doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2025.01.004

基于级联惯性负载转矩观测器的永磁伺服电机复合抗扰控制

彭 诚 1,2, 王 兵 1,2, 易志萱 1, 李赐图 1

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院,湖南 株洲 412007; 2. 湖南工业大学 电传动控制与智能装备湖南省重点实验室,湖南 株洲 412007)

摘 要:针对永磁伺服电机在运行时位置跟踪精度差和抗干扰性能弱等问题,提出一种模型预测位置控制与非奇异快速终端滑模速度控制相结合的复合模型预测控制策略。该控制策略采用非奇异快速终端滑模设计速度控制器,以有效提高响应速度及系统鲁棒性;采用模型预测位置控制提高位置跟踪精度;同时,采用基于转动惯量观测和负载转矩观测器相结合的级联惯性负载转矩观测器观测负载转矩并进行前馈补偿,进一步提高系统的抗干扰性能。通过仿真和实验结果可得,所提复合模型预测控制可有效提高永磁伺服电机的动态响应速度和抗负载扰动能力。

关键词: 永磁伺服电机; 模型预测位置控制; 滑模控制; 负载转矩观测器; 转动惯量辨识

中图分类号: TM351

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2025)01-0026-09

引文格式: 彭 诚,王 兵,易志萱,等.基于级联惯性负载转矩观测器的永磁伺服电机复合抗扰控制[J]. 湖南工业大学学报,2025,39(1):26-34.

PMSM Composite Disturbance Rejection Control Based on Cascaded Inertia Load Torque Observers

PENG Cheng^{1,2}, WANG Bing^{1,2}, YI Zhixuan¹, LI Citu¹

College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China;
 Hunan Provincial Key Laboratory of Electric Drive Control and Intelligent Equipment,
 Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In view of the flaws of poor position tracking accuracy and weak anti-interference performance of permanent magnet servo motors during operation, a composite model predictive control strategy has thus been proposed, with model predictive position control combined with non-singular fast terminal sliding mode speed control. The control strategy adopts a non-singular fast terminal sliding mode design speed controller for an effective improvement of the response speed and system robustness, with the model predictive position control adopted for an improvement of the position tracking accuracy. Meanwhile, a cascaded inertial load torque observer, which is based on the combination of rotational inertia observation and load torque observers, is adopted to observe the load torque and perform feed-forward compensation, thus further improving the anti-interference performance of the system. Based on simulation and experimental results, it can be concluded that the proposed composite model predictive control helps to effectively improve the dynamic response speed and load disturbance resistance of permanent magnet servo motors.

收稿日期: 2024-02-10

基金项目:湖南省自然科学基金资助项目(2023JJ50193)

作者简介: 彭 诚, 男, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电力传动技术及其控制, E-mail: P13574172680@163.com

通信作者: 王 兵, 男, 湖南株洲人, 湖南工业大学副教授, 主要研究方向为特种电机及其控制,

E-mail: 380379456@qq.com

Keywords: permanent magnet servo motor; model predictive position control; sliding mode control; load torque observer: rotational inertia identification

1 研究背景

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor,PMSM)伺服系统因其系统精度较高、调速范围较广、能耗较小和动态转矩较快等优势,在数控机床、机器人、汽车工业乃至航天航空等领域被广泛应用^[1-2],且提高系统控制精度和动态响应速度已成为该领域研究热点。伺服系统位置控制常采用位置 - 速度 - 电流三环级联比例 - 积分(PI)控制 ^[3-4],PI 控制因其结构简单,控制方便而被广泛应用。为追求高精度和高动态响应,较多研究者进行了深入研究,并提出了高阶滑模控制 ^[5-7]、自适应控制 ^[8-9]、模型预测控制 ^[10-12] 及数据驱动等高级控制策略。

模型预测控制 (model predictive control, MPC) 是产生于20世纪70年代后期的一种计算机控制方 法。其概念直观、易于建模、无需精确模型和复杂控 制参数设计,对工业控制过程中的非线性及不确定性 问题有非常好的效果,且易于增加约束、动态响应快、 鲁棒性强。Michel Fliess提出的无模型控制(model-free control, MFC) 方法, 降低了对具体数学模型的依赖, 避免了未知扰动对电机控制性能的影响[13]。王兵等[14] 认为, 电机扰动主要来自负载转矩和转动惯量的变 化,并采用改进型扰动滑模观测器将负载转矩实时观 测出来,从而通过前馈补偿减少了对系统扰动的影 响。李先弘等[15]采用龙伯格状态观测器观测负载转 矩的控制策略,抑制负载扰动对电机伺服系统控制性 能的影响。杨羽萌等[16]采用滑模控制器控制电机, 并采用改进扩展状态观测器重构外部扰动,提高系统 的抗扰能力。对于二次系统, 文献 [17] 构造了一种 新的高阶广义扩展状态观测估计多重干扰,并提出了 一种包含干扰补偿器的状态反馈控制律以消除多重 干扰对系统模型预测控制器输出的不利影响。

为能增强控制系统的抗干扰性能、提高系统的控制精度,本文将 MFC 和非奇异终端滑模观测器(nonsingular terminal sliding mode observer for load torque, LT-NTSMO)结合,设计了一种无模型非奇异终端滑模负载转矩观测器,同时采用模型参考自适应 算 法(model reference adaptive control,MRAC)辨识电机转动惯量,将惯量输入负载转矩观测器,实时精准观测出总扰动,进行前馈补偿,有效抑制总扰动对控制系统的影响。速度环采用非奇异快速终端

