

DOI: 10.13382/j.jemi.B1902520

# SMPMSM 系统的无模型反步控制\*

龚长青<sup>1</sup> 李新雨<sup>2</sup>

(1. 菏泽学院 机电工程学院 菏泽 274015; 2. 合肥工业大学 电气学院 合肥 230009)

**摘要:** 电动汽车永磁同步电机(PMSM)驱动系统的参数不确定性以及逆变器非线性,将引起电机转速鲁棒性降低,导致电动汽车速度剧烈波动。为了提升电动汽车永磁同步电机驱动系统的快速响应性能和鲁棒性,提出了基于无模型的自适应反步控制(MF-ABC)。根据无模型控制的代数估计方法,建立超局部模型干扰估计器,再基于自适应反步控制框架,组建适合PMSM驱动系统高可靠性运行的MF-ABC控制。研究表明,所提出的控制器能够观测、估计和消除各种不确定性,包括系统未建模动态和外部干扰。MF-ABC估计出的干扰值可以用来描述干扰和分析误差。所提出的方案实时的提升算法计算效益,实现矢量控制的PMSM驱动系统MTPA模式高性能稳健运行的研究目标。通过dSPACE台架测试,证实提出的MF-ABC和传统反步控制相比实现了PMSM抗转矩干扰能力提升22%,阶跃响应的快速性提升0.02 s。实验结果证明,MF-ABC具有强抗干扰性和响应快速性。

**关键词:** PMSM; 不确定干扰; 无模型控制; 自适应反步控制

**中图分类号:** TN710      **文献标识码:** A      **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Model-free backstepping control of SMPMSM system

Gong Changqing<sup>1</sup> Li Xinyu<sup>2</sup>

(1. College of Mechanical and Electrical Engineering, Heze University, Heze 274015, China;

2. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

**Abstract:** The parameter uncertainty of permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system and the nonlinearity of inverter will reduce the robustness of motor speed and lead to the drastic fluctuation of electric vehicle speed. In order to improve the response performance and robustness of PMSM drive system for electric vehicles, a model-free adaptive backstepping control (MF-ABC) is proposed. First, based on the algebraic estimation method of model-free control, an ultra-local model disturbance estimator is established. Second, based on the adaptive backstepping control framework, MF-ABC control suitable for high reliability operation of PMSM drive system is constructed. The results show that the proposed controller can observe, estimate and eliminate all kinds of uncertainties, including unmodeled dynamics and external disturbances. The disturbance value estimated by MF-ABC can be used to describe uncertainty and analysis error. The proposed scheme improves the calculation efficiency in real time and achieves the research goal of high performance and robust operation of the vector controlled PMSM drive system MTPA mode. Through dSPACE bench test, compared with traditional backstepping control, the proposed MF-ABC achieves 22% improvement in the torque disturbance suppression capability of PMSM and 0.02 s increase in the step response speed. The experimental results show that MF-ABC has strong disturbance suppression capability and fast response performance.

**Keywords:** PMSM; uncertain disturbance; model-free control; adaptive backstepping control

## 0 引言

电驱动系统是纯电动汽车唯一动力来源,电驱动系统控制品质及运行性能直接影响电动汽车动力性能、经济性、安全性与舒适性<sup>[1]</sup>。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高效率、高电磁转矩、高功率密度、低维护率及易于实现高性能控制等技术优势<sup>[2]</sup>,在电动汽车驱动领域获得了广泛应用<sup>[3]</sup>。

电动汽车 PMSM 驱动系统存在多种不确定性与扰动<sup>[4]</sup>:永磁体和定子铁心之间相互作用产生的齿槽转矩、气隙谐波磁场引起的谐波转矩、功率开关器件非理想特性、不同运行工况引起的系统电气参数与机械参数的不确定性、系统的外部扰动<sup>[5]</sup>。由此,PMSM 驱动系统也向控制算法提出相应的高性能需求。神经网络算法<sup>[6]</sup>、反步控制、预测控制、模糊控制等高性能算法可以有效提升干扰抑制以及参数变化的鲁棒性能。

无模型控制(model-free control, MFC)基于系统的输入和输出数据,通过建立受控系统的超局部模型,采用代数辨识方法在线估计系统未知结构、不确定性和扰动,设计无模型控制器<sup>[7]</sup>。相比于自抗扰控制<sup>[8]</sup>,MFC 具有需整定参数少、不依赖受控系统数学模型、不需要受控系统阶次信息且兼具强鲁棒性的技术优势。PMSM 驱动系统的无模型电流控制方案<sup>[9]</sup>有效解决了具有参数不确定性以及逆变器非线性的 PMSM 驱动系统的实时控制难题,为实现电动汽车 PMSM 驱动系统电流控制性能提升提供了可供借鉴的解决方案<sup>[10]</sup>。

