

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2313248

# 基于自适应趋近律和扰动观测器的 开关磁阻电机控制\*

黄朝志 孙燕文 张文进

(江西理工大学电气工程与自动化学院 赣州 341000)

**摘要:** 针对开关磁阻电机 PI 控制器和传统滑模方法中存在瞬态时间长、稳态下转矩脉动大问题,提出一种基于自适应趋近律和扰动观测器控制方法。首先引入状态变量构建非奇异快速终端滑模面,以提升系统收敛时间。其次分析了传统指数趋近律存在的固有抖振,设计出一种自适应趋近律算法,从而降低系统抖振。然后针对扰动变化设计了非线性扰动观测器,并将观测到的扰动值作为前馈信号补偿至滑模控制器。最后,以 PI 和传统滑模控制作为对比,对所提控制策略进行验证,结果表明:在仿真和实验的启动阶段,响应时间分别缩短了 0.08 s、0.4 s,实现了速度的无超调跟踪;在加载阶段转速下降量分别减少了 19.9%、9.2% 和 7%、2.9%,而且电机在稳态时的输出转矩波动变小,转矩脉动降低了约 10%。

**关键词:** 开关磁阻电机;非奇异快速终端滑模;自适应趋近律;扰动观测器;抖振;转矩脉动

**中图分类号:** TM352      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.80

## Switched reluctance motor control based on adaptive reaching law and disturbance observer

Huang Chaozhi Sun Yanwen Zhang Wenjin

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of long transient time and large torque ripple in steady state in PI controller and traditional sliding mode method of switched reluctance motor, this paper proposes a control method based on adaptive reaching law and disturbance observer. Firstly, state variables are introduced to construct nonsingular fast terminal sliding surface to improve the convergence time of the system. Secondly, the inherent chattering of the traditional exponential reaching law is analyzed, and an adaptive reaching law algorithm is designed to reduce the system chattering. Then a nonlinear disturbance observer is designed according to the disturbance change, and the observed disturbance value is compensated to the sliding mode controller as a feedforward signal. Finally, compared with the traditional sliding mode control, the proposed control strategy is verified. The results show that the response time is shortened by 0.08 s and 0.4 s respectively in the start-up stage of simulation and experiment, and the speed tracking without overshoot is realized. In the loading stage, the speed decrease is reduced by 19.9%, 9.2%, 7% and 2.9% respectively, and the output torque fluctuation of the motor at steady state is reduced, and the torque ripple is reduced by about 10%.

**Keywords:** switched reluctance motor; nonsingular fast terminal sliding mode; adaptive reaching law; disturbance observer; buffeting; torque ripple

## 0 引言

开关磁阻电动机 (switched reluctance motor, SRM) 广泛应用于电动汽车、航空工业、家用电器等领域<sup>[1-2]</sup>。然而,

因定、转子具有双凸极结构,导致电机内部磁场的分布具有较强的非线性行为,产生了诸如高转矩脉动、噪声等问题;同时,在模拟电动汽车加速或者加入一定负载,转速不能及时恢复到给定转速,导致速度跟踪响应慢、频繁启停等

收稿日期:2023-03-31

\* 基金项目:国家自然科学基金(52167005)项目资助

状况。

随着电力电子技术发展,非线性理论在 SRM 控制系统中得到成功应用,如模糊控制<sup>[3]</sup>、自抗扰控制<sup>[4]</sup>、神经网络控制<sup>[5]</sup>、滑模控制(sliding mode control, SMC)<sup>[6]</sup>。SMC 是一种不断做小幅高频运动的可变结构策略,拥有对控制系统参数变化不敏感、动态响应快等优点。部分学者依据机电联系方程,从线性面和趋近律两部分作为切入点设计控制器<sup>[7-8]</sup>,虽取得了不错效果,但当系统做趋近运动时收敛速度较慢,且传统指数趋近律存在抖振较大的缺陷。因此,文献[9-10]采用二阶终端滑模面解决了系统可以在有限时间内收敛问题,降低了 SRM 转矩脉动,但若滑模参数给定不当易陷入奇异状态。文献[11]使用双曲正切饱和函数替代分段函数以抑制滑模抖振,同时电机的转矩波动得到进一步降低。文献[12]设计滑模电流调节器,提升电流的跟踪能力,达到降低转矩脉动的目的,但却忽视了系统抖振问题。

通过设计滑模控制器,使得系统在面临未知非线性干扰时具有鲁棒性强的潜在优点。然而,抖振的产生并非全部来源于控制器本身,当电机受到外界干扰时,系统只能在平衡点的一个邻域内收敛<sup>[13]</sup>。在实际控制中外界扰动是多变的,导致扰动上界很难测量或估计,且输出的参考指令中包含状态变量的微分信号,这些会使控制器产生较大的增益,进一步加剧抖振现象<sup>[14-15]</sup>。采用前馈补偿方法可以增强 SRM 控制系统的抗干扰能力,原因是可以估计扰动,从而选择较小的滑模增益以降低抖振水平<sup>[16]</sup>。文献[17]为解决因微分信号产生的噪声问题,设计了一种新型滑模面,削弱了抖振问题。文献[18]针对传统观测器存在固定增益问题,采用模糊控制在线调节切换函数的幅值,但模糊规则的建立需要根据实际经验。此外,基于滑模理论设计的扰动观测器也取得了不错的效果<sup>[19-20]</sup>,如文献[19]将抗扰动的滑模观测器与滑模速度控制器相结合,有效地降低了四相 SRM 的转矩脉动,但这类系统结构需要设计多个滑模面和控制律,导致参数过多,控制难度较高。

本文针对线性面与非奇异终端滑模面各自优点,引入状态变量构造非奇异快速终端滑模面,实现系统能够在远离平衡点和靠近平衡点均具有较快的收敛速度。同时,针对传统指数趋近律的不足及符号函数易产生较大抖振问题,设计一种自适应趋近律,该趋近律可以动态调整滑动函数的变化,并推导出速度环滑模控制器方程。此外,为解决扰动因素带来的影响,设计了非线性扰动观测器,对设计的控制器进行实时前馈补偿,该方法增强了系统抗干扰性能。最后,通过仿真与实验对本文所提方法进行有效性验证。

