

# 基于开关增益自适应的感应电机鲁棒滑模控制方法

陈华斌<sup>1</sup>, 刘伟<sup>2,3</sup>, 向德宁<sup>4</sup>, 陈英<sup>5</sup>

- (1. 安徽中烟工业有限责任公司 芜湖卷烟厂, 安徽 芜湖 241000;
2. 南华大学 电气工程学院, 湖南 衡阳 421001;
3. 湖南核三力技术工程有限公司, 湖南 衡阳 421001;
4. 湖北中烟工业有限责任公司 武汉卷烟厂, 湖北 武汉 430050;
5. 中南大学 机电工程学院, 湖南 长沙 410075)

**摘要:** 针对感应电机在不确定性干扰条件下难以进行稳定控制的问题, 基于开关增益自适应技术, 提出了一种鲁棒滑模控制与磁场定向控制相结合的感应电机速度控制方法。通过在转速与磁通滑模控制器中引入开关自适应增益和积分器插值, 保证了与传统滑模控制算法相同的鲁棒性和动态性能, 同时有效抑制了定子电压的抖振现象, 且所提控制方法对负载转矩变化及电气参数不确定性敏感度较低。最后, 通过仿真和物理实验对所提方法进行了验证, 结果表明: 所提出的控制方法能够准确、快速地跟踪参考信号, 同时具有良好的鲁棒性。

**关键词:** 感应电动机; 开关增益自适应; 磁场定向控制; 滑模控制; 不确定性

**中图分类号:** TM346 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22718

## Robust Sliding Mode Control of Induction Motor Based on Adaptive Switching Gain

CHEN Huabin<sup>1</sup>, LIU Wei<sup>2,3</sup>, XIANG Dening<sup>4</sup>, CHEN Ying<sup>5</sup>

- (1. Wuhu Cigarette Factory, China Tobacco Anhui Industrial Co., Ltd., Wuhu 241000, Anhui, China;
2. School of Electrical Engineering, University of South China, Hengyang 421001, Hunan, China;
3. Hunan Nuclear Sunny Technology Engineering Company Limited, Hengyang 421001, Hunan, China;
4. Wuhan Cigarette Factory, China Tobacco Hubei Industrial Co., Ltd., Wuhan 430050, Hubei, China;
5. The College of Mechanical and Electrical Engineering, Central South University, Changsha 410075, Hunan, China)

**Abstract:** To control the induction motor stably under the condition of uncertain disturbances, an induction motor speed control method based on robust sliding mode control and field oriented control was proposed based on switching gain adaptive technology. By introducing the switch adaptive gain and integrator interpolation into the speed and flux sliding mode controller, the same robustness and dynamic performance as the traditional sliding mode control algorithm were guaranteed, and the stator voltage chattering phenomenon was effectively suppressed. Moreover, the proposed control method was insensitive to load torque variation and electrical parameter uncertainty. Finally, the proposed control method was verified by simulation and physical experiments. The results show that the proposed control method can track the reference signal accurately and quickly, and has good robustness.

**Key words:** induction motor (IM); adaptive switching gain; field oriented control; sliding mode control; uncertainty

随着电力电子和微处理器技术的发展, 用于变速和位置控制的感应电动机(induction motor, IM)在工业过程中的应用日益广泛, 如工业机器人、工厂自动化和运输等<sup>[1-3]</sup>。然而, 由于IM的系

**基金项目:** 国家自然科学基金(51515533)

**作者简介:** 陈华斌(1975—), 男, 本科, 工程师, Email: chenhb@ahycgy.com.cn

**通讯作者:** 刘伟(1987—), 男, 硕士, 工程师, Email: hnlw0614@163.com

统动力学具有复杂、高度非线性、强耦合性等特征,且驱动控制对电机参数变化和负载扰动非常敏感,致使其准确、稳定控制成为难点<sup>[4-5]</sup>。

目前,针对IM的控制已有多种方法,其中,磁场定向控制(field-oriented control, FOC)应用较为广泛<sup>[6-7]</sup>。在FOC技术中,由于按转子磁链定向的矢量控制具有良好的动态和稳态性能<sup>[8]</sup>,因此成为控制方法的首选。然而,由于在实际服役过程中不可避免地受到参数变化、外部负载干扰和动力学非线性等不确定因素的影响,FOC方法难以保证控制过程的稳定性<sup>[9]</sup>。为此,需要对IM进行鲁棒控制,以使其在不确定性条件下满足既定输出要求。

在已有的各类鲁棒控制方法中(如模糊控制<sup>[10-11]</sup>、滑模控制<sup>[12-14]</sup>、神经网络控制<sup>[11]</sup>等),滑模控制(sliding mode control, SMC)因其快速响应、实现简单等特性,在电气传动控制领域得到了广泛的应用<sup>[15]</sup>。然而,由于本质上的不连续开关特性,导致SMC存在固有的抖振现象。因此,通过引入自适应控制律,抑制IM在SMC下的抖振,实现电机的快速、鲁棒控制一直是SMC方法研究中的关键问题<sup>[16]</sup>。