反步控制消除了经典无源性设计中相对阶为 1 的限制<sup>[11]</sup>,可实时控制具有非匹配不确定性和未知参数的  $n$  阶非线性系统。其控制器设计过程具有系统化、结构化的特点。反步控制能够使受控的 PMSM 驱动系统拥有全局稳定性<sup>[12]</sup>,但存在稳态控制误差及负载转矩突变时存在速度超调等技术不足<sup>[13]</sup>。

基于李雅普诺夫(Lyapunov)稳定性的自适应反步控制,以 Lyapunov 稳定性理论为基础,以满足 Lyapunov 函数的收敛性为目标,将原有的高阶系统等效分解成若干子系统。再从低阶系统入手,选取适当的状态作为子系统虚拟控制量,反步设计出系统控制律<sup>[14]</sup>。自适应反步控制所依据的模型和扰动的先验知识比较少,需要在系统的运行过程中不断提取有关扰动的信息,使模型精确性逐渐提升。

自适应反步控制有很多突出优势,系统的不确定扰动和参数不确定性<sup>[15]</sup>等可通过非线性阻尼或自适应律实现补偿,使自适应反步控制对扰动不确定性和参数不确定性拥有良好的自适应性和鲁棒性<sup>[16]</sup>。为此,自适应反步控制在 PMSM 驱动系统实时控制的研究逐渐获得关

注,如自适应反步控制的 PMSM 驱动系统,允许设计者在控制器的设计中自适应处理系统的非线性和不确定性<sup>[17]</sup>。

本文将自适应反步控制<sup>[18]</sup>与无模型控制<sup>[19]</sup>相结合,提出了基于无模型的自适应反步控制(MF-ABC)。其设计思路是为了简化控制器设计,先设计自适应反步控制器,电机状态方程由  $d$ - $q$  旋转坐标描述,将  $q$  轴电流闭环和速度闭环合二为一,合并为二阶闭环,再通过建立  $q$  轴超局部模型并对多种不确定性与扰动实时估计,实现了 PMSM 驱动系统  $q$  轴 MF-ABC 控制器建模。相似地,利用  $d$  轴超局部模型实时更新干扰估计,设计一阶  $d$  轴电流闭环的自适应反步控制器<sup>[20]</sup>。

传统自适应反步控制只能参数估计,无法实现干扰估计,作为对比,MF-ABC 估计的干扰值可以用来描述干扰和分析误差。所提出的方案提升算法实时计算效益,实现矢量控制的 PMSM 驱动系统 MTPA 模式高性能稳健运行的研究目标。最后,针对面装式永磁同步电机(SMPMSM)驱动系统,将系统仿真研究和实验测试相结合,证实所提出的无模型自适应反步控制具有创新性及其可行性。

## 1 SMPMSM 建模

永磁同步电机的数学模型在旋转参考坐标系描述如下:

$$\begin{cases} \dot{\omega} = \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_l}{J} + d_1 \\ \dot{i}_q = -P\omega i_d - \frac{R}{L_s} i_q - \frac{P\varphi_f \omega}{L_s} + \frac{u_q}{L_s} + d_2 \\ \dot{i}_d = -\frac{R i_d}{L_s} + P\omega i_q + \frac{u_d}{L_s} + d_3 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $R$  是绕组的等效电阻; $L_s$  是面装式电机交直流电感; $P$  是极对数; $\omega$  是转子的机械角速度; $\varphi_f$  是转子的磁通量; $T_l$  是负载转矩; $i_d$  表示  $d$  轴电流; $i_q$  表示  $q$  轴电流; $J$  是转动惯量; $B$  是摩擦系数。考虑运行过程中各参数的波动, $d_1$  表示由于机械参数不确定性与未知外部干扰, $d_2$  和  $d_3$  分别表示逆变器非线性在定子  $d$ 、 $q$  轴上引起的电气参数不确定性扰动。

## 2 超局部模型的建立

根据 MFC 的超局部模型控制思想可知<sup>[19]</sup>,被控系统的数学模型未知部分和未建模部分可由超局部模型估计。针对 PMSM 驱动系统,建立转速外环和  $d$ - $q$  轴电流内环的 3 个超局部模型:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= F_{\omega} + \alpha_{\omega} i_q^* \\ \dot{i}_q &= F_q + \alpha_q u_q \\ \dot{i}_d &= F_d + \alpha_d u_d\end{aligned}\quad (2)$$

式中:  $F_{\omega}$ 、 $F_q$  和  $F_d$  分别是 3 个闭环的干扰估计, 并且由超局部模型不断更新;  $\omega$  是转速状态值;  $i_q$  是  $q$  轴电流状态值;  $i_q^*$  是第 1 次反步设计的输出, 在 PMSM 系统中代表  $q$  轴电流的期望值;  $i_d$  是  $d$  轴电流状态值;  $i_d^*$  是  $d$  轴电流给定值;  $u_d$  和  $u_q$  分别表示  $d$ - $q$  轴控制信号。

