5)可得控制律

$$u_3 = \frac{1}{C}k_1 \dot{e}_y. \quad (20)$$

此时的控制律 u_3 不具有抑制强扰动的作用,因此为抑制不确定因素 M 带来的影响,设计不确定控制律 u_4 ,对式(18)求导,结合式(5)可得

$$\ddot{e}_y = -B(u_3 + u_4) + M. \quad (21)$$

构造滑模面 s_2 ,并结合式(9)对其求导,可得

$$\begin{cases} s_2 = e_y + \int_0^t C u_3 dt, \\ \dot{s}_2 = -B u_4 + M. \end{cases} \quad (22)$$

构造非奇异终端滑模面 σ_1 ,并结合式(22)对其求导,可得

$$\begin{cases} \sigma_1 = s_2 + r_1 \dot{s}_2^{\alpha_1/\beta_1}, \\ \dot{\sigma}_1 = r_1(\alpha_1/\beta_1)\dot{s}_2^{\alpha_1/\beta_1-1}(\beta_1/\alpha_1 r_1^{-1}\dot{s}_2^{2-\alpha_2/\beta_2} + \ddot{s}_2). \end{cases} \quad (23)$$

其中: $0 < \alpha_1/\beta_1 < 1$,且 α_1, β_1 为正奇数; $0 < r_1 < 1$.取趋近律 $\dot{\sigma}_1 = -\lambda_1\sigma_1 - \eta_1\xi_1\text{sgn}(\sigma_1)$ 于滑模面 σ_1 ^[20],并令 $\delta_1 = r_1(\alpha_1/\beta_1)\dot{s}_2^{\alpha_1/\beta_1-1}$ 可得

$$\dot{\sigma}_1 = -(\lambda_1/\delta_1)\sigma_1 - (\eta_1/\delta_1)\xi_1\text{sgn}(\sigma_1) -$$

$$r_1^{-1}\beta_1/\alpha_1 r_1^{-1}s_2^{2-\alpha_1/\beta_1}. \quad (24)$$

其中: $\lambda_1 > 0; \eta_1 > 0; \xi_1 = |\sigma_1|^{\tau_1}, 0 < \tau_1 < 1$. 结合式(24)并对(22)求二阶导,可以得出控制律

$$u_4 = \int_0^t \frac{1}{C} \left(\frac{\lambda_1}{\delta_1} \sigma_1 + \frac{\eta_1}{\delta_1} \xi_1 \text{sgn}(\sigma_1) + \frac{\beta_1}{r_1 \alpha_1} \dot{s}_2^{2-\frac{\alpha_1}{\beta_1}} \right) dt. \quad (25)$$

不确定量 M 是随时间慢时变的,有 $\dot{M} = 0^{[21]}$,因此,设计的转矩滑模控制器为

$$F_y = u_0 = u_3 + u_4. \quad (26)$$

下面证明稳定性. 选择 Lyapunov 函数

$$V_2 = \frac{1}{2} s_2^2. \quad (27)$$

结合式(22), (25), 对(27)求导,可得

$$\dot{V}_2 = \sigma_1 \left[\dot{s}_2 + \frac{\alpha_1}{r_1 \beta_1} \dot{s}_2^{\alpha_1/\beta_1 - 1} \left(-\frac{\lambda_1}{\delta_1} \sigma_1 - \frac{\eta_1}{\delta_1} \xi_1 \text{sgn}(\sigma_1) - \frac{\beta_1}{r_1 \alpha_1} \dot{s}_2^{2-\alpha_1/\beta_1} + \dot{M} \right) \right]. \quad (28)$$

代入 $\sigma_1 \text{sgn}(\sigma_1) = |\sigma_1|$, 式(28)可变换为

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \frac{r_1 \alpha_1}{\beta_1} \dot{s}_2^{\alpha_1/\beta_1 - 1} \left(-\frac{\lambda_1}{\delta_1} |\sigma_1|^2 - \frac{\eta_1}{\delta_1} \xi_1 |\sigma_1| + \sigma_1 \dot{M} \right) \leq \\ &= \frac{r_1 \alpha_1}{\beta_1} \dot{s}_2^{\alpha_1/\beta_1 - 1} \left(-\frac{\eta_1}{\delta_1} \xi_1 |\sigma_1| + \sigma_1 \dot{M} \right). \quad (29) \end{aligned}$$