本文旨在提出一种IM的非线性滑模控制律,根据滑模面、转子角速度及其导数引入开关增益自适应,以实现电机的鲁棒控制。另外,虽然引入开关增益自适应可以减小经典SMC方法的抖振现象,但会导致非零稳态误差的出现。因此,当电机状态轨迹接近其参考值时,通过增加一个积分器消除稳态误差,在实现鲁棒控制的同时保证算法具有更好的收敛性。通过设计相应的仿真和物理实验,利用所提方法来控制IM的转速和磁通,结果验证了方法的有效性和适用性。

## 1 IM数学模型

同步旋转坐标系IM的动力学模型为<sup>[17]</sup>

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} + \omega_r \Psi_{qr} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{ds} \\ \dot{\Psi}_{qr} = -\omega_r \Psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{qr} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{qs} \\ \dot{I}_{ds} = \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \Psi_{dr} + \frac{\alpha}{L_1} p \omega_m \Psi_{qr} - \frac{1}{\tau_1} I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{ds} \\ \dot{I}_{qs} = -\frac{\alpha}{L_1} p \omega_m \Psi_{dr} + \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \Psi_{qr} - \omega_s I_{ds} - \frac{1}{\tau_1} I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{qs} \\ \dot{\omega}_m = \frac{p}{J} [\alpha (\Psi_{dr} I_{qs} - \Psi_{qr} I_{ds}) - T_m] \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} \omega_r &= \omega_s - p \omega_m \quad L_1 = L_s - \alpha L_m \quad \alpha = L_m / L_r \\ \tau_r &= L_r / R_r \quad \tau_1 = L_r / R_r \quad R_1 = R_s + \alpha^2 R_r \end{aligned}$$

式中: $V_{ds}, V_{qs}$ 为定子电压分量; $I_{ds}, I_{qs}$ 为定子电流分量; $\Psi_{dr}, \Psi_{qr}$ 为转子磁通分量; $R_r, R_s$ 分别为转子和定子绕组; $L_r, L_s$ 分别为转子和定子电感; $L_m$ 为互感; $p$ 为极对数; $\omega_r, \omega_s, \omega_m$ 分别为转差速度、同步转速以及转子转速; $T_m$ 为负载转矩; $J$ 为转动惯量。

通常情况下,在 $d-q$ 坐标系中,有下式成立<sup>[18]</sup>:

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = \Psi_d \\ \Psi_{qr} = 0 \end{cases}$$

进一步,令转子磁链与 $d$ 轴同向,以实现磁链和转矩之间的解耦。同时,由于 $\Psi_{qr} = 0$ (或 $\dot{\Psi}_{qr} = 0, \Psi_{qr}(0) = 0$ ),可消去式(1)中的 $\Psi_{qr}$ 项,将模型式(1)降为四阶。此时,式(1)中的第二个状态方程可重新表示为

$$\omega_s = p \omega_m + \frac{L_m I_{qs}}{\tau_r \Psi_{dr}} \quad (2)$$

## 2 控制方法设计

### 2.1 磁通控制

根据式(1)、式(2),可得出:

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{ds} \\ \dot{I}_{ds} = \frac{\alpha}{\tau_1 L_1} \Psi_{dr} - \frac{1}{\tau_1} I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{ds} \end{cases} \quad (3)$$

为简便起见,定义如下磁通误差

$$e_f = \Psi_{dr} - \Psi_{dr,ref}$$

式中: $\Psi_{dr,ref}$ 为参考磁通幅值。

$\Psi_{dr}$ 则依据式(3)中的第一式通过 $I_{ds}$ 的测量值进行估计。

磁通滑模面可定义为

$$S_f = c_1 e_f + \dot{e}_f \quad (4)$$

式中: $c_1$ 为滑模面常系数。

对式(4)求导,取 $\Psi_{dr,ref}$ 为常数,可得出:

$$\begin{aligned} \dot{S}_f &= c_1 \dot{e}_f + \ddot{e}_f \\ &= c_1 \dot{\Psi}_{dr} + \ddot{\Psi}_{dr} \\ &= (c_1 - \frac{1}{\tau_r}) (-\frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{ds}) - \\ &\quad \frac{1}{\tau_r} \dot{\Psi}_{dr} + \frac{L_m}{\tau_r} \dot{I}_{ds} \end{aligned} \quad (5)$$

将 $\dot{\Psi}_{dr}$ 和 $\dot{I}_{ds}$ 代入式(5),可得:

$$\begin{aligned} \dot{S}_f &= (c_1 \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\tau_r^2} + \frac{L_m \alpha}{\tau_r \tau_1 L_1}) \Psi_{dr} + \\ & (c_1 - \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\tau_1}) \frac{L_m}{\tau_r} I_{ds} + U_f \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{其中 } U_f = \frac{L_m}{\tau_r} (\omega_s I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{qs})$$