滑模控制器 (nonsingular fast terminal sliding mode, NFTSMC), 位置环采用 MPC 模型预测控制,以提高伺服系统的控制精度。

2 PMSM 数学模型

PMSM 在 $d \setminus q$ 轴旋转坐标系下的数学模型如下:

$$\begin{aligned} u_{d} &= R_{s}i_{d} - \omega L_{q}i_{q} + L_{d}\frac{\mathrm{d}i_{d}}{\mathrm{d}t}, \\ u_{q} &= R_{s}i_{q} + \omega \psi_{f} + \omega L_{d}i_{d} + L_{q}\frac{\mathrm{d}i_{q}}{\mathrm{d}t}, \\ \psi_{d} &= L_{d}i_{d} + \psi_{f}, \\ \psi_{q} &= L_{q}i_{q}, \\ T_{c} &= \frac{3}{2}p \Big[\psi_{f}i_{q} + \Big(L_{d} - L_{q}\Big)i_{d}i_{q}\Big], \\ T_{e} - T_{L} - B\omega_{m} &= \frac{J}{P}\cdot\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}, \\ \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} &= \omega_{m} \circ \end{aligned}$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d、q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d、q 轴电流; L_d 、 L_q 分别为 d、q 轴电感; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d、q 轴磁链; R_s 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁通; J为转动惯量; p为极对数; B为黏滞系数; ω_m 为机械速度; ω 为电角速度; T_e 为电磁转矩; T_L 为机械负载转矩。

3 非奇异终端滑模负载转矩观测器

由于传统一阶滑模负载转矩观测器受反馈增益 取值的影响较大,故快速准确观测出各种内外扰动 存在较大难度。为解决这一问题,本研究设计了一 种积分非奇异终端滑模负载转矩观测器,以实时观 测各种内外扰动,并将扰动转化为负载观测值,结 合控制器对 iq 进行补偿,以减少负载变化及其他扰 动给系统带来的不稳定性,达到提高控制精度的目 的。状态方程选择如下如下可用于内置式和表贴式 永磁同步电机的运动方程:

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{\mathrm{m}} = \frac{3p\left[\psi_{\mathrm{f}} + \left(L_{d} - L_{q}\right)i_{d}\right]}{2J}i_{q} - \frac{B_{\mathrm{m}}}{J}\omega_{\mathrm{m}} - \frac{1}{J}T_{\mathrm{L}}, \\ \dot{T}_{\mathrm{L}} = 0 \circ \end{cases}$$
 (2)

在式(2)的基础上,以 T_L 与 ω_m 为观测对象,建立如下负载转矩观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_{\mathrm{m}} = \frac{3p\left[\psi_{\mathrm{f}} + \left(L_{d} - L_{q}\right)i_{d}\right]}{2J}i_{q} - \frac{B_{\mathrm{m}}}{J}\omega_{\mathrm{m}} - \frac{1}{J}\hat{T}_{\mathrm{L}} + U_{1}, \\ \dot{\hat{T}}_{\mathrm{L}} = -g_{\mathrm{L}}U_{\mathrm{L}} \circ \end{cases}$$
 (3)

式中: U_1 为待设计的控制律; g_1 为待设计的反馈控制律参数。

引入如下超局部模型公式[18]:

$$\dot{\omega}_{\rm m} = U_1 + F_1, \tag{4}$$

式中 F₁ 为未知部分。

引入如下状态量方程:

$$\begin{cases} x_1 = \int x_2 dt, \\ x_2 = e_{\omega} \circ \end{cases}$$
 (5)

式中: e_{ω} 为转速观测误差, 且 $e_{\omega} = \hat{\omega}_{m} - \omega_{m}$ 。

选取非奇异终端面:

$$s_{1} = \int \eta |x_{1}|^{\gamma(|x_{1}|-1)} dt + \lambda_{1} x_{1} + \lambda_{2} x_{2} + \lambda_{3} x_{2}^{z/\tau}, \quad (6)$$

式中: λ_1 、 λ_2 、 λ_3 均为大于零的常数; η 和 γ 均为大于 0 小于 1 的常数; z、 τ 均为奇数, 且 $1 < z/\tau < 2$ 。

对式(6)求导可得:

$$\begin{split} \dot{S}_{1} &= \eta \left| x_{1} \right|^{\gamma(\left| x_{1} \right|-1)} + \lambda_{1} x_{2} + \lambda_{2} \dot{x}_{2} + \frac{\lambda_{3} z}{t} x_{2}^{z/\tau - 1} \dot{x}_{2} = \\ & \eta \left| x_{1} \right|^{\gamma(\left| x_{1} \right|-1)} + \lambda_{1} x_{2} + \left(\lambda_{2} + \frac{\lambda_{3} z}{t} x_{2}^{z/\tau - 1} \right) \left(-\dot{\hat{\omega}}_{\mathrm{m}} + U_{1} + F_{1} \right) \circ \end{split}$$