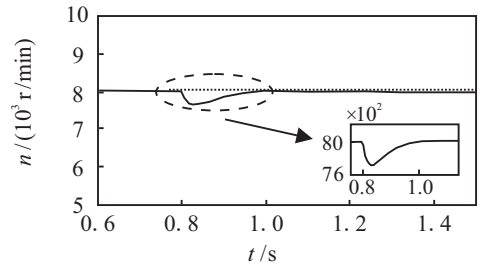
由式(29)可知,只需合理地调控参数,使得 $\frac{\eta_1}{\delta_1} \xi_1 > |\dot{M}| > 0$,即能保证控制系统在有限时间内达到稳定.

4 仿真实验及分析

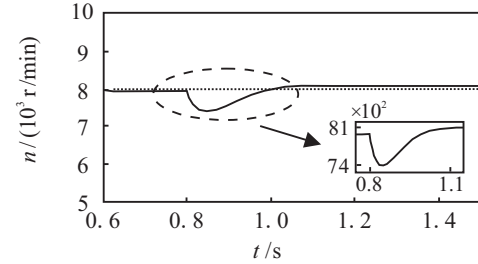
为了验证 HSBSRM 中基于终端滑模控制器的 DITC 及 DSFC 在受不确定性因素的干扰下的强鲁棒性及抗干扰能力,采用 Ansoft 软件建立电机的三维模型,且基于 simulink 仿真平台建立 HSBSRM 控制系统模型. 电机系统模型如下: 转子质量为 5 kg,转动惯量为 $J = 0.0013 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,摩擦系数为 $D = 0.002$,悬浮轴承内圆与转子间隙为 0.05 mm,电流刚度系数为 $k_i = 40 \text{ N/A}$,位移刚度系数为 $k_x = -52000 \text{ N/mm}$.

为了验证鲁棒性和抗干扰能力,采用幂次趋近律的传统滑模控制器作为对照组,对转矩控制系统施加突变负载 10 N 作为外部干扰,将参数摄动量 $J\Delta a$ 随机设为 0.003, $J\Delta b$ 为 5, $\Delta k_i = 10 \text{ N/mm}$ 作为内部参数摄动 D .

图3为仅受外部干扰的情况下,转矩系统的转速波形.



(a) 自适应终端滑模控制器下的转速波形

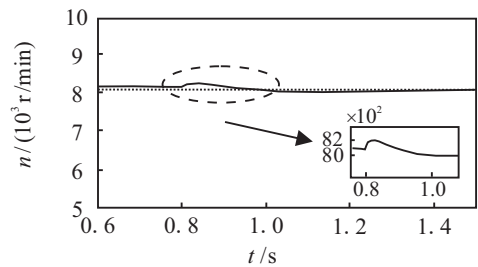


(b) 传统滑模控制器下的转速波形

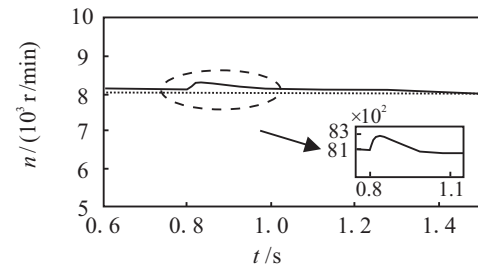
图3 外部干扰下转速响应波形

在 0.8 s 处突变负载后,采用幂次趋近律的传统滑模控制器在 1.1 s 处系统恢复稳定,而采用自适应终端滑模控制器在 1 s 处系统恢复稳定,状态响应时间相比之下提高 10%,转速波形脉动超调为 400 r/min,相比传统滑模控制器下的数值 600 r/min 减小了 25%. 因此在转矩系统中,相较于传统滑模控制器,自适应终端滑模控制器对外部环境干扰具有更强的抗干扰能力.

