

# 基于迭代滑模和扰动观测器的永磁同步电机转速控制<sup>\*</sup>

王栋栋<sup>1,2</sup>, 刘旭东<sup>1,2</sup>

(1. 青岛大学 自动化学院, 山东 青岛 266071;

2. 山东省工业控制技术重点实验室, 山东 青岛 266071)

**摘要:** 为了提高永磁同步电机(PMSM)控制系统的转速跟踪精度和鲁棒性,抑制其周期性转矩脉动,提出了一种基于积分滑模控制和迭代学习方法的PMSM单环控制策略。控制器采用单环滑模控制策略替代了传统的转速-电流级联控制,简化了控制系统的结构,提高了系统动态响应,通过引入迭代学习控制有效抑制了因电流谐波而导致的转矩脉动,提高了转速稳态控制精度。此外,针对系统存在的外部负载扰动、模型和参数不确定性等,设计了双重扰动观测器估计系统扰动量,提高了系统的鲁棒性。最后,针对所提复合控制策略进行了试验验证。试验结果表明,所提出的控制方法具有良好的动态性能、抗干扰能力和稳态控制精度。

**关键词:** 永磁同步电机; 迭代学习控制; 滑模控制; 双重扰动观测器; 转速控制

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)06-0001-08

doi: 10.12177/emca.2022.023

## Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Iterative Sliding Mode and Disturbance Observer<sup>\*</sup>

WANG Dongdong<sup>1,2</sup>, LIU Xudong<sup>1,2</sup>

(1. School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China;

2. Shandong Key Laboratory of Industrial Control Technology, Qingdao 266071, China)

**Abstract:** In order to improve the speed tracking accuracy and robustness of permanent magnet synchronous motor (PMSM) control system and suppress periodic torque ripple, a single-loop control strategy of PMSM based on integral sliding mode control and iterative learning method is proposed. The single-loop sliding mode control strategy is adopted in the controller to replace the traditional rotational speed and current cascade control, so that the control system structure is simplified and the dynamic response of the system is improved. The iterative learning control is introduced to effectively suppress the torque ripple caused by current harmonics and improve the steady-state control accuracy of rotational speed. In addition, aiming at the external load disturbances and model and parameter uncertainties of the system, a dual disturbance observer is designed to estimate the system disturbances. As a result, the robustness of the system is improved. Finally, the experimental verification of the proposed composite control strategy is completed. Experimental results show that the proposed control method has good dynamic performance, anti-interference ability and steady-state control accuracy.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); iterative learning control; sliding mode control (SMC); dual disturbance observer; speed control

收稿日期: 2022-03-29; 收到修改稿日期: 2022-04-29

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(52037005); 中国博士后科学基金项目(2018M632622); 山东省高校青年创新科技支持计划项目(2019KJN033)

作者简介: 王栋栋(1996—),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动与运动控制。

刘旭东(1987—),男,博士,副教授,研究方向为电驱动系统控制、非线性控制等。(通信作者)

## 0 引言

永磁同步电机(PMSM)因其结构简单、效率高、功率密度大和可靠性高等优点,在电动汽车<sup>[1]</sup>、机器人<sup>[2]</sup>等多个领域得到了广泛应用,逐渐成为高性能驱动系统的主流电机<sup>[3]</sup>。随着对电机驱动系统的控制性能要求的不断提高,传统的PI控制方法已无法满足高性能控制的需要,多种控制策略,如滑模控制(SMC)<sup>[4]</sup>、反步控制<sup>[5]</sup>、预测控制<sup>[6]</sup>、智能控制<sup>[7]</sup>等已应用于PMSM的高精度转速控制中。

在上述控制策略中,SMC因其对模型精度要求低、抗干扰能力强而成为研究热点。SMC主要包括滑模趋近律设计和滑模面设计,滑模趋近律使系统状态达到设计的滑模面,但该状态难以在滑模面上保持零误差<sup>[8]</sup>,导致系统存在不可避免的抖振。因此,减少抖振是SMC的关键。有学者对此进行了广泛的研究,例如文献[9]设计了一种新型趋近律,以提升滑模趋近速度和抑制滑模抖振;文献[10]提出了一种PMSM的高阶SMC策略,减小了传统滑模中的抖振现象。