选取新型滑模面,设计控制律如式(8)所示,则状态误差可以在有限时间内收敛到零。

$$\begin{split} U_{1} &= \dot{\hat{\omega}}_{m} - F_{1} - \\ &\frac{\eta \left| x_{1} \right|^{\gamma \left(\left| x_{1} \right| - 1 \right)}}{\lambda_{2} + \frac{\lambda_{3}z}{\tau} x_{2}^{z/t - 1}} - \frac{\lambda_{1}x_{2}}{\lambda_{2} + \frac{\lambda_{3}z}{\tau} x_{2}^{z/\tau - 1}} + l_{1}s_{1} + l_{2} \operatorname{sgn}\left(s_{1} \right) \circ \left(8 \right) \end{split}$$

式中: l_1 、 l_2 均为设计参数,且 $l_1>0$ 、 $l_2>0$ 。

3.1 证明非奇异终端滑模观测器的系统稳定性

选用如下 Lyapunov 函数:

$$V_1 = s_1^2 / 2_{\circ} \tag{9}$$

对 1/ 求导, 并将式 (7) 代入, 得到以下方程:

$$\dot{V_1} = s_1 \dot{s}_1 = s_1 \left(-l_1 \operatorname{sgn}(s_1) - l_2 s_1 \right) \le -l_1 |s_1| - l_2 |s_1|^2 \le 0_{\circ} \quad (10)$$

根据 Lyapunov 稳定性判别定理和滑模可达条件可知,所设计的非奇异终端滑模将在有限时间内收敛。为了观测式(4)中的未知项 F_1 ,设计了滑模观测器来获得如下估计值:

$$\dot{\hat{x}} = U_1 + k_1 \operatorname{sgn}(\omega_m - \hat{x}), \tag{11}$$

式中, k_1 为设计参数。

观测误差定义如下:

$$e_2 = \omega_m - \hat{x} \tag{12}$$

对式(12)求导,可得:

$$\dot{e}_2 = F_1 - k_1 \operatorname{sgn}(e_2)_{\circ}$$
 (13)

选择滑模面 $s_2=e_2$,如果选择适当的 k_1 ,误差方程 (13) 将在有限时间内收敛到零。

3.2 证明超局部系统稳定性

选用如下 Lyapunov 函数:

$$V_2 = s_2^2 / 2_{\circ} \tag{14}$$

对式(14)求导,可得:

$$\dot{V}_2 = s_2 \dot{s}_2 = e_2 \dot{e}_2 = e_2 (F_1 - k_1 \operatorname{sgn}(e_2)) =$$

$$|e_2F_1-k_1|e_2| \le |e_2||F_1|-k_1|e_2| = |e_2|(|F_1|-k_1)_{\circ}$$
 (15)

当 $k_1 > |F_1| + \eta(\eta > 0)$ 时,根据式(15)得到以下方程:

$$\dot{V}_{2} \leq -\eta \left\| e_{2} \right\|_{2} \tag{16}$$

根据 Lyapunov 稳定性判据和滑模可达性条件,误差 e_2 将在有限时间内收敛到零,因此,观测器是渐进稳定的。

当误差到达滑模面上时,根据滑模等效控制方法,它满足 e_3 = \dot{e}_3 =0,由方程(13)得到:

$$\hat{F}_1 = k_1 \operatorname{sgn}(e_2) \, \tag{17}$$

根据式(3)、(8)和(17),可构成非奇异终端滑模负载转矩观测器,观测器原理图见图 1。

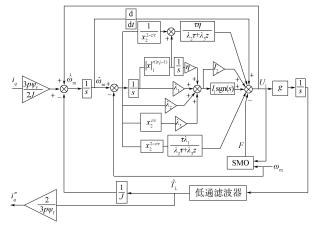


图 1 非奇异终端滑模负载转矩观测器原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of a non-singular terminal sliding mode load torque observers

4 滑模速度控制器

为了快速跟踪转速,速度控制器采用滑模变结构控制,滑模面采用非奇异快速终端滑模,同时将负载转矩观测器的观测值引入控制器中,实现了抑制转矩变化、速度波动减小、切换增益小、收敛速度快的良好控制性能。

永磁同步电机伺服系统的数学模型如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = x_4, \\ \dot{x}_4 = \ddot{\omega}_r - \ddot{\omega}_m = \ddot{\omega}_r - 1.5 \frac{p\psi_f}{J} i_q + \frac{\ddot{T}_L}{J} + \frac{B}{J} \dot{\omega}_m & (18) \end{cases}$$

选择如下滑模面:

$$s_3 = x_3 + \alpha x_3^{g/h} + \beta x_4^{p_1/q}$$
 (19)

式中: α >0、 β >0 均为待设计常数; g、h、 p_1 和 q 均为待设计的正奇数,且 $1 < p_1/q < 2$, $g/h > p_1/q$ 。

对式(19)求导可得:

$$\begin{split} \dot{s}_{3} &= x_{4} + \alpha \frac{g}{h} x_{3}^{(g/h)-1} x_{4} + \\ &\beta \frac{p_{1}}{q} x_{4}^{(p_{1}/q)-1} \Bigg(\ddot{\omega}_{\mathrm{r}} - 1.5 \frac{p \psi_{\mathrm{f}}}{J} i_{q} + \frac{\dot{T}_{\mathrm{L}}}{J} + \frac{B}{J} \dot{\omega}_{\mathrm{m}} \Bigg)_{\circ} \quad (20) \end{split}$$
 选择如下指数趋近律:

 $\dot{s}_3 = -E \operatorname{sgn}(s_3) - U_2 s_3, E > 0, U_2 > 0$ 。 (21) 式中, $E \cup U_2$ 为设计参数。

由上可知,速度环的滑模控制律为

$$\begin{split} \dot{l}_{q} &= \frac{2J}{3\,p\psi_{\mathrm{f}}} \Bigg[\ddot{\omega}_{\mathrm{r}} + \frac{B}{J} \dot{\omega}_{\mathrm{m}} + \frac{\dot{T}_{\mathrm{L}}}{J} + \frac{q}{p\,\beta} \, x_{4}^{2-(p_{1}/q)} \cdot \\ & \left(1 + \alpha \, \frac{g}{h} \, x_{3}^{(g/h)-1} \, \right) + E s_{3} + U_{2} \, \mathrm{sgn} \left(s_{3} \, \right) \Bigg] \circ \qquad (22) \end{split}$$

选取如下 Lyapunov 函数:

$$V_3 = s_3^2 / 2_{\circ} \tag{23}$$

对式(23)求导,可得:

$$\dot{V}_{3} = s_{3} \dot{s}_{3} \le \beta \frac{p_{1}}{q} x_{4}^{p_{1}/q - 1} \left(-E \left| s_{3} \right| - U_{2} \left| s_{3} \right|^{2} \right) \le 0$$
 (24)

由此可知文中所设计的滑模控制器是稳定的。

由式(22)构建 NFTSMC 转速控制结构框图,如图 2 所示。

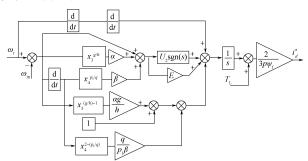


图 2 NFTSMC 转速控制器结构框图

Fig. 2 Structure block diagram of NFTSMC speed controller

5 模型预测位置控制器

MPC 的基本原理是利用当前时刻系统的状态及约束条件,对未来一段时间内的状态变量、输入变量进行预测,并求解出一组最优控制输入序列。只选取最优控制序列第一组结果(只取下一步的控制变量,作为输入量即每一次优化只取下一步最优控制变量),将其应用于系统中,在下一时刻,做同样操作进行优化,得到新的最优控制序列,直到系统达期望状态。MPC 是一种滚动优化(receding horizon

control)控制方法 ^[19-20]。在每一个采样时刻,MPC 会通过求解一个有限时间内的最优化问题计算最优控制序列,这一有限时间称为预测区间(prediction horizon)。预测区间定义为 N_p ,控制区间(control horizon)定义为 N_c ,本方案中设定 $N_p=N_c=N$ 。

根据永磁同步电动机在d、q 轴旋转坐标系下的数学模型

$$\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} = \omega_{\mathrm{m}},\tag{25}$$

得到如下离散状态方程:

$$\theta(k+1) = \theta(k) + T\omega_{m} \circ \tag{26}$$

式中: $\theta(k)$ 为 k 时刻的机械角度; $\theta(k+1)$ 为 k+1 时刻的机械角度; T 为采样时间。

取位置误差 θ_{error} 为状态变量:

$$\theta_{\text{error}} = \theta_{\text{ref}} - \theta_{\text{m}},$$
 (27)

可得:
$$\theta_{\text{error}}(k+1) = \theta_{\text{ref}} - (\theta(k) + T\omega_{\text{m}}) = \theta_{\text{ref}} - \theta(k) - T\omega_{\text{m}} = \theta_{\text{error}}(k) - T\omega_{\text{m}} \circ$$
 (28)

定义 $x=p_2\theta_{error}$ 为状态变量、 p_2 为误差增益、 $u=\omega_m$,建立如下离散系统状态空间方程

$$x(k+1) = Ax(k) + B_1 u(k)$$
 (29)

式中: x(k) 为 $n \times 1$ 状态变量; A 为 $n \times n$ 状态矩阵; u(k) 为 $p \times 1$ 控制向量(系统输入); B_1 为 $n \times p$ 输入矩阵。

在 k 时刻,系统将预测区间 N 以内的状态变量的变化趋势(从 $\mathbf{x}(k+1|k)$ 到 $\mathbf{x}(k+N|k)$),其中 k+1 时刻的状态变量预测值为

$$x(k+1|k) = Ax(k|k) + B_1u(k|k), \qquad (30)$$

k+2 时刻的状态变量预测值为

$$x(k+2|k) = Ax(k+1|k) + B_1u(k+1|k)$$
。 (31)
将式 (30) 代入式 (31), 可得:

$$x(k+2|k) = A(Ax(k|k) + B_1u(k|k)) + B_1u(k+1|k) =$$

$$A^2x(k|k) + AB_1u(k|k) + B_1u(k+1|k) \circ$$

依此类推,得到 k+N 时刻的状态变量预测值为 (32)

$$x(k+N|k) = A^{N}x(k|k) + A^{N-1}B_{1}u(k|k) + \dots + AB_{1}u(k+N-2|k) + B_{1}u(k+N-1|k),$$
 (33)