## 1 SRM 数学模型

以永磁辅助外转子 6/20 SRM 电机作为分析对象,图 1 为电机结构和 A 相绕组的外电路原理图,其中, A、B、C 为三相绕组, S1、S2 为功率三极管, D1、D2 为续流二极管。

在电机运行过程中,根据开关管的状态分别用 1、0、-1 进行表示。其中,状态 1 表示上下两个开关管均导通,绕组励磁;状态 0 表示其中一个开通,另一个关断,绕组续流;状态 -1 表示两个开关管同时关断,绕组退磁,向外界提供电能。3 种工作模式如图 1 所示。

则第  $j$  ( $j=1,2,3$ ) 相绕组的电压平衡方程式为:

$$U_j = R_j i_j + \frac{d\psi_j(\theta_j, i_j)}{dt} \quad (1)$$

式中:  $U_j$ 、 $R_j$ 、 $i_j$ 、 $\psi_j$  和  $\theta_j$  分别为第  $j$  相绕组的电压、电阻、电流、磁链和转子位置。

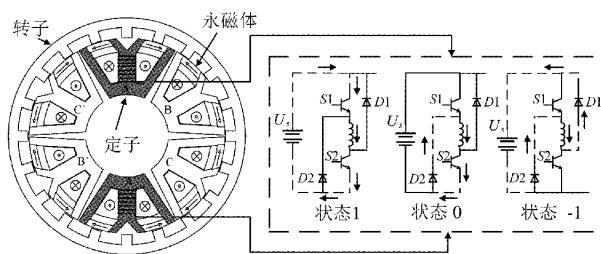


图 1 开关磁阻电机平面结构及外电路

SRM 机电联系方程为:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + D\omega_m + T_L \quad (2)$$

式中:  $T_e$ 、 $J$ 、 $D$ 、 $\omega_m$  和  $T_L$  分别为电机的电磁转矩、转动惯量、阻尼系数、转速和负载转矩。

在实际 SRM 运行过程中,电机会在不同工况下运行,例如突然加速或者突变负载条件下工作,SRM 控制系统会受到内外参数变化所带来的影响。考虑到上述分析中的不确定性,式(2)可以改写如下:

$$\dot{\omega}_m = \left(\frac{T_e}{J} + \Delta a\right) - \left(\frac{D\omega_m}{J} + \Delta b\right) - \left(\frac{T_L}{J} + \Delta c\right) + d \quad (3)$$

式中:  $\Delta a$ 、 $\Delta b$  为电机内部参数变化,  $\Delta c$  为负载转矩扰动,  $d$  为不确定性扰动。

设  $r$  为系统总扰动,即:

$$r = \Delta a - \Delta b - \Delta c - \frac{T_L}{J} + d \quad (4)$$

因此,式(3)可重新表示如下:

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J}(T_e - D\omega_m) + r \quad (5)$$

## 2 非奇异快速终端滑模速度控制器设计

### 2.1 非奇异快速终端滑模面选取

SRM 滑模速度控制系统的目标是实时跟踪参考转速,包括两个部分:一是,合理选择滑模面;二是,设计控制律,使系统轨迹朝向滑模面。

定义 SRM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \int (\omega_{ref} - \omega_m) dt \\ x_2 = \dot{x}_1 = \omega_{ref} - \omega_m \end{cases} \quad (6)$$

式中： $\omega_{ref}$  是电机参考机械角速度。

传统线性滑模面为：

$$s = c_r x_1 + x_2 \quad (7)$$

式中： $s$  为滑模面， $c_r > 0$ 。

当  $s=0$  时，对式(7)求解可得：

$$x_2 = x_2(0)e^{-c_r t} \quad (8)$$

非奇异终端滑模面<sup>[9]</sup>为：

$$s = x_2 + \frac{1}{\beta} x_1^{\frac{p}{q}} \quad (9)$$

式中： $\beta > 0, p > q$  且  $p, q$  均为正奇数。

同理对式(9)微分并求解可得：

$$x_2 = x_2(0)e^{-\frac{\beta}{p} x_1^{\frac{p}{q}-1} t} \quad (10)$$

根据式(8)可知，速度误差  $x_2$  在  $t \rightarrow \infty$  以指数形式收敛，而非奇异终端滑模面引入非线性函数，系统能够在有限时间内收敛。但是，当处于滑模面运动时， $\frac{\beta}{p} x_1^{\frac{p}{q}-1}$  项会随着  $x_1$  的减小而降低，而线性滑模面中  $c_r$  一般取值较大且为固定值，故其收敛速度并没有线性滑模面快。

因此，本文引入状态变量  $x_1$  一次项，构建非奇异快速终端滑模面，其表达式为：

$$s = x_2 + \alpha x_1 + \frac{1}{\beta} x_1^{\frac{p}{q}} \quad (11)$$

式中： $\alpha > 0, \beta > 0, 1 < p/q < 2, p, q$  均为正奇数。

由式(11)可知：

$$x_2 = -\alpha x_1 - \frac{1}{\beta} x_1^{\frac{p}{q}} \quad (12)$$

可以看出，当速度误差较大时，收敛时间主要由式(12)右边第二项决定；而当系统达到滑模面上时，误差呈现指数收敛。因此，非奇异快速终端滑模面不仅具有远离平衡点时的优点，而且在系统到达平衡点时拥有线性面收敛特征。二者相互结合，保证了系统在不同阶段均能够实现快速收敛。