受电机本体设计、逆变器非线性因素及电流检测误差等影响,PMSM控制系统存在因电流谐波而产生的转矩脉动<sup>[11]</sup>,导致转速控制精度下降。在实际系统中,通常采用优化电机本体设计和改进电机控制策略两种方式抑制电机转矩脉动<sup>[12]</sup>。电机本体设计的优化主要集中在采用斜槽或斜极、改善定子绕组分布、改进定子和转子磁路等<sup>[13]</sup>。然而,要消除整个工作区域的转矩脉动,修改设计不仅困难而且成本高。随着现代控制理论的发展,研究人员提出了基于改进电机控制策略的转矩脉动抑制方法。其中,迭代学习控制<sup>[14]</sup>、模糊控制<sup>[15]</sup>、死区补偿<sup>[16]</sup>等方法已广泛应用到转矩脉动抑制中。迭代学习控制因为其结构简单且对周期性扰动具有较强的处理能力,所以近年来备受学者的关注。然而,这种方法只对周期性扰动具有良好的控制性能,对系统中电机参数及模型不确定性、外部负载转矩等非周期性干扰抑制效果并不理想。

为此,本文提出一种基于积分SMC和迭代学习方法的PMSM单环控制策略。控制器采用单环SMC策略替代传统转速-电流级联控制,通过

引入迭代学习控制有效抑制因电流谐波而导致的转矩脉动,提高了稳态控制精度。此外,针对系统存在的外部负载扰动、模型和参数不确定性等,设计双重扰动观测器估计系统扰动量,提高了系统的鲁棒性。

## 1 数学模型

在 $d-q$ 坐标系下的PMSM数学模型为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt}(t) = \frac{-R_s i_d(t) + p\omega(t)L_q i_q(t)}{L_d} + \frac{u_d(t)}{L_d} + f_d(t) \\ \frac{di_q}{dt}(t) = \frac{-R_s i_q(t) - p\omega(t)L_d i_d(t)}{L_q} - \frac{p\omega(t)\Phi}{L_q} + \frac{u_q(t)}{L_q} + f_q(t) \\ \frac{d\omega}{dt}(t) = \frac{p[(L_d - L_q)i_d(t)i_q(t) + \Phi i_q(t)]}{J} - \frac{B}{J}\omega(t) + f_\omega(t) + f(\omega, t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $L_d$ 、 $L_q$ 为 $d$ 轴和 $q$ 轴定子电感; $i_d(t)$ 和 $i_q(t)$ 分别为 $d$ 轴和 $q$ 轴定子电流; $u_d(t)$ 和 $u_q(t)$ 分别为 $d$ 轴和 $q$ 轴定子电压; $R_s$ 为定子电阻; $p$ 为电机极对数; $\Phi$ 为永磁体磁链; $J$ 为转动惯量; $B$ 为摩擦系数; $\omega(t)$ 为机械角速度; $f(\omega, t)$ 为电流谐波产生的周期性扰动; $f_d(t)$ 、 $f_q(t)$ 、 $f_\omega(t)$ 是包括了电机参数及模型不确定性和外部时变负载在内的集总扰动,可表示为

$$\begin{cases} f_d(t) = -\frac{1}{L_d} \left[ \Delta R_s i_d(t) - \Delta L_q p\omega(t) i_q(t) + \Delta L_d \frac{di_d(t)}{dt} \right] \\ f_q(t) = -\frac{1}{L_q} \left[ \Delta R_s i_q(t) + \Delta L_q p\omega(t) i_d(t) + \Delta \Phi p\omega(t) + \Delta L_q \frac{di_q(t)}{dt} \right] \\ f_\omega(t) = -\frac{1}{J} [(\Delta J + \Delta B)\omega(t) + \tau_L - p(\Delta L_d - \Delta L_q) i_d(t) i_q(t) - p\Delta \Phi i_q(t)] \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\tau_L$ 为负载转矩。

其中,

$$\begin{cases} \Delta R_s = R_{st} - R_s \\ \Delta L_d = L_{dt} - L_d \\ \Delta L_q = L_{qt} - L_q \\ \Delta \Phi = \Phi_t - \Phi \\ \Delta J = J_t - J \\ \Delta B = B_t - B \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $R_{st}$ 、 $L_{dt}$ 、 $L_{qt}$ 、 $\Phi_t$ 、 $J_t$  和  $B_t$  分别为电机运行过程中各个参数的实际值。

## 2 转矩脉动分析

在 PMSM 控制系统中, 由于受电机齿槽转矩、磁通谐波、逆变器非线性因素和电流测量误差等影响, 电机输出电流会产生多重谐波, 进而导致电机转矩脉动, 影响转速控制精度。

齿槽转矩是 PMSM 中永磁体与电枢铁心之间相互作用产生的转矩。根据文献[17]分析可知, 齿槽转矩可以建模为电机转子位置的周期性函数。且电机稳定运行时, 会产生电磁转矩的 6 次、12 次、24 次、36 次……谐波。其中, 齿槽转矩产生的主要谐波转矩为 12 次、24 次谐波。