式 $(30) \sim (33)$ 中, $u(k|k) \sim u(k+N-1|k)$ 为输入序列。 定义

 $X(k) = \left[x(k|k) \ x(k+1|k) \ \cdots \ x(k+N|k) \right]_{1\times(nN)}^{T}$ (34) 式中,X(k) 为 $(nN) \times 1$ 向量,包含了在 k 时刻的值和 在 k 时刻预测的所有预测区间内的状态变量。

$$U(k) = \left[\mathbf{u}(k|k) \ \mathbf{u}(k+1|k) \cdots \mathbf{u}(k+N-1|k) \right]_{1\times(pN)}^{T}$$
 (35)
式中, $U(k)$ 为 $(pN) \times 1$ 向量,表示 k 时刻计算得到的

控制量(输入)序列。

定义矩阵M和C分别如下:

$$M = \begin{bmatrix} I_{n \times n} & A_{n \times n} & \cdots & A_{n \times n}^{N} \end{bmatrix}_{n \times (n \times N)}^{T}, \qquad (36)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ B & 0 & \cdots & 0 \\ B & 0 & \cdots & 0 \\ AB & B & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ A^{N-1}B & A^{N-2}B & \cdots & B \end{bmatrix}$$

由以上各式得到一个紧凑形式的方程:

$$X(k) = Mx(k) + CU(k)$$
 (38)

设计代价函数(cost function), J_1 由 3 个部分组成:每一个状态变量的平方和、每一个控制变量的平方和及末端状态变量的平方和。

$$J_{1} = \sum_{i=0}^{N-1} \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} (k+i|k) \boldsymbol{Q} \boldsymbol{x} (k+i|k) + \sum_{i=0}^{N-1} \boldsymbol{u}^{\mathrm{T}} (k+i|k) \boldsymbol{R} \boldsymbol{u} (k+i|k) + \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}} (k+N|k) \boldsymbol{F} \boldsymbol{x} (k+N|k),$$
(39)

式中:Q为运行代价的权重矩阵,定义为

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} q_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & q_n \end{bmatrix}, \ q_1, q_2, \cdots, q_n \geqslant 0; \tag{40}$$

R 为控制量 r 代价的权重矩阵, 定义为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & r_p \end{bmatrix}, \quad r_1, r_2, \cdots, r_p \geqslant 0; \tag{41}$$

F 为控制量 f 代价的权重矩阵, 定义为

$$\boldsymbol{F} = \begin{bmatrix} f_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & f_n \end{bmatrix}, \ f_1, \ f_2, \cdots, \ f_n \geqslant 0 \circ \qquad (42)$$

把式(39)展开,得到:

$$J_{1} = \begin{bmatrix} x(k|k) \\ x(k+1|k) \\ \vdots \\ x(k+N|k) \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} Q & & & \\ & \ddots & & \\ & & Q & \\ & & & F \end{bmatrix}_{(N+1)\times(N+1)}$$

$$\begin{bmatrix} x(k|k) \\ x(k+1|k) \\ \vdots \\ x(k+N|k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u(k|k) \\ u(k+1|k) \\ \vdots \\ u(k+N-1|k) \end{bmatrix}^{\mathsf{T}} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \vdots \\ u(k+N-1|k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \vdots \\ u(k+N-1|k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \vdots \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k|k) \\ u(k+1|k) \\ \vdots \\ u(k+N-1|k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \vdots \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \vdots \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \vdots \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{r} \\ \mathbf{r$$

则式(43)可简化为

$$J_{1} = X^{\mathsf{T}}(k) \overline{Q} X(k) + U^{\mathsf{T}}(k) \overline{R} U(k) \circ \tag{44}$$

将式(38)代入式(44)中,可得

$$J_{1} = (Mx(k) + CU(k))^{\mathsf{T}} \overline{Q}(Mx(k) + CU(k)) + U^{\mathsf{T}}(k) \overline{R}U(k) = x^{\mathsf{T}}(k) M^{\mathsf{T}} \overline{Q}Mx(k) + 2U^{\mathsf{T}}(k) C^{\mathsf{T}} \overline{Q}Mx(k) + U^{\mathsf{T}}(k) (C^{\mathsf{T}} \overline{Q}C + \overline{R})U(k) \circ$$

定义 $G = M^{\mathsf{T}} \overline{Q} M \setminus E = C^{\mathsf{T}} \overline{Q} M \setminus H = C^{\mathsf{T}} \overline{Q} C + \overline{R}$,可得到以下方程:

$$J_1 = x^{\mathrm{T}}(k)Gx(k) + U^{\mathrm{T}}(k)HU(k) + 2x^{\mathrm{T}}(k)EU(k)$$

式中, $\mathbf{x}^{\mathsf{T}}(k)\mathbf{G}\mathbf{x}(k)$ 为初始值的代价,在 k 时刻是一个确定的值,不随输入变化而变化。

当性能指标 J_1 取最小值时,控制策略(control policy) $U^*(k)$ 就是最优控制序列, $U^*(k)$ = arg min J_1 \circ

即
$$\frac{\partial J_1}{\partial U(k)} = 0 \circ$$
可得: $U^*(k) = -H^{-1}Ex(k) \circ$

只取 $U^*(k)$ 的第一项 $u^*(k)$ 作为输出,作为下一时刻的输入。 $u^*(k)$ 即为当前预测区间内的最优控制量。 A=[1], $B_i=[1]$, $u=\omega$ 。取采样时间为 $T=1e^{-5}$ s,N=3, $Q=[3\ 150]$,R=[0.18],F=[60],误差增益 $p_2=550$,采用 Matlab 中 Simulink 的 S-Function 编程模块进行仿真实验和实物平台实验。系统控制框图见图 3。

