

基于双扰动观测器的永磁同步电机双惯量系统 无模型递归终端滑模控制

吕玉映, 赵凯辉, 游鑫, 谯梦洁, 何颖燊, 涂麟轩

(湖南工业大学电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 为了提高永磁同步电机双惯量系统在不确定性扰动影响下的控制性能, 提出一种基于双扰动观测器的无模型递归终端滑模控制策略。首先, 建立存在不确定性扰动的永磁同步电机双惯量系统模型, 并结合无模型控制与递归终端滑模控制设计无模型递归终端滑模控制器, 使系统状态直接从滑模面开始运动, 缩短了状态误差的收敛时间, 有效抑制抖振。其次, 通过构造扩张状态观测器观测负载速度并反馈到改进型扩展扰动滑模观测器中, 构成双扰动观测器。同时, 双扰动观测器精确估计总扰动信号并前馈补偿到所设计的控制器, 进一步提高系统稳态性能和抗扰动能力。最后, 通过仿真和实验验证得出, 所提出的控制方案相较于比例积分控制和改进型无模型滑模控制方法更具有优越性和可行性。

关键词: 双惯量系统; 永磁同步电机; 快速积分终端滑模控制; 无模型递归终端滑模控制; 双扰动观测器

Model-free recursive terminal sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor dual inertia system based on a double disturbance observer

LÜ Yuying, ZHAO Kaihui, YOU Xin, QIAO Mengjie, HE Yingshen, TU Linxuan

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China)

Abstract: To improve the control performance for the dual-inertia system of a permanent magnet synchronous (PMSM) motor under the influence of uncertainty, this paper proposes a model-free recursive terminal sliding-mode control method based on a dual perturbation observer. First, a dual-inertia system model for the PMSM is established with uncertain disturbances. The model-free recursive terminal sliding mode controller that is devised by combining model-free control and recursive terminal sliding mode control enables the system state to be moved from the sliding mode surface at the beginning. This shortens the time for the state error to converge and effectively suppresses chattering. Then, a dual disturbance observer is designed by constructing an extended state observer to observe load speed and feed it back to an improved extended disturbance sliding mode observer. It accurately estimates the lumped disturbance signals and puts the feed-forward compensation to the controller, which further improves the steady-state performance and the anti-disturbance capability of the system. Finally, the superiority and effectiveness of the scheme is verified by simulation and experiment which contrasts it with proportional-integral and improved model-free sliding mode control.

This work is supported by the Key Project of National Natural Science Foundation of China (No. 52172403, No. 62173137, and No. 62303178).

Key words: dual-inertia system; permanent magnet synchronous motor; fast integral terminal sliding mode control; model-free recursive terminal sliding mode control; double disturbance observer

0 引言

在高速列车、船舶运载、自动化生产等工业应

基金项目: 国家自然科学基金重点项目资助(52172403, 62173137, 62303178); 湖南省自然科学基金项目资助(2023JJ50193, 2023JJ30214, 2023JJ50196); 湖南省教育厅科学研究项目资助(21A0354, 22B0577, 21C0446)

用中, 作业器械一般是由电机通过连接装置与负载连接执行任务。为了便于分析, 通常把连接电机和负载的驱动系统简化为双惯量系统^[1]。由于实际的连接装置一般都具有一定的柔性, 则理想的刚性负载系统弱化为柔性负载系统, 这样可能会引发机械谐振, 双惯量系统的速度、转矩等不可避免地出现明显波动, 从而破坏系统的稳定性。同时, 受未建模部分、参数变化和外部扰动等未知扰动的影响,

进一步降低了系统的稳定性^[2]。为解决上述问题,有学者提出采用机械手段,如改变工艺或者材料等,但目前的工艺无法制造出理想的刚性负载系统,故很难抑制系统抖振。同时,也有研究者主张采用控制方法,如基于比例积分(proportional-integral, PI)的控制,但其鲁棒性和抗扰性不适用于控制精度要求高的工作场合^[3]。

近年来,越来越多的先进算法被提出,如自抗扰控制^[4-6]、自适应控制^[7-9]、模型预测控制^[10-12]、鲁棒控制^[13]、滑模控制^[14-15]等广泛应用于电机控制或者双惯量系统控制。其中,滑模控制因具有对参数变化不敏感、对外部干扰强鲁棒性和良好的动态性能等优点而被广泛应用。然而,传统的线性滑模因渐近收敛及高频抖振问题限制了其应用。为解决以上问题,文献[16]提出一种积分终端滑模控制策略,通过非线性积分的补偿作用,系统状态始终保持在终端滑模面上做趋近运动,从而实现了系统状态在有限时间内收敛,改善了系统的暂态响应。文献[17]提出了一种自适应离散积分终端滑模控制方法,提升了系统的动态响应性能,进一步增强系统的稳定性。然而,以上方法都存在同样的问题,即系统状态在远离平衡点时收敛速度缓慢,为增强鲁棒性而必须选择更大的开关增益,这样会导致系统高频抖振。为此,文献[18]设计了全局快速积分终端滑模面,设定积分的上下限值,使得系统状态能够在滑模面上运动,在保持全局鲁棒性的同时,进一步缩短了收敛时间。文献[19]从增强系统的抗干扰能力和抑制转矩脉动的角度出发,提出一种基于迭代学习观测器的新型快速积分终端滑模控制策略,系统状态在远离平衡点时呈现出更快的收敛速度。

电机驱动系统的不确定性扰动通常无法直接测量,也很难得到补偿,这引起学者的重点关注。文献[20]设计了一种超螺旋滑模观测器实时估计未知扰动并进行前馈补偿,有效地削弱了抖振,但实验工况设置较单一,抗扰性能仍需要进一步验证。为了精准控制双惯量系统的位置,文献[21]采用基于扩张状态观测器(extended state observer, ESO)的自抗扰控制技术,补偿了系统的扰动,但仍无法完全消除稳态振荡。文献[22]提出基于双观测器的自适应控制算法控制非线性系统的未知死区,其控制参数少,且提高了系统的鲁棒性和抗干扰能力,但需要进行实验验证。

无模型控制(model-free control, MFC)方法由于能够解决在实际复杂环境中建立精准数学模型的难题,且可以减少对参数变化的敏感度,成为研究热点之一。文献[23]基于新型超局部模型,设计了基于

扩展滑模扰动观测器(extended sliding mode disturbance observer, ESMDO)的改进型无模型滑模控制(improved model-free sliding mode control, IMFSMC)器,改善了电机系统的总体性能,抑制电流脉振,实现稳态误差的快速收敛,但抑制抖振效果仍需提升。文献[24]提出无模型预测电流滑模的控制算法,降低了系统噪声干扰,同时改善了电流脉动,但在低采样频率下,系统的控制精度降低。

受上述启发,为了提高永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)双惯量系统在不确定性扰动影响下的控制性能,本文提出一种基于双扰动观测器(double disturbance observer, DDO)的无模型递归终端滑模控制(model free recursive terminal sliding mode control, MFRTSMC)方法。该方法将无模型控制与递归终端滑模控制相结合,降低了对双惯量系统精确建模以及参数选择的难度;将积分快速终端滑模(integral fast terminal sliding mode, IFTSM)面嵌套在递归终端滑模(recursive terminal sliding mode, RTSM)面上,提升系统响应速度并且能有效抑制抖振;同时,通过ESO观测负载速度并反馈到改进型扩展扰动滑模观测器(improved extended disturbance sliding mode observer, IEDSMO),形成DDO实时估计不确定性扰动,并前馈补偿到MFRTSMC控制器中,实现了系统状态在有限时间内的快速收敛,提高了系统的鲁棒性。最后,通过仿真和半实物实验验证了该控制方案的有效性。