把式(1)和(2)类比, 超局部模型的估计值为:

$$\begin{cases} F_{\omega} = \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + d_1 \\ F_q = -P\omega i_d - \frac{R}{L_s} i_q - \frac{P\varphi_f \omega}{L_s} + \frac{u_q}{L_s} + d_2 \\ F_d = -\frac{R i_d}{L_s} + P\omega i_q + \frac{u_d}{L_s} + d_3 \end{cases}\quad (3)$$

使用代数估计, 通过拉普拉斯变换及其逆变换并离散化, 实现  $F_{\omega}$ 、 $F_q$  和  $F_d$  的准确估计<sup>[10]</sup>。

### 3 无模型自适应反步控制

MF-ABC 技术主要由 Lyapunov 函数镇定稳定性, 超局部模型用于估计永磁同步电机驱动系统的速度环和电流环存在的干扰。MF-ABC 算法能够提升面装式 PMSM 强抗干扰性能和干扰估计能力。

#### 3.1 速度环的 MF-ABC 控制设计

转速变量的期望值和状态值之间的误差定义为:

$$e_{\omega} = \omega^* - \omega \quad (4)$$

式中:  $\omega^*$  和  $\omega$  分别是转子期望速度和状态速度。

反步理论的递归性质确保电流跟踪收敛到期望值, 即确保速度跟踪误差收敛到 0。为了保证误差的收敛性以及非线性系统的稳定性, Lyapunov 函数  $V_1(e_{\omega})$  在期望速度附近满足正定:

$$V_1(e_{\omega}) = \frac{1}{2} e_{\omega}^2 \quad (5)$$

因此, 可以推导速度跟踪误差的导数:

$$\dot{e}_{\omega} = \dot{\omega}^* - \dot{\omega} =$$

$$\dot{\omega}^* - \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q + \frac{B}{J} \omega + \frac{T_L}{J} - d_1 = \dot{\omega}^* - \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q - F_{\omega} \quad (6)$$

为了解决控制器自适应问题并且考虑被控对象的不确定性干扰, 将使用转速环超局部模型  $\hat{F}_{\omega}$  来近似非线性部分算式  $\frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega - \frac{T_L}{J} + d_1$ , 此为电机转速环“总干扰”。

Lyapunov 函数的导数可以写成:

$$\dot{V}_1(e_{\omega}) = e_{\omega} \dot{e}_{\omega} = e_{\omega} (\dot{\omega}^* - \dot{\omega}) = e_{\omega} (\dot{\omega}^* - \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q - \hat{F}_{\omega}) \quad (7)$$

当且仅当 Lyapunov 函数的导数是半负定的, 满足误差收敛到 0, 即,  $\dot{V}_1(e_{\omega}) = -k_1 e_{\omega}^2 \leq 0$ 。

所以有:

$$\dot{V}_1(e_{\omega}) = e_{\omega} (\dot{\omega}^* - \frac{3}{2} \frac{p\varphi_f}{J} i_q - \hat{F}_{\omega}) = -k_1 e_{\omega}^2 \quad (8)$$

解之得转速环虚拟控制算法取为:

$$i_q^* = \frac{2J}{3p\varphi_f} (k_1 e_{\omega} + \dot{\omega}^* - \hat{F}_{\omega}) \quad (9)$$

#### 3.2 $q$ 轴电流环的 MF-ABC 设计

由于  $q$  轴电流的期望值  $i_q^*$  和状态值  $i_q$  之间会有动态误差。因此,  $q$  轴电流的跟踪误差定义如下:

$$e_q = i_q^* - i_q \quad (10)$$

误差的导数为:

$$\dot{e}_q = \dot{i}_q^* - \dot{i}_q =$$

$$\dot{i}_q^* + P\omega i_d + \frac{R}{L_s} i_q + \frac{P\varphi_f \omega}{L_s} - \frac{u_q}{L_s} - d_2 = \dot{i}_q^* - \frac{u_q}{L_s} - F_q \quad (11)$$

为了解决控制器自适应问题并且考虑被控对象的参数不确定性和电气扰动, 将使用  $q$  轴电流超局部模型  $\hat{F}_q$  来近似非线性算式  $-P\omega i_d - \frac{R}{L_s} i_q - \frac{P\varphi_f \omega}{L_s} + d_2$ , 此为电机  $q$  轴电流环“总干扰”。

于是, 选取 Lyapunov 函数:

$$V_2(e_q) = \frac{1}{2} e_q^2 \quad (12)$$

所以, 其导数:

$$\dot{V}_2(e_q) = e_q \dot{e}_q = e_q (\dot{i}_q^* - \frac{u_q}{L_s} - \hat{F}_q) \quad (13)$$