仅受内部参数摄动下转矩系统的转速波形如图 4 所示.



(a) 自适应终端滑模控制器下的转速波形



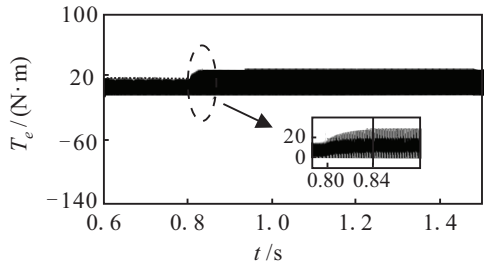
(b) 传统滑模控制器下的转速波形

图4 内部参数摄动下转速响应波形

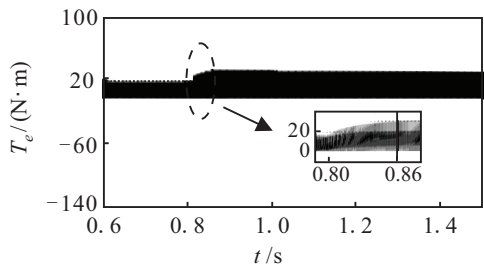
在 0.8 s 处突变负载后,采用幂次趋近律的传统滑模控制器在 1.1 s 处系统恢复稳定,而采用自适应终端

滑模控制器在1 s处系统恢复稳定,状态响应时间相比之下提高10%,转速波形脉动超调为200 r/min,相比传统滑模控制器下的数值300 r/min减小了33%。因此在转矩系统中,相较于传统滑模控制器,自适应终端滑模控制器对内部参数摄动具有更强的鲁棒性。

DITC控制方法下转矩系统的转矩波形如图5和图6所示。图5为仅受外部干扰下的转矩波形。



(a) 自适应终端滑模控制器下的转矩波形



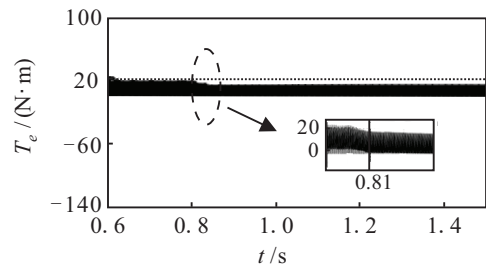
(b) 传统滑模控制器下的转矩波形

图5 外部干扰下转矩响应波形(DITC)

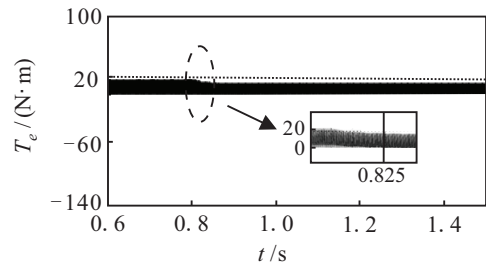
由图5可看出,在0.8 s处突变负载后,采用自适应终端滑模控制器的系统转矩范围由3~16 N变为了8~20 N,稳态脉动幅度为12 N,转矩脉动占比为38%,与采用幂次趋近律的传统滑模控制器的系统相比,稳态悬浮力脉动情况基本相似,但其转矩变化经过0.04 s后恢复稳态,相较传统滑模控制器下的0.06 s,动态响应速度上升了33%。因此,所提出的自适应终端滑模控制器相较于传统滑模控制器,针对外部环境干扰具有更快的动态响应。

仅受内部参数摄动下转矩系统的转矩波形如图6所示。

由图6可看出,在0.8 s处突变负载后,采用自适应终端滑模控制器的系统转矩在0.81 s处恢复稳态,范围由3~14 N变为了0~12 N,稳态脉动幅度为12 N,与采用幂次趋近律的传统滑模控制器的系统相比,稳态悬浮力脉动情况基本相似,但其转矩变化经过0.01 s后恢复稳态,相较传统滑模控制器下的0.025 s,动态响应速度上升了60%。因此,所提出的自适应终端滑模控制器相较于传统滑模控制器,针对内部参数摄动具有更快的动态响应。