磁通谐波是转矩波动的另一个主要来源。由于气隙中的非正弦磁通密度分布, 在永磁电流和定子电流之间合成的磁链包含谐波, 在  $a$ - $b$ - $c$  坐标系下表现为 3 次、5 次、7 次、11 次、13 次……谐波。在  $d$ - $q$  坐标系下, 相应的谐波出现在  $6n$  ( $n=1, 2, \dots$ ) 次谐波处<sup>[18]</sup>, 其中, 6 次谐波和 12 次谐波是影响转速波动的主要因素, 故磁通谐波也可看为转子位置的周期性函数, 可以表示为

$$\psi_d(\theta_e) = \psi_{d0} + \psi_{d6}\cos(6\theta_e) + \psi_{d12}\cos(12\theta_e) + \dots \quad (4)$$

式中:  $\psi_d = \psi_t$ ,  $\psi_t$  为转子永磁体磁链;  $\psi_{d6}$ 、 $\psi_{d12}$  为 6 次、12 次谐波系数;  $\theta_e$  为电角度。

逆变器非线性因素主要包括死区时间和管压降的影响, 造成定子电流发生畸变, 产生 5 次、7 次、11 次、13 次谐波。进而产生转矩 6 次、12 次谐波<sup>[19]</sup>。此外, 当电流测量不准确时, 通过坐标变换得到  $d$ 、 $q$  轴电流会有因电流测量误差导致的谐波, 会产生 1 次、2 次谐波转矩<sup>[20]</sup>。综上, 电机控制系统中存在 1 次、2 次、6 次、12 次等谐波, 且多是关于转子位置的周期性函数。

## 3 转速控制器设计

本节基于改进趋近律的积分 SMC 方法设计 PMSM 转速控制器, 该控制器采用转速-电流单环控制结构, 降低了参数调节的难度, 简化了控制器的结构, 提高了转速动态性能。然后通过迭代学习方法对电流谐波产生的周期性扰动进行学习, 抑制系统周期性的转矩脉动, 提高转速控制精度。针对系统中存在的外部负载扰动、模型和参数不确定性等, 设计双重扰动观测器估计系统扰动量, 提高了系统的鲁棒性。

### 3.1 基于迭代学习方法的滑模控制器设计

定义两个新的状态变量:

$$\begin{cases} x_1(t) = \omega_r(t) - \omega(t) \\ x'_2(t) = i_q(t) \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $\omega_r(t)$  为电机期望转速。

结合式(1), 对其求导得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = \dot{\omega}_r(t) - \dot{\omega}(t) = \\ \quad - \frac{p[(L_d - L_q)i_d(t) + \Phi]}{J}i_q(t) + \\ \quad \frac{B\omega(t)}{J} + \dot{\omega}_r(t) - f_\omega(t) - f(x, t) \\ \dot{x}'_2(t) = \dot{i}_q(t) = - \frac{R_s}{L_q}i_q(t) - \\ \quad \frac{p[L_d i_d(t) + \Phi]}{L_q}\omega(t) + \frac{1}{L_q}u_q(t) + f_q(t) \end{cases} \quad (6)$$

令:

$$\begin{aligned} k_{11} &= - \frac{p[(L_d - L_q)i_d(t) + \Phi]}{J}, \\ k_{21} &= \frac{p[L_d i_d(t) + \Phi]}{L_q}, k_{22} = - \frac{R_s}{L_q}, k_{23} = \frac{1}{L_q}, \\ A &= - \frac{p[L_d i_d(t) + \Phi]}{L_q}\omega_r(t), d'_2 = f_q(t), \\ d_1 &= \frac{B\omega(t)}{J} + \dot{\omega}_r(t) - f_\omega(t), \end{aligned}$$

则式(6)可简化为

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = k_{11}x'_2(t) + d_1(t) - f(\omega, t) \\ \dot{x}'_2(t) = k_{21}x_1(t) + k_{22}x'_2(t) + k_{23}u_q(t) + A + d'_2(t) \end{cases} \quad (7)$$

再令:

$$x_2(t) = k_{11}x_2'(t), a = k_{11}k_{21}x_1(t) + k_{22}x_2(t), \\ B = k_{11}k_{23}, d_2(t) = k_{11}d_2'(t),$$

将式(7)最终表示为

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t) + d_1(t) - f(\omega, t) \\ \dot{x}_2(t) = a + Bu_q(t) + k_{11}A + d_2(t) \end{cases} \quad (8)$$

匹配扰动  $d_2(t)$  及非匹配扰动  $d_1(t)$  分别为

$$\begin{cases} d_1(t) = \frac{B\omega(t)}{J} + \dot{\omega}_r(t) - f_\omega(t) \\ d_2(t) = k_{11}d_2'(t) = k_{11}f_q(t) \end{cases} \quad (9)$$