同样, 为确保  $q$  轴电流跟踪误差收敛到 0, Lyapunov 函数的导数应该是半负定,  $\dot{V}_2(e_q) = -k_2 e_q^2 \leq 0$ 。若要实现稳定性, 必须满足式(14)。

$$\dot{V}_2(e_q) = e_q (\dot{i}_q^* - \frac{u_q}{L_s} - \hat{F}_q) = -k_2 e_q^2 \quad (14)$$

因此, 控制律将选择如下以确保收敛:

$$u_q = L_s (k_2 e_q + \dot{i}_q^* - \hat{F}_q) \quad (15)$$

式(15)用于  $q$  轴闭环控制,  $q$  轴控制律是误差  $e_q$  的函数。

#### 3.3 $d$ 轴电流环的 MF-ABC 设计

为了实现面装式 PMSM 的完全解耦和电流准确跟踪, 可以令  $d$  轴电流期望值:

$$i_d^* = 0 \quad (16)$$

已知  $d$  轴电流期望值  $i_d^*$  和状态值  $i_d$  之间存在动态误差。电流跟踪的动态误差定义为:

$$e_d = i_d^* - i_d \quad (17)$$

因此,  $d$  轴电流跟踪误差的导数:

$$\dot{e}_d = \dot{i}_d^* - \dot{i}_d = \frac{Ri_d}{L_s} - P\omega i_q - \frac{u_d}{L_s} - d_3 = \dot{i}_d^* - \frac{u_d}{L_s} - F_d \quad (18)$$

为新子系统构造一个新的 Lyapunov 函数,反步理论的递归性质保证了电流跟踪误差的收敛。利用 Lyapunov 函数来实现误差的收敛性和非线性系统的稳定性。正定的 Lyapunov 函数被选择为:

$$V_3(e_d) = \frac{1}{2}e_d^2 \quad (19)$$

Lyapunov 函数的导数可以写成:

$$\dot{V}_3(e_d) = e_d \dot{e}_d = e_d(\dot{i}_d^* - \frac{u_d}{L_s} - \hat{F}_d) \quad (20)$$

为确保  $d$  轴电流跟踪误差收敛到 0,李亚普诺夫函数的导数应该是半负定,  $\dot{V}_3(e_d) = -k_3 e_d^2 \leq 0$ 。若要实现稳定性,必须满足式(21)。

$$\dot{V}_3(e_d) = e_d(\dot{i}_d^* - \frac{u_d}{L_s} - \hat{F}_d) = -k_3 e_d^2 \quad (21)$$

为此,控制律  $u_d$  被选择为:

$$u_d = L_s(k_3 e_d + \dot{i}_d^* - \hat{F}_d) = L_s(k_3 e_d + \hat{F}_d) \quad (22)$$

式(22)用于  $d$  轴电流控制,  $d$  轴控制律是误差  $e_d$  的函数。

基于 MF-ABC 用于 PMSM 驱动系统的结构框图如图 1 所示。

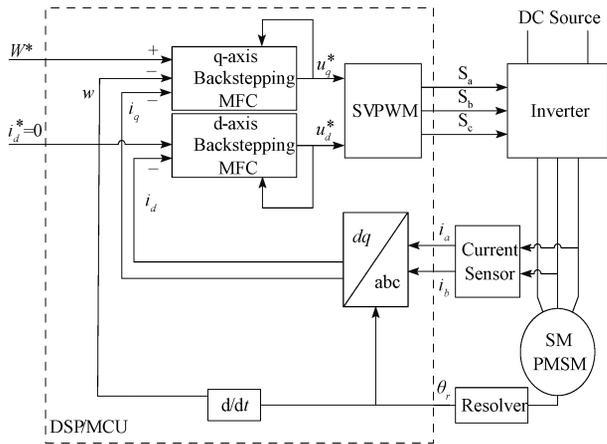


图 1 基于 MF-ABC 的 SMPMSM 驱动系统结构

Fig. 1 Structural diagram of SMPMSM driving system based on MF-ABC

## 4 仿真

在 MATLAB/Simulink 软件环境下仿真提出的非线性控制算法,给出该控制器的性能测试结果。电机主要标称参数如表 1 所示。模型中包含死区时间,并设置

为 2  $\mu$ s。

表 1 电机参数

Table 1 Motor parameters

参数名称	定子电阻	电感	转动惯量	摩擦系数	极对数	磁通量	额定电流	额定转矩
数值	0.68 $\Omega$	3.05 mH	0.0038	0.01	3	0.124 5 Wb	22 A	12 N·m