## 2.2 自适应趋近律设计

传统趋近律一般采用指数形式，表达式为：

$$\dot{s} = -\epsilon \operatorname{sgn}(s) - qs \quad (13)$$

式中：第 1 项为等速项， $\epsilon > 0$ ；第 2 项为指数项， $q > 0$ 。

当系统远离滑模面时，指数项为主要作用，参数  $q$  较小时，将延长系统的收敛时间；较大时，会引起系统的震荡。当系统靠近滑模面时，等速项起主要作用，参数  $\epsilon$  较大时，切换带较宽，穿越滑模面的速度较快，抖振幅度增大；反之，穿越速度较慢，抖振幅度减小。

传统趋近律在运行过程中  $\epsilon$  固定，穿越滑模面的切换带不变，调节参数  $q$  和  $\epsilon$  来的过程耗时较长。为了提高滑模控制的动态品质，设计一种自适应趋近律，其表达式如下：

$$\begin{cases} \dot{s} = -\epsilon f(x_2, s) \operatorname{sgn}(s) - qs \\ f(x_2, s) = \frac{|x_2|}{\sigma |x_2| + (1-\sigma)e^{-h|s|}} \end{cases} \quad (14)$$

式中： $\epsilon, q$  均大于 0； $|x_2|$  为系统状态变量； $0 < \sigma < 1, h > 0$ 。

当系统与滑模面的距离较远时  $s$  和  $|x_2|$  均较大，则  $\dot{s} \rightarrow -\epsilon \operatorname{sgn}(s)/\sigma - qs$ ，在变速项与指数项的共同作用下趋近滑模面；当系统靠近滑模面时， $s \rightarrow 0, \dot{s} \rightarrow \epsilon |x_2| / (\sigma |x_2| + (1-\sigma))$ ，指数项可忽略，此时起主要作用的是变速项。

通过分析传统指数趋近律与文中所提出的自适应趋近律可知，采用自适应趋近律能够根据系统状态的变化进行实时动态调节趋近速率。由于存在这种动态调节的特性，当系统在滑模面上运动时，来回做滑动运动所引起的切换带不断缩短，进而降低了系统的抖振程度。图 2 给出了在传统指数趋近律和自适应趋近律的作用下，滑模运动轨迹产生切换带大小的对比。其中横坐标代表转速误差，纵坐标代表转速误差的变化率。

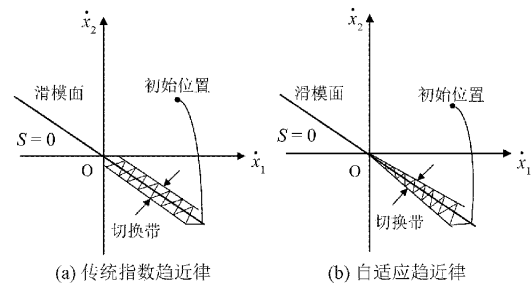


图 2 滑模轨迹相平面图

式(14)存在  $\operatorname{sgn}(s)$  函数，但该函数在原点具有不连续性，导致系统在穿越滑模面时，速度切换较为剧烈，进而增加抖振，函数曲线如图 3(a) 所示。为了使曲线在原点处平缓变化，采用  $\operatorname{sigmoid}(s)$  函数替换  $\operatorname{sgn}(s)$ ， $\operatorname{sigmoid}(s)$  函数表达式为：

$$\operatorname{sigmoid}(s) = \frac{2}{1 + e^{-\eta s}} - 1, \eta > 0 \quad (15)$$

其中，选取不同的  $\eta$  值函数曲线变化如图 3(b) 所示。

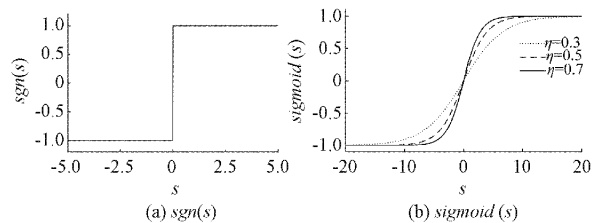


图 3  $\operatorname{sgn}(s)$  与  $\operatorname{sigmoid}(s)$  函数对比

根据式(5)、滑模面函数式(11)、自适应趋近律函数式(14)和(15)，可推导出 SRM 速度环滑模控制器表达式如下：

$$\begin{aligned} T_{ref} = J \left( \dot{\omega}_{ref} - \frac{D}{J} \omega_m - r + x_2 \left( \alpha + \frac{1}{\beta} \frac{p}{q} x_1^{\frac{p}{q}-1} \right) \right. \\ \left. + \epsilon f(x_2, s) \operatorname{sigmoid}(s) + qs \right) \end{aligned} \quad (16)$$

为了验证所设计控制器的稳定性，定义 Lyapunov 函数如下：

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (17)$$

对上式求导并将式(13)、(14)带入得:

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(-\epsilon f(x_2, s)\text{sigmoid}(s) - qs) = -\epsilon f(x_2, s) |s| - qs^2 \quad (18)$$

由于  $\epsilon, q$  均大于 0,  $f(x_2, s) \geq 0$ 。因此  $\dot{V} \leq 0$ , 且等号仅当  $s=0$  时成立。因此本文设计的速度环滑模控制器符合 Lyapunov 判据, 即系统能够在有限时间内达到稳定。

### 3 非线性扰动观测器设计

式(16)中存在扰动项, 而滑模控制本质上是一种开关控制, 一旦产生干扰, 将产生较大的开关增益, 这可能会损害控制器的性能。为进一步提高 SRM 驱动器的抗干扰性, 设计非线性扰动观测器对扰动  $r$  进行在线估计, 并将估计值作为前馈信号补偿至滑模控制器中, 以加强系统的鲁棒性。基于式(5), 设扰动误差变化率为:

$$\dot{r} = \mu(r - \hat{r}) = \mu\left(\dot{\omega}_m - \frac{T_e}{J} - \frac{D}{J}\omega_m\right) - \mu\hat{r} \quad (19)$$

