

带扰动补偿的永磁同步电机预测速度控制

洪俊杰, 赵明郎*, 黄龙蛰, 俞炳荣, 贺奕龙, 严柏平

(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

Predictive Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motors with Disturbance Compensation

HONG Junjie, ZHAO Minglang*, HUANG Longzhe, YU Bingrong, HE Yilong, YAN Boping
(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: [Objective] To improve the anti-disturbance capability of the speed control system for permanent magnet synchronous motor (PMSM), this paper proposes a predictive speed control (PSC) strategy with fixed switching frequency and disturbance compensation. The speed loop adopts PSC with disturbance compensation, while the current loop adopts proportional integral (PI) control. [Methods] Firstly, the q -axis reference current for realizing the target speed was derived from the mechanical motion equation of the PMSM. To enhance the accuracy of q -axis current tracking, a second-order Taylor expansion of the mechanical motion equation was proposed, which proved to be more precise than first-order forward Eulerian discretization. Secondly, traditional sliding mode observers rely on large switching gains to ensure the observation errors converge to zero within a finite period of time. However, these large switching gains often lead to severe jitter phenomena. Therefore, an improved sliding mode disturbance observer (SMDO) was proposed, incorporating an additional switching term into the Luenberger observer framework, which eliminated the need for large switching gain. Thirdly, to further improve the anti-disturbance performance of the PSC, a feed-forward disturbance compensation component was introduced into the PSC feedback loop, resulting in the proposed PSC + SMDO control strategy. Finally, experiments were carried out on a test platform with the dSPACE DS1103 as the control core. [Results] The experimental results showed that: the designed improved SMDO accurately estimated load disturbances and provided real-time disturbance feedback to the speed controller, achieving steady-state error-free operation. The designed PSC + SMDO speed controller had strong anti-

disturbance performance and tracking performance. Under parameter mismatches, the speed controller based on active disturbance rejection control (ADRC) was affected by the parameter changes, while the proposed PSC + SMDO speed controller maintained strong robustness. Additionally, the total harmonic distortion (THD) of the motor a -phase current was 3.44% under PSC + SMDO speed controller, which was 2.21% and 4.69% lower than the THD of the a -phase current under the PSC and ADRC speed controllers, respectively.

[Conclusion] Compared with PSC, ADRC and PI controllers, the designed PSC + SMDO controller significantly improves the dynamic response and anti-disturbance performance of PMSM speed control system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; predictive speed control; sliding mode disturbance observer; disturbance compensation

摘要: [目的]为提高永磁同步电机(PMSM)调速系统的抗干扰能力,本文提出了一种具有固定开关频率的带扰动补偿的预测速度控制(PSC)策略。其中,速度环采用PSC,并对扰动进行补偿;电流环采用比例积分(PI)控制。[方法]首先,依据PMSM的机械运动方程推导出实现参考速度的 q 轴给定电流。为了更精确地跟踪给定 q 轴电流,本文采用机械运动方程的二阶泰勒展开式,其精度高于一阶前向欧拉离散化。其次,传统的滑模观测器依靠较大的开关增益来确保观测误差在有限的时间内收敛为零,但较大的开关增益会带来严重的抖振现象。因此,本文提出了一种改进的滑模扰动观测器(SMDO),其在Luenberger观测器的基础上增加了一个额外的开关项,不需要很大的开关增益。然后,为了进一步提高PSC的抗干扰性能,在PSC反馈部分的基础上引入了前馈干扰补偿,提出了PSC+SMDO的控制方法。最后,在以dSPACE DS1103为控制核心的试验平台上进行试验。[结果]试验结果表明:所设计的改进SMDO能够准确估计负载扰

基金项目: 国家自然科学基金项目(51407035)

National Natural Science Foundation of China (51407035)

动,并将扰动信息实时反馈给速度控制器,实现无稳态误差运行;所设计 PSC+SMDO 速度控制器具有较强的抗干扰性能和跟踪性能,在参数摄动时,基于自抗扰控制(ADRC)的速度控制器受参数变化影响,而 PSC+SMDO 速度控制器仍能保持良好的鲁棒性;在 PSC+SMDO 速度控制器下,电机 a 相电流总谐波失真(THD)为 3.44%,分别比 PSC、ADRC 速度控制器下的 a 相电流 THD 低 2.21%、4.69%。【结论】与 PSC、ADRC 以及 PI 控制器相比,所设计的 PSC+SMDO 控制器能很好地提高 PMSM 调速系统的动态响应性能和抗干扰性能。

关键词: 永磁同步电机; 预测速度控制; 滑模扰动观测器; 扰动补偿

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)以其高功率密度、高效率和高可靠性等优点,被广泛应用于航空航天、机器人和车辆等工业领域^[1-2]。在工业应用中, PMSM 的速度控制需要快速的动态响应,以及对参数变化、不确定性和干扰的鲁棒性^[3]。传统比例积分(Proportional Integral, PI)速度控制器是单自由度控制器,要想系统快速响应,难免会出现超调量,且抗干扰性能较差。

近年来,为满足高性能应用的需要,研究者们提出了各种控制方法,如自适应控制^[4-6]、滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)^[7-9]、自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)^[10-12]、鲁棒控制^[13-15]和模型预测控制(Mode Predictive Control, MPC)^[16-18]等。SMC 能在参数或模型不确定的情况下保证较好的跟踪性能^[19],但其鲁棒性需通过选择较大的控制增益来保证,而较大的控制增益会导致抖振。为此,研究者们提出了一些克服抖振的方法,如连续控制、高阶滑模、互补滑模和趋近律等。ADRC 的核心思想是将内部不确定性和外部扰动视为广义扰动,通过扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)进行实时估计,然后将其用于反馈,以快速补偿扰动。然而,由于 ADRC 的非线性特性,其设计和分析相当复杂。文献[20]提出了线性自抗扰控制(Linear ADRC, LADRC),该控制器只需调整观测器和闭环系统的带宽,降低了调参难度。鲁棒控制因其对参数变化、未建模动态和外部干

扰具有良好的衰减能力,被广泛应用于控制器和滤波器的设计中^[21],但鲁棒 H_∞ 控制中的加权函数设计仍缺乏有效方法。

MPC 是工业应用中最实用的先进控制技术之一^[22],然而 MPC 在电机控制领域中还未得到广泛应用。为了降低 MPC 的计算复杂度,文献[23]提出了有限集 MPC,这种方法具有快速的动态响应以及较低的计算成本。文献[24]提出了一种基于显式 MPC 的 PMSM 控制方法,并设计了卡尔曼观测器对传感器误差进行补偿,试验结果表明,所提显式 MPC 能够缩短 PMSM 的动态响应时间。虽然上述两种方法可以提高计算速度,但并不能完全解决外部干扰和参数不匹配的问题。为了提高 PMSM 的抗干扰能力,文献[25]提出了一种增量式 MPC,并通过 Luenberger 观测器进行参数辨识,以实现电感参数不匹配时的鲁棒性。但考虑到 Luenberger 观测器的特点,该系统不宜用于处理非线性干扰。文献[26]将 MPC 与二自由度控制相结合,速度环采用新型 SMC,电流内环采用 MPC,并通过 ESO 来估计集中扰动,提高了 MPC 对参数失配引起的扰动的强鲁棒性,并通过试验验证了该方法的有效性。