本文所提出的 MF-ABC 的控制参数整定方法采用极点配置技术,一方面,更宽的带宽对应于更好的跟踪性能、干扰抑制性能和抗参数变化性能;另一方面,带宽易受传感器噪声和动态不确定性的限制。为了简单和实用,仅选择带宽  $\omega_c$  作为控制性能的量度,  $\omega_c$  是截止频率。

使用极点配置技术使  $\omega_c$  成为唯一调整的控制参数,可大大简化控制参数整定过程,而且控制性能也能够获得保证。为此,将极点放置在  $-\omega_c$ 。

无模型自适应反步控制被设计成临界速度响应,表 2 为本文所提出控制器的参数,表 3 为传统自适应反步的控制参数。

表 2 MF-ABC 的控制参数

Table 2 Control parameters of MF-ABC

控制系数	转速环 MFC 系数	电流环 MFC 系数	转速增益	$q$ 轴增益	$d$ 轴增益
数值	400	600	73.7	80.3	80.3

表 3 传统自适应反步的控制参数

Table 3 Control parameters of adaptive backstepping

名称	参数 $\gamma_1$	参数 $\gamma_2$	参数 $\gamma_3$	增益 $c_1$	增益 $c_2$	增益 $c_3$
数值	0.001	3	3036	150	300	300

将本文提出的控制器 MF-ABC 与传统自适应反步控制进行仿真比较,具有相同的控制性能目标:对参考指令的快速响应,最小的过冲/下冲和稳态误差收敛到 0,对转矩干扰的快速估计并补偿,具有良好的转矩脉动抑制能力。

开展 SMPMSM 驱动系统空载启动的转速跟踪控制性能仿真研究。为了证明所提出控制器的速度跟踪性能,转子转速曲线被设计成包括上升斜坡和下降斜坡的组合。仿真结果如图 2 所示。

MF-ABC 和传统自适应反步控制仿真的响应结果如图 2(a)所示。实线表示的 MF-ABC 具有非常强的速度跟踪能力,几乎与给定的曲线重合;而虚线表示的传统自适应反步控制在斜坡跟踪状态下具有跟踪延迟,在速度运行区间切换时会产生超调。图 2(b)为 PMSM 电机的  $q$  轴电流波动,在电机运行区间切换时,MF-ABC 产生的电流冲击小,区间运行过程中电流波动也小。图 2(c)为 MF-ABC 的 PMSM 电磁转矩在运行过程中能够保持平稳。

为了验证 PMSM 在中速运行时突然卸载的动态响应性能,开展在 150 r/min 的情况下突然卸载时的速度控制

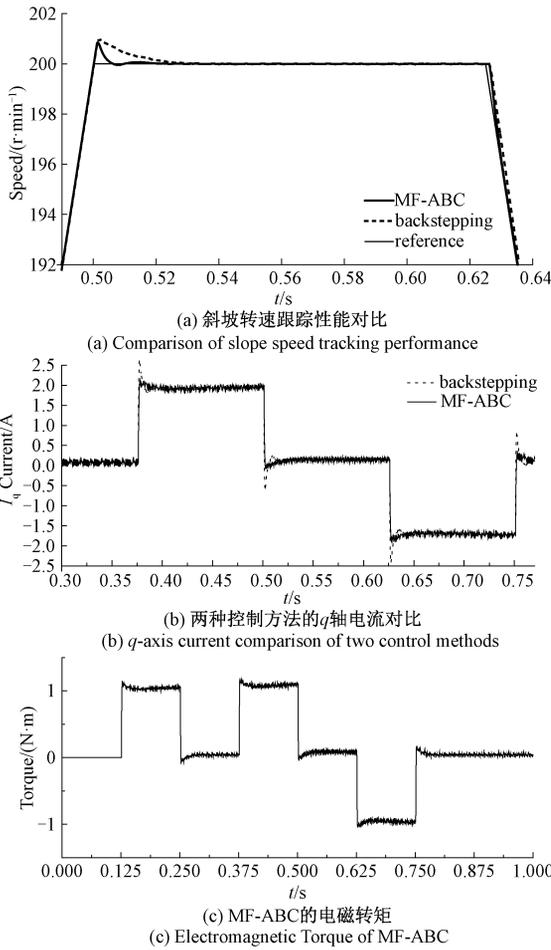


图 2 MF-ABC 和传统自适应反步的斜坡转速跟踪性能对比  
Fig. 2 Performance comparison of MF-ABC and the traditional adaptive backstepping for slope speed tracking

实验。电机参数为额定值,在 SMPMSM 驱动仿真中施加负载力矩  $5\text{ N}\cdot\text{m}$ ,在  $0.8\text{ s}$  时突然卸载负载力矩。仿真结果如图 3 所示。