式中:  $\hat{r}$  为扰动估计值,  $\mu > 0$  为扰动增益。

由于在实际工程中观测扰动会存在噪声缘故, 不易实现, 而式(19)存在速度的微分, 这将会引起较大偏差。为了消除速度微分量引入辅助变量  $y = \hat{r} - \mu\omega_m$ , 则:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \dot{\hat{r}} - \mu\dot{\omega}_m = \mu\left(\dot{\omega}_m - \frac{T_e}{J} - \frac{D}{J}\omega_m\right) - \mu\dot{\omega}_m - \mu\hat{r} \\ &= \mu\left(-\frac{T_e}{J} + \frac{D}{J}\omega_m\right) - \mu\hat{r} \end{aligned} \quad (20)$$

对于 SRM 电机来说, 在一个控制周期内, 扰动是一个变化较慢的信号, 所以可近似认为其一阶导数为 0<sup>[20]</sup>, 即  $\dot{r} \approx 0$ , 设  $\tilde{r} = r - \hat{r}$  为观测误差, 对其求导并结和式(19)可得:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{r}} &= \dot{r} - \dot{\hat{r}} = -\dot{\hat{r}} = -\dot{y} - \mu\dot{\omega}_m = \mu\tilde{r} - \\ &\mu\left(\dot{\omega}_m - \frac{T_e}{J} - \frac{D}{J}\omega_m\right) = -\mu\tilde{r} \end{aligned} \quad (21)$$

从而得到:

$$\tilde{r} = \tilde{r}(t_0)e^{-\mu t} \quad (22)$$

由于  $\mu > 0$ , 符合 Routh-Hurwitz 稳定判据, 上式能在有限时间收敛, 并且控制参数较少。图 4 为滑模控制器与扰动观测器原理框图。

### 4 仿真结果与实验分析

在 Matlab/Simulink 中搭建 SRM 系统仿真。电机采用三相 6/20 永磁辅助外转子作为结构模型, 仿真所使用的电机参数如表 1 所示。速度环滑模控制器输出的转矩作为内环的参考转矩  $T_{ref}$ ; 而系统内环为直接转矩控制, 包括转矩滞环、磁链滞环、扇区判断和开关表模块。控制系统框图如图 5 所示。

为验证文中所提方法的有效性, 将 PI 控制、传统滑模

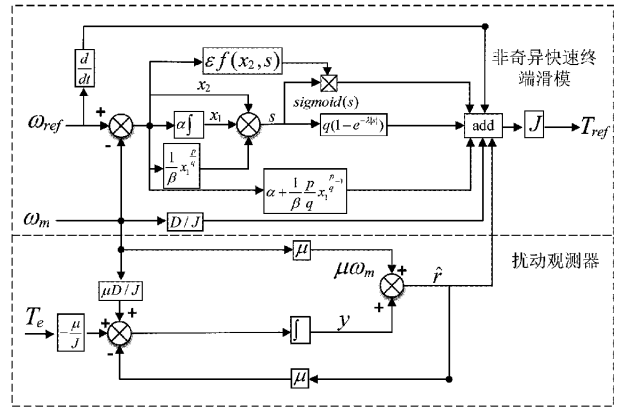


图 4 滑模控制器与扰动观测器框图

和改进滑模作对比分析。传统滑模控制选取线性滑模面, 控制律采用式(13)。3 种控制策略参数如表 2 所示。

表 1 6/20 电机参数

参数	数值	参数	数值
额定功/kW	3	定子外直径/mm	142
定子极数	6	直流电压/V	540
转子极数	20	定子电阻/ $\Omega$	1.3
绕组匝数	55	转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.001 3
转子外直径/mm	172	摩擦系数 $D/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	0.002

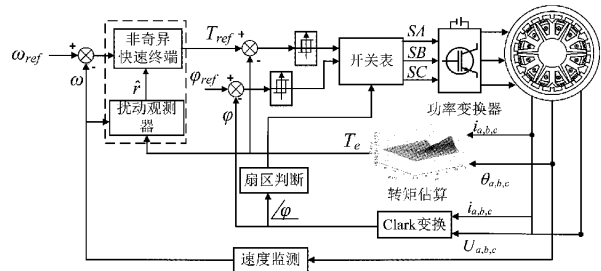


图 5 SRM 控制系统框图

表 2 3 种控制器参数选择

控制策略	参数
PI 控制	$k_p, k_i$ 分别为 0.02、0.8
传统滑模	$c, \epsilon$ 和 $q$ 别为 260、10 和 50
改进滑模	$c, \epsilon, \alpha, \beta, p, q, \mu, \sigma, h, \eta$ 分别为 360、50、0.1、10、7.5、850、0.9、1、0.5

#### 4.1 空载系统特性

图 6 给出了系统在 3 种控制方法下的总体转速、转矩波形变化趋势。其中在 0.2 s 时刻, 电机由转速 500 r/min 跳变至 800 r/min; 在 0.35 s 时刻, 负载由空载升至 5 N·m。

定义转速超调量公式:

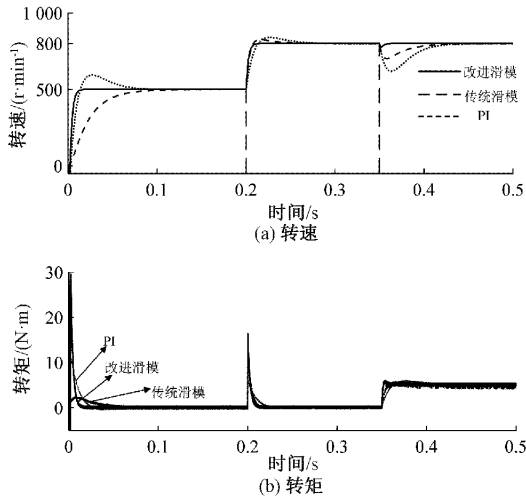


图 6 总体转速、转矩波形

$$\gamma = \frac{n_r - n_{ref}}{n_{ref}} \times 100\% \quad (23)$$

式中： $n_r$  为实际转速， $n_{ref}$  为给定参考转速。

在启动阶段给定参考转速 500 r/min，从图 7(a)中可以看出，在 PI 控制下转速超出给定值 95 r/min，经计算  $\gamma$  为 19%，到达稳态时间为 0.1 s；在传统滑模控制下的转速虽无超调产生，但到达稳态响应时间为 0.1 s；而采用改进滑模方法转速无超调且到达稳态时间为 0.02 s，响应时间比前两种方法缩短了 0.08 s。此外，图 7(b)展示 3 种控制策略电磁转矩变化趋势，采取改进滑模方式下的电机启动转矩大且恢复至稳态时间短，该过程模拟 SRM 开机时部分机械需求高转矩的工作情况。