1 PMSM 双惯量系统数学模型

忽略铁心饱和,不考虑涡流和磁滞损耗,并假设没有参数失配,PMSM双惯量系统在 $d-q$ 轴坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_r) \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_M} \left[\frac{3}{2} n_p \psi_r i_q - T_s - b_m \omega_m \right] \\ \frac{d\omega_l}{dt} = \frac{1}{J_L} (T_s - T_L - b_l \omega_l) \\ T_s = b_s (\omega_m - \omega_l) + k_s (\theta_m - \theta_l) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴的定子电压和定子电流; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴定子电感; R_s 为定子电阻; ψ_r 为永磁体磁链; ω_m 、 ω_e 分别为电机的机械角速度和电角速度, $\omega_e = n_p \omega_m$; ω_l 为负载的机械角速度; θ_m 、 θ_l 分别为电机和负载的机械角

度; J_M 、 J_L 分别为电机和负载转动惯量; k_s 为连接轴的扭转刚度系数; b_s 为连接轴的抗扭转阻尼系数; n_p 为极对数; b_m 、 b_L 分别为电机和负载的摩擦系数; T_s 为连接轴的轴转矩; T_L 为负载转矩; 对于表贴式 PMSM, $L_d = L_q$, 电磁转矩 $T_e = 1.5n_p^2\psi_r i_q$ 。

如图 1 所示, 在双惯量系统中, 电机端承受电磁转矩 T_e 和轴转矩 T_s 的作用力。当电机和负载端之间的连接装置为弹性连接时, 由于负载端受轴转矩 T_s 和负载转矩 T_L 的作用力, 连接装置会发生弹性形变, 这会导致电机和负载侧转速不一致。图 2 为双惯量系统结构框图。

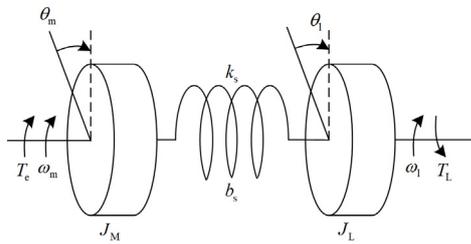


图 1 双惯量系统模型图

Fig. 1 Model of two-inertia system

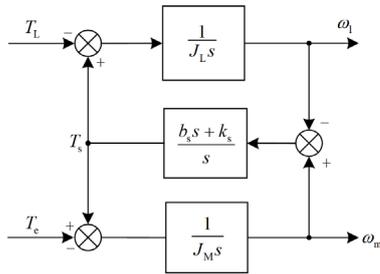


图 2 双惯量系统结构框图

Fig. 2 Structure of two-inertia system

当存在不确定性扰动时, PMSM 双惯量系统转速环模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + \Delta F_d \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \psi_r) + \Delta F_q \\ \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{1}{J_M} \left[\frac{3}{2} n_p^2 \psi_r i_q - b_m (\omega_e - \omega_L) - k_s (\theta_e - \theta_L) \right] - \Delta F_m \\ \frac{d\omega_L}{dt} = \frac{1}{J_L} [n_p T_s - n_p T_L - b_L \omega_L] + \Delta F_L \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$\begin{cases} \Delta F_d = \Delta R_s i_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q \\ \Delta F_q = \Delta R_s i_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Delta L_d i_d \\ \Delta F_m = \frac{n_p}{J_M} (\Delta H_m + \Delta f_m + \Delta P_m) \\ \Delta F_L = \frac{n_p}{J_L} (\Delta H_L + \Delta f_L + \Delta P_L) \end{cases} \quad (3)$$

式中: θ_e 为电机的机械角度, $\theta_e = n_p \theta_m$; ω_L 和 θ_L 分别为负载的电角速度和机械角度, $\omega_L = n_p \omega_1$, $\theta_L = n_p \theta_1$; ΔF_d 和 ΔF_q 分别为由电磁参数扰动引发的 d 、 q 轴总扰动; ΔF_m 、 ΔF_L 分别为电机和负载侧的未知总扰动, 其有界可导, 包括内部参数扰动引发的干扰、外部扰动和未建模误差等; Δf_m 、 ΔH_m 和 ΔP_m 分别表示电机侧的建模误差、外部干扰和参数不确定性; Δf_L 、 ΔH_L 和 ΔP_L 分别为负载侧的建模误差、外部干扰和参数未确定性; ΔR_s 、 ΔL_d 和 ΔL_q 分别为电机的电阻, d 、 q 轴电感的参数变化量。

2 无模型递归终端滑模控制器的设计

为提高双惯量系统响应速度并有效抑制抖振, 将递归终端滑模控制 (recursive terminal sliding mode control, RTSMC) 与 MFC^[23] 相结合, 提出 MFRTSMC 控制策略。

根据 MFC 理论, 结合式(2)可得双惯量系统的转速环超局部模型为

$$\frac{d\omega_e}{dt} = A i_q + B \omega_e + D \quad (4)$$

式中: D 为电机侧的未知部分, 其连续可导;

$$A = \frac{3}{2J_M} n_p^2 \psi_r; \quad B = -\frac{(b_m + b_L)}{J_M}.$$

定义系统状态变量为

$$\begin{cases} x_1 = \omega_e^* - \omega_e \\ x_2 = \dot{x}_1 \end{cases} \quad (5)$$

式中: x_1 、 x_2 为状态变量; ω_e^* 为 ω_e 的参考值。

2.1 MFRTSMC 控制器设计

为保证系统状态在有限时间内收敛, 采用一种新型 IFTSM 面^[25], 即

$$z = x_1 + \int_0^t (\sigma_1 x_1 + \sigma_2 x_1^\alpha) d\tau \quad (6)$$

式中: z 为 IFTSM 滑模函数; σ_1 、 σ_2 和 α 为待设计的滑模面参数, $0 < \sigma_1 < 1$, $0 < \sigma_2 < 1$, $0 < \alpha < 1$ 。

为加快收敛速度, 在式(6)新型积分快速终端滑

模面的基础上, 设计 RTSM 面^[26] s 为

$$\begin{cases} s = z + \eta\tau \\ \dot{\tau} = z + |z|^\beta \text{sign}(z) \end{cases} \quad (7)$$

式中: τ 为 s 的滑模函数; η 、 β 为待设计参数, $\eta > 0$, $0 < \beta < 1$ 。设置 z 的初始条件为

$$\begin{cases} \tau(0) = -\frac{z(0)}{\eta} \\ z(0) = -\eta\tau(0) \end{cases} \quad (8)$$

式中, $z(0)$ 和 $\tau(0)$ 分别为滑模函数 z 和 τ 到达 RTSM 滑模面 $s = 0$ 的初始值。

控制状态变量直接从 RTSM 的滑模面 $s = 0$ 开始运动, 以减少趋近滑模面的运动时间。运行在滑模面时, $z = -\eta\tau$, 代入式(7)可得

$$\tau^{-\beta} \frac{d\tau}{dt} + \eta\tau^{1-\beta} = -\eta^\beta \quad (9)$$

根据一阶线性微分方程通解可得

$$\tau^{1-\beta}(t) = (\tau^{1-\beta}(0) + \eta^{\beta-1})e^{-(\beta-1)\eta t} - \eta^{\beta-1} \quad (10)$$