本文提出了一种预测速度控制(Predictive Speed Control, PSC)和滑模扰动观测器(Sliding Mode Disturbance Observer, SMDO)相结合的复合速度控制方案。速度环采用 PSC,并对扰动进行补偿;电流环采用 PI 控制。通过对 PMSM 机械运动方程二阶泰勒离散化,推导出实现参考速度的 q 轴给定电流,相比于一阶前向欧拉离散化具有更高的精度^[27]。在考虑参数不确定性和未建模动态的情况下, PMSM 运动方程的干扰项包含负载转矩。在调速系统中,负载转矩通常被认为是最严重的外部干扰。因此,本文设计了一种改进 SMDO,其本质是在 Luenberger 观测器的基础上添加了切换项,所以不需要较大的切换增益。为了进一步提高 PSC 的抗干扰性能,在 PSC 反馈部分引入前馈扰动补偿。

1 速度控制器设计

1.1 预测速度控制器设计

本文以表贴式 PMSM 为研究对象,其机械运动方程为

$$\dot{\omega}_m = \frac{K_t i_q}{J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B \omega_m}{J} \quad (1)$$

式中: J 为电机的转动惯量; ω_m 为转子机械角速度; T_L 为负载转矩; K_t 为转矩常数; i_q 为 q 轴电流; B 为粘滞摩擦因数。

考虑参数不确定性和未建模动态, 式(1)变换为

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_m}{dt} = & \left(\frac{K_t}{J} + \Delta \frac{K_t}{J} \right) i_q - \left(\frac{1}{J} + \Delta \frac{1}{J} \right) T_L - \\ & \left(\frac{B}{J} + \Delta \frac{B}{J} \right) \omega_m + \gamma = \frac{K_t i_q}{J} - \frac{B \omega_m}{J} - \\ & \left[\left(\frac{1}{J} + \Delta \frac{1}{J} \right) T_L + \Delta \frac{B}{J} \omega_m - \Delta \frac{K_t i_q}{J} - \gamma \right] = \\ & \frac{K_t i_q}{J} - \frac{B \omega_m}{J} - d \end{aligned} \quad (2)$$

式中: $\Delta \frac{K_t}{J}$ 、 $\Delta \frac{1}{J}$ 和 $\Delta \frac{B}{J}$ 为参数的变化量; γ 为未建模动态; d 为总扰动。

由式(2)可推导出 ω_m 的二阶导数表达式:

$$\frac{d^2 \omega_m}{dt^2} = \frac{K_t}{J} \frac{di_q}{dt} - \frac{B}{J} \frac{d\omega_m}{dt} - \frac{1}{J} \frac{dd}{dt} \quad (3)$$

由于数字控制系统的采样周期非常短, 可认为 d 在一个采样周期内保持不变, 即 $\dot{d} = 0$ 。因此, 式(3)可变换为

$$\frac{d^2 \omega_m}{dt^2} = \frac{K_t}{J} \frac{di_q}{dt} - \frac{B}{J} \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4)$$

本文研究的预测控制及系统数字实现都需要电机的离散模型。一阶前向欧拉法是电机控制中最常用的离散方法之一, 在第 n 个采样周期有:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(n+1) - x(n)}{T} \quad (5)$$

式中: T 为采样周期, 也是控制算法的执行周期。

根据式(5), 可以得到式(2)的离散化形式:

$$\frac{\omega_m(n+1) - \omega_m(n)}{T_{ds}} = \frac{K_t i_q}{J} - \frac{B \omega_m}{J} - d \quad (6)$$

式中: T_{ds} 为速度环控制回路的采样周期。

机械运动方程采用一阶前向欧拉离散化会产生显著的建模误差^[28], 在实现高带宽的 MPC 速度控制时, 这种建模误差会导致振荡。为了更精确地逼近给定 q 轴电流 i_{qr} , 本文提出一种机械运动方程的二阶 Taylor 展开式:

$$\omega_m(n+1) =$$

$$\omega_m(n) + T_{ds} \cdot \frac{d\omega_m(n)}{dt} + \frac{T_{ds}^2}{2} \cdot \frac{d^2 \omega_m(n)}{dt^2} \quad (7)$$

对式(4)中 q 轴电流的导数采用一阶前向欧拉离散化, 如式(8)所示:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{i_q(n+1) - i_q(n)}{T_{ds}} \quad (8)$$

将式(2)、式(4)和式(8)代入到式(7)中, 考虑 $\omega_m(n+1) = \omega_{mr}$, $i_q(n+1) = i_{qr}$, 可以得到 i_{qr} 为

$$\begin{aligned} i_{qr} = & \frac{2J}{K_t T_{ds}} \omega_{mr} - \left(\frac{2J}{K_t T_{ds}} + \frac{B^2 T_{ds}}{J K_t} - \frac{2B}{K_t} \right) \omega_m(n) - \\ & \left(-\frac{2}{K_t} + \frac{B T_{ds}}{J K_t} \right) d(n) - \left(1 - \frac{B T_{ds}}{J} \right) i_q(n) \end{aligned} \quad (9)$$

式中: ω_{mr} 为给定转子机械角速度。

1.2 SMDO 设计

由式(9)可知, 只要系统参数 J 和 K_t 准确已知, 知道总扰动 $d(n)$, 就能推导出 i_{qr} 。因此可以通过设计扰动观测器来估计干扰。传统的滑模观测器依靠较大的切换增益来保证观测误差在有限时间内收敛到零, 但较大的切换增益会带来严重的抖振。针对此问题, 本文提出了一种改进 SMDO, 其在 Luenberger 观测器的基础上添加了一个切换项, 所以不需要较大的切换增益。

由于 $\dot{d} = 0$, 结合式(2), 将 d 与 ω_m 作为新的状态变量, 可得到如式(10)所示的状态空间方程:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{d} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = & \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & -b_n \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} d \\ \omega_m \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ a_n \end{bmatrix}}_B i_q \\ y = & \underbrace{[0 \quad 1]}_C \begin{bmatrix} d \\ \omega_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $a_n = \frac{K_t}{J}$; $b_n = \frac{B}{J}$ 。