式中:  $U_f$  为新的控制函数。

同时,为得出  $U_f$  的等效控制函数,对式(5)进行求解,可得出:

$$\begin{aligned} U_{f\text{eq}} &= -(c_1 \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\tau_r^2} + \frac{L_m \alpha}{\tau_r \tau_1 L_1}) \Psi_{dr} - \\ & (c_1 - \frac{1}{\tau_r} - \frac{1}{\tau_1}) \frac{L_m}{\tau_r} I_{ds} \end{aligned} \quad (7)$$

实际运行过程中,由于不可预测的参数变化、外部负载干扰以及动力学行为的非线性,IM的控制不可避免地存在不确定性,为消除不确定性的影响,引入如下的间断项  $\Delta U_f$ :

$$\Delta U_f = -K_f \text{sgn}(S_f) \quad (8)$$

式中:  $K_f$  为增益系数。

## 2.2 速度控制

转子角速度调节方程可表示为

$$\begin{cases} \dot{I}_{qs} = -\frac{\alpha}{L_1} p \omega_m \Psi_{dr} - \omega_s I_{ds} - \frac{1}{\tau_1} I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{qs} \\ \dot{\omega}_m = \frac{p}{J} (\alpha \Psi_{dr} I_{qs} - T_m) \end{cases} \quad (9)$$

根据式(9)中的第二式,可得出:

$$I_{qs} = \frac{T_m}{\alpha \Psi_{dr}} + \frac{J \dot{\omega}_m}{p \alpha \Psi_{dr}} \quad (10)$$

进一步,根据式(10)以及式(9),可得出如下关于  $\omega_m$  的微分方程:

$$\begin{aligned} \ddot{\omega}_m &= \frac{p}{J} (\alpha \Psi_{dr} \dot{I}_{qs} - \dot{T}_m) \\ &= \frac{p}{J} [\alpha \Psi_{dr} (-\frac{\alpha}{L_1} p \omega_m \Psi_{dr} - \omega_s I_{ds} - \frac{1}{\tau_1} I_{qs} + \frac{1}{L_1} V_{qs}) - \dot{T}_m] \\ &= -\frac{1}{\tau_1} \dot{\omega}_m - \frac{\alpha^2}{L_1} p \omega_m \Psi_{dr}^2 - \frac{p}{J \tau_1} T_m - \frac{p}{J} \dot{T}_m + u_v \end{aligned} \quad (11)$$

$$\text{其中 } u_v = \frac{\alpha}{J L_1} p \Psi_{dr} V_{qs} - \frac{\alpha}{J} p \Psi_{dr} \omega_s I_{ds}$$

式中:  $u_v$  为控制输入。

假设负载转矩  $T_m$  随时间缓慢变化,则式(11)可表示为

$$\ddot{\omega}_m = -A \dot{\omega}_m - B \omega_m - C + u_v \quad (12)$$

其中

$$A = -\frac{1}{\tau_1} \quad B = -\frac{\alpha^2}{L_1} p \Psi_{dr}^2 \quad C = -\frac{p}{J \tau_1} T_m - \frac{p}{J} \dot{T}_m$$

角速度误差项可表示为

$$\begin{cases} \dot{e}_v = \omega_m - \omega_{\text{ref}} \\ S_v = c_2 e_v + \dot{e}_v \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $S_v$  为角速度滑模面;  $\omega_{\text{ref}}$  为基准角速度;  $c_2$  为一正常数。

对式(13)的第二个方程进行求导,可得:

$$\begin{aligned} \dot{S}_v &= c_2 \dot{e}_v + \ddot{e}_v \\ &= c_2 (\dot{\omega}_m - \dot{\omega}_{\text{ref}}) + (\ddot{\omega}_m - \ddot{\omega}_{\text{ref}}) \end{aligned} \quad (14)$$

则  $u_v$  的等效控制函数可定义为

$$u_{v\text{eq}} = -(c_2 - A) \dot{\omega}_m + B \omega_m + C + c_2 \dot{\omega}_{\text{ref}} + \ddot{\omega}_{\text{ref}} \quad (15)$$

控制函数的间断项可定义为

$$\Delta u_v = -K_v \text{sgn}(S_v) \quad (16)$$

式中:  $K_v$  为增益系数。

为使滑模控制器具有更好的性能,必须选择较大的  $K_v$  值。但  $K_v$  值越大,控制变量和系统状态的抖振就越大。为了减少抖振,可在切换线两侧引入一个变宽度的边界层<sup>[18]</sup>。为进一步消除采用 SMC 对 IM 进行控制时产生的抖振,可采用光滑函数来代替不连续符号函数,例如 sigmoid 函数、饱和函数  $\text{sat}(\cdot)$  或双曲正切函数  $\tanh(\cdot)$ , 然而,此时控制器鲁棒性将相应地降低。