图 3(a) 为转子转速和电流控制性能,在卸荷瞬间,电机速度上升到参考速度以上。对于传统自适应反步,实际运行速度与参考速度之间存在较大偏差。作为比较,MF-ABC 控制的电机转速只是在参考转速附近产生震荡,很快就收敛到转速参考值。这些结果清楚地表明了 MF-ABC 具有更强的鲁棒性,所提出的控制算法具有较强的抗转矩干扰能力。图 3(b) 和 (c) 为  $q$  轴和  $d$  轴在卸载时的电流,可见 MF-ABC 电流冲击略小,对电流有镇定作用。图 3(d) 为电机转速控制的内外环干扰估计曲线,可以观测并分析干扰情况。

### 5 实验

为了验证 MF-ABC 的抗干扰能力和负载扰动抑制性

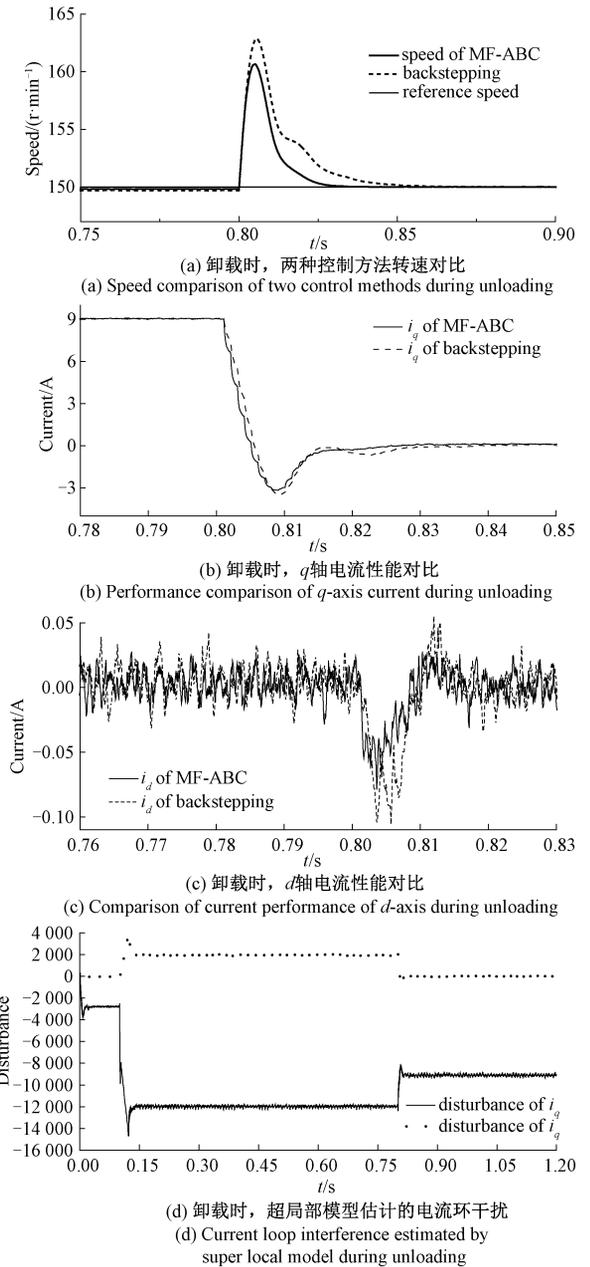


图 3 MF-ABC 和传统自适应反步的卸载性能对比  
Fig. 3 Comparison of unloading performance between MF-ABC and the traditional adaptive backstepping

能,针对  $150\text{ W}$  的三相面装永磁电机开展 dSPACE 台架实验,其特点是功率密度大、能有效抑制漏磁和齿槽转矩。MF-ABC 控制的电动汽车驱动系统,包括交流感应电机、控制界面、功率板、逆变器、PMSM、测功机和 TMS320F28335 平台。

在实验测试台中,SMPMSM 与一个  $1.2\text{ kW}$  交流感应测功机相连,并连接到 MOSFET 模块逆变器。逆变器的死区时间设置为  $2\text{ }\mu\text{s}$ 。转子位置由旋转变压器测量,霍尔效应电流传感器为 LEM LA25-P。异步电机驱动系

统工作在转矩控制模式,而被测试的 SMPMSM 驱动系统工作在转速控制模式。

为了验证 MF-ABC 的抗干扰能力并展现干扰估计的优势,开展稳定运行中突加转矩负载实验。在实验中, PMSM 在 0.1 s 给定 200 r/min 的阶跃转速指令,在 0.8 s 时电动机转矩从 0 增加到 5 N·m。运行状态如图 4 所示。