当 $s = 0$, z 和 τ 的收敛时间一致时, 可得滑模函数 z 的收敛时间 t_1 为

$$t_1 = t_\tau = \frac{1}{(1-\beta)\eta} \ln \left[\frac{\eta^{(\beta-1)}}{(\tau(0)^{1-\beta} + \eta^{(\beta-1)})} \right] \quad (11)$$

将式(4)一式(6)代入式(7), 并令 $\dot{s} = 0$, 可得等效控制律 u_{eq} 为

$$u_{eq} = \frac{1}{A}(\dot{\omega}_e^* - B\omega_e - \hat{D} + \sigma_1 x_1 + \sigma_2 x_1^\alpha + \eta\dot{\tau}) \quad (12)$$

式中, \hat{D} 为 D 的估计值。

同时, 设计非线性切换控制项 u_{ns} , 以减小稳态误差, 并抑制系统抖振^[27]。

$$u_{ns} = \frac{1}{A}(\gamma_1 |x_1| \text{sign}(s) + \gamma_2 |x_1| |s|) \quad (13)$$

式中, γ_1 、 γ_2 为待设计参数, $\gamma_1 > 0$, $\gamma_2 > 0$ 。

故可得 MFRTSMC 控制律 u 为

$$u = u_{eq} + u_{ns} \quad (14)$$

由式(14)可得所设计的 PMSM 双惯量系统转速环超局部无模型递归终端滑模控制器结构, 如图 3 所示。

2.2 稳定性证明

构造 Lyapunov 函数 V_1 为

$$V_1 = 0.5x_1^2 \quad (15)$$

求导得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= x_1 \dot{x}_1 = -x_1(\sigma_1 x_1 + \sigma_2 x_1^\alpha) \leq \\ &-\sqrt{2} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} x_1 \right) (\sigma_1 |x_1| + \sigma_2 |x_1|^\alpha) \leq \\ &-\sqrt{2} V_1^{\frac{1}{2}} (\sigma_1 |x_1| + \sigma_2 |x_1|^\alpha) \leq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

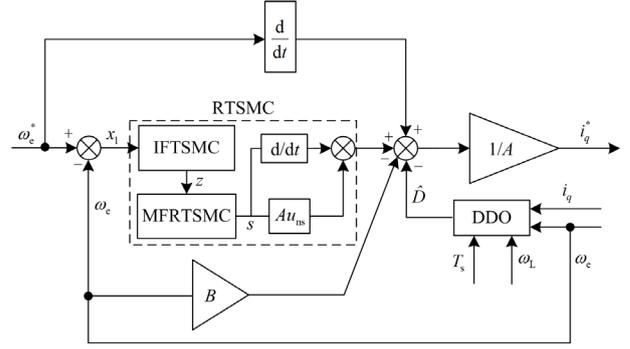


图 3 无模型递归终端滑模控制框图

Fig. 3 Structure of the MFRTSMC

移项可得

$$\dot{V}_1 + \sqrt{2}(\sigma_1 |x_1| + \sigma_2 |x_1|^\alpha) V_1^{\frac{1}{2}} \leq 0 \quad (17)$$

由有限时间稳定理论^[28]可知, 变量 x_1 能够在有限时间内到达平衡点, 其到达时间 t_{x_1} 为

$$t_{x_1} \leq \sqrt{2} V_1^{1/2} / (\sigma_1 |x_1| + \sigma_2 |x_1|^\alpha) \quad (18)$$

对于递归终端滑模面, 定义 Lyapunov 函数 V_s 为

$$V_s = 0.5s^2 \quad (19)$$

求导得

$$\begin{aligned} \dot{V}_s &= s\dot{s} = \\ &s(\dot{\omega}_e^* - Au - B\omega_e - D + \sigma_1 x_1 + \sigma_2 x_1^\alpha + \eta\dot{\tau}) = \\ &s[\dot{\omega}_e^* - A(u_{eq} + u_{ns}) - B\omega_e - D] + \\ &s(\sigma_1 x_1 + \sigma_2 x_1^\alpha + \eta\dot{\tau}) = \\ &s(-\gamma_1 |x_1| \text{sgn}(s) - \gamma_2 |x_1| |s| - D + \hat{D}) = \\ &-\gamma_1 |x_1| |s| - \gamma_2 |x_1| |s|^2 - s e_D \leq \\ &-\gamma_1 |x_1| |s| - \gamma_2 |x_1| |s|^2 - |s| e_D \end{aligned} \quad (20)$$

式中, $e_D = D - \hat{D}$ 为双扰动观测器观测的扰动估计误差, 其有界可导。

当观测器精准估计扰动时, $e_D = 0$, 则有

$$\dot{V}_s \leq -\gamma_1 |x_1| |s| - \gamma_2 |x_1| |s|^2 \leq 0 \quad (21)$$

令 $n_1 = \gamma_2 |x_1|$ 、 $n_2 = \gamma_1 |x_1|$, 可得

$$\dot{V}_s \leq -2n_1 V - \sqrt{2} n_2 V^{\frac{1}{2}} \quad (22)$$

同理, 由有限时间稳定收敛理论^[29]可得 RTSM 面 s 收敛时间 t_v 为

$$t_v \leq \frac{2}{n_1} \ln \left[\frac{n_1}{n_2} V^{\frac{1}{2}}(0) + 1 \right] \quad (23)$$

因此, MFRTSMC 能保证系统状态在有限时间 $t = t_\tau + t_{x_1} + t_v$ 内收敛。

3 双扰动观测器的设计

本文中, 由 ESO 和 IEDSMO 构成的双扰动观测器(DDO)实时估计未知扰动, 并对 MFRTSMC 控制器进行前馈补偿, 以消除外部扰动和内部参数摄动等未知扰动对双惯量系统的影响, 从而提高系统的鲁棒性。

根据式(2)、式(4)将总扰动 D 分为 $b_s \omega_L / J_M$ 和 $d = -k_s(\theta_c - \theta_L) / J_M + \Delta F_m$ 两部分; 其中, d 由 IEDSMO 在线估计, $b_s \omega_L / J_M$ 由 ESO 观测。

3.1 IEDSMO 的设计

将扰动 d 扩展为新的状态变量, 可得状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}}_e \\ \dot{\hat{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_e \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -b_s / J_L \\ 0 \end{bmatrix} \omega_L + \begin{bmatrix} 0 \\ \Theta \end{bmatrix} \quad (24)$$

式中, Θ 为扰动 d 的导数, 且 d 和 Θ 有界。

根据式(24), 构造观测器为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}}_e \\ \dot{\hat{d}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e \\ \hat{d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} -b_s / J_L \\ 0 \end{bmatrix} \hat{\omega}_L + \begin{bmatrix} 1 \\ \zeta \end{bmatrix} A_e \quad (25)$$

式中: $\hat{\omega}_e$ 为 ω_e 的观测值; \hat{d} 为 d 的估计值; ζ 为控制增益; A_e 为观测器的滑模控制律。

定义电角速度观测误差 e 和扰动 d 的估计误差 e_d 分别表示为

$$\begin{cases} e = \hat{\omega}_e - \omega_e \\ e_d = \hat{d} - d \end{cases} \quad (26)$$