设计滑模面为

$$S(t) = c_1x_1(t) + x_2(t) + c_2 \int_0^t x_1(\tau) d\tau + \hat{d}_1(t) \quad (10)$$

其中  $c_1 > 0, c_2 > 0$  为滑模面积分项系数。

对式(10)求导得:

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) &= c_1\dot{x}_1(t) + \dot{x}_2(t) + c_2x_1(t) + \dot{\hat{d}}_1(t) = \\ &= c_1[x_2(t) + d_1(t) - f(\omega, t)] + a + Bu_q(t) + \\ &\quad k_{11}A + d_2(t) + c_2x_1(t) + \dot{\hat{d}}_1(t) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)为滑模面  $S(t)$  的动态方程, 当  $S(t) = 0$  时, 表示系统状态轨迹到达滑模面。

在进行第  $k$  次迭代时, 迭代滑模控制器设计如下<sup>[21]</sup>:

$$u_{qk}(t) = -\frac{1}{B}\{a + c_1[x_2(t) + \hat{d}_1(t) - \hat{f}_k(\omega_k, t)] + \\ c_2x_{1k}(t) + k_{11}A + \hat{d}_2(t) + v_k(t) + \eta S_k(t) + \dot{\hat{d}}_1(t)\} \quad (12)$$

式中:  $k$  为迭代次数;  $\omega_k(t)$  为第  $k$  次迭代时系统状态变量;  $\hat{f}_k(\omega_k, t)$  为系统中需要学习电流谐波的周期性扰动  $f(\omega_k, t)$  的递归部分;  $\hat{d}_1(t)$ 、 $\hat{d}_2(t)$  为扰动的估计值;  $v_k(t)$  为需设计的滑模趋近律;  $S_k(t)$  为第  $k$  次迭代时的滑模面;  $\eta > 0$  为常数。

设计迭代学习控制律, 对电流谐波产生的周期性扰动  $f(\omega_k, t)$  进行学习:

$$\hat{f}_k(\omega_k, t) = \hat{f}_{k-1}(\omega_{k-1}, t) - q[\beta_1 \text{sgn}(S_k) + \beta_2 S_k(t)] \quad (13)$$

式中:  $q > 0, \beta_1 > 0, \beta_2 > 0$ 。

设计滑模控制律  $v_k(t)$ :

$$v_k(t) = -k\lambda(|x_1|)\text{sgn}[S_k(t)] - \eta S_k(t) \quad (14)$$

其中  $k > 0$  为常数;  $\lambda(|x_1|)$  是一个变量, 为了抑制滑模抖振, 设计如下:

$$\lambda(|x_1|) = \frac{|x_1|}{|x_1| + \rho}, \quad \rho > 0 \quad (15)$$

证明: 构造 Lyapunov 函数为

$$V_k(t) = \frac{1}{2}S_k(t)^2 \quad (16)$$

根据 Lyapunov 稳定性判据, 系统的稳定条件为

$$\dot{V}_k(t) = S_k(t)\dot{S}_k(t) \leq 0 \quad (17)$$

将式(11)代入式(17)得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_k(t) &= S_k(t)\dot{S}_k(t) = S(t)\{c_1[x_2(t) + d_1(t) - \\ &\quad f(\omega, t)] + a + Bu_q(t) + k_{11}A + d_2(t) + \\ &\quad c_2x_1(t) + \dot{\hat{d}}_1(t)\} \end{aligned} \quad (18)$$

将式(12)代入式(18)得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_k(t) &= S_k(t)\dot{S}_k(t) = S(t)\{c_1[\hat{f}(\omega_k, t) - \\ &\quad f(\omega_k, t)] + v_k(t) + c_1[d_1(t) - \hat{d}_1(t)] + \\ &\quad d_2(t) - \hat{d}_2(t)\} \end{aligned} \quad (19)$$

由式(19)可知, 当迭代学习控制律能对电流谐波产生的周期性扰动进行准确学习, 且双重扰动观测器能对抗扰动进行准确的估计时,  $\dot{V}_k(t) \leq 0$ , 滑模面  $S(t)$  将收敛于 0。

### 3.2 双重扰动观测器设计

针对系统存在的匹配扰动和不匹配扰动, 设计了一种双重扰动观测器来估计系统扰动<sup>[22]</sup>。

对于式(9)中的匹配扰动  $d_2$ , 扰动观测器设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{d}}_2 = p_2 + M_1x_2 \\ \dot{p}_2 = -M_1(a + Bu_q + k_{11}A + d_2) \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $\hat{d}_2$  为扰动观测器  $d_2$  的估计值;  $p_2$  为内部变量;  $M_1$  为观测系数。