矩抵消负载转矩,拖动电机转子维持在给定转速,最终得到稳健的抗转矩干扰能力。图 4(c) 为超局部模型估计的  $q$  轴电流干扰估计曲线和  $d$  轴电流干扰估计曲线。传统自适应反步控制只有参数估计,无法实现干扰估计。作为对比, MF-ABC 估计出的干扰项可以用来阐述干扰生成机理并分析误差。实验中存在杂波和各次谐波,图示的干扰主要由转矩负载引起。图 4(d) 为具体曲线是估计出的不确定性干扰,此干扰是影响电机转速的主要原因。

### 6 结 论

通过系统的输入和输出数据,建立考虑参数不确定和  $d$ - $q$  轴电流之间交叉耦合的 MF-ABC 控制器。针对 PMSM 驱动系统, MF-ABC 算法拥有更好的控制性能。所提出的控制器能够观测、估计和消除各种不确定性,包括系统未建模动态和内部外部干扰。

SMPMSM 系统由所提出的 MF-ABC 和传统自适应反步控制分别进行控制。所提出的控制器增加了 MFC 的超局部模型进行估计误差,与传统自适应反步控制相比,提高了速度跟踪的精度,保证了 PMSM 较好的自适应性能。另外,借助反步方法,将速度闭环和电流闭环设计成级联结构,设计方法固定单一、易于掌握。具有良好的转矩脉动抑制能力和较小的电流纹波。该算法比自适应反步控制具有更强的适应能力,并且具有更好的效率。

### 参考文献

[ 1 ] 卫建华,景晶晶,李晓东,等. 电机综合测试系统[J]. 国外电子测量技术,2018,37(11):95-99.  
WEI J H, JING X X, LI X D. et al. Motor integrated test system [ J ]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2018, 37(11): 95-99.

[ 2 ] 邱忠才,肖建,郭冀岭,等. 永磁同步电机速度预测电流解耦控制[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(5):648-654.  
QIU ZH C, XIAO J, GUO J L, et al. PMSM control system based on speed predictive controller and current decouple controller [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29 ( 5 ): 648-654.

[ 3 ] SEPULCHRE L, FADEL M, PIETRZAK-DAVID M. Improvement of the digital control of a high speed PMSM for vehicle application[C]. 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte Carlo, 2016, 3(16):1-9.

[ 4 ] 朱显辉,武俊峰,师楠,等. 考虑行驶工况的电动汽车驱动电机动态温升计算[J]. 仪器仪表学报,2018,39(7):127-133.

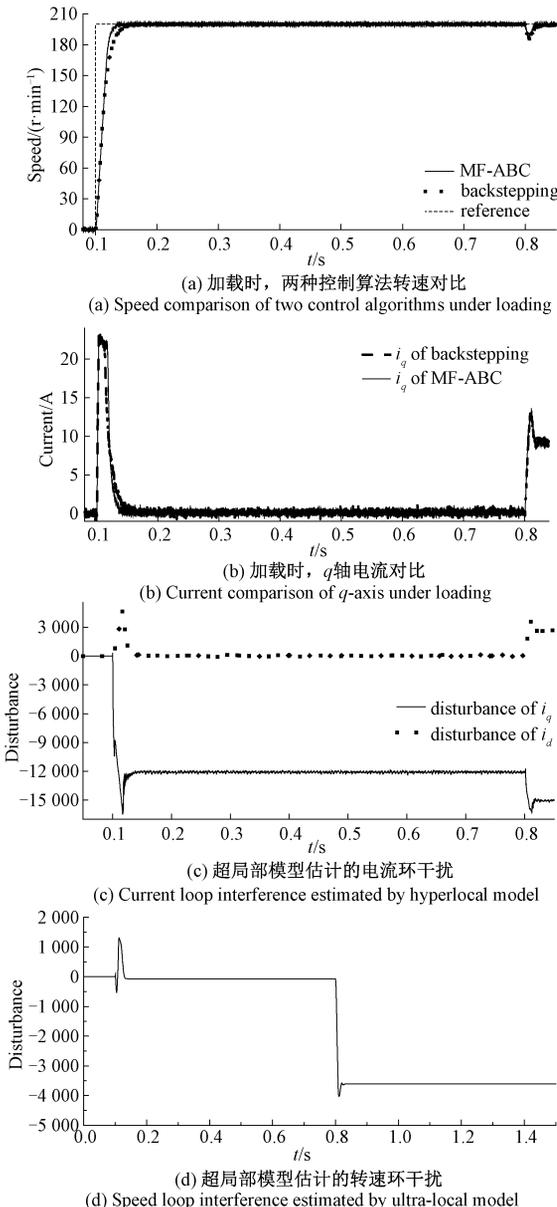


图 4 提出的 MF-ABC 和传统自适应反步的加载性能对比

Fig. 4 Loading performance comparison between MF-ABC and the traditional adaptive backstepping