式中, $|e_d|$ 存在上界 d_{\max} , 即 $|e_d| \leq d_{\max}$ 。

为了获得更好的跟踪精度和良好的动态响应, 采用改进型非线性趋近律^[30]设计滑模控制律 A_e , 有

$$\begin{cases} A_e = -\mu_1 |s_1|^{\lambda_1} \text{sign}(s_1) - \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} \text{sign}(s_1) - mf(s_1) \\ f(s_1) = \begin{cases} s_1, & |s_1| \leq \phi \\ \text{sign}(s_1), & |s_1| > \phi \end{cases} \end{cases} \quad (27)$$

式中: λ_1 、 λ_2 为待设计参数, $\lambda_1 \in (0,1)$, $\lambda_2 \in (0,1)$; μ_1 、 μ_2 、 ϕ 和 m 为任意正实数; $f(s_1)$ 为非线性函数。

定义 e 为 IEDSMO 的滑模面 s_1 , 即

$$s_1 = e \quad (28)$$

由式(24)一式(28)可得

$$\dot{s}_1 = Be + e_d - \mu_1 |s_1|^{\lambda_1} \text{sign}(s_1) - \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} \text{sign}(s_1) - mf(s_1) \quad (29)$$

选取 Lyapunov 函数 V_{s_1} 为

$$V_{s_1} = 0.5s_1^2 \quad (30)$$

对式(30)求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_{s_1} &= s_1 \dot{s}_1 = \\ & s_1 \left[Be + e_d - \mu_1 |s_1|^{\lambda_1} \text{sign}(s_1) - \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} \text{sign}(s_1) - mf(s_1) \right] \leq \\ & |s_1| \left[|B| |e| + d_{\max} - \mu_1 |s_1|^{\lambda_1} - \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} - mf(s_1) \right] \end{aligned} \quad (31)$$

1) 当 $|s_1| \leq \phi$, $f(s_1) = s_1$ 时, 由于 $B < 0$, 可得

$$\dot{V}_{s_1} + 2mV_{s_1} \leq |s_1| \left(d_{\max} - \mu_1 |s_1|^{\lambda_1} - \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} \right) \quad (32)$$

因为

$$d_{\max} \leq \min \left\{ \mu_1 |s_1|^{\lambda_1}, \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} \right\} \quad (33)$$

可得 $\dot{V}_{s_1} + 2mV_{s_1} \leq 0$, 则滑模面 s_1 在有限时间收敛到平衡点。

2) 当 $|s_1| > \phi$, $f(s_1) = \text{sign}(s_1)$ 时, 可得

$$\dot{V}_{s_1} \leq |s_1| \left(d_{\max} - \mu_1 |s_1|^{\lambda_1} - \mu_2 |s_1|^{\lambda_2} - m \right) \quad (34)$$

因为

$$d_{\max} \leq \min \left\{ \mu_1 |s_1|^{\lambda_1}, \mu_2 |s_1|^{\lambda_2}, m \right\} \quad (35)$$

则 $\dot{V}_{s_1} \leq 0$, 滑模面 s_1 在有限时间内收敛到平衡点。

因此, 所设计的 IEDSMO 的状态误差在有限时间内收敛到式(36)所示的区域。

$$|s_1| \leq \min \left(|d / \mu_1|^{1/\lambda_1}, |d / \mu_2|^{1/\lambda_2} \right) \quad (36)$$

当系统状态收敛至平衡点时, $e_d = 0$, 观测器的收敛时间 t_3 为^[29]

$$t_3 < \frac{(1+m)}{\mu_2(1-\lambda_2)} (s_1^{1-\lambda_2}(0) - \phi^{1-\lambda_2}) + \frac{1}{m(\lambda_2-1)} \ln \left(\frac{\mu_2/m}{\phi^{1-\lambda_2} + \gamma_2/m} \right) \quad (37)$$

式(25)一式(27)和式(39)联立可得双扰动观测器的控制结构, 如图 4 所示。

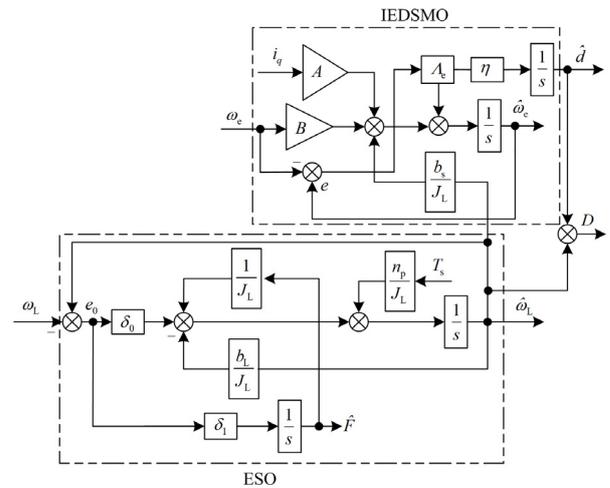


图 4 双扰动观测器框图

Fig. 4 Structure of the DDO

3.2 基于负载转速的 ESO 设计

设计 ESO 观测负载转速, 并将其反馈到 IEDSMO 中, 进而构成 DDO 以提高系统控制精度。

由式(2)可得状态方程为

$$\begin{cases} \frac{d\omega_L}{dt} = \frac{n_p}{J_L} T_s + \frac{1}{J_L} F - \frac{b_L}{J_L} \omega_L \\ \frac{dF}{dt} = \rho \end{cases} \quad (38)$$

式中: $F = -n_p T_L + J_L \Delta F_1$; ρ 为扰动的变化率。

构造 ESO 如式(39)所示。

$$\begin{cases} \dot{\hat{\varepsilon}}_0 = \frac{n_p}{J_L} T_s - \frac{b_L}{J_L} \hat{\varepsilon}_0 + \delta_0 (\hat{\varepsilon}_0 - \omega_L) + \frac{1}{J_L} \hat{\varepsilon}_1 \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_1 = \delta_1 (\hat{\varepsilon}_1 - \omega_L) \\ \hat{\varepsilon}_0 = \hat{\omega}_L, \hat{\varepsilon}_1 = \hat{F} \\ e_0 = \hat{\varepsilon}_0 - \omega_L, e_1 = \hat{\varepsilon}_1 - F \end{cases} \quad (39)$$

式中: e_0 为负载转速误差; e_1 为 F 观测误差; $\hat{\varepsilon}_0$ 、 $\hat{\omega}_L$ 均为 ω_L 的估计值; $\hat{\varepsilon}_1$ 、 \hat{F} 均为 F 的估计值; δ_0 、 δ_1 为 ESO 的观测增益。

由式(38)、式(39)可得 ESO 的误差状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_0 \\ \dot{e}_1 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \delta_0 - \frac{b_L}{J_L} & \frac{1}{J_L} \\ 0 & \delta_1 \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\Omega}} \begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \rho \quad (40)$$

其中, $\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} \delta_0 - \frac{b_L}{J_L} & \frac{1}{J_L} \\ 0 & \delta_1 \end{bmatrix}$ 。

ESO 的特征多项式为

$$\lambda(s) = \|s\mathbf{I} - \boldsymbol{\Omega}\| = s^2 - (\delta_1 + \delta_0 - b_L / J_L)s + (\delta_0 - b_L / J_L)\delta_1 = (s + \omega_c)^2 \quad (41)$$