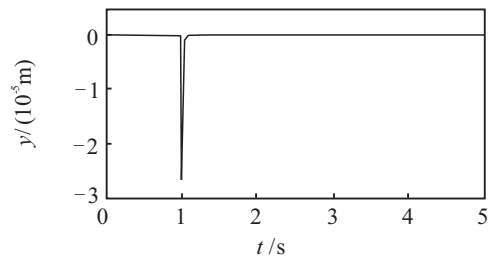
(a) 自适应终端滑模控制器下的转矩波形



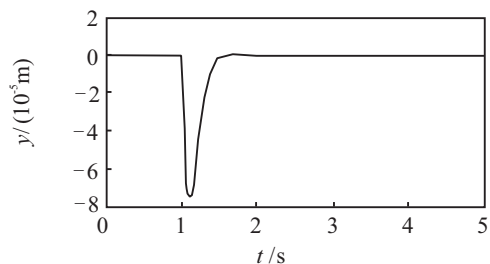
(b) 传统滑模控制器下的转矩波形

图6 内部参数摄动下转矩响应波形(DITC)

对悬浮控制系统的1 s处分别突加外部径向干扰10 N、内部参数摄动 $\Delta k_i = 10 \text{ N/mm}$,因为悬浮力波形在两种控制器下仿真波形变化情况基本相似,所以不做对比讨论,DSFC控制方法下悬浮系统的位移波形如图7和图8所示。图7为仅受外部干扰下悬浮系统的位移波形。



(a) 自适应终端滑模控制器下的位移波形



(b) 传统滑模控制器下的位移波形

图7 外部干扰下位移响应波形(DSFC)

由图7可看出,在1 s处突加干扰后,采用幂次趋近律的传统滑模控制器的系统位移会产生幅值为 $-7.8 \times 10^{-5} \text{ m}$ 的波动,位移经过约0.5 s后会回到平衡位置,而采用自适应终端滑模控制器的系统位移会产生幅值为 $-2.7 \times 10^{-5} \text{ m}$ 的波动,位移经过约0.05 s后会迅速回到平衡位置,相较于传统滑模控制器,位

移波动减小65%,动态响应速度提升了90%。

综上所述,所提出的在悬浮系统中自适应终端滑模控制器相较于传统滑模控制器,对外部干扰有着良好的抑制作用。

仅受内部参数摄动下转矩系统的悬浮波形如图8所示。

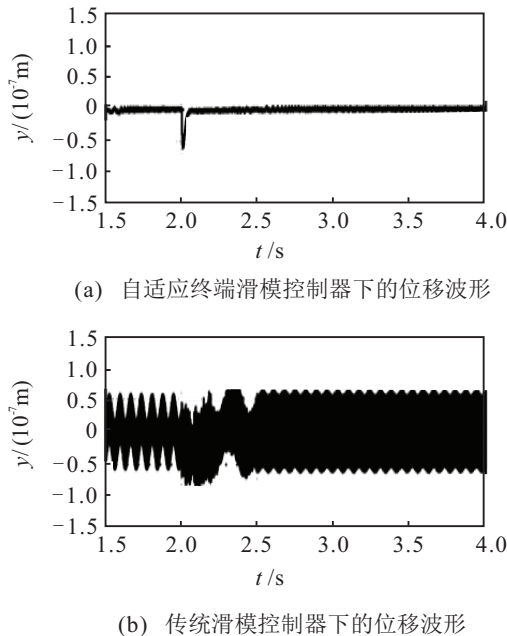


图8 内部参数摄动下位移响应波形(DSFC)