构建如图 1 所示的扰动观测器, 其表达式为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{\hat{d}} \\ \dot{\hat{\omega}}_m \end{bmatrix} = & \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & -b_n \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ a_n \end{bmatrix}}_B i_q - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \underbrace{\begin{bmatrix} G_{1,1} \\ G_{1,2} \end{bmatrix}}_{G_1} e_2 + \underbrace{\begin{bmatrix} L_0 \\ -1 \end{bmatrix}}_{G_n} v \\ & \hat{y} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}}_c \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{\omega}_m \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $v = \rho \text{sign}(e_2)$ 为切换项, ρ 为切换项的增益; $e_2 = \hat{\omega}_m - \omega_m$ 为速度观测误差; L_0 为待求量。

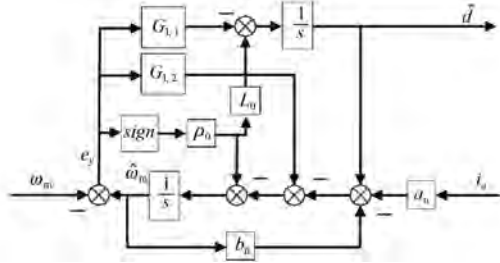


图 1 扰动观测器

Fig. 1 Disturbance observer

通过构建 Lyapunov 函数确定 G_1 、 G_n 和 ρ 。首先, 定义观测误差:

$$e = [e_1 \ e_2]^T = [\hat{d} - d \ \hat{\omega}_m - \omega_m]^T \quad (12)$$

将式(10)与式(11)相减可得:

$$\dot{e} = (A - G_1 C)e + G_n v \quad (13)$$

式(13)中的 $\dot{e}$ 是非线性的, 因此可以用 Lyapunov 函数建立全局渐近稳定性, 考虑二次型:

$$V = e^T P e \quad (14)$$

式中: P 为二阶对称正定矩阵。

对 V 进行微分:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{e}^T P e + e^T P \dot{e} = \\ & e^T [P(A - G_1 C) + (A - G_1 C)^T P] e + 2e^T P G_n v \end{aligned} \quad (15)$$

若要保证观测误差能渐进收敛到零, 则 G_1 、 G_n 和 ρ 的选取要保证 $\dot{V} < 0$ 。定义矩阵:

$$A_0 = A - G_1 C \quad (16)$$

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$P_{12} = P_{21} = 0 \quad (18)$$

若 $PA_0 + A_0^T P \leq 0$, 则式(15)可进一步等效为

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq 2e^T P G_n v = \\ & 2[e_1 P_{11} L_0 - e_2 P_{22}] \rho \text{sign}(e_2) \end{aligned} \quad (19)$$

令 $L_0 = 0$, 式(19)可变换为

$$\dot{V} \leq -2P_{22}e_2\rho\text{sign}(e_2) \quad (20)$$

如果 $\rho > 0$, 明显有 $\dot{V} < 0$, 则该扰动观测器是稳定有效的, 能得到 $G_n = [0 \ -1]^T$ 。

将矩阵 A 、 G_1 、 C 和 P 都代入到 $PA_0 + A_0^T P$ 中, 可得到:

$$PA_0 + A_0^T P = \begin{bmatrix} 0 & -P_{22} - P_{11}G_{1,1} \\ -P_{22} - P_{11}G_{1,1} & -2P_{22}(b_n + G_{1,2}) \end{bmatrix} \quad (21)$$

由式(21)可以判断出 $PA_0 + A_0^T P$ 为半负定矩阵, 即任何 G_1 都能保证全局稳定性。

为得到 G_1 , 简化计算, 忽略式(13)中的切换项 v , 即:

$$\dot{e} = (A - G_1 C)e \quad (22)$$

若式(22)有两个负特征值, 即 $\lambda_1 = \lambda_2 = \alpha < 0$, 则可以保证观测误差能渐进收敛到零, 通过待定系数法可以得到 G_1 :

$$G_1 = \begin{bmatrix} G_{1,1} \\ G_{1,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha^2 \\ -b_n - 2\alpha \end{bmatrix} \quad (23)$$

因此, G_1 、 G_n 和 ρ 的选取如式(24)所示:

$$\begin{cases} \rho > 0 \\ G_n = [0 \ -1]^T \\ G_1 = [G_{1,1} \ G_{1,2}]^T \end{cases} \quad (24)$$

1.3 复合速度控制器设计

为了进一步提高调速系统的抗干扰性能, 采用如图 2 所示的前馈补偿。假设前馈系数为 K_f , 且 $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{d} = d$, 则理论上能完全消除外部扰动对系统的不利影响。

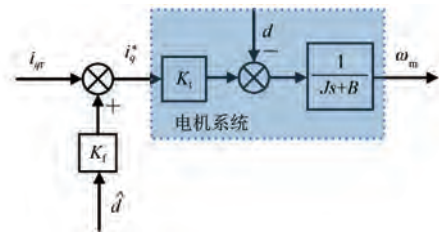


图 2 前馈补偿框图

Fig. 2 Feedforward compensation block diagram

将预测速度控制器同扰动观测器结合起来, 并对速度控制器的输出 i_q^* 进行限幅, 限幅为 ± 9 A。

控制策略主要包括速度控制器与电流控制器的设计。根据式(9)得到速度控制器的输出 i_{qr} 。

通过 SMDO 对 i_{qr} 进行补偿,得到 PSC+SMDO 复合速度控制器;电流控制器采用 PI 控制。整体控制框图如图 3 所示。

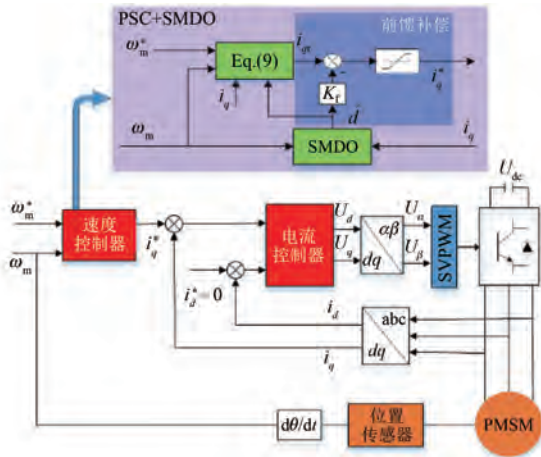


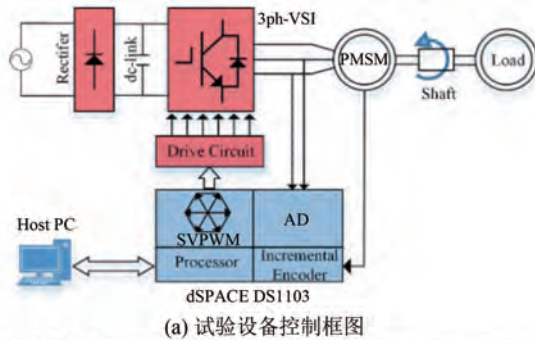
图 3 整体控制框图

Fig. 3 Overall control block diagram

2 试验验证

试验平台如图 4 所示,主要由表贴式 PMSM、驱动电路板、扭矩传感器和磁滞制动器组成,试验平台的控制核心为 dSPACE DS1103。

采用 $i_d^* = 0$ 的矢量控制,电流内环采用 PI 控



(a) 试验设备控制框图



(b) 现场图

图 4 试验平台

Fig. 4 Test platform

制器,结合文献[29],PI 控制器参数设置为 $k_{pc} = 1.5$ 、 $k_{ic} = 50$ 。此外,直流侧电压设置为 150 V,电流采样频率以及脉宽调制的开关频率均为 10 kHz,速度环采样周期 $T_{ds} = 0.001$ s,逆变器的死区时间为 5 μ s。电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