式中: ω_c 为观测频率; 当 $b_L / J_L - \delta_0 = \omega_c$, $\delta_1 = -\omega_c$ 时, 特征多项式满足 Hurwitz 稳定条件。通过配置系统极点, 使其位于复平面的左半边, 此时误差变量 e_0 、 e_1 收敛。因此, ESO 全局收敛。

考虑到开关函数的高增益能提高收敛速度和系统鲁棒性, 但会使系统出现高频抖振的问题, 本文使用饱和函数 Sat 替换传统开关函数 sign(\cdot)。饱和函数 Sat 表达式为

$$\text{Sat}(s) = \begin{cases} 1 & s > \Gamma \\ s / \Gamma & -\Gamma \leq s \leq \Gamma \\ -1 & s < -\Gamma \end{cases} \quad (42)$$

式中, Γ 为边界层, 边界层内部采用线性反馈控制, 外部则采用开关切换控制。

综上, PMSM 系统整体结构框图如图 5 所示。其控制过程如图 6 所示。

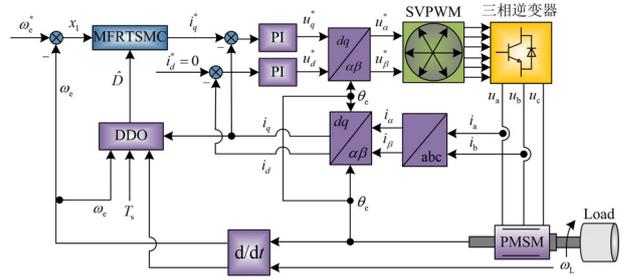


图 5 PMSM 系统整体结构框图

Fig. 5 Overall structure of PMSM system

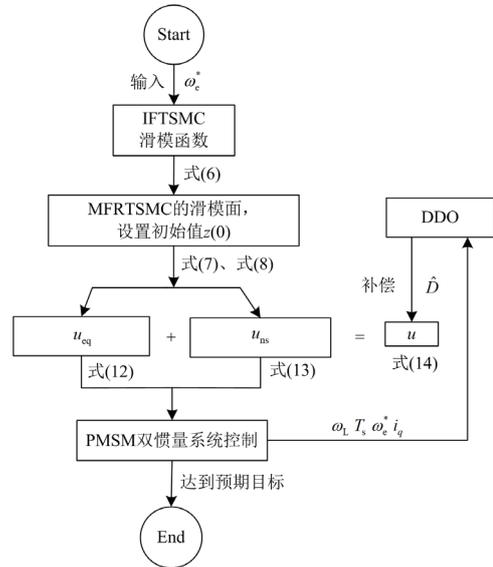


图 6 控制算法流程图

Fig. 6 Flow chart of control algorithm

4 仿真与实验

为了验证所提方法的优越性和可行性, 基于 Matlab/Simulink 平台, 建立 PMSM 双惯量系统模型。PMSM 双惯量系统参数见表 1。

表 1 电机参数

Table 1 Motor parameters

电机及系统参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	350
定子电阻 R_s/Ω	1.9
d 轴电感 L_d/H	0.003 34
q 轴电感 L_q/H	0.003 34
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.171
粘滞摩擦系数 $b_m/(N \cdot m \cdot s/rad)$	0.000 106
电机转动惯量 $J_M/(kg \cdot m^2)$	0.025
极对数 n_p	4
扭转刚度系数 $k_s/(N \cdot m \cdot s/rad)$	300

PMSM 采用 $i_d = 0$ 的控制方式, 采样时间设置为 $0.000\ 01\ \text{s}$, 三相逆变器直流侧电压 $U_{dc} = 350\ \text{V}$ 。将基于 DDO 的 MFRTSMC 控制方法与 PI、基于 ESMDO 的 IMFSMC^[23] 算法进行了仿真对比。

4.1 参数选择分析

4.1.1 基于 DDO 的 MFFITSMC 控制参数选取

1) MFFITSMC 参数选取: σ_1 、 σ_2 和 η 取值均为正数, 其取值越大, 系统鲁棒性越强。 α 、 β 取值范围为 $0 \sim 1$, 其取值越大, 系统收敛速度越快, 但参数过大, 易导致控制输出饱和。 γ_1 和 γ_2 的取值决定了趋近运动的动态性能, 其数值越大, 滑动速度越快, 但选择参数太大, 会加大抖振。根据收敛时间式(11)、式(18)和式(23)选取参数, 保证滑模面在有限时间内收敛, 再逐步微调各个参数。

2) DDO 参数选取: 依据式(37)选取 μ_1 、 μ_2 、 m 、 ϕ 、 λ_1 和 λ_2 的值, 使得系统在有限时间内收敛, 再逐步微调以提高观测精度和抗扰动能力。通过观察未知扰动的稳态误差调节参数 ζ , 以提高调节速度。以上参数都要避免极端值的选取。同时, 由式(41)确定 ω_c , 选定 $\omega_c = 100$, 从而确定 δ_0 和 δ_1 的值。

4.1.2 基于 ESMDO 的 IMFSMC 控制算法的参数选取

IMFSMC 的参数选取: 首先调试滑模面参数 c 以及趋近律参数 ε_2 、 k_3 、 d 和 μ , 确保系统状态量在有限时间内到达滑模面, 然后再调整以上参数。 ε_3 、 k_4 为 ESMDO^[23] 的参数, 根据收敛时间选择初始参数再进行调整。通过比较速度误差和未知扰动观测误差, 校正 ESMDO^[23] 的观测增益 l 。

4.1.3 PI 参数选取

先将电流环按照典型 I 型系统校正, 转速环同样先按照 I 型系统调节, 最后转速环按 II 型系统校正。

3 种控制方法的参数如表 2 所示。

4.2 仿真与分析

仿真运行时间设为 $1.5\ \text{s}$ 。电机参数摄动模拟:

在 $0\ \text{s}$ 时, 电感、电阻、电机转动惯量和电机的粘滞摩擦系数分别增大 1.02 倍、1.12 倍、1.4 倍和 3 倍。系统外部扰动模拟: 在 $0.5\ \text{s}$ 时, 电机转速从 $300\ \text{rad/s}$ 提高至 $600\ \text{rad/s}$; $1\ \text{s}$ 时, 负载转矩提高 3.5 倍。

图 7 是 PI、IMFSMC 和 MFRTSMC 3 种控制方法的 d - q 轴电流的仿真结果。图 8 为 3 种控制方法的电磁转矩对比波形。从图 7 和图 8 可以看出, 相比 MFRTSMC, PI、IMFSMC 的 d - q 轴电流和电磁转矩的脉动较大。虽然 MFRTSMC 方法的电流暂态误差较大, 但到达稳态的时间最短; 相比 PI、IMFSMC, MFRTSMC 稳态时电流脉动最小, 有效地抑制了转矩脉动。

表 2 控制算法的参数

Table 2 Parameters of control schemes

PI	IMFSMC	MFFITSMC
$P = 200$	$c = 120$	$\alpha = 0.6$
$l = 100$	$\varepsilon_2 = 100$	$\beta = 0.12$
—	$k_3 = 500$	$\sigma_1 = 10$
—	$d = 0.5$	$\sigma_2 = 15$
—	$\mu = 50$	$\eta = 9.3$
—	$l = 1000$	$\gamma_1 = 200$
—	$\varepsilon_3 = 2000$	$\gamma_2 = 100$
—	$k_4 = 10\ 000$	$\mu_1 = 1000$
—	—	$\mu_2 = 2000$
—	—	$\zeta = 1000$
—	—	$m = 500$
—	—	$\phi = 100$
—	—	$\lambda_1 = 0.9$
—	—	$\lambda_2 = 0.1$