本文通过对滑模面采用双曲正切函数来克服抖振问题,同时,为不损失控制的鲁棒性,引入如下的增益表达式:

$$K_v = K_1 \dot{\omega}_m + K_2 \omega_m + K_3 |S_v| \quad (17)$$

上述增益可根据  $S_v$ ,  $\omega_m$  以及  $\dot{\omega}_m$  进行调整,算法简单,计算量小。注意到,在选择  $K_1$ ,  $K_2$  和  $K_3$  的最佳值时应满足  $S_v \dot{S}_v < 0$ 。

## 2.3 鲁棒微分器设计

已有研究和实验表明,在应用 Matlab 微分器仿真求取电机角速度时,极易产生高频噪声。为此,引入一种基于 SMC 的鲁棒微分器,并将其综合应用于 IM 的实时控制过程。

不失一般性地,将输入信号  $f(t)$  设为可测函数,并使其由具有 Lipschitz 常数  $C > 0$  导数的基信号组成。为了修正输入信号,考虑辅助等式:

$$\dot{x} = u \quad (18)$$

建立如下表示  $x$  和  $f(t)$  之间差异的滑模面:

$$s = x - f(t) \quad (19)$$

对上式求微分:

$$\dot{s} = \dot{x} - \dot{f}(t) \quad (20)$$

利用超扭曲算法<sup>[19]</sup>,将控制函数  $u$  定义为

$$u = u_1 - \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sgn}(s) \quad (21)$$

其中

$$u_1 = -\omega \text{sgn}(s)$$

式中: $\lambda$ 和 $\omega$ 均为正数; $u$ 为微分器的输出。

图1给出了上述微分器的结构示意图。

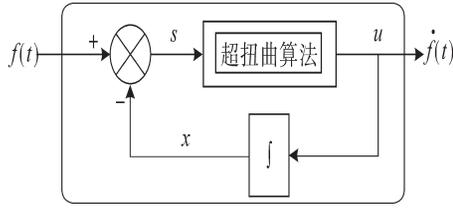


图1 微分器结构

Fig.1 Structure of the differentiator

### 2.4 积分器插值

为消除由扰动引起的稳态速度误差,在电机状态轨迹接近参考值时采用如下积分器:

$$u_v = \begin{cases} u_{veq} + \Delta u_v & \|\omega_{ref} - \omega_m\| > \delta \\ u_{veq} + \Delta u_v + u_{int} & \|\omega_{ref} - \omega_m\| < \delta \end{cases} \quad (22)$$

其中  $u_{int} = -k_v \int e_v dt$

式中: $k_v$ 为积分常数; $\delta$ 为阈值常数。

## 3 实验结果及讨论

### 3.1 仿真实验

首先在Matlab/Simulink环境中对控制器进行仿真性能分析,仿真结果可提供IM的动态特性信息。采用与物理实验相同的IM参数如下所示:转子绕组 $R_r=4.2 \Omega$ ,定子绕组 $R_s=5.72 \Omega$ ,转子电感 $L_r=461 \text{ mH}$ ,定子电感 $L_s=462 \text{ mH}$ ,定转子互感 $L_m=460 \text{ mH}$ ,转动惯量 $J=0.015 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,极对数 $p=2$ ,额定功率 $1500 \text{ W}$ ,额定转速 $1800 \text{ r/min}$ ,负载转矩 $T_m=(3 \pm 0.75) \text{ N} \cdot \text{m}$ ,实验参考转速范围低速: $-50 \sim 50 \text{ rad/s}$ ,高速: $-150 \sim 150 \text{ rad/s}$ 。

首先采用周期梯形参考转速信号来研究驱动系统的跟踪性能。在测试中,传统SMC(以下简称“SMC\_1”)使用如下的经典不连续控制:

$$\Delta u = -K \text{sgn}(S) \quad (23)$$

式中: $K$ 为一正实数。

SMC\_1策略下转子转速和定子电压分别如图2和图3所示。

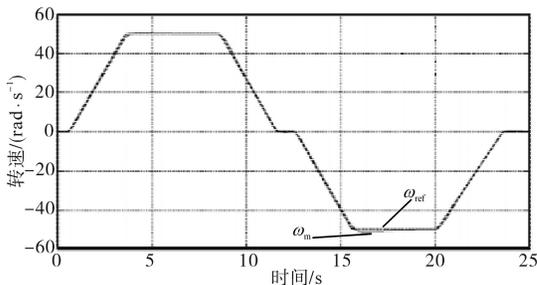


图2 采用SMC\_1控制的转子转速图线

Fig.2 Speed of the rotor under SMC\_1

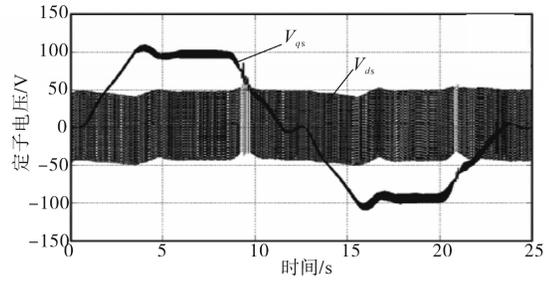


图3 采用SMC\_1控制的定子电压图线

Fig.3 Voltage of the stator under SMC\_1

为避免抖振和噪声干扰,利用式(17)所示的SMC方法(以下简称“SMC\_2”)进行转子转速控制,转子转速变化情况如图4所示,图5为SMC\_2策略下定子电压分量的变化曲线。

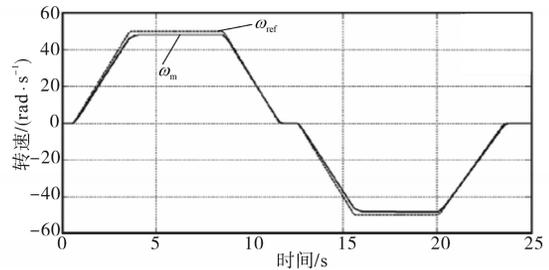


图4 SMC\_2策略下的转子角速度图线

Fig.4 Angular speed of the rotor under SMC\_2 strategy

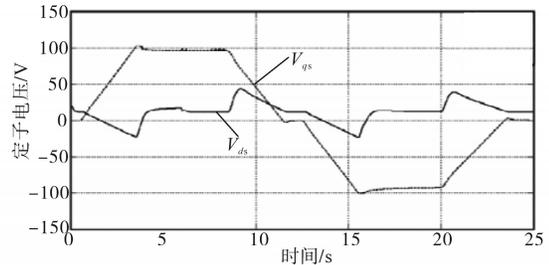


图5 SMC\_2策略下的定子电压图线

Fig.5 Voltage of the stator under SMC\_2 strategy

进一步,为了消除扰动引起的速度稳态误差,在控制回路中引入积分器(所对应方法简称为“SMC\_3”)。

图6为SMC\_3方法控制下转子角速度变化情况,由图6可以看出,实际角速度稳态收敛于参考角速度。同时,由图2~图6所示,在相同条件下,虽然SMC\_2相较于SMC\_1的整体转速跟踪误差较大,但SMC\_2方法可有效抑制定子电压的抖振,在其基础上引入积分器的SMC\_3方法进一步减小了SMC\_2方法的转速跟踪误差。上述三类方法的最大转速跟踪误差(maximum error, ME)、转速跟踪误差均值(average error, AE)以及转速跟踪误差标准差(standard deviation, SD)的对比参见表1。

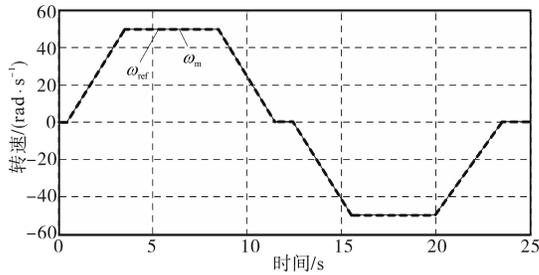


图6 SMC\_3控制策略下IM转子角速度变化图线

Fig.6 Rotor angular speed with IM under SMC\_3

表1 仿真实验中三类控制器转速跟踪误差对比

Tab.1 Tracking error comparisons among the three control strategies in the simulation process

	$ME/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	$AE/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	$SD/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$
SMC_1	0.51	0.34	0.12
SMC_2	2.04	1.61	0.16
SMC_3	0.17	0.14	0.04

为模拟由于温变等条件导致的电气参数变化,在 $t=5\text{ s}$ 时引入电机的电气参数跳变,其中 $R_s$ 变为原值的1.5倍, $L_s$ 减小为原值的0.95倍,分别利用SMC\_1以及SMC\_3对IM进行控制,所得出的转速跟踪曲线如图7所示,两种控制方法的跟踪误差指标对比如表2所示。

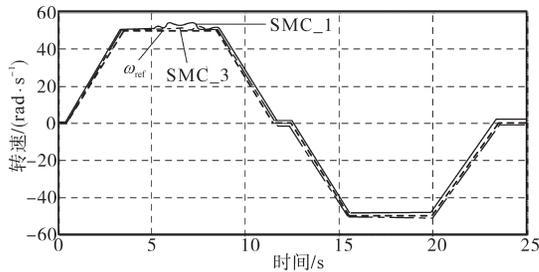


图7 电气参数扰动条件下控制器转速跟踪仿真结果

Fig.7 Rotor angular speed tracking simulations of the SMC\_1 and SMC\_3 strategies under electrical parameter disturbances