Tab. 1 Motor parameters

参数名称	参数值
额定功率/W	750
额定电流/A	4.2
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	3 000
额定转矩/($N \cdot m$)	2.4
定子电阻/ Ω	0.901
定子电感/mH	6.552
极对数/ n_p	4
转动惯量/($kg \cdot m^2$)	0.000 153
转矩常数/($N \cdot m \cdot A^{-1}$)	0.6
粘滞摩擦因数/($N \cdot m \cdot s$)	0.001

由于所设计的 PSC+SMDO 复合速度控制器包含扰动前馈补偿,而 ADRC 的核心为扰动前馈补偿。为了体现所提方法的有效性,将所设计的控制器与如图 5 所示的基于 ADRC 的速度控制器进行对比。速度控制器输出 i_q^* 表达式为

$$i_q^* = \frac{k(\omega_m^* - \omega_m) - \hat{z}}{b_0} \quad (25)$$

式中: k 为比例控制增益; $b_0 = K_t/J$; $\hat{z}$ 为 ESO 观测到的扰动值。

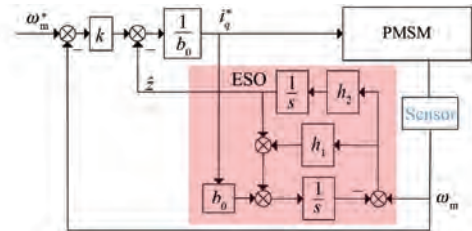


图 5 基于 ADRC 的速度控制器

Fig. 5 Speed controller based on ADRC

将本文设计的 PSC+SMDO 速度控制器与其他几种速度控制器进行对比,参数如表 2 所示。

表 2 速度控制器参数

Tab. 2 Speed controller parameters

参数名称		参数值	参数名称		参数值
PI	k_{pc}	0.08	PSC	ρ	25
	k_{ic}	1.5		α	-5
	k	1 100		ρ	25
ADRC	h_1	200	PSC+SMDO	α	-5
	h_2	10 000		K_f	0.6

2.1 扰动估计

通过电流源对磁滞制动器进行控制来实现电机加载,考虑到其对输入参考信号的响应会有时间延迟,因此有必要通过扭矩传感器测试负载转矩的响应曲线。1 s 时给磁滞制动器突加 2 N·m 负载转矩,4 s 时突卸 2 N·m 负载转矩,由扭矩传感器测得的负载转矩响应曲线如图 6 所示。由图 6 可知,加载的响应时间比卸载过程久,这可能导致转速对卸载过程比较敏感。

如图 7 所示,电机在磁滞制动器作用下加载,以 1 200 rpm 运行,步进负载转矩增量分别为 1.2 N·m、-1.2 N·m、2.4 N·m 和 -2.4 N·m。空载条件下,由于摩擦和谐波电流的影响, q 轴电流约为 0.5 A,转矩估计误差约为 0.18 N·m。步进负载转矩条件下,SMDO 估计的扭矩分别为 1.38 N·m、0.18 N·m、2.6 N·m 和 0.18 N·m。由图 7 可知,SMDO 可以准确地估计负载转矩。

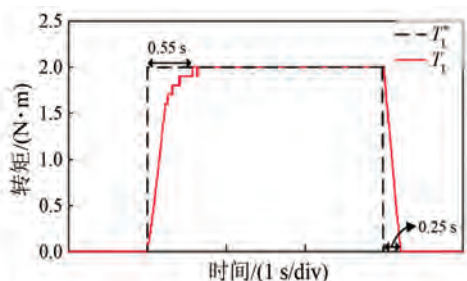


图 6 负载转矩响应

Fig. 6 Load torque response

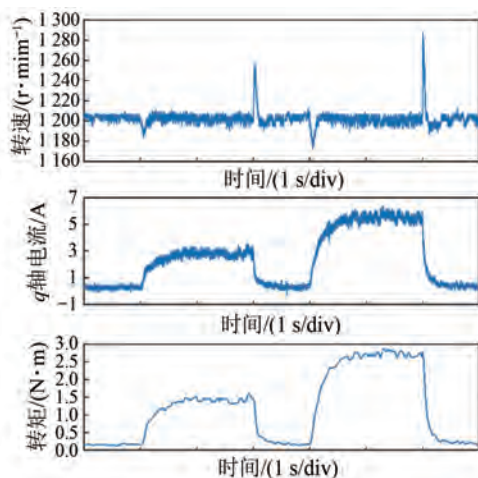


图 7 1 200 r/min 下步进负载试验图

Fig. 7 Step load test diagram at 1 200 r/min

2.2 阶跃响应

阶跃响应测试在全载的情况下进行,即负载

转矩 $T_L = 2.4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。0.3 s 时参考转速从 600 rpm 阶跃到 1 200 rpm,结果如图 8 所示。由图 8 可知,PI 控制存在明显转速超调,超调量约 200 rpm,且需 2.8 s 左右才能收敛到参考转速。ADRC 存在约 30 rpm 的转速超调,需 0.12 s 左右收敛到参考转速。PSC 基本无超调,需 0.07 s 左右收敛到参考转速。PSC+SMDO 也基本无超调,且收敛速度较 PSC 更快。试验结果表明引入 SMDO 能提高系统的动态响应性能。

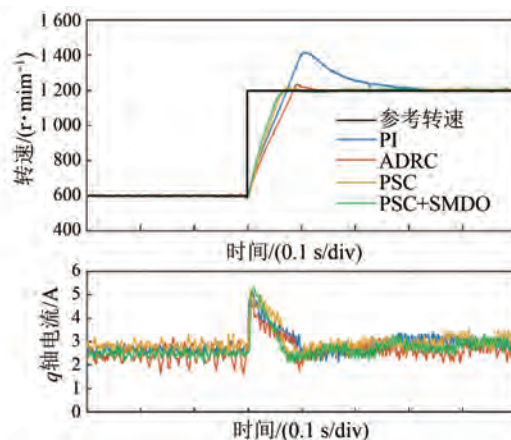


图 8 阶跃响应对比

Fig. 8 Comparison of step response

2.3 干扰抑制

为了比较不同速度控制器对干扰的抑制能力,在转速为 600 rpm,通过磁滞制动器突加负载然后卸载的工况下进行测试。图 9 和图 10 分别为不同速度控制器下的半载响应和全载响应。