由图8可看出,在2s处突加干扰后,采用幂次趋近律的传统滑模控制器的系统位移会产生幅值为 -0.8×10^{-7} m的波动,位移经过约0.5 s后会回到平衡位置,平衡状态位移波动幅值较大,为 -0.5×10^{-7} ~ 0.5×10^{-7} m。而采用自适应终端滑模控制器的系统位移会产生幅值为 -0.5×10^{-7} m的抖振,位移经过约0.05 s后会迅速回到平衡位置,相较于传统滑模控制器,位移瞬态波动减小37.5%,动态响应速度提升了90%,平衡状态位移抖振较小,但是由于滑模控制高频开关切换动作会伴随着抖振,可将符号函数 $\text{sign}(x)$ 替换为 $\text{sigmoid}(x)$,以此进一步减小抖振^[22]。因此,所提出的在悬浮系统中自适应终端滑模控制器相较于传统滑模控制器,对内部参数摄动有着良好的抑制作用。

5 结论

针对强干扰不确定因素情况,本文采用了一种基于自适应终端滑模器的直接瞬时转矩与直接悬浮力控制方法。通过将转矩与悬浮力作为直接控制对象,利用滞环调节控制系统,避免由传统控制策略带来的转矩脉动过大、换相中悬浮力丢失的问题,结合自适应终端滑模控制器,增强了控制系统中受到参数摄动

和强干扰不确定因素时的抗扰能力,避免了由于传统滑模控制器受到强干扰不确定因素时鲁棒性弱导致系统发生偏移失稳的问题,且该控制策略结构简单、易于控制,对系统参数不确定因素依赖性低,简化了控制的难度,提升了控制系统的动态响应速度。

参考文献(References)

- [1] 孙玉坤, 于丰源, 袁野, 等. 一种混合双定子磁悬浮开关磁阻电机[J]. 电工技术学报, 2019, 34(1): 1-10.
(Sun Y K, Yu F Y, Yuan Y, et al. A hybrid double stator bearingless switched reluctance motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 1-10.)
- [2] Choudhury M D, Ahmed F, Kumar G, et al. Design methodology for a special single winding based bearingless switched reluctance motor[J]. The Journal of Engineering, 2017, 2017(7): 274-284.
- [3] Cao X, Zhou J X, Liu C Y, et al. Advanced control method for a single-winding bearingless switched reluctance motor to reduce torque ripple and radial displacement[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1533-1543.
- [4] 孙玉坤, 林文威, 袁野, 等. 磁悬浮开关磁阻电机二阶滑模直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(10): 67-76.
(Sun Y K, Lin W W, Yuan Y, et al. Direct torque control based on second order sliding mode for bearingless switched reluctance motor[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(10): 67-76.)
- [5] 曹鑫, 刘从宇, 邓智泉, 等. 单绕组12/4极无轴承开关磁阻电机转矩和悬浮力的解耦机理与实现[J]. 电工技术学报, 2018, 33(15): 3527-3534.
(Cao X, Liu C Y, Deng Z Q, et al. Decoupling mechanism and implementation of torque and levitation force in single-winding 12/4 bearingless switched reluctance motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(15): 3527-3534.)
- [6] 朱志莹, 孙玉坤. 磁悬浮开关磁阻电机直接逆/修正逆全域解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(33): 5902-5909.
(Zhu Z Y, Sun Y K. et al. Universal decoupling control for bearingless switched reluctance motors based on the direct-inverse and correct-inverse system[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(33): 5902-5909.)
- [7] Ye J, Bilgin B, Emadi A. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1457-1470.
- [8] 孙庆国, 吴建华. 基于转矩分配函数在线修正的开关磁阻电机转矩脉动抑制策略[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(12): 1-8.