图 4(a) 为 MF-ABC 和传统自适应反步控制的转速对比。所提出控制方法的启动转速没有超调,而且响应速度快。突加转矩后转速能够快速恢复到给定值。图 4(b) 为以 MF-ABC 方法生成的  $q$  轴电流响应速度快,在稳态时电流波形平稳。通过图 4(b) 可以看出, MF-ABC 控制在 0.8 s 产生较大的  $q$  轴电流,从而产生较大的电磁转

- ZHU X H, WU J F, SHI N, et al. Dynamic temperature rise calculation for EV drive motor regarding driving condition[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018,39(7): 127-133.
- [ 5 ] EZZAT M, DE LEON J, GLUMINEAU A. Sensorless speed control of PMSM via adaptative interconnected observer[J]. International Journal of Control, 2011, 84(11): 1926-1943.
- [ 6 ] 温嘉斌,赵红阳,刘子宁. 基于神经网络的无刷直流电机传感器故障检测及容错系统[J]. 电子测量与仪器学报,2018,32(10):39-46
- WEN J B, ZHAO H Y, LIU Z N. Brushless DC motor sensor fault detection and fault-tolerant system based on neural network[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018,32(10): 39-46.
- [ 7 ] 李杰,齐晓慧,夏元清,等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报,2016,42(2): 202-212.
- LI J, QI X H, XIA Y Q, et al. Study on the method of linear/nonlinear automatic disturb-restraint switching control[J]. Acta Automatic Sinica, 2016, 42(2): 202-212.
- [ 8 ] GUO B, ZHAO Z, On convergence of the nonlinear active disturbance rejection control for MIMO systems[J]. SIAM Journal on Control and Optimization, 2013,51(2): 1727-1757.
- [ 9 ] FLIESS M, JOIN C. Model-free control and intelligent PID controllers: towards a possible trivialization of nonlinear control[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2015, 42(10): 1531-1550.
- [10] ZHOU Y N, LI H M, ZHANG H G. Model-free deadbeat predictive current control of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive system[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(1): 103-115.
- [11] VAZQUEZ J R, MARTIN A D. Backstepping control of a Buck-Boost converter in an experimental PV-system[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(6): 1584-1592.
- [12] KARABACAK M, ESKIKURT H I. Design modelling and simulation of a new nonlinear and full adaptive backstepping speed tracking controller for uncertain PMSM[J]. Applied Mathematical Modelling, 2012, 36(1): 5199-5213.
- [13] 朱阳. 不确定系统的自适应反步控制[D]. 杭州:浙江工业大学,2015.
- ZHU Y. Adaptive backstepping control for uncertain systems[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2015.
- [14] WANG H P, TIAN Y, CHRISTOV N. Piecewise-continuous observers for linear systems with sampled and delayed output[J]. International Journal of Systems Science, 2016, 47(8): 1804-1815.
- [15] 孟卓. 交流永磁同步电机低速控制算法的研究[J]. 电子测量技术,2018,41(14):41-44.
- MENG ZH. Research on the low speed control algorithm of AC permanent magnet synchronous motor[J]. Electronic Measurement Technology, 2018, 41(14): 41-44.
- [16] LIU S, GUO X J, ZHANG L Y. Robust adaptive backstepping sliding mode control for six-phase permanent magnet synchronous motor using recurrent wavelet fuzzy neural network[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2017, 1(1): 99-108.
- [17] YUN H C, SUNG J Y. Minimal-approximation-based decentralized backstepping control of interconnected time-delay systems[J]. IEEE Transactions on Cybernetics, 2016, 46(12): 3401-3413.
- [18] YOUNES Y A, DRAK A, NOURA H, et al. Robust model-free control applied to a quadrotor UAV[J]. Journal of Intelligent & Robotic Systems, 2016, 84(1): 1-16.
- [19] FLIESS M, JOIN C. Model-free control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228-2252.
- [20] GUO B Z, ZHAO Z L, On the convergence of an extended state observer for nonlinear systems with uncertainty[J]. Systems & Control Letters, 2011, 60(6): 420-430.

## 作者简介



龚长青,2003年于山东农业大学获得学士学位,2006年于山东理工大学获得硕士学位,现为菏泽学院讲师,主要研究方向为车辆工程和电机控制。

E-mail:gongcq913@126.com

**Gong Changqing** received her B. Sc. degree from Shandong Agricultural University in 2003, M. Sc. degree from Shandong University of Technology in 2006. Now she is a lecturer at Heze University. Her main research interests include vehicle engineering and motor control.



李新雨,2002年于山东大学获得学士学位,2007年于沈阳理工大学获得硕士学位,现于合肥工业大学博士研究生,主要研究方向为电力系统控制和电机控制。

E-mail:lixinyu105@163.com

**Li Xinyu** received his B. Sc. degree from Shandong University in 2002, M. Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2007. He is a Ph. D. candidate at Hefei University of Technology now. His main research interest include power system control and motor control.