通过对比可以发现,在负载转矩突变时,ADRC 具有明显的干扰抑制能力,PSC 也具有不错的干扰抑制能力,而 PI 控制的转速波动较大且恢复时间较长,干扰抑制能力较弱。所提 PSC+SMDO 在前馈补偿作用下,干扰抑制能力较 PSC 明显增强,且恢复时间与 ADRC 基本相同。同时,从图 9 和图 10 的 q 轴电流图可以看出,相较于 PSC,PSC+SMDO 的 q 轴电流纹波更小,这表明前馈补偿能降低电机的运行噪声。不同速度控制器的性能指标对比如表 3 所示。

2.4 稳态响应

图 11~图 14 分别为 PI、ADRC、PSC 和 PSC+SMDO 四种速度控制器在全载条件下启动并达到稳态时的转速、转速误差、 q 轴电流以及 a 相电流稳态波形。可以看出,使用 ADRC 速度控制器时,

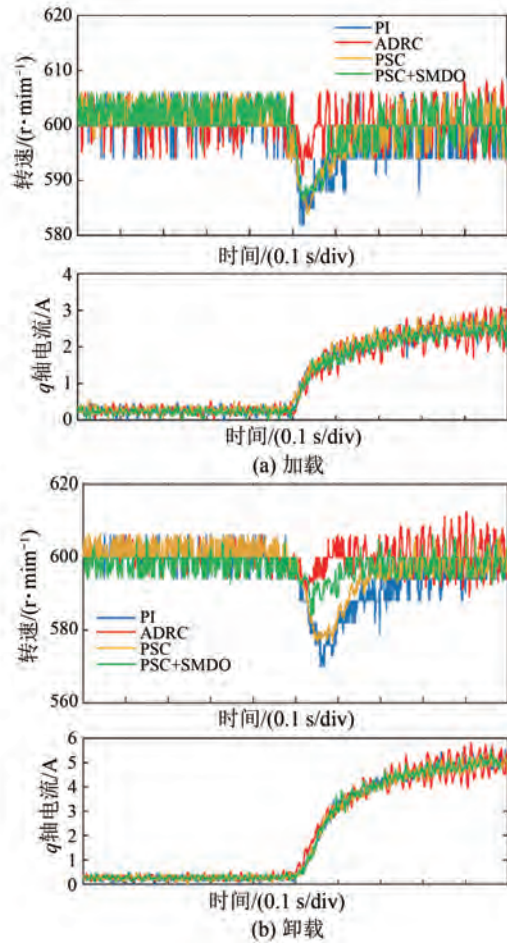


图9 不同速度控制器下的半载响应

Fig. 9 Half-load response under different speed controllers

表3 不同速度控制器的性能指标

Tab. 3 Performance indicators of different speed controllers

负载率	速度控制器	加载		卸载	
		转速波动/ ($r \cdot \min^{-1}$)	恢复时 间/ms	转速波动/ ($r \cdot \min^{-1}$)	恢复时 间/ms
50%	PI	18	151	48	162
	ADRC	10	51	26	77
	PSC	16	105	41	87
	PSC+SMDO	13	84	36	74
100%	PI	30	250	99	167
	ADRC	11	50	57	80
	PSC	22	174	79	101
	PSC+SMDO	17	104	69	85

转速和 q 轴电流波动较大,转速误差达到了 10 rpm, a 相电流波形偏离正弦波;使用 PI 速度控制器时,转速误差和 q 轴电流波动都很小, a 相电流波形接近正弦波;使用 PSC 与 PSC+SMDO 速度

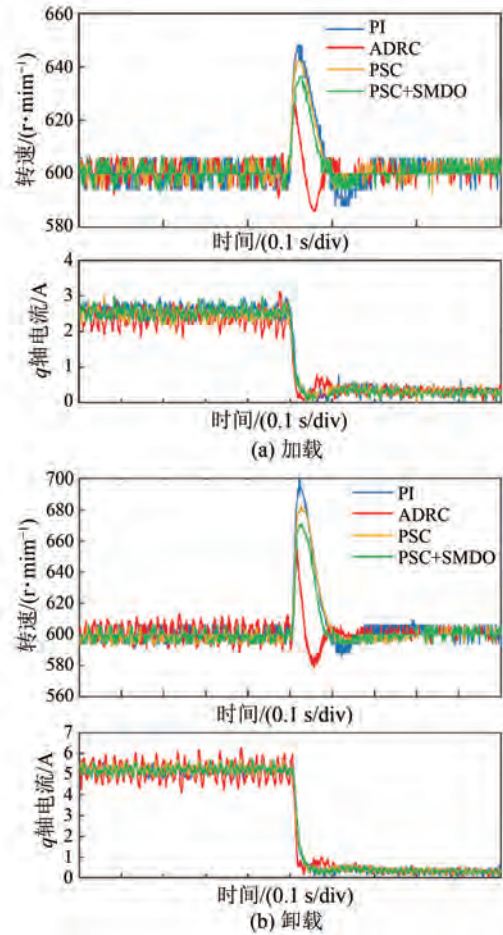


图10 不同速度控制器下的全载响应

Fig. 10 Full load response under different speed controllers

控制器时,转速误差与 PI 速度控制器保持一致, q 轴电流波动较小, a 相电流波形也接近正弦波。为进一步进行对比,对四种速度控制器下的 a 相电流进行快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 分析,结果如图 15 所示。

由图 15 可知,PI 控制、ADRC、PSC 和 PSC+SMDO 速度控制器下的 a 相电流总谐波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 分别为 3.03%、8.13%、5.64% 和 3.44%。可见在所提 PSC+SMDO 速度控制器下的 a 相电流 THD,相较于 PSC 速度控制器降低了 2.2%,相较于 ADRC 速度控制器降低了 4.69%。