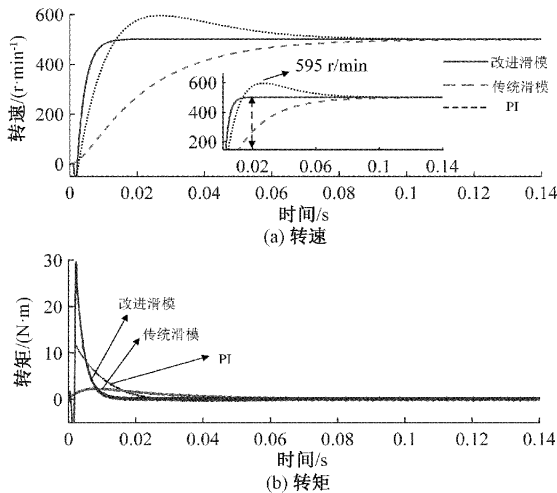


图 7 启动阶段 3 种控制方法的波形对比

图 8 模拟了电动汽车加速情况，在 0.2 s 参考转速由初始的 500 r/min 升至 800 r/min 时的转速、转矩波形变化。其中从图 8(a)中可以发现，加速阶段 PI 控制超调为 39 r/min， $\gamma$  为 4%，到达稳态时间为 0.1 s。同理，采用传统滑模转速超调为 25 r/min， $\gamma$  为 3%，到达

稳态时间为 0.1 s，而改进滑模下的转速波形则快速且平稳达到参考转速。图 8(b)展示转矩变化情况，可以看出采用改进滑模方法转矩波形仍能够快速恢复至稳态状况。表 3 记录了系统的启动和加速阶段各控制器性能参数。

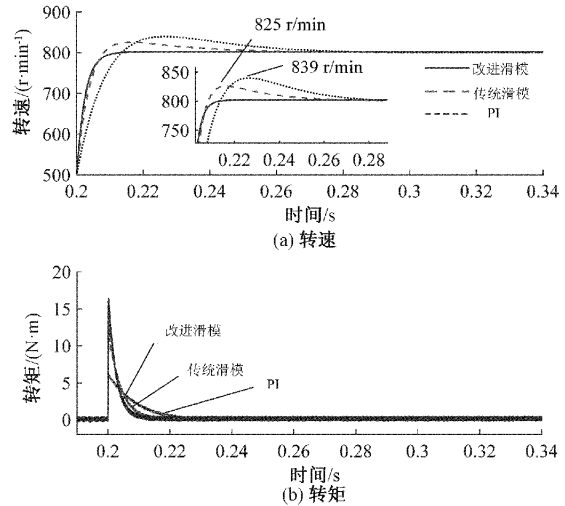


图 8 加速阶段三种控制方法的波形对比

表 3 启动和加速阶段性能对比

性能指标	PI	传统滑模	改进滑模
启动超调量/%	19	0	0
启动调节时间/s	0.1	0.1	0.02
加速超调量/%	4	3	0
加速调节时间/s	0.1	0.1	0.02

图 9 给出了 SRM 在两种趋近律下的相平面图，可观察到当系统向平衡位置做滑动运动时，采用传统指数趋近律产生的切换带比自适应趋近律宽，说明采用改进滑模能够缩短切换带的宽度，从而验证了自适应趋近律对抑制抖振的有效性。

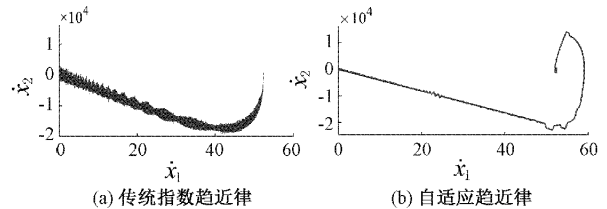


图 9 两种趋近律下的相平面图对比

#### 4.2 加载系统特性

为模拟电动汽车加载试验，图 10 为系统在 0.35 s 时刻，负载转矩由空载突变到 5 N·m 情况下的 3 种控制器转速波形图对比，从图 10(a)中速度下降数据可知，PI 控制、传统滑模和改进滑模方法转速分别下降了 22.5%、11.8% 和 2.6%，相比之下采用改进滑模方法转速下降量分别降低了 19.9%、9.2%。进一步分析可知，在 PI 控制器、传统

滑模分别作用下,转速均在 0.45 s 恢复至稳态,即调整时间均为 0.1 s。但采用改进滑模控制下的转速仅在 0.02 s 后恢复至参考转速。图 10(b)中展示了在 3 种控制策略作用下的转速变化图,可以看出,采用改进滑模策略下的输出转速较为稳定,而采用 PI 控制和传统滑模控制的转速抖动幅度较大。在加载过程中,与之对应的输出转矩变化如图 10(c)所示,基于改进滑模控制策略的转矩波形能够快速达到参考转矩,并且当转矩达到稳态时,输出转矩更加平稳。