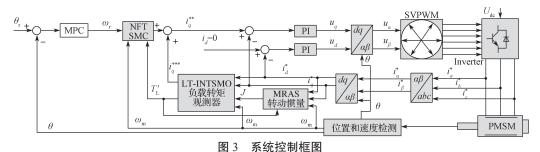


Fig. 3 System control block diagram

6.1 位置阶跃给定分析

为了测试永磁同步电机系统在位置阶跃给定工

况下受到负载转矩扰动时的位置跟踪性能,设定初始

时刻的负载转矩 $T_{\rm L}$ =0.3 N·m, 在系统运行 0.3 s 和

0.4 s 时进行负载转矩突变, 分别给定 0.6 N·m 和 0.3

N·m的负载转矩,模拟负载突变情况下的系统运行

效果,系统转动惯量为 0.189×10⁻³ kg·m²。在 3 个

阶段给定跟踪位置,分别为60,120,180 rad,观察并

比较 PI+SMC、PI+NFTSMC 和 MPC+NFTSMC 3 种

不同控制策略下的位置跟踪效果,所得结果如图 4 所

示。通过分析图 4a 和图 4b 可得, MPC+NFTSMC 位

置环加速度环的复合控制与其他两种控制策略相比,能更快地到达3个阶段。从给定的负载转矩仿真对比图 4c,可以看到LT-NTSMO相比LT-SMO,其转矩响应速度更快,观测波动较小,能精准地对转矩值进行估计。从图 4d 可知,观测器能够快速观测给定值,

在出现波动时, 也能恢复跟踪。

6 实验验证

本节拟通过仿真平台和电机平台实验来验证由 MPC 和非奇异快速终端滑模控制复合控制对于位置 跟踪的有效性,以及在速度控制工况下,非奇异滑模 负载观测器的有效性。并将负载转矩线性滑模观测 器和非奇异终端负载转矩滑模观测器进行对比仿真, 对比系统采用相同的控制策略,电流环使用 PI 控制。 永磁同步电机的具体参数与取值见表 1。

表 1 永磁同步电机参数值

Table 1 Parameter values of permanent magnet synchronous motors

电机参数	取值	电机参数	取值
额定转速 n/(r • min ⁻¹)	1 500	交轴电感 L_q /mH	0.9
额定电压 $U_{\rm N}/{ m V}$	24	永磁体磁链 Ψ _{ro} /Wb	0.009 6
额定电流 I_N/A	7.5	转动惯量 J/(kg • m²)	0.189×10^{-3}
定子电阻 $R_{\rm so}/\Omega$	0.33	额定负载 T _n /(N • m)	0.637
直轴电感 L_d/mH	0.9	极对数 P _n	4

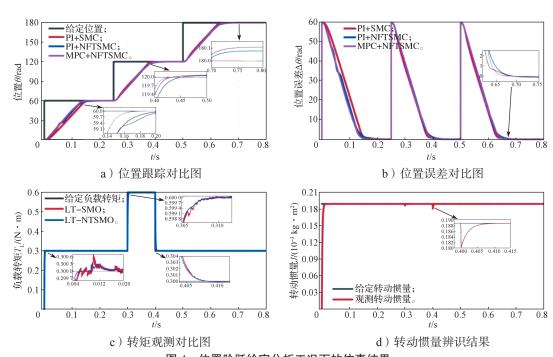


图 4 位置阶跃给定分析工况下的仿真结果

Fig. 4 Simulation results under the given position step analysis conditions

6.2 位置正弦给定分析

为了验证永磁同步电机系统在位置正弦给定工况下受到负载转矩扰动时的位置跟踪性能,设定初始时刻的负载转矩 T_L =0.3 N • m,在系统运行 0.3 s 和 0.4 s时,进行负载转矩突变,分别给定 0.6 N • m 和 0.3 N • m 的负载转矩,转动惯量给定为 0.189 × 10^{-3} kg • m²,位置给定一个幅值为 10、频率为 10 rad/s、初相为 0 的正弦信号,观察比较 PI+SMC、PI+NFTSMC 和 MPC+NFTSMC 共 3 种不同控制策略下的位置跟踪效

果, 所得结果如图 5 所示。

通过分析图 5a 和图 5b 可以得知,位置环 MPC 和加速度环 NFTSMC 的复合控制,与 PI+SMC 和PI+NFTSMC 两种控制策略相比,该复合控制策略能够更快地跟踪正弦给定。由图 5c 可以得知,LT-NTSMO 控制策略下观测转矩的响应速度更快、响应效果更为精准。由图 5d 可以得知,观测器可以快速地观测出转动惯量,并且在出现扰动时,也能很快恢复跟踪。