表2 参数扰动条件下SMC\_1及SMC\_3转速跟踪误差对比

Tab.2 Tracking error comparisons between SMC\_1 and SMC\_3 under IM electrical parameter disturbances

	$ME/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	$AE/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$	$SD/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$
SMC_1	3.95	1.07	0.93
SMC_3	1.90	0.83	0.16

由图7、表2可以看出,在引入电气参数跳变时,两种控制器下转速会出现不同程度的震荡。此外,虽然SMC\_1能够在一定程度上抑制电气参数不确定扰动产生的影响,但SMC\_3在控制收敛速度及稳态误差抑制方面均优于传统控制器SMC\_1。

最后,为进一步验证所提方法SMC\_3在负载转矩扰动下的控制效果,并与后续物理实验进行

对比验证,令施加在电机轴上的负载转矩在9 s到14 s之间进行变化,变化方式采取线性升降规律,变化范围为 $2.25\sim 3.75\text{ N}\cdot\text{m}$ 。转矩扰动下SMC\_3的转速跟踪效果如图8所示,稳态跟踪误差为 $0.04\text{ rad/s}$ ,其余各类跟踪误差指标分别为: $ME=5.10\text{ rad/s}$ , $AE=2.31\text{ rad/s}$ , $SD=1.72\text{ rad/s}$ 。

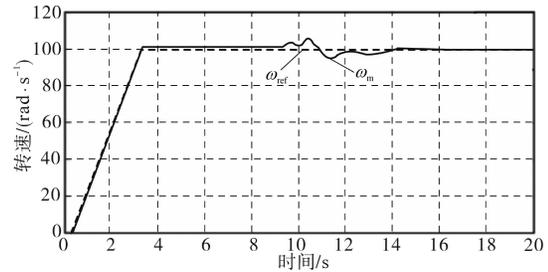


图8 负载扰动条件下所提控制策略的转速误差跟踪仿真结果

Fig.8 Rotor speed tracking error simulation of the proposed control strategy under loading disturbance

### 3.2 物理实验

为进一步验证所提方法的性能,进行了物理实验,采用dSpace板(DS1104)通过适配器卡与三相逆变器相连,以驱动 $1.5\text{ kW}$ 感应电动机。dSpace板的采样周期为 $0.1\text{ ms}$ ,脉宽调制工作频率为 $5\text{ kHz}$ 。在每个采样瞬间,dSpace板通过电流传感器和5000点增量编码器接收所测得的电流和转子实际位置。电机负载为粉末制动器,用于产生外部干扰,以验证所提方法的鲁棒性。同时,为了证明所提函数在不同速度条件下的性能,进行了多组测试。

图9为所提SMC\_3控制策略下IM的转子速度响应,其稳态速度跟踪误差收敛到约为 $0.075\text{ rad/s}$ 。

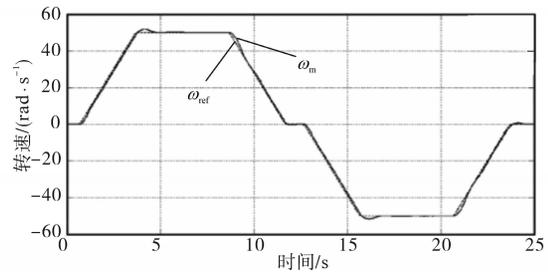


图9 SMC\_3策略控制下的转子实际和参考角速度

Fig.9 Actual and reference rotor angular speeds under SMC\_3

应用上述同样条件对电机进行高速控制,如图10所示,速度剖面在3 s内线性增加到 $150\text{ rad/s}$ ,在 $150\text{ rad/s}$ 下保持恒定,直到 $t=8.2\text{ s}$ ,在 $t=11.2\text{ s}$ 时线性减小到 $0\text{ rad/s}$ ,并在 $0\text{ rad/s}$ 保持 $1\text{ s}$ ,然后在 $t=15.5\text{ s}$ 时线性减小到 $-150\text{ rad/s}$ ,在 $-150\text{ rad/s}$ 下保持恒定,直到 $t=17\text{ s}$ 。可以看出,在高速条件下,采用SMC\_3控制策略的稳态误差接近于

0 rad/s。同时,相比于低速状态,高速状态下SMC\_3的最大相对跟踪误差为1.07%,这与低速状态下的最大相对跟踪误差0.97%相接近,说明了SMC\_3控制策略对于高转速的跟踪精确性。