2.5 参数摄动下的鲁棒性能

转动惯量分别给定为标称转动惯量的 0.5 倍和 2 倍,得到的负载突变和阶跃响应试验波形,如图 16 和图 17 所示。

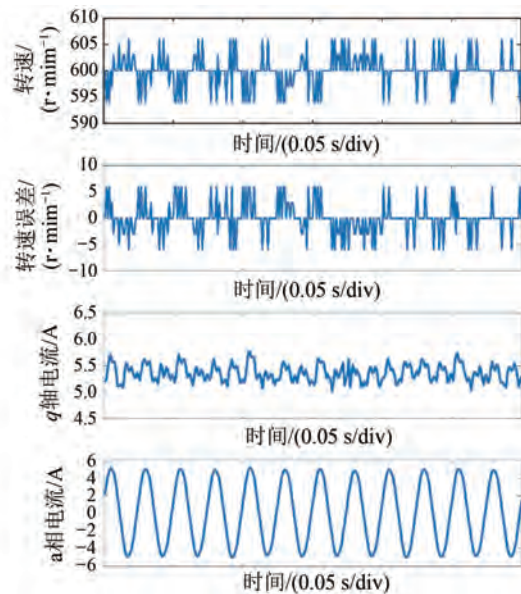


图 11 PI 速度控制器稳态试验波形

Fig. 11 Steady state experimental waveform of PI speed controller

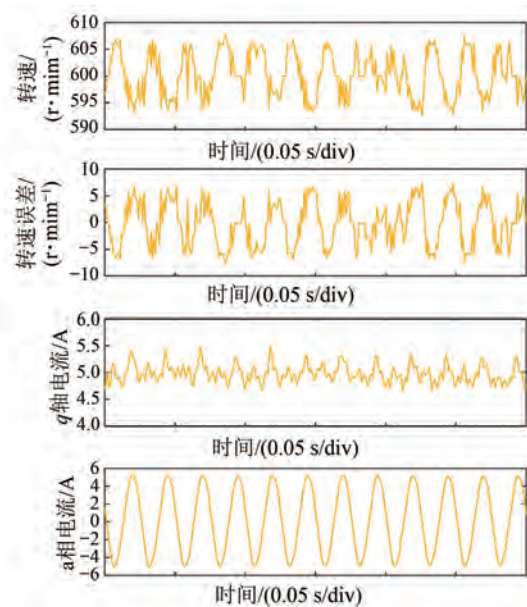


图 13 PSC 速度控制器稳态试验波形

Fig. 13 Steady state experimental waveform of PSC speed controller

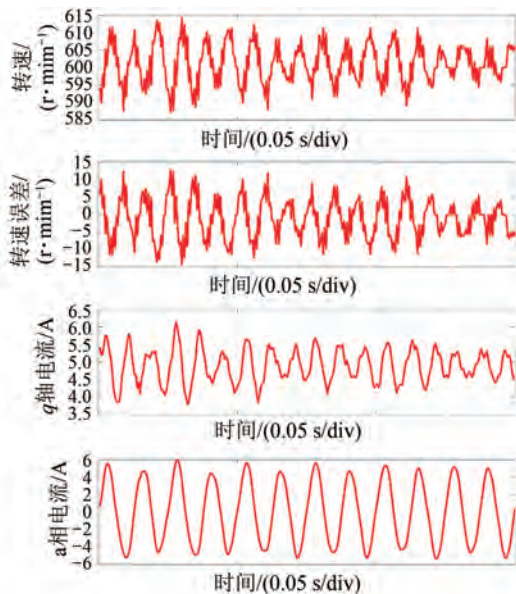


图 12 ADRC 速度控制器稳态试验波形

Fig. 12 Steady state experimental waveform of ADRC speed controller

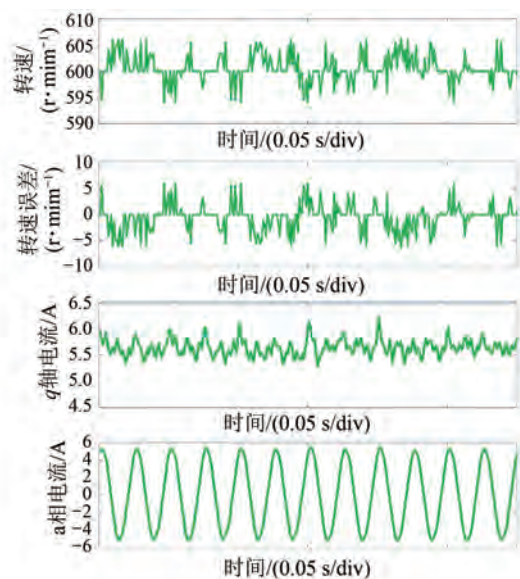


图 14 PSC+SMDO 速度控制器稳态试验波形

Fig. 14 Steady state experimental waveform of PSC+SMDO speed controller

从图 16(a) 和图 17(a) 可以看出, 0.1 s 突加负载时, ADRC 速度控制器无法达到给定转速, 在 0.3 s 突卸负载时可以跟踪给定转速, 这说明转动惯量摄动时, 负载变化对 ADRC 影响很大。而 PSC 与 PSC+SMDO 速度控制器则能在转动惯量摄动的情况下保持稳定运行。由于具有前馈补偿, PSC+SMDO 相较于 PSC 在负载突变时对抗扰

的抑制能力更强。

从图 16(b) 和图 17(b) 可以看出, 0.1 s 速度从 600 rpm 变化到 800 rpm 时, PSC 与 PSC+SMDO 速度控制器均能跟踪给定转速, 而 ADRC 速度控制器则出现偏差, 误差约为 40 rpm。