扰动  $d_2$  的估计误差及其导数为

$$\begin{cases} \varepsilon_2 = d_2 - \hat{d}_2 \\ \dot{\varepsilon}_2 = \dot{d}_2 - \dot{\hat{d}}_2 = \dot{d}_2 - M_1\varepsilon_2 \end{cases} \quad (21)$$

设  $V_2 = \frac{1}{2}\varepsilon_2^2$ , 则:

$$\dot{V}_2 = \varepsilon_2\dot{\varepsilon}_2 = \varepsilon_2\dot{d}_2 - M_1\varepsilon_2^2 \quad (22)$$

根据 Lyapunov 稳定性定理, 如果选择合适的正常数  $M_1 > 0$ , 系统是渐近稳定的。

针对式(9)中的不匹配扰动  $d_1$ , 扰动观测器

设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{d}}_1 = p_{11} + M_{11}x_1, \dot{p}_{11} = -M_{11}(x_2 + \hat{d}_1) + \dot{\hat{d}}_1 \\ \dot{\hat{d}}_1 = p_{12} + M_{12}x_1, \dot{p}_{12} = -M_{12}(x_2 + \hat{d}_1) \end{cases} \quad (23)$$

式中： $p_{11}$ 、 $p_{12}$  为内部变量； $M_{11}$ 、 $M_{12}$  为观测系数； $\hat{d}_1$  和  $\dot{\hat{d}}_1$  为干扰观测器  $d_1$  和  $\dot{d}_1$  的估计值。

定义

$$\begin{cases} \tilde{e}_1 = [\tilde{d}_1 \quad \tilde{\dot{d}}_1]^T \\ \tilde{d}_1 = \zeta_1 = d_1 - \hat{d}_1 \\ \tilde{\dot{d}}_1 = \dot{d}_1 - \dot{\hat{d}}_1 \end{cases} \quad (24)$$

式中： $\tilde{d}_1$  为对  $d_1$  的估计误差； $\tilde{\dot{d}}_1$  为对  $\dot{d}_1$  的估计误差。

根据所设计的观测器式(23)，对  $\tilde{d}_1$  进行时间微分：

$$\dot{\tilde{d}}_1 = \dot{d}_1 - \dot{\hat{d}}_1 = -M_{11}\tilde{d}_1 + \dot{d}_1 - \dot{\hat{d}}_1 = -M_{11}\tilde{d}_1 + \tilde{\dot{d}}_1 \quad (25)$$

以类似的方式， $\tilde{\dot{d}}_1$  的误差方程可以表示为

$$\dot{\tilde{\dot{d}}_1} = \dot{\dot{d}}_1 - \dot{\dot{\hat{d}}_1} = -M_{12}\tilde{d}_1 + \dot{\tilde{\dot{d}}_1} \quad (26)$$

该观测器的误差动态可以表示为

$$\dot{\tilde{e}}_1 = D_1\tilde{e}_1 + E_1\tilde{\dot{d}}_1 \quad (27)$$

式中： $D_1 = \begin{bmatrix} -M_{11} & 1 \\ -M_{12} & 0 \end{bmatrix}$ ； $E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ 。

考虑到  $\dot{d}$  是有界的，并符合之前的假设，如果选择合适的正常数  $M_{11}$ 、 $M_{12}$ ，系统是渐近稳定的。

本文所设计的基于迭代 SMC 和扰动观测器的 PMSM 控制系统结构框图如图 1 所示，控制器采用单环 SMC 策略替代了传统的转速-电流级联控制，并通过引入迭代学习控制和扰动观测器抑制系统扰动，提高了系统鲁棒性。

4 试验结果分析

为了验证本文所提出的基于迭代滑模方法和双重扰动观测器 (SMC-ILC+DDO) 控制器的有效性，本节基于 PMSM 转速控制系统试验平台完成了试验验证。选取基于非线性扰动观测器的积分滑模控制器 (SMC+NDO)<sup>[23]</sup>、PI 控制器做比较。