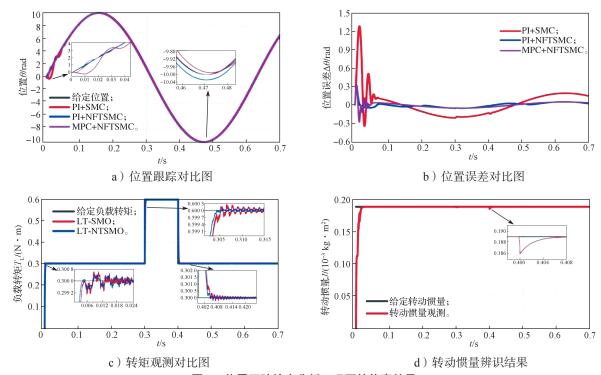


图 5 位置正弦给定分析工况下的仿真结果

Fig. 5 Simulation results under the given sinusoidal position analysis conditions

6.3 电机对拖实验平台验证

PMSM 硬件在环实验平台,由电机对拖平台和多电机综合驱控实验平台组成,实验平台采用Matlab/Simulink和TMS320F28335DSP为核心的软件

和硬件相结合,仿真模型下载到嵌入式设备上,实现 电机控制。实验采用永磁同步电机和直流电机对拖, PMSM 控制系统的控制框图如图 6 所示,

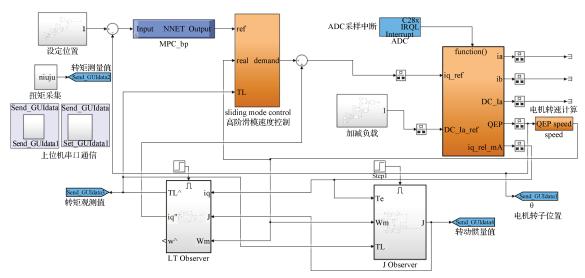


图 6 PMSM 控制系统的控制框图

Fig. 6 PMSM control system block diagram

采用永磁同步电机和直流电机对拖,实物平台实 物照片如图 7 所示。

为验证在位置阶跃跟踪工况下本文所提方法的控制效果。在实验平台上,电机空载启动。实验运行时间为8s,位置给定3个阶段值分别为10000,20000,30000脉冲数,在8.5s时通过被拖电机模拟负载将

0.03 N·m增加到 0.13 N·m, 在 10.5 s 时将负载转 矩增加到 0.19 N·m。

在相同的实验条件下,分别对PI+SMC、PI+NFTSMC和MPC+NFTSMC进行电机实验。3种控制策略下的位置跟踪对比图如图8所示,转矩观测对比图如图9所示。

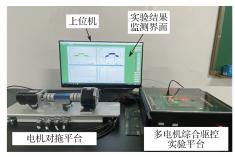


图 7 实物平台实物照片

Fig. 7 Physical photos of the platform

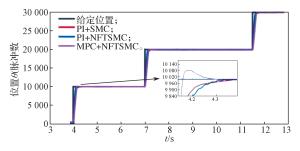


图 8 对拖平台位置跟踪对比图

Fig. 8 Comparison chart of the position tracking of the towing platform

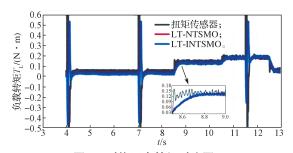


图 9 对拖平台转矩对比图

Fig. 9 Comparison chart of load torques on the towing platform

从图 8 中可以看出,电机在受到来自被拖电机施加的转矩阻力后,仍能对位置进行精确跟踪。通过图 9 可知,LT-NTSMO 响应速度相比于 LT-INTSMO 更快,数据更加接近实际转矩,也可以看出负载转矩受到转速变化的影响,会出现大幅度变化,但都能很快恢复到稳定状态。

7 结论

本文研究了基于级联惯性负载转矩观测器的永 磁伺服电机复合抗扰控制,研究结论如下:

- 1)采用 MPC+NFTSMC 复合控制对位置进行跟踪,可实现永磁伺服电机的位置精确跟踪。
- 2)采用了级联观测器策略,通过模型参考自适应算法辨识电机的转动惯量,将惯量输出LT-NTSMO,可实时精准观测出扰动,并进行电流补偿,

达到抗扰动的效果。

3) 仿真和在环实验结果均表明, MPC+NFTSMC 复合控制策略响应速度较快、控制精度较高, 而 LT-NTSMO 对负载转矩的观测效果更接近实际值。

参考文献:

- [1] 王卓用,姚晓东.基于负载观测器的永磁同步电动机自抗扰控制研究[J].上海电机学院学报,2022,25(4):201-206.
 - WANG Zhouyong, YAO Xiaodong. Research on Active Disturbance Rejection Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Load Observer[J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2022, 25(4): 201–206.
- [2] 王朝阳,潘松峰.基于终端滑模控制器的高精度伺服系统设计 [J].制造业自动化,2021,43(1):113-117. WANG Zhaoyang, PAN Songfeng. Design of High Precision Servo System Based on Terminal Sliding Mode Controller [J]. Manufacturing Automation, 2021,43(1):113-117.
- [3] 杨 明, 刘铠源, 陈扬洋, 等. 基于 PI-Lead 控制的 永磁同步电机双环位置伺服系统 [J]. 电工技术学报, 2023, 38(8): 2060-2072. YANG Ming, LIU Kaiyuan, CHEN Yangyang, et al. Permanent Magnet Synchronous Motor Dual-Loop Position Servo System Based on PI-Lead Control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023,
- [4] 李永聪, 袁 森, 冯治国, 等. 伺服电机控制系统调试平台设计与开发 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2020(6): 98-100, 105.