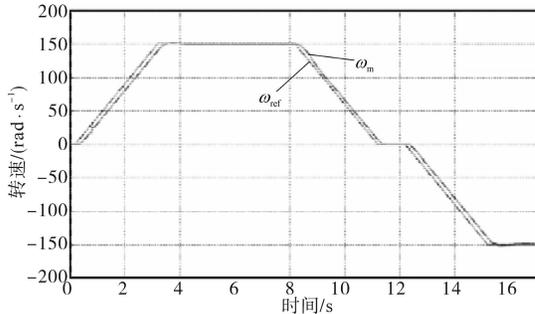


图10 SMC\_3策略下实测转子角速度

Fig.10 Angular speed of the rotor under SMC\_3 in field test

最后,为了验证所提控制方法的鲁棒性,令施加在电机轴上的负载转矩在9~14 s之间进行变化,并将所提出的SMC\_3方法与传统SMC\_1方法及经典的PI控制方法进行对比,PI的各项参数设置如表3所示<sup>[20]</sup>。

表3 PI控制器增益设置

Tab.3 PI controller parameters

序号	参数	符号	取值
1	转速环比例系数	$k_{p1}$	0.10
2	转速环积分系数	$k_{i1}$	0.46
3	电流环比例系数	$k_{p2}$	0.36
4	电流环积分系数	$k_{i2}$	2.00

图11显示了三种控制方法条件下转子速度变化情况,同时,三者控制效果的对比结果参见表4。

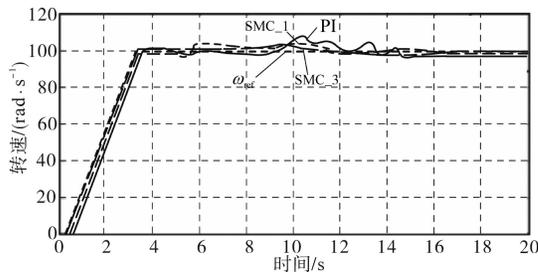


图11 三种控制方法转速跟踪

Fig.11 Speeds tracking of the three control strategies

表4 物理实验中三种控制方法转速跟踪误差对比

Tab.4 Speeds tracking error comparisons among the three control strategies in the field experiment

	$ME/$ ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )	$AE/$ ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )	$SD/$ ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )	稳态误差/ ( $\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$ )
PI	9.75	5.33	2.04	4.01
SMC_1	7.25	3.07	1.46	2.34
SMC_3	6.20	2.57	1.92	0.14

由图11、表4可以看出,相较于PI及SMC\_1,所提出的SMC\_3控制策略对外部负载扰动具有优良的鲁棒性。同时,在进行物理实验过程中,由于环境温度、湿度、电磁干扰及电机运转发热等因素的存在,在测试过程中所产生的实际跟踪误差的各项指标ME,AE及SD均大于仿真实验。但从稳态跟踪误差角度出发,所提出控制策略的实测效果与仿真实验具有一致性。

## 4 结论

针对感应电机在负载转矩、电气参数变化等不确定条件难以进行鲁棒、快速控制的问题,本文基于开关增益自适应技术,并将滑模控制与转子磁场定向控制相融合,提出了一种感应电机的鲁棒滑模速度控制方法,主要目的在于补偿由于温度和饱和效应等可能原因引起的负载转矩变化和电气参数不确定所产生的干扰效应。

在实际验证中,采用了鲁棒滑模速度控制,使感应电机具有更好的性能。同时,当电机状态轨迹接近其参考值时,通过增加一个积分器消除稳态误差,在实现鲁棒控制的同时保证算法具有更好的收敛性。最后,本文给出了各种工况下的仿真和实验结果,对所提出的控制方法的效果进行了验证。

实验结果表明,本文所提出控制方法在保留了传统滑模控制方法的鲁棒性和动态性的同时,可有效抑制电机定子电压抖振现象的产生。后续将继续研究本文所提方法在其他类型电机、更多扰动参数共存等条件下的控制鲁棒性。

## 参考文献

- [1] 张瑞林,卢子广,甘霖,等.感应电机无权重系数模型预测转矩控制[J].电气传动,2020,50(10):102-106.  
Zhang Ruilin, Lu Ziguang, Gan Lin, et al. Model predictive torque control of induction motor without weighting factor[J]. Electric Drive, 2020,50(10):102-106.
- [2] 黄鹏,刘和平,苗轶如,等.基于感应电机电流纹波峰值的可变开关频率脉宽调制[J].电工技术学报,2020,35(20):4373-4383.  
Huang Peng, Liu Heping, Miao Yiru, et al. Variable switching frequency pulse width modulation for induction motors based on current ripple peak value[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020,35(20):4373-4383.
- [3] 郑诗程,周甜军,郎佳红.基于扩展卡尔曼滤波的无速度传感器无刷双馈感应电机直接转矩控制[J/OL].电源学报:(2020-09-10)[2020-11-08].http://kns.cnki.net/kcms/de-