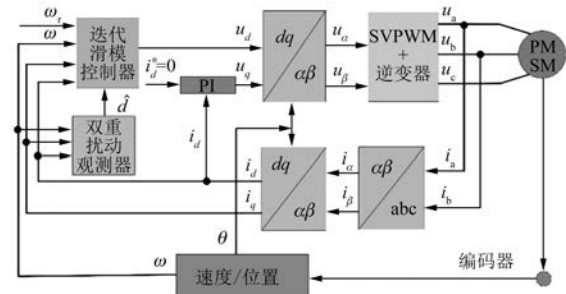


图 1 迭代滑模和扰动观测器控制系统结构框图

试验系统的逆变器开关频率为 10 kHz，采样时间为 100 μs，死区时间为 2.2 μs。试验平台如图 2 所示。PMSM 参数如表 1 所示。在试验中，基于 PI 控制时转速环控制器参数为  $k_p = 0.04$ ， $k_i = 0.5$ 。基于非线性扰动观测器的积分滑模控制器参数设置： $c = 20$ ， $\varepsilon = 8$ ， $\beta = 0.1$ ， $l = 10$ 。上述两种方法中  $d$ 、 $q$  轴电流环控制器参数均为  $k_p = 9$ ， $k_i = 100$ 。基于迭代学习方法的滑模控制器参数为  $c_1 = 15$ ， $c_2 =$

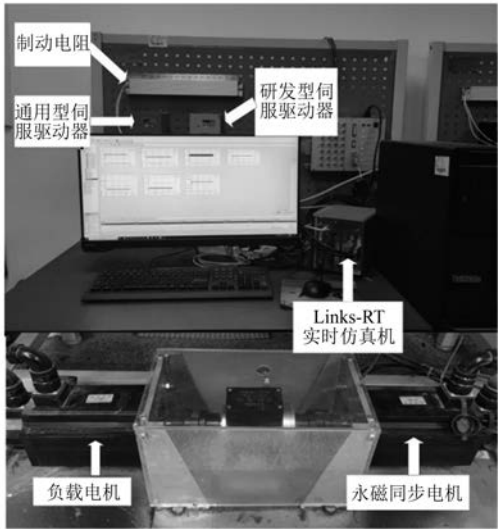


图 2 试验平台

表 1 PMSM 参数

| 参数名称                      | 参数值     |
|---------------------------|---------|
| 额定功率/kW                   | 1.5     |
| 转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> ) | 0.002 7 |
| 永磁体磁链/Wb                  | 0.32    |
| 线电阻/Ω                     | 1.84    |
| 线电感/mH                    | 6.65    |
| 磁极对数                      | 4       |

$2 \times 10^5, k=100, \eta=40, q=0.1, \beta_1=2, \beta_2=4, \rho=0.5$ ;  
双重扰动观测器参数为  $M_1=25, M_{11}=10, M_{12}=0.1$ ,  $d$  轴电流环参数为  $k_p=9, k_i=100$ 。

对比试验的内容主要包括两部分:(1)比较三种控制器在电机起动过程中的控制性能;(2)比较当电机运行于稳定状态,突加外部负载干扰时三种控制器的控制性能。

图3~图5分别为给定转速为200、400、600 r/min的转速响应曲线。从试验结果看出,所提方法与PI控制策略相比较,系统无明显超调且响应较快,与SMC+NDO控制策略相比较系统响应较快。电机以200 r/min转速运行时,稳定后转速波动值约为4 r/min,与SMC+NDO控制相比,波动值减小了约78%;电机以400 r/min转速运行时,稳定后转速波动值为3 r/min,与SMC+NDO控制相比,波动值减小了70%;电机以600 r/min转速运行时,稳定后转速波动值为2 r/min,与SMC+NDO控制相比,转速波动值减小了33%。试验结果证明,文中所提方法在不同转速指令下均有优于PI控制器和SMC+NDO控制器的性能表现。

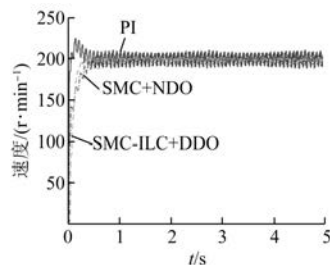


图3 给定转速为200 r/min时转速响应曲线

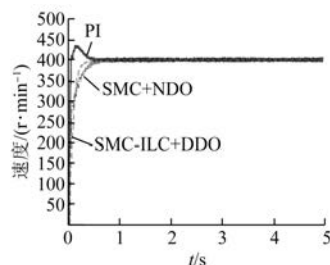


图4 给定转速为400 r/min时转速响应曲线

为进一步验证所提SMC-ILC+DDO控制策略的抗干扰能力,当电机达到稳定运行状态时,在 $t=5$  s时对电机突然施加 $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 的负载扰动,并