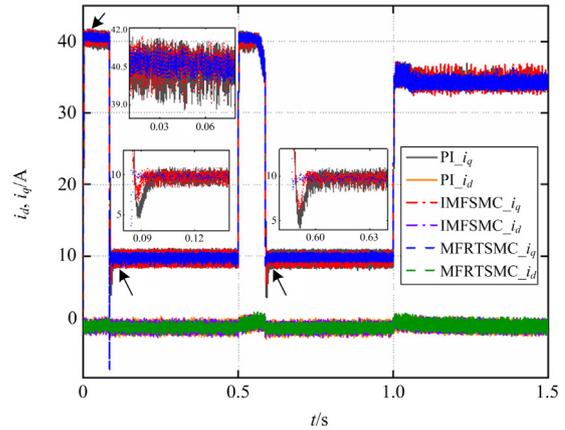


图 7 d - q 轴电流响应

Fig. 7 d - q -axis current response

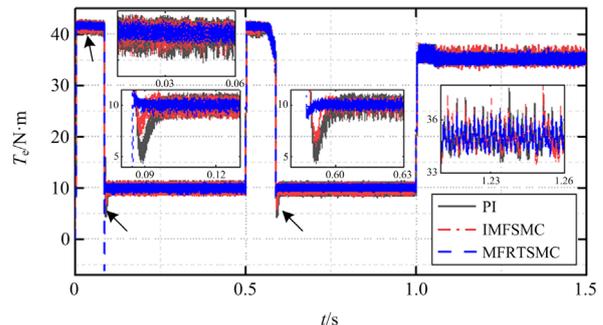


图 8 电磁转矩响应

Fig. 8 Electromagnetic torque response

图 9(a)为 PI、IMFSMC 和 MFRTSMC 3 种控制算法的电机转速仿真波形, 图 9(b)是这 3 种方法的负载转速的仿真波形。由图 9 可知, 转速突变和负载转矩增大后, 由于扭振转矩的作用, 电机和负载侧都出

现了扭振现象, 相比 PI 和 IMFSMC, MFRTSMC 方法的响应速度最快, 超调更小, 抗扰动能力更好。

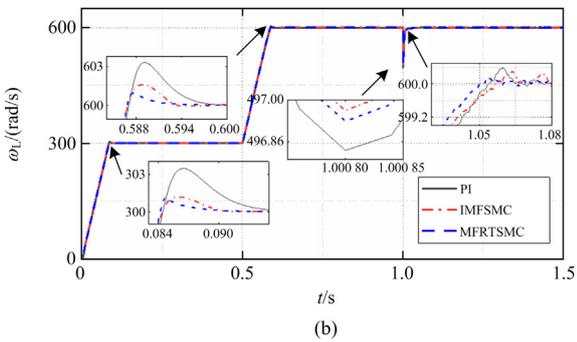
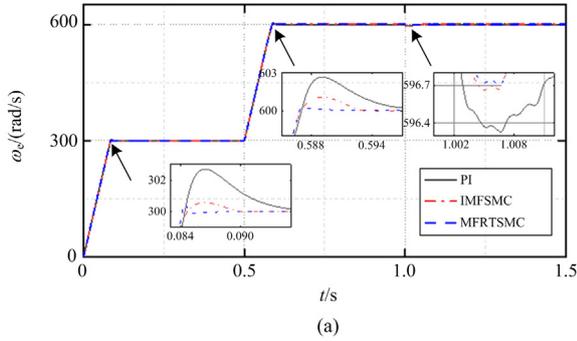


图 9 电机和负载侧的速度响应

Fig. 9 Speed response on motor and load sides

图 10(a)为 3 种控制方案的电机侧加速度响应曲线, 图 10(b)为负载端加速度的响应曲线。由图 10 可知, 相比 PI 和 IMFSMC, MFRTSMC 算法的电机侧加速度和负载端加速度波动更小, 响应时间更短, 双惯量系统更加稳定。

图 11(a)和图 11(b)分别为电机和负载端角度位置的仿真曲线。由图 11 可以看出, 在 0.5 s 速度发生变化时, 角度位置发生明显偏移。PI、IMFSMC 和 MFRTSMC 3 种方法都能快速精准响应。

从图 12 可以看出, 相比 ESMDO, DDO 观测到的未知扰动曲线更光滑, 这表明 DDO 观测器能够有效抑制双惯量系统的抖振。从图 13 的波形可知,

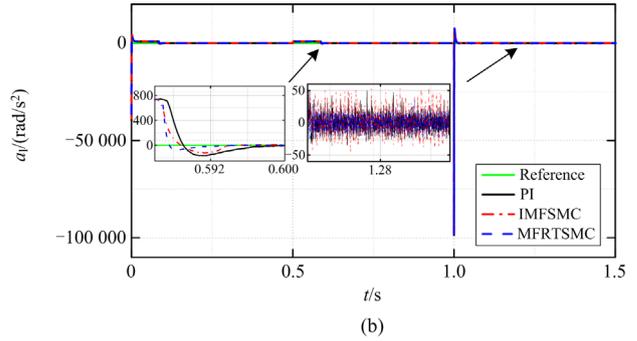
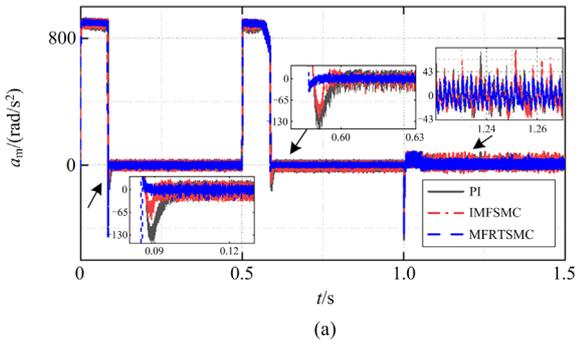


图 10 电机和负载侧的加速度响应

Fig. 10 Acceleration response on the motor and load sides

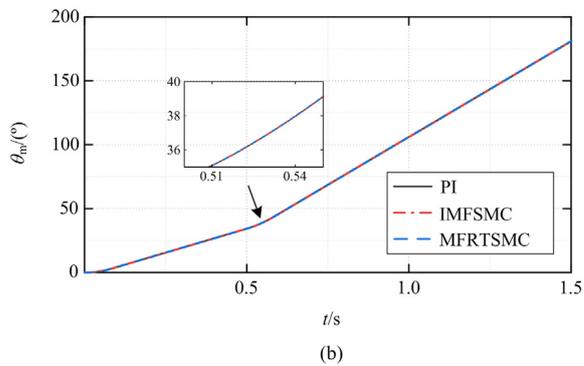
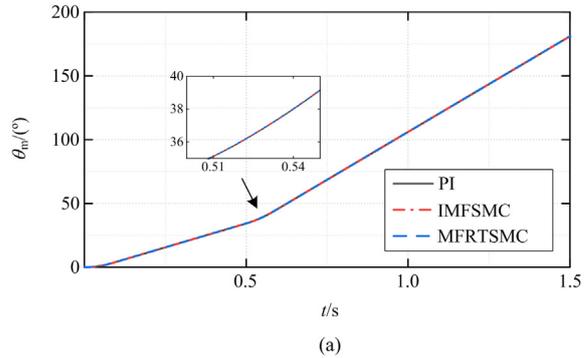