 LI Yongcong, YUAN Sen, FENG Zhiguo, et al. Design and Development of Debugging Platfom for Servo Motor Control System[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2020(6): 98-100, 105.

38(8): 2060-2072.

- [5] YANG Qiyao, MA Xiangfeng, WANG Wei, et al. Adaptive Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Trajectory Tracking Control for Robot Manipulators[J]. Electronics, 2022, 11(22): 3672.
- [6] LI Xiangfei, LIU Junqin, YIN Yang, et al. Improved Super-Twisting Non-Singular Fast Terminal Sliding Mode Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Considering Time-Varying Disturbance of the System[J]. IEEE Access, 2023, 11: 17485–17496.
- [7] 华玉龙,孙 伟,迟宝山,等.非奇异快速终端滑模控制[J].系统工程与电子技术,2017,39(5):1119-1125.
 - HUA Yulong, SUN Wei, CHI Baoshan, et al. Study on Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control[J].

- Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(5): 1119–1125.
- [8] 王要强,王秋旭,聂福全,等.基于自适应滑模控制器的 PMSM 调速策略研究 [J]. 郑州大学学报 (理学版), 2024(2): 1-7.
 - WANG Yaoqiang, WANG Qiuxu, NIE Fuquan, et al. Research on PMSM Speed Control Strategy Based on Adaptive Sliding Mode Controller[J]. Journal of Zhengzhou University(Natural Science Edition), 2024(2): 1–7.
- [9] 赵希梅,金洋洋,王丽梅. PMLSM 伺服系统的自适应 RBFNN 反推控制 [J]. 电机与控制学报,2020,24(4): 149-157.
 ZHAO Ximei, JIN Yangyang, WANG Limei. Adaptive RBFNN Backstepping Control for PMLSM Servo
 - RBFNN Backstepping Control for PMLSM Servo System[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 149-157.
- [10] 徐艳平,李园园,周 钦.永磁同步电机双模型预测 转矩控制策略 [J]. 电力电子技术,2018,52(6):37-39.
 - XU Yanping, LI Yuanyuan, ZHOU Qin. A Double Model Predictive Torque Control Strategy for PMSM[J]. Power Electronics, 2018, 52(6): 37–39.
- [11] 程启明,程尹曼,张 磊,等.基于TLIMC-PMSM的改进型调制模型预测控制方法[J].南方电网技术,2024(1):1-12.
 - CHENG Qiming, CHENG Yinman, ZHANG Lei, et al. Predictive Control Method of Improved Modulation Model Based on TLIMC-PMSM[J]. Southern Power System Technology, 2024(1): 1–12.
- [12] 张保程,徐艳平,周 钦.基于广义双矢量的 PMSM 模型预测电流控制 [J]. 电气传动,2017,47(3):17-20
 - ZHANG Baocheng, XU Yanping, ZHOU Qin. Generalized Two-Vector-Based Model Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives[J]. Electric Drive, 2017, 47(3): 17–20.
- [13] FLIESS Michel, JOIN Cédric. Model-Free Control[J]. International Journal of Control, 2013, 86(12): 2228–2252.
- [14] 王 兵,颜伟平,刘 凯,等 . 基于改进型扰动观测器的 PMSM 抗扰动控制研究 [J]. 电工电气, 2021(2): 1-7.

- WANG Bing, YAN Weiping, LIU Kai, et al. Research on PMSM Anti-Disturbance Control Based on Improved Disturbance Observer[J]. Electrotechnics Electric, 2021(2): 1–7.
- [15] 李先弘,潘松峰,刘镔震,等.基于负载观测器的永磁同步电机终端滑模控制系统设计[J].电子设计工程,2022,30(1):155-159.

 LI Xianhong, PAN Songfeng, LIU Binzhen, et al. Design of Terminal Sliding Mode Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Load Observer[J]. Electronic Design Engineering, 2022,30(1):155-159.
- [16] 杨羽萌,朱其新.改进扩张状态观测器下永磁同步电动机滑模控制 [J]. 西安工程大学学报,2024,38(1):1-8,137.
 - YANG Yumeng, ZHU Qixin. Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Improved Extended State Observer[J]. Journal of Xi'an Polytechnic University, 2024, 38(1): 1–8, 137.
- [17] JIANG Fuxi, CHENG Shanmei. Additive-State-Decomposition-Based Model Predictive Tracking Control for PMSM Servo System with Multiple Disturbances[J]. Journal of the Franklin Institute, 2023, 360(13): 9378– 9398.
- [18] ZHAO Kaihui, YIN Tonghuan, ZHANG Changfan, et al. Robust Model-Free Nonsingular Terminal Sliding Mode Control for PMSM Demagnetization Fault[J]. IEEE Access, 2019, 7: 15737–15748.
- [19] 张 曦, 王 涛, 陈致君, 等. 永磁伺服电机复合模型预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 8-15. ZHANG Xi, WANG Tao, CHEN Zhijun, et al. Composite Model Predictive Control for Permanent Magnet Servo Motor[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4): 8-15.
- [20] 王 政,温从剑,朱辰雨,等.位置伺服永磁电机鲁棒性无差拍预测转速控制[J].电工技术学报,2023,38(19):5176-5184.
 - WANG Zheng, WEN Congjian, ZHU Chenyu, et al. Deadbeat Predictive Control for Position Servo Permanent Magnet Motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5176–5184.

(责任编辑:廖友媛)