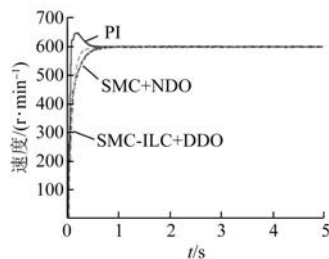


图5 给定转速为600 r/min时转速响应曲线

持续作用5 s,在 $t=10$  s时去除负载扰动,转速变化曲线如图6~图8所示。图9、图10为负载变化时采用双重扰动观测器估计的扰动量。由图6~图8可以看出,与PI控制和SMC+NDO控制相比,采用SMC-ILC+DDO控制,在不同转速下,电机速度波动较小,加入 $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 负载扰动后转速超调较小,且均很快恢复到给定转速。

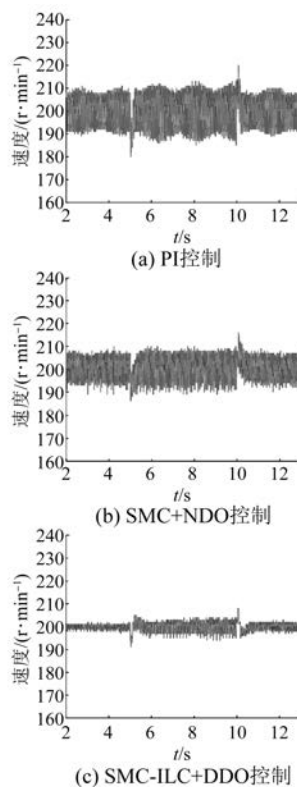


图6 给定转速200 r/min,负载转矩突变时的转速变化曲线

基于三种控制策略的详细对比如表2所示。从表2中看出,在不同转速下,本文所设计的控制器具有更好的动态响应性能、稳态控制精度和鲁棒性。

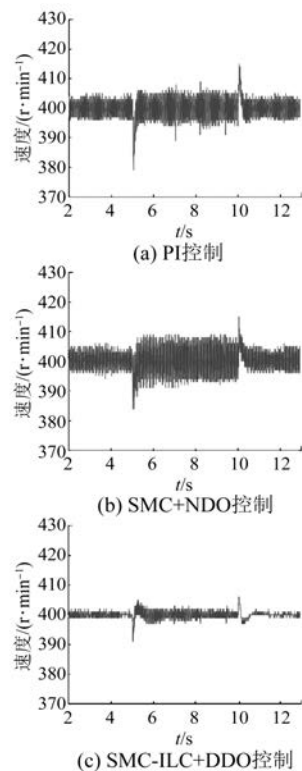


图7 给定转速400 r/min,负载转矩突变时的转速变化曲线

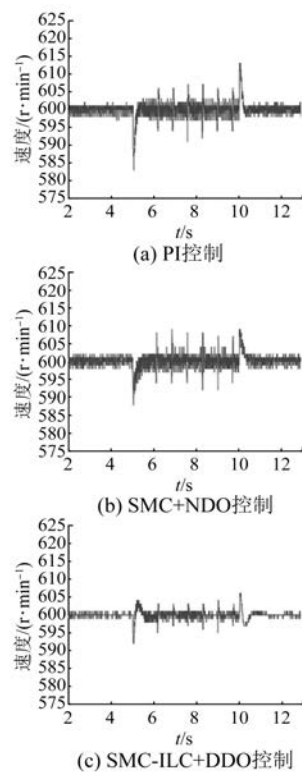


图8 给定转速600 r/min,负载转矩突变时的转速变化曲线

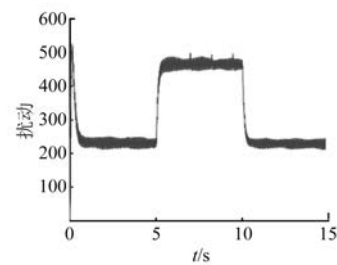


图9 DDO对扰动 $d_1$ 的估计曲线

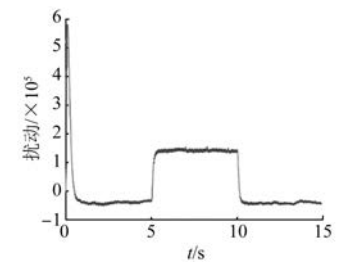


图10 DDO对扰动 $d_2$ 的估计曲线

表2 不同转速下3种控制策略的性能指标对比

| 给定<br>转速 | 控制方法        | 超调量 | $r \cdot \min^{-1}$    |                            |                                   |
|----------|-------------|-----|------------------------|----------------------------|-----------------------------------|
|          |             |     | 稳定后<br>转速<br>最大<br>波动值 | 加入<br>0.5 N·m<br>后转速<br>超调 | 加入<br>0.5 N·m<br>后<br>最大转速<br>波动值 |
| 200      | SMC-ILC+DDO | 0   | 4                      | 9                          | 14                                |
|          | SMC+NDO     | 0   | 18                     | 14                         | 21                                |
|          | PI          | 25  | 22                     | 25                         | 30                                |
| 400      | SMC-ILC+DDO | 0   | 3                      | 9                          | 14                                |
|          | SMC+NDO     | 0   | 10                     | 16                         | 18                                |
|          | PI          | 35  | 10                     | 21                         | 20                                |
| 600      | SMC-ILC+DDO | 0   | 2                      | 8                          | 12                                |
|          | SMC+NDO     | 0   | 3                      | 12                         | 16                                |
|          | PI          | 49  | 3                      | 17                         | 19                                |