- tail/12.1420.TM.20200908.1548.002.html.
- Zheng Shicheng, Zhou Tianjun, Lang Jiahong. A speed sensorless direct torque control strategy for brushless doubly-fed induction machine based on extended Kalman filter[J/OL]. Journal of Power Supply: (2020-09-10)[2020-11-08].http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20200908.1548.002.html.
- [4] 孟繁庆,易新强,刘海涛,等.三次谐波注入下多相感应电机稳态性能分析[J].电工技术学报,2020,35(16):3396-3405.
- Meng Fanqing, Yi Xinqiang, Liu Haitao, *et al.* Steady-state performance analysis of multiphase induction motor with third-order harmonic injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020,35(16):3396-3405.
- [5] 白敬彩,王国柱,范峥,等.六相感应电机驱动系统的简易制动方案设计[J].电气传动,2020,50(8):3-7,52.
- Bai Jingcai, Wang Guozhu, Fan Zheng, *et al.* Simple braking method design of six-phase induction motor driving system[J]. Electric Drive, 2020,50(8):3-7,52.
- [6] 李志鹏,那少聘.改进型ADRC的感应电机定子磁场定向矢量控制[J].重庆邮电大学学报(自然科学版),2020,32(4):604-610.
- Li Zhipeng, Na Shaodan. Research on stator field oriented vector control of induction motor based on improved ADRC[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2020,32(4):604-610.
- [7] 施凯,黄文新,胡育文,等.间接磁场定向控制的定子双绕组感应电机风力发电系统[J].电力自动化设备,2012,32(11):34-38.
- Shi Kai, Huang Wenxin, Hu Yuwen, *et al.* DWIG wind power system with indirect field oriented control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012,32(11):34-38.
- [8] 刘东,黄进,杨家强.多相感应电机转子磁场定向矢量控制策略[J].浙江大学学报(工学版),2012,46(8):1498-1505.
- Liu Dong, Huang Jin, Yang Jiaqiang. Rotor field oriented control strategy of multiphase induction motor[J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2012,46(8):1498-1505.
- [9] Yang Z, Wu J, Lu C, *et al.* Predictive current control of a bearingless induction motor model based on fuzzy dynamic objective function[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2020,42(2):3183-3195.
- [10] 蒋林,应凯.感应电机模型参考模糊自适应矢量控制系统研究[J].电气传动,2014,44(4):14-19.
- Jiang Lin, Ying Kai. Study on model reference fuzzy adaptive vector control system for induction motor[J]. Electric Drive, 2014,44(4):14-19.
- [11] Ali T, Abdellaziz F. A new design of fuzzy logic controller optimized by PSO-SCSO applied to SFO-DTC induction motor drive[J]. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2020,10(6):5813-5823.
- [12] 刘红艳,孔繁镍,麦艳红.基于滑模观测器的感应电机模型预测转矩控制[J].电气传动,2019,49(12):9-16.
- Liu Hongyan, Kong Fannie, Mai Yanhong. Model predictive torque control for induction motor based on sliding mode observer[J]. Electric Drive, 2019,49(12):9-16.
- [13] Zhang L, Zhang H, Liu Y, *et al.* Second order sliding mode control with MARS speed estimation of linear induction motors considering unknown longitudinal end effects[J]. Asian Journal of Control, 2020,22(5):1929-1939.
- [14] Krim S, Gdaim S, Mtibaa A, *et al.* FPGA-based real-time implementation of a direct torque control with second-order sliding mode control and input-output feedback linearization for an induction motor drive[J]. IET Electric Power Applications, 2020,14(3):480-491.
- [15] 梅从立,黄文涛,殷开婷.基于Hammerstein模型的感应电机变频器调速系统神经网络控制[J].控制与决策,2015,30(6):1148-1152.
- Mei Congli, Huang Wentao, Yin Kaiting. Speed-regulating system for induction motor and inverter based on Hammerstein model and neural network control[J]. Control and Decision, 2015,30(6):1148-1152.
- [16] Che H, Wu B, Yang J, *et al.* Speed sensorless sliding mode control of induction motor based on genetic algorithm optimization[J]. Measurement and Control, 2020,53(1-2):192-204.
- [17] Jamoussi K, Ouali M, Charradi H. A sliding mode speed control of an induction motor[J]. American Journal of Applied Sciences, 2007,4(12):987-994.
- [18] Perruquetti W, Barbot J.P. Sliding mode control in engineering[M]. USA: CRC Press, 2002.
- [19] Fei J, Feng Z. Fractional-order finite-time super-twisting sliding mode control of micro gyroscope based on double-loop fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2021,51(12):7692-7706.
- [20] 何延昭,王贞艳,王金霞,等.高速永磁同步电机模型参考自适应转速观测[J].电气传动,2020,50(10):16-22.
- He Yanzhao, Wang Zhenyan, Wang Jinxia, *et al.* Speed observation for high-speed permanent magnet synchronous motor with model reference adaptive system[J]. Electric Drive, 2020,50(10):16-22.

收稿日期:2020-11-24

修改稿日期:2020-12-31