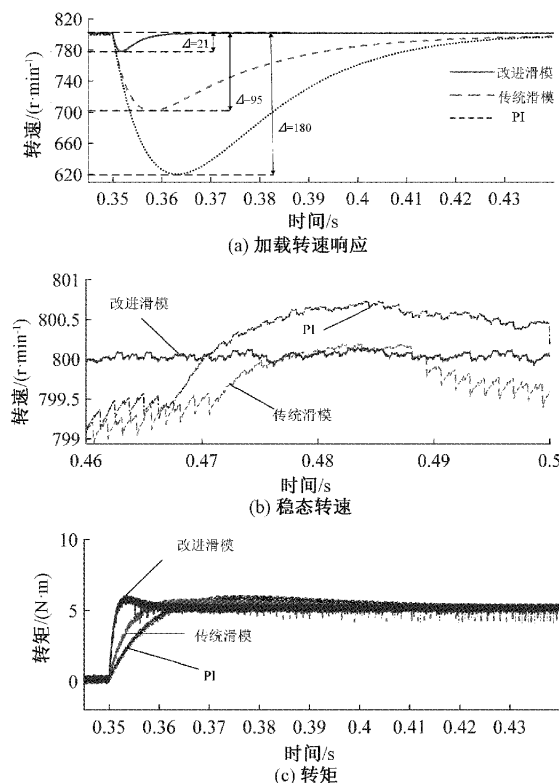


图 10 加载转速、稳态转速及转矩变化

文中设计的扰动观测器对外界突变的负载观测结果如图 11(a)、(b)所示。在 0.35 s 给定负载从 0 N·m 跳变到 5 N·m 时,观测转矩稳定在 4.96 N·m,观测误差小于 0.05 N·m,验证了本文所设计的扰动观测器能够快速且较准确地跟踪给定负载,将观测值及时前馈到滑模控制器中,增强了系统的抗干扰性能。

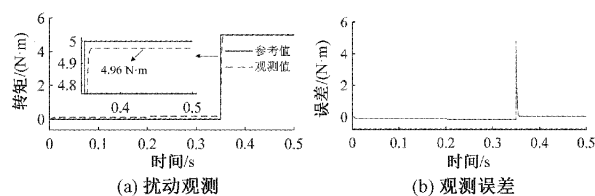


图 11 扰动观测与负载给定对比

在负载突变阶段,转矩也会从空载状态上升至给定参考转矩,但由于 SRM 双凸极结构,易产生较大的转矩脉

动。其中转矩脉动系数公式<sup>[2]</sup>定义如下:

$$K_T = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\text{avg}}} \times 100\% \quad (24)$$

式中: $T_{\max}$ 、 $T_{\min}$ 、 $T_{\text{avg}}$  分别为转矩最大值、转矩最小值、转矩平均值。

图 12 给出了在 3 种控制系统下,负载达到稳定状态下的转矩变化趋势。从图 12(a)、12(b)中可以明显看出在 PI 控制和传统滑模控制下的转矩波动较大,根据式(24)可计算出转矩脉动系数  $K_T$  分别为 26.2%、26.8%。而图 12(c)在改进滑模控制下的转矩波动在 4.67 ~ 5.42 N·m 之间变化。从波动范围可看出,改进滑模对转矩波动有所降低,同时计算转矩脉动系数  $K_T$  为 15%。表 4 记录了在 3 种控制方式下,转速响应性能和转矩变化情况。

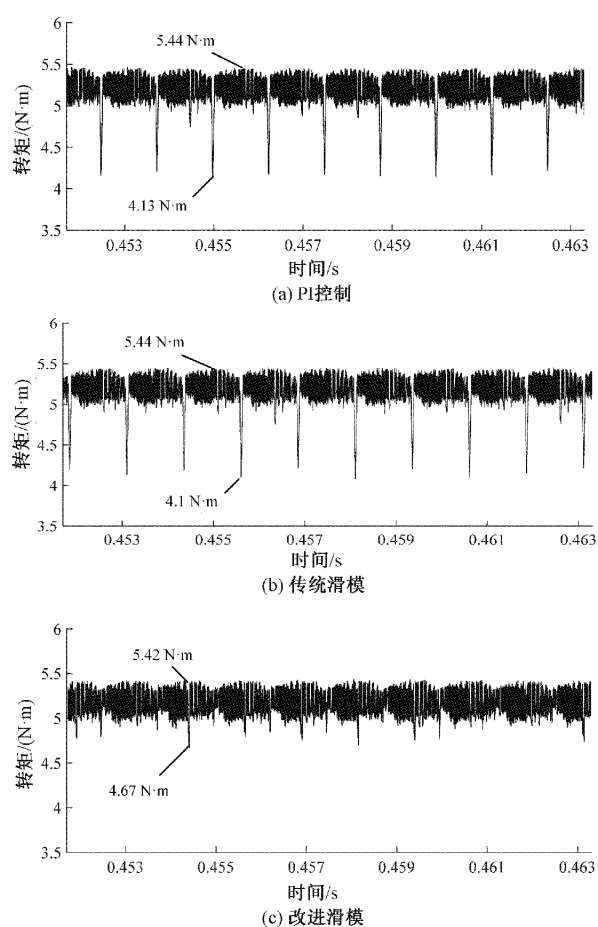


图 12 3 种控制策略下的转矩变化

表 4 加载系统参数变化

性能指标	PI	传统滑模	改进滑模
转速波动/(r·min <sup>-1</sup> )	180	95	21
调节时间/s	0.1	0.1	0.02
转矩波动/N·m	1.31	1.34	0.75
$K_T$ /%	26.2	26.8	15

4.3 实验验证

为进一步验证改进滑模控制策略在瞬态、稳态下均具有较好的有效性,搭建了 SRM 调速系统试验平台,电机参数与仿真阶段一致,如图 13 所示。实验平台以 TMS320F28335 为控制板,驱动板为不对称半桥式功率变换器,实时转速、转矩经扭矩传感器上传至上位机。