5 结 语

本文提出了一种基于积分SMC和迭代学习方法的PMSM单环控制策略,基于积分SMC方法设计了PMSM转速单环控制器,通过引入迭代学习控制有效抑制了因电流谐波而导致的转矩脉动,提高了稳态控制精度。此外,针对系统存在的外部负载扰动、模型和参数不确定性等,设计了双重扰动观测器估计系统扰动量,提高了系统的鲁



棒性。最后,针对本文提出的复合控制策略完成了试验验证,试验结果表明,所提出的控制方法具有良好的动态性能、抗干扰能力和稳态控制精度。

### 【参考文献】

- [1] CHOO K, WON C. Design and analysis of electrical braking torque limit trajectory for regenerative braking in electric vehicles with PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (12): 13308.
- [2] 尚玉亮,于海生,吴贺荣. PMSM 驱动机器人的 FSMC 与 EPCH 协同控制[J]. 控制工程, 2022, 29 (1): 101.
- [3] REN J, LIU Y, WANG N, et al. Sensorless control of ship propulsion interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer[J]. ISA Transactions, 2015, 54: 15.
- [4] PING X, JING B. SMC with disturbance observer for high performance PMSM [C] // 2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC), 2011. doi: 10.1109/MEC.2011.6025630.
- [5] 张虎,朱晓虹,孙明山. 带有负载转矩观测器的 PMSM 自适应反步控制[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(4): 17.
- [6] 吴公平,黄守道,饶志蒙,等. 新型  $N^*3$  相永磁同步电机的特性分析及其预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1171.
- [7] CHUNG H, HOU C, CHAO C. Speed-control of a PMSM based on integral-fuzzy control [C] // 2013 International Conference on Fuzzy Theory and Its Applications (iFUZZY), 2013.
- [8] JUNEJO A K, XU W, MU C, et al. Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding-mode reaching law[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110.
- [9] 赵峰,罗雯,高峰阳,等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制[J]. 西安交通大学学报, 2020, 54(6): 28.
- [10] 皇甫宜耿, LAGHROUCHE S, 刘卫国, 等. 高阶滑模消抖控制在永磁同步电动机中的应用[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(2): 7.
- [11] ZHANG X. Discussion on “torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control” [J]. IEEE Access, 2019, 7: 94899.
- [12] 余洋,从乐瑶,田夏,等. 定子电流矢量定向下 PMSM 转矩脉动抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(11): 3372.
- [13] NAKAO N, AKATSU K. Suppressing pulsating torques: torque ripple control for synchronous motors [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2014, 20 (6): 33.
- [14] 李兵强,林辉. 抑制 PMSM 周期性转矩脉动的迭代学习方法[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(9): 51.
- [15] 时维国,金鑫. 基于模糊 PI 双环 PMSM 转矩脉动抑制研究[J]. 微电机, 2018, 51(1): 69.
- [16] 牛威昆,许海平,薛劭申,等. 直驱式永磁同步电机伺服系统死区补偿方法[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(7): 32.
- [17] 王长城,郭辉,孙裴,等. 一种永磁同步电机齿槽转矩削弱方法[J]. 轻工机械, 2018, 36(6): 62.
- [18] QIAN W, PANDA S K, XU J X. Speed ripple minimization in PM synchronous motor using iterative learning control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2005, 20(1): 53.
- [19] 张志刚,李腾,杜劭琨,等. 基于死区补偿的 PMSM 转矩脉动抑制研究[J]. 控制工程, 2021, 28(6): 1108.
- [20] 刘旭东,张承慧,顾欣,等. 基于模型预测和谐振调节器的 PMSM 电流控制[J]. 电气传动, 2016, 46 (4): 11.
- [21] 刘京,李洪文,邓永停. 基于鲁棒迭代学习控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J]. 光学精密工程, 2017, 25(10): 2645.
- [22] GINOYA D, SHENDGE P D, PHADKE S B. Sliding mode control for mismatched uncertain systems using an extended disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(4): 1983.
- [23] YANG J, LI S, YU X. Sliding-mode control for systems with mismatched uncertainties via a disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 160.