转矩常数分别给定为标称转矩常数的 0.75 倍与 1.25 倍, 得到的负载突变和阶跃响应试验波形

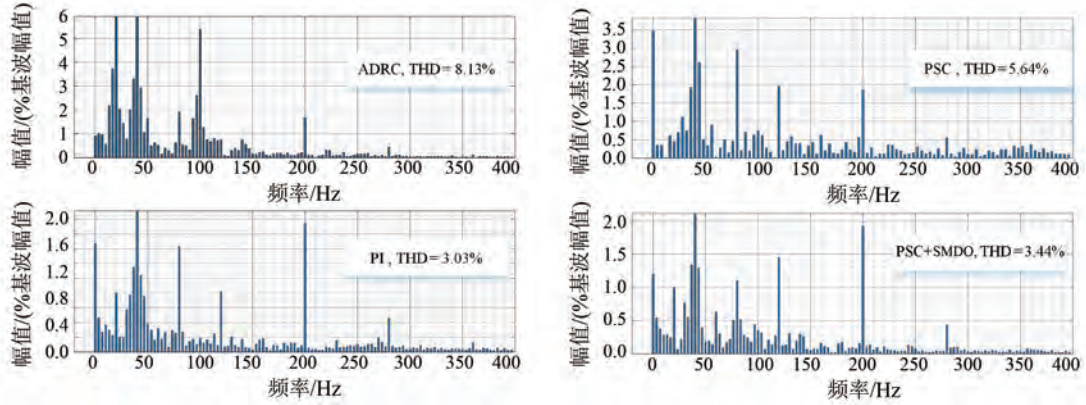
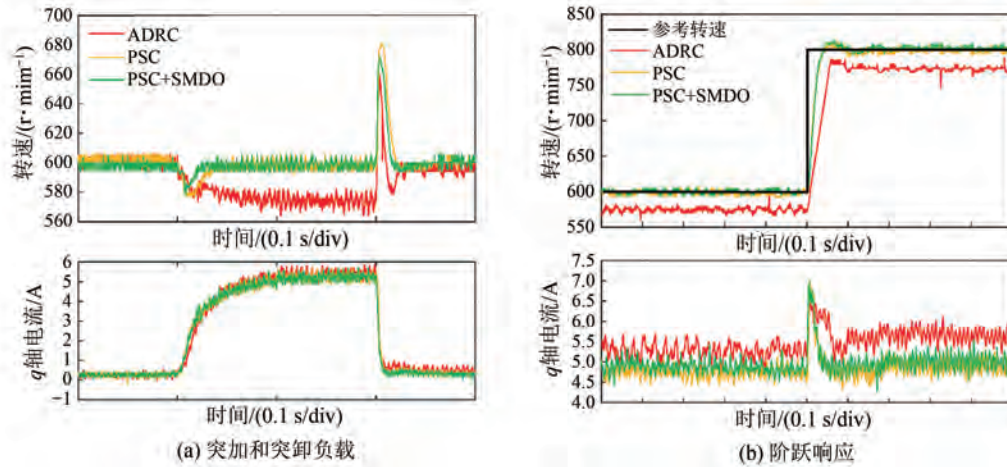
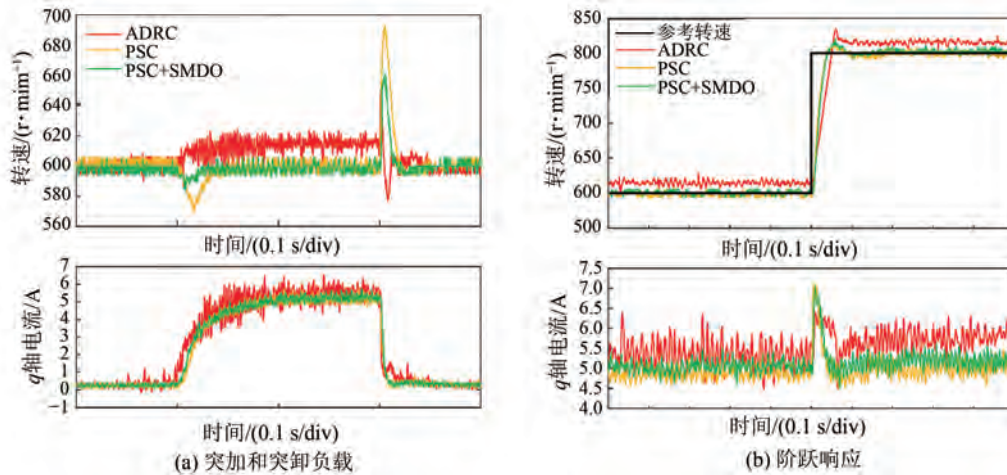


图 15 a 相电流 FFT 分析

Fig. 15 FFT analysis of a-phase current

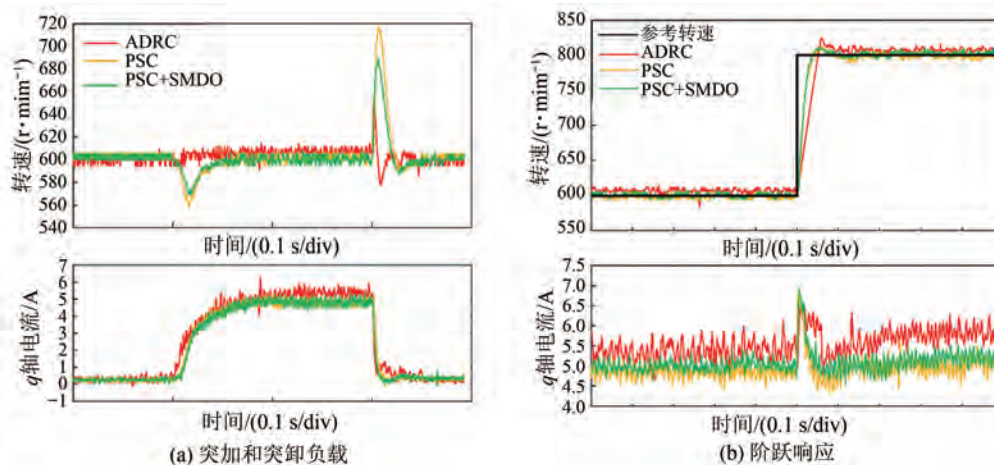
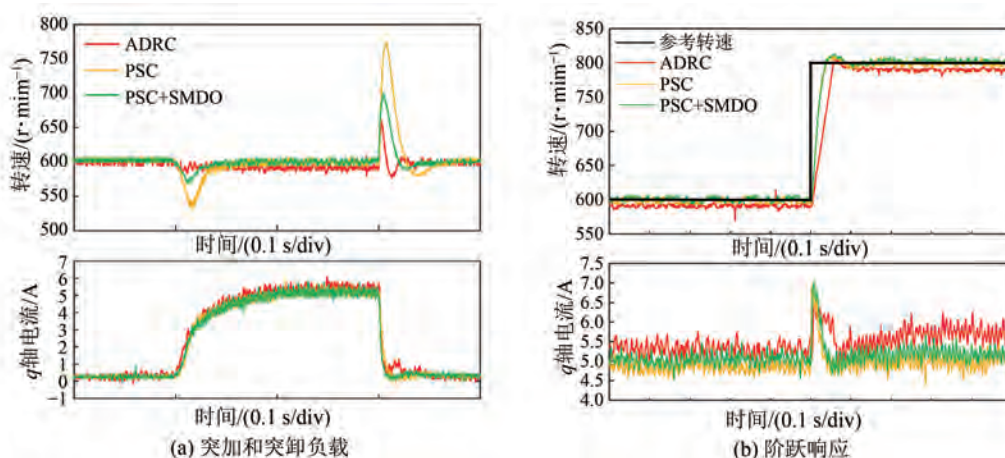
图 16 $J=0.5J_0$ 时不同速度控制器下的试验波形Fig. 16 Experimental waveform under $J=0.5J_0$ for different speed controllers图 17 $J=2J_0$ 时不同速度控制器下的试验波形Fig. 17 Experimental waveform under $J=2J_0$ for different speed controllers

如图 18 和图 19 所示。

从图 18(a) 和图 19(a) 可以看出,空载时 ADRC 速度控制器具有不错的稳态性能,但在

0.1 s 加载时,仍具有稳态误差,这表明转矩常数扰动对 ADRC 速度控制器依旧有较大影响。

从图 18(b) 和图 19(b) 可以看出,0.1 s 速度

图 18 $K_t = 0.75K_{t0}$ 时不同速度控制器下的试验波形Fig. 18 Experimental waveform under $K_t = 0.75K_{t0}$ for different speed controllers图 19 $K_t = 1.25K_{t0}$ 时不同速度控制器下的试验波形Fig. 19 Experimental waveform under $K_t = 1.25K_{t0}$ for different speed controllers

从 600 rpm 变化到 800 rpm 时, ADRC 速度控制器出现偏差, 且不能稳定跟踪给定转速, 误差为 20 rpm。而转矩常数摄动对 PSC 与 PSC+SMDO 速度控制器基本则无影响。