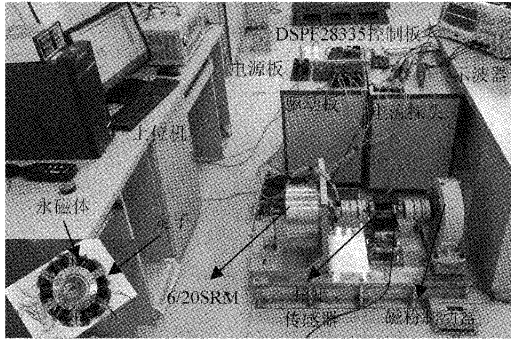


图 13 控制系统实验平台

图 14 是在 500 r/min、空载工况下 3 种控制策略的转速波形图。从启动阶段可以看出,基于 PI 控制和传统滑模控制到达稳态时间分别为 1.2 s、1.6 s,并且采用 PI 控制方法下的转速有超调现象且超调量  $\gamma$  为 13%。相比之下,采用改进滑模方法下的转速在 0.5 s 到达给定的参考转速,而采用另外两种控制器到达稳态时间较长且转速有波动。

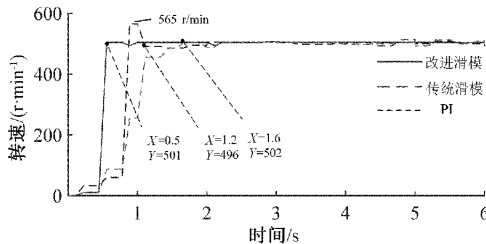


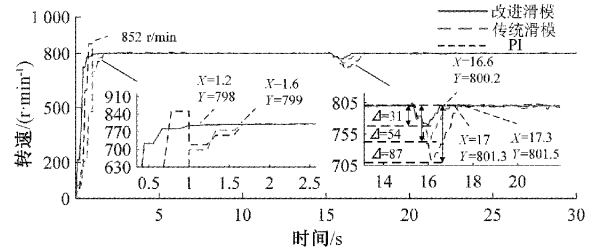
图 14 3 种控制策略下的转速波形

在实际应用中,电机会受到外界加载现象。因此,图 15 中的启动阶段设定 800 r/min、空载工况,在实验的第 15 s 向电机施加 5 N·m 的负载。

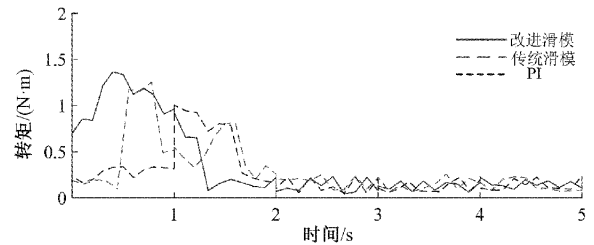
在启动阶段,基于 PI 控制和传统滑模策略均在 1.6 s 到达稳态阶段且在 PI 控制下的转速超调量  $\gamma$  为 6.5%。而改进滑模控制下的转速在 1.2 s 时刻到达稳定,相比之下动态调节时间缩短了 0.4 s。与启动阶段相对应的转矩波形如图 15(b)所示,可以看出,改进滑模控制的转矩能迅速地恢复至稳态。

从加载过程可以发现,电机在改进滑模、传统滑模和 PI 控制策略作用时,转速下降分别为 31、54 和 87 r/min,下降量分别为 3.8%、6.7% 和 10.8%,对比可知,采用所提方法速度下降量分别降低了 2.9%、7%。另外,3 种控制器恢复至稳态时间分别为 1.6、2 和 2.3 s,说明采用改进滑模方法在电机突加载时抗扰性能良好,并且动态响应时间短。

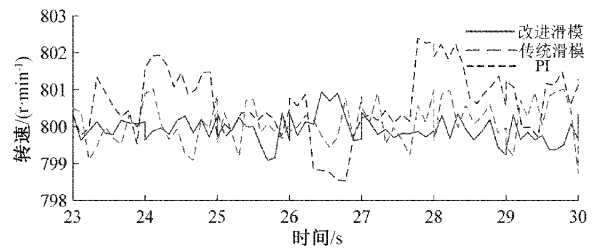
电机在 3 种控制器下均达到稳定状态的转速波动变化如图 15(c)所示,采用 PI、传统滑模和改进滑模控制方法转速分别在 798.52~802.39 r/min、798.73~801.01 r/min 和 799.08~800.94 r/min 之间变化,从数据变化趋势可以看出,改进滑模方法的转速抖动最小,从而提升系统的稳定性。



(a) 启动和加载转速变化



(b) 启动转矩变化



(c) 稳态转速变化

图 15 转速、转矩变化

为了验证采用本文方法能够在稳态阶段进一步降低 SRM 的转矩脉动,在图 15 加载稳定后的基础上,电机在各控制器作用下的转矩波形变化如图 16 所示。从图 16(a)~(c)中的转矩波动变化情况,可以计算出电机在 3 种控制方法下的转矩脉动系数分别为 30.4%、28% 和 18.8%,与另外两种方法相比而言,采用改进滑模方法电机的转矩脉动降低了约 10% 左右,从而电机在稳态运转下的性能得到进一步提升。图 15、16 中 3 种控制器性能参数的对比如表 5 所示。

表 5 各控制器性能比较

性能指标	PI 控制	传统滑模	改进滑模
启动调节时间/s	1.6	1.6	1.2
转速下降量/%	10.8	6.7	3.8
加载调节时间/s	2.3	2	1.6
转矩脉动 $K_T$ /%	30.4	28	18.8