- (Sun Q G, Wu J H. Torque ripple minimization for switched reluctance motors by online modification of torque sharing function[J]. *Electric Machines and Control*, 2017, 21(12): 1-8.)
- [9] 朱叶盛, 章国宝, 黄永明. 基于PWM的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(7): 31-39.
(Zhu Y S, Zhang G B, Huang Y M. PWM-based direct instantaneous torque control of switched reluctance machine[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(7): 31-39.)
- [10] 党选举, 彭慧敏, 姜辉, 等. 基于模糊分数阶PID的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制[J]. *振动与冲击*, 2018, 37(23): 104-110.
(Dang X J, Peng H M, Jiang H, et al. A hybrid double stator bearingless switched reluctance motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 37(23): 104-110.)
- [11] 侯利民, 申鹤松, 阎馨, 等. 永磁同步电机调速系统 H_∞ 鲁棒控制[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(7): 1478-1487.
(Hou L M, Shen H S, Yan X, et al. H_∞ robust control of PMSM speed regulation system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(7): 1478-1487.)
- [12] Zhao W X, Jiao S, Chen Q, et al. Sensorless control of a linear permanent-magnet motor based on an improved disturbance observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(12): 9291-9300.
- [13] Huang Y W, Cheng G Q. A robust composite nonlinear control scheme for servomotor speed regulation[J]. *International Journal of Control*, 2015, 88(1): 104-112.
- [14] Repecho V, Biel D, Arias A. Fixed switching period discrete-time sliding mode current control of a PMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(3): 2039-2048.
- [15] Song Q, Jia C. Robust speed controller design for permanent magnet synchronous motor drives based on sliding mode control[J]. *Energy Procedia*, 2016, 88: 867-873.
- [16] Masumpoor S, Yaghoobi H, Ahmadieh Khanesar M. Adaptive sliding-mode type-2 neuro-fuzzy control of an induction motor[J]. *Expert Systems with Applications*, 2015, 42(19): 6635-6647.
- [17] 李浩, 窦丽华, 苏中. 非匹配不确定系统的自适应反步非奇异快速终端滑模控制[J]. *控制与决策*, 2012, 27(10): 1584-1587.
(Li H, Dou L H, Su Z. Adaptive backstepping non-singular fast terminal sliding mode control for mismatched uncertain systems[J]. *Control and Decision*, 2012, 27(10): 1584-1587.)
- [18] Liu X D, Zhang C H, Li K, et al. Robust current control-based generalized predictive control with sliding mode disturbance compensation for PMSM drives[J]. *Isa Transactions*, 2017, 71(2): 542-552.
- [19] Wang H M, Ge X L, Liu Y C. Second-order sliding-mode MRAS observer based sensorless vector control of linear induction motor drives for medium-low speed maglev applications[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(12): 9938-9952.
- [20] Gao W B, Hung J C, Firdaus A, et al. Variable structure control of nonlinear systems: A new approach[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1993, 40(1): 45-55.
- [21] 张伸, 王青, 董朝阳, 等. 基于加速度测量的高超声速飞行器抗干扰控制[J]. *兵工学报*, 2018, 39(9): 1733-1740.
(Zhang S, Wang Q, Dong Z Y, et al. Anti-disturbance control for hypersonic vehicles based on acceleration measurement[J]. *Acta Armamentarii*, 2018, 39(9): 1733-1740.)
- [22] Srikanth V, Dutt A A. A comparative study on the effect of switching functions in SMO for PMSM drives[C]. 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). Bengaluru: IEEE, 2012: 1-6.

作者简介

黄永红(1970—), 女, 教授, 博士, 从事磁悬浮电机设计与控制等研究, E-mail: hyh@ujs.edu.cn;

石珊珊(1994—), 女, 硕士生, 从事磁悬浮开关磁阻电机控制的研究, E-mail: sssyxjs@163.com;

袁野(1991—), 男, 讲师, 博士, 从事飞轮储能系统无轴承化设计与优化的研究, E-mail: 1000050003@ujs.edu.cn;

孙玉坤(1958—), 男, 教授, 博士生导师, 从事特种电力传动等研究, E-mail: syk@ujs.edu.cn;

许洁(1979—), 女, 博士生, 从事无轴承电机的设计和控制的研究, E-mail: jiersue@just.edu.cn.

(责任编辑: 闫妍)