3 结语

本文根据 PMSM 机械运动方程反推出给定 q 轴电流。由于运动模型包含负载转矩, 设计了一种改进 SMDO 用来观测负载, 同时将估计的扰动通过前馈补偿反馈到速度控制器中, 提出了一种用于 PMSM 驱动系统的复合速度控制器, 并在 dSPACE 半实物仿真平台上进行试验, 得到如下结论。

(1) 所设计的改进 SMDO 可以准确估计负载扰动, 将扰动信息实时反馈到速度控制器, 实现无稳态误差运行。

(2) 所设计 PSC+SMDO 速度控制器具有较强的抗干扰性能和跟踪性能。无参数摄动时, ADRC 速度控制器鲁棒性能较为优异, 而所提 PSC+SMDO 速度控制器相较于 PSC 速度控制器、PI 速度控制器, 鲁棒性能也明显提升; 参数摄动时, ADRC 速度控制器受参数变化影响, 而所提 PSC+SMDO 速度控制器仍能保持较好的鲁棒性。

(3) 在所设计的 PSC+SMDO 速度控制器下, 电机电流 THD 较低, a 相电流 THD 为 3.44%, 相较于使用 PSC 和 ADRC 速度控制器, a 相电流 THD 分别降低 2.2% 和 4.69%。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of

interests.

作者贡献

洪俊杰进行了方案设计和内容总结,赵明郎进行了试验研究和论文撰写,黄龙蛰、余炳荣、贺奕龙和严柏平参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design and content summary were carried out by Hong Junjie. The experiment and manuscript writing were conducted by Zhao Minglang. The manuscript was revised by Huang Longzhe, Yu Bingrong, He Yilong and Yan Boping. All authors have read the last version of paper and consented for submission.

参考文献

- [1] 贾红敏, 张立广, 闫昱. 基于改进自抗扰的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(10): 33-39.
- [2] WANG Z K, CHING T W, HUANG S J, et al. Challenges faced by electric vehicle motors and their solutions [J]. IEEE Access, 2021, 9(1): 5228-5249.
- [3] 许家群, 王天琪, 贾普凡. 永磁同步电机准谐振自抗扰电流谐波抑制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2450-2460.
- [4] 冯琪茗, 董秀成, 刘元. 一种新型趋近律的PMSM模糊自适应终端滑模控制[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 74-83.
- [5] YIN Y F, LIU L, VAZQUEZ S, et al. Disturbance and uncertainty attenuation for speed regulation of PMSM servo system using adaptive optimal control strategy [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 3410-3420.
- [6] WU J, ZHANG J D, NIE B C, et al. Adaptive control of PMSM servo system for steering-by-wire system with disturbances observation [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 2015-2028.
- [7] WANG Y Q, FENG Y T, ZHANG X G, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.
- [8] XU B, ZHANG L, JI W. Improved non-singular fast terminal sliding mode control with disturbance observer for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2753-2762.
- [9] 艾雄雄, 张博, 邓斌, 等. 基于扰动估计补偿的PMLSM固定时间积分滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(9): 28-34.
- [10] HAO Z J, YANG Y, GONG Y M, et al. Linear/nonlinear active disturbance rejection switching control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9334-9347.
- [11] LIN P, WU Z, LIU K Z, et al. A class of linear-nonlinear switching active disturbance rejection speed and current controllers for PMSM [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14366-14382.
- [12] 迟世伟, 刘慧博. 基于前馈补偿的永磁同步电机自抗扰控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(1): 9-13.
- [13] ZHEN S C, HAO J J, LIU X L, et al. A practical robust bounded control for permanent magnet linear motor with inequality constraints [J]. Control Engineering Practice, 2022, 122: 105068.
- [14] LI L Y, PEI G J, LIU J X, et al. 2-DOF robust H_{∞} PMSM servo system using adaptive optimal control strategy [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 3410-3420.

- control for permanent magnet synchronous motor with disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(3): 3462-3472.
- [15] 洪俊杰, 赵明郎, 严柏平, 等. 带扰动补偿的永磁同步电机鲁棒 H_∞ 控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(4): 70-81.
HONG J J, ZHAO M L, YAN B P, et al. Robust H_∞ control of permanent magnet synchronous motor with disturbance compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(4): 70-81.
- [16] 杨狂彪, 石坚. 改进型永磁同步电机有限控制集模型预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(12): 92-100.
YANG K B, SHI J. Model predictive direct speed control of induction motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(12): 92-100.
- [17] 李自成, 易亚文, 王后能, 等. 基于有限集电流预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8): 13-18+28.
LI Z C, YI Y W, WANG H N, et al. Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motor based on finite set current predictive control [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(8): 13-18+28.
- [18] ENGLERT T, GRAICHEN K. Nonlinear model predictive torque control and setpoint computation of induction machines for high performance applications [J]. Control Engineering Practice, 2020, 99: 104415.
- [19] SONG J, ZHENG W X, NIU Y G. Self-triggered sliding mode control for networked PMSM speed regulation system: A PSO-optimized super-twisting algorithm [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(1): 763-773.
- [20] QU L Z, QIAO W, QU L Y. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6175-6184.
- [21] VADIVEL R, JOO Y H. Reliable fuzzy H_∞ control for permanent magnet synchronous motor against stochastic actuator faults [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2019, 51(4): 2232-2245.
- [22] CHEN Z Y, XIAO F B, CHEN Y, et al. An improved model predictive direct speed control with synchronous prediction and weight factor optimization for PMSM application [J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2023, 18(6): 4257-4268.
- [23] KARAMANNAKOS P, GEYER T. Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7434-7450.
- [24] ZHOU Z Q, WANG J J, ZHANG S K. Speed synchronization control strategy of dual-motor system with explicit model predictive control [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(3): 2787-2798.
- [25] ZHANG X G, WANG Z W. Simple robust model predictive current control for PMSM drives without flux-linkage parameter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3515-3524.
- [26] YANG Z B, MIAO C H, SUN X D. Model predictive current control for IPMSM drives with extended-state-observer-based sliding mode speed controller [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2023, 38(2): 1471-1480.
- [27] WANG F X, KE D L, YU X H, et al. Enhanced predictive model based deadbeat control for PMSM drives using exponential extended state observer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2357-2369.
- [28] GARCIA C, RODRIGUEZ J, SILVA C, et al. Full predictive cascaded speed and current control of an induction machine [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(3): 1059-1067.
- [29] 王莉娜, 朱鸿悦, 杨宗军. 永磁同步电动机调速系统 PI 控制器参数整定方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 104-117.
WANG L N, ZHU H Y, YANG Z J. Tuning method for PI controllers of PMSM driving system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(5): 104-117.

收稿日期:2024-08-29

收到修改稿日期:2024-10-15

作者简介:

洪俊杰(1981-),男,博士,副教授,研究方向为电力电子与电力传动和电机驱动技术,1679366593@qq.com;

*通信作者:赵明郎(1999-),男,硕士研究生,研究方向为电机驱动控制,2899480082@qq.com。