图 11 电机和负载侧的角度位置

Fig. 11 Angle position on motor and load side

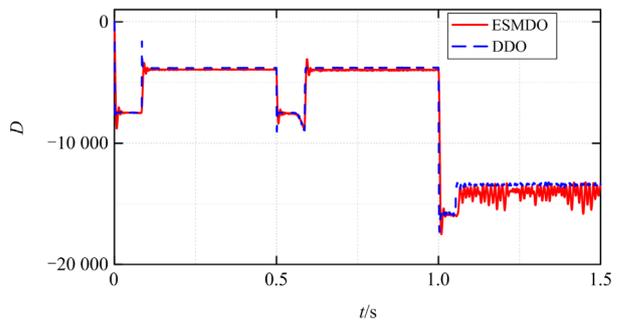


图 12 未知扰动的观测值

Fig. 12 Observation values with unknown perturbation

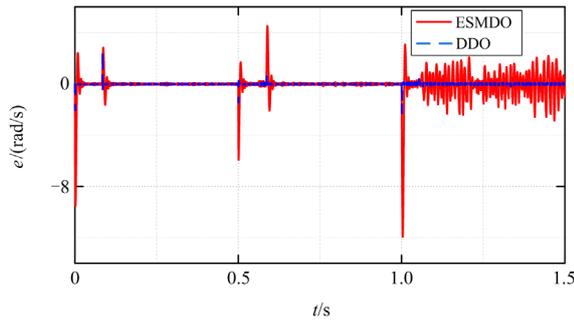


图 13 电机转速跟踪误差

Fig. 13 Tracking error of motor rotating speed

ESMDO 跟踪误差的波动明显, 这表明 DDO 能够保持良好的跟踪性能, 提升了双惯量系统的鲁棒性, 增强了系统的抗扰动性能。

4.3 半实物实验与分析

本节给出了 3 种控制方法的半实物实验结果。实验平台如图 14(a)所示, 实验平台由 OP5600、上位机和 DSP 构成, RT-LAB 的系统配置如图 14(b)所示。TMS320F2812 是 DSP 的控制器, RT-LAB(OP5600)模拟双惯量系统。实验参数的设置与仿真一致。

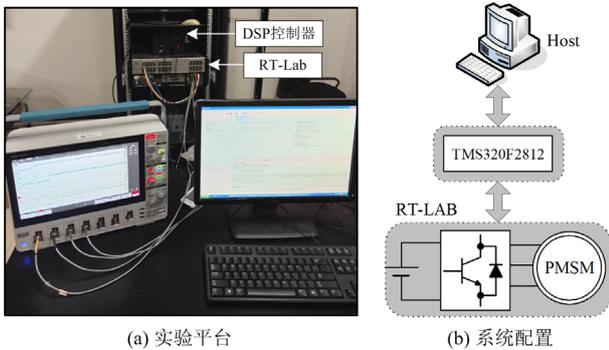
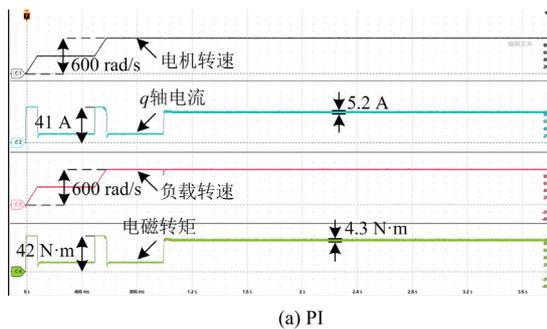


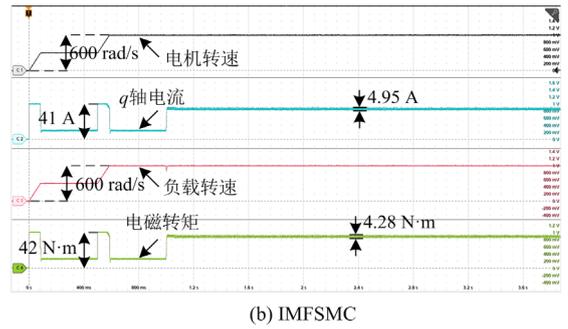
图 14 RT-LAB 实验环境

Fig. 14 RT-LAB experimental environment

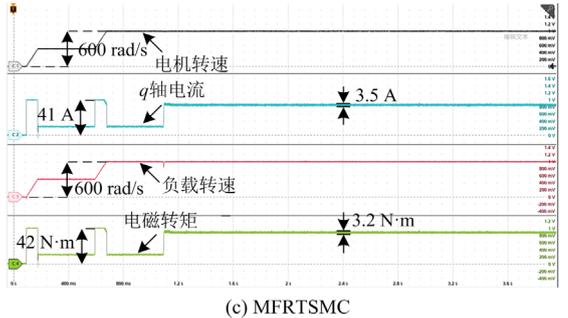
图 15 显示了 PI、IMFSMC 和 MFRTSMC 3 种方法对双惯量系统控制的实验结果。实验结果表明:



(a) PI



(b) IMFSMC



(c) MFRTSMC

图 15 3 种控制方法在未知扰动下的实验结果

Fig. 15 Experimental results with uncertain disturbance of PI, IMFSMC, and MFRTSMC

- 1) 在参数摄动时, 与 PI 和 IMFSMC 相比, MFRTSMC 方法的转速响应速度最快, 稳态误差最小;
- 2) 转速突变时, MFRTSMC 控制策略的跟踪精度更高, 更快达到给定值;
- 3) 在负载转矩增大后, MFRTSMC 控制方法明显改善电流的波纹、抑制了电磁转矩的脉动, 系统恢复到稳态所需的时间最短。

5 结论

针对永磁同步电机双惯量系统在不确定性扰动情况下总体控制性能不佳的问题, 本文提出一种基于 DDO 的 MFRTSMC 控制方案。通过分析和半实物实验得出如下结论:

- 1) MFRTSMC 方法结合了无模型控制与递归终端滑模控制的优点, 降低了双惯量系统精确建模以及参数选择的难度, 在参数摄动与外部扰动的情况下, 提高了系统鲁棒性。
- 2) 相比 PI 和 IMFSMC 的控制效果, MFRTSMC 算法能够显著抑制抖振, 提高了系统的响应速度, 改善了系统的稳态和暂态性能。
- 3) 通过 ESO 观测负载速度, 并反馈到 IEDSMO, 形成 DDO 在线精准估计未知扰动, 并前馈补偿给 MFRTSMC。与 ESMDO 观测效果相比, DDO 进一步增强了系统的抗扰动能力。