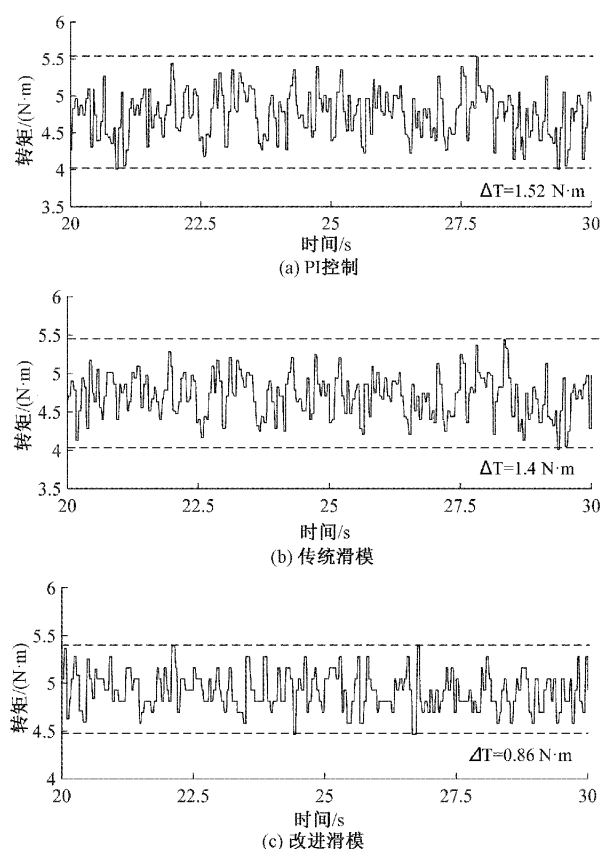


图16 3种控制策略下的实验转矩波形

## 5 结论

本文针对传统SRM调速系统在加速和加载工况下易产生较大超调、响应时间慢和转矩波动大问题,提出了一种自适应趋近律与扰动观测器相结合的控制策略,通过与PI、传统滑模控制对比表明:

针对传统线性面与终端滑模面在收敛速度问题,该文引入了状态变量构建了非奇异快速终端滑模面,在仿真和实验阶段,系统的启动调节时间分别缩短了0.08 s、0.4 s,提升了系统的动态性能。

通过分析传统指数趋近律存在较大抖振问题,设计自适应趋近律算法,该算法能够根据平衡状态自动调整趋近速率,缩短了滑动阶段产生的切换带,并且控制器的抖振得到了进一步抑制。

为将外部负载变化及时映射到滑模面上,设计非线性扰动观测器,在加载阶段转速下降量分别减少了19.9%、9.2%和7%、2.9%,从而增强系统的抗干扰能力。

SRM的转矩脉动问题是研究热点之一,基于本文方法,在提升动态响应性能的基础上,电机到达稳态阶段的转矩脉动降低了10%左右。

## 参考文献

[1] HUANG C Z, WU Y L, CAO W S, et al. A three-

interval PWM duty cycle adaptive method for torque ripple suppression of switched reluctance motor [J]. Progress In Electromagnetics Research M, 2022, 111: 103-117.

[2] YAN N, CAO X, DENG Z Q. Direct torque control for switched reluctance motor to obtain high torque ampere ratio [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5144-5152.

[3] 杨双义,王莹,耿志伟.采用改进滑模控制的开关磁阻电机转速仿真研究[J].国外电子测量技术,2022,41(2):90-94.

[4] 罗瑜.基于自抗扰的地效飞行器俯仰控制系统设计[J].电子测量技术,2020,43(6):69-76.

[5] 伍济钢,文港,杨康.改进一维卷积神经网络的航空发动机故障诊断方法[J].电子测量与仪器学报,2023,37(3):179-186.

[6] 王磊,张振国,沈素素.基于全局非奇异快速终端滑模结构作用下的永磁同步电机的研究[J].电子测量技术,2018,41(3):28-31.

[7] 刘勇智,王宇,朱晨承.采用模糊逻辑修正的SRM滑模控制器设计[J].计算机测量与控制,2014,22(7):2059-2062.

[8] 高永超,尹红彬,陈明轩,等.改进指数趋近率的PMSM矢量控制研究[J].重庆理工大学学报(自然科学),2022,36(3):57-62.

[9] 刘勇智,鄯成龙,林博闻,等.基于自适应二阶终端滑模的SRM直接转矩控制[J].北京航空航天大学学报,2018,44(10):2043-2051.

[10] SUN X D, FENG L Y, DIAO K K, et al. An improved direct instantaneous torque control based on adaptive terminal sliding mode for a segmented-rotor SRM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(11): 10569-10579.

[11] GONG Z J, BA X, ZHANG C N, et al. Robust sliding mode control of the permanent magnet synchronous motor with an improved power reaching law [J]. Energies, 2022, 15(5): 1935.

[12] 赵影,吴双鹤,刘欢欢,等.开关磁阻电机滑模变结构转矩分配控制[J].组合机床与自动化加工技术,2013(12):98-100,104.

[13] 冒建亮,李奇,朱海荣.多源扰动下光电跟踪系统连续非奇异终端滑模控制[J].控制理论与应用,2017,34(4):413-423.

[14] 韩国强,陆哲,吴孟霖,等.基于改进滑模控制策略的开关磁阻电机直接瞬时转矩控制方法[J].电工技术学报,2022,37(22):5740-5755.

[15] MENG Q H, QIAN C J, LIU R J. Dual-rate sampled-data stabilization for active suspension system of



- electric vehicle [J]. *Robust and Nonlinear Control*, 2018, 28(5):1610-1623.
- [16] SUN X D, CAO J H, LEI G, et al. Speed sensorless control for permanent magnet synchronous motors based on finite position set [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7):6089-6100.
- [17] 常雪剑, 彭博, 刘凌, 等. 新型非奇异终端滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制 [J]. *西安交通大学学报*, 2016, 50(1):85-91, 99.
- [18] 周永勤, 王旭东, 张玉光, 等. 开关磁阻电机模糊滑模观测器间接位置检测 [J]. *电机与控制学报*, 2013, 17(6):57-63.
- [19] SUN X D, WU J L, LEI G, et al. Torque ripple reduction of SRM drive using improved direct torque control with sliding mode controller and observer [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(10):9334-9345.
- [20] 康尔良, 贺建智, 王一琛. 永磁同步电机非奇异终端滑模控制器的设计 [J]. *电机与控制学报*, 2021, 25(12):58-64.

#### 作者简介

**黄朝志**, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电机结构设计与驱动控制。

E-mail:1018686171@qq.com

**孙燕文**(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制技术。

E-mail:syw6688379@163.com

**张文进**, 硕士研究生, 主要研究方向为电机结构设计。

E-mail:1270106427@qq.com