参考文献

- [1] WANG C, LIU J, XIN L, et al. Design of full-order state observer for two-mass joint servo system based on the fixed gain filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10466-10475.
- [2] 沙磊, 王树波. 基于扰动观测器的双惯量系统高阶滑模控制[J]. 控制工程, 2021, 28(4): 724-729.
SHA Lei, WANG Shubo. High-order sliding-mode control of two-inertia system based on disturbance observer[J]. Control Engineering of China, 2021, 28(4): 724-729.
- [3] VUKOJICIC S, RISTIC L, KVASCEV G. Comparison between PI and model predictive control of two mass resonant mechanical system[C]// 2022 7th International Conference on Environment Friendly Energies and Applications (EFEA), December 14-16, 2022, Bagatelle Moka MU, Mauritius: 1-6.
- [4] WANG C, YAN J, LI W, et al. Disturbances rejection optimization based on improved two-degree-of-freedom LADRC for permanent magnet synchronous motor systems[J]. Defence Technology, 2023, 33: 518-531.
- [5] 樊梦蝶, 曾成碧, 苗虹. 微网逆变器双模式自抗扰控制策略[J]. 电测与仪表, 2022, 59(3): 157-162.
FAN Mengdie, ZENG Chengbi, MIAO Hong. Dual-mode active disturbance rejection control strategy for micro-grid inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(3): 157-162.
- [6] 赵旭阳, 郭昆丽, 吕家君, 等. 孤岛模式下基于线性自抗扰 VSG 控制的频率支撑技术[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(7): 17-26.
ZHAO Xuyang, GUO Kunli, LÜ Jiajun, et al. The frequency support technology based on linear active disturbance rejection VSG control in the islanding mode[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(7): 17-26.
- [7] 袁敞, 毕嘉亮, 陈虎, 等. 多虚拟同步机系统的自适应滑模变结构控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 26-36.
YUAN Chang, BI Jialiang, CHEN Hu, et al. Adaptive sliding mode variable structure control for multi virtual synchronous machine systems[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 26-36.
- [8] 马成松, 赵耀. 基于双机并联虚拟同步机系统的自适应控制策略研究[J]. 电测与仪表, 2022, 59(4): 191-200.
MA Chengsong, ZHAO Yao. Research on adaptive control strategy based on two-machine parallel virtual synchronous machine system[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(4): 191-200.
- [9] 侯晓蕾, 孙慧如, 孙凯祺, 等. 多约束储能自适应控制及电能质量提升方法[J]. 供用电, 2023, 40(10): 2-9.
HOU Xiaolei, SUN Huiru, SUN Kaiqi, et al. Multi-constraint adaptive control strategy for energy storage based on VSG[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(10): 2-9.
- [10] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 63-72.
ZHOU Li, SHANG Zhibo, ZHOU Yuepeng, et al. Low complexity dual-vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 63-72.
- [11] ZHOU S, ZHU M, LIN J, et al. Discrete space vector modulation and optimized switching sequence model predictive control for three-level voltage source inverters[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(4): 1065-1080.
- [12] 陈金玉, 陈大玮, 张抒凌, 等. 面向风电功率波动平抑的储能系统鲁棒模型预测控制[J]. 供用电, 2023, 40(8): 28-33.
CHEN Jinyu, CHEN Dawei, ZHANG Shuling, et al. Robust model predictive control of energy storage system for wind power fluctuation smoothing[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(8): 28-33.
- [13] XIA J, LI Z, YU D, et al. Robust speed and current control with parametric adaptation for surface-mounted PMSM considering system perturbations[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 2807-2817.
- [14] KORONDI P, HASHIMOTO H, UTKIN V. Sliding mode design for two mass system based on reduced order model[J]. IFAC Proceedings, 1997, 30(16): 303-308.
- [15] 胡海林, 李文, 丰富. 光伏并网逆变器滑模变结构控制研究综述[J]. 电测与仪表, 2022, 59(2): 45-52.
HU Hailin, LI Wen, FENG Fu. Review on sliding mode controller of photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(2): 45-52.
- [16] CHIU C S. Derivative and integral terminal sliding mode control for a class of MIMO nonlinear systems[J]. Automatica, 2012, 48(2): 316-326.
- [17] ZHAO Y, LIU X, YU H, et al. Model-free adaptive discrete-time integral terminal sliding mode control for PMSM drive system with disturbance observer[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(10): 1756-1765.
- [18] 殷春芳, 谢永权, 施德华, 等. 基于全局快速积分终端滑模的智能车队有限时间纵向控制[J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(7): 50-61.

- YIN Chunfang, XIE Yongquan, SHI Dehua, et al. Finite time longitudinal control of intelligent vehicle platoon based on global fast integral terminal sliding mode[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(7): 50-61.
- [19] YANG T, DENG Y, LI H, et al. Fast integral terminal sliding mode control with a novel disturbance observer based on iterative learning for speed control of PMSM[J]. ISA Transactions, 2023, 134: 460-471.
- [20] 沈艳霞, 罗昌茜. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步直线电机无模型控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 62-69.
SHEN Yanxia, LUO Changqian. Model-free control of a permanent magnet linear synchronous motor based on a super-twisting sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 62-69.
- [21] WICHER B. ADRC load position controller for two mass system with elastic joint and backlash[C] // 2018 23rd International Conference on Methods & Models in Automation & Robotics (MMAR), August 27-30, 2018, Miedzydroje, Poland: 333-338.
- [22] 王源庆, 张桂臣, 施祝斌, 等. 未知死区输入非线性系统的双观测器动态面控制[J]. 控制理论与应用, 2021, 38(3): 407-415.
WANG Yuanqing, ZHANG Guichen, SHI Zhubin, et al. Robust simultaneous formation tracking and stabilization of nonholonomic wheeled mobile robots[J]. Control Theory & Applications, 2021, 38(3): 407-415.
- [23] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2386.
ZHAO Kaihui, DAI Wangke, ZHOU Ruirui, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2386.
- [24] 魏尧, 柯栋梁, 黄东晓, 等. 基于超局部化时间序列的永磁同步电机无模型预测电流滑模控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1022-1032.
WEI Yao, KE Dongliang, HUANG Dongxiao, et al. Model-free predictive sliding mode control using ultra-localized time-series for permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1022-1032.
- [25] 东野亚兰, 杨淑英, 王奇帅, 等. 基于增强型扩张状态观测器的永磁同步电机低抖振高抗扰二阶终端滑模电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2434-2448.
DONG Yeyalan, YANG Shuying, WANG Qishuai, et al. Enhanced extended state observer based second order terminal sliding mode current control for permanent magnet synchronous machine with low chattering and improved disturbance rejection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2434-2448.
- [26] 徐驰, 赵希梅. 永磁直线同步电动机智能递归非奇异终端滑模控制[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(7): 1242-1250.
XU Chi, ZHAO Ximei. Intelligent recursive nonsingular terminal sliding mode control of permanent magnet linear synchronous motor[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(7): 1242-1250.
- [27] ZHAO K, ZHANG X, SUN L, et al. Sliding mode control of high-speed PMSM based on precision linearization control[C] // International Conference on Electrical Machines and Systems, August 20-23, 2011, Beijing, China: 1-4.
- [28] MOULAY E, PERRUQUETTI W. Finite time stability and stabilization of a class of continuous systems[J]. Journal of Mathematical Analysis and Applications, 2006, 323(2): 1430-1443.
- [29] LI S, TIAN Y. Finite-time stability of cascaded time-varying systems[J]. International Journal of control, 2007, 80(4): 646-657.
- [30] LI T, ZHAO Y, HOU L. Adaptive sliding mode control with disturbance observer for speed regulation system of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Access, 2023, 11: 17021-17030.

收稿日期: 2024-04-03; 修回日期: 2024-06-19

作者简介:

吕玉映(1995—), 女, 硕士研究生, 研究方向为机电耦合振动抑制技术; E-mail: m22085800070@hut.edu.cn

赵凯辉(1973—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为永磁同步电机智能控制及故障诊断。E-mail: zhaokaihui@hut.edu.cn

(编辑 许威)