



中国科技期刊卓越行动计划项目入选期刊

# 控制与决策

CONTROL AND DECISION



## 基于抗扰增强型广义预测控制的永磁同步电机伺服系统

魏亚飞, 冒建亮, 张传林, 杨俊

引用本文:

魏亚飞, 冒建亮, 张传林, 杨俊. 基于抗扰增强型广义预测控制的永磁同步电机伺服系统[J]. 控制与决策, 2024, 39(6): 1967–1976.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.1834>

## 您可能感兴趣的其他文章

### Articles you may be interested in

#### 基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller  
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

#### 基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller  
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

#### 基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law  
控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

#### 四旋翼无人机抗干扰轨迹跟踪控制

Anti-interference trajectory tracking control of quadrotor UAV  
控制与决策. 2021, 36(2): 379–386 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0875>

#### 基于时变增益ESO的航天器无源姿态跟踪控制

Passive attitude tracking control of spacecraft based on time-varying gain ESO  
控制与决策. 2018, 33(2): 193–202 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2016.1472>

# 基于抗扰增强型广义预测控制的永磁同步电机伺服系统

魏亚飞<sup>1</sup>, 冒建亮<sup>1†</sup>, 张传林<sup>1</sup>, 杨俊<sup>2</sup>

(1. 上海电力大学 自动化工程学院, 上海 200090; 2. 拉夫堡大学 航空与汽车工程系, 拉夫堡 LE11 3TU)

**摘要:** 为了提高永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 伺服系统的响应速度及控制精度, 提出一种连续时间域下基于抗扰增强型广义预测控制方法. 首先, 通过构造高阶扩张状态观测器 (high-order extended state observer, HOESO) 对模型参数摄动及外部不确定性负载扰动进行估计, 同时将干扰以及转子角速度的估计信息引入至位置轨迹输出预测序列中, 实现对预测模型偏差的修正. 进一步, 通过求解位置跟踪误差性能指标的优化问题, 得到最优控制序列的显式解析解, 并从理论上给出控制参数的选择规则. 最终, 利用 Lyapunov 理论对闭环系统进行严格的稳定性分析, 并在快速控制原型 (rapid control prototype, RCP) 对拖实验平台上进行所提控制算法的性能验证. 实验结果表明, 与串级 PI 控制和传统广义预测控制相比, 所提方法提高了伺服系统的位置跟踪精度和抗干扰性能.

**关键词:** 永磁同步电机; 伺服系统; 高阶扩张状态观测器; 广义预测控制; 扰动估计; 不确定受扰系统

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2022.1834

**引用格式:** 魏亚飞, 冒建亮, 张传林, 等. 基于抗扰增强型广义预测控制的永磁同步电机伺服系统[J]. 控制与决策, 2024, 39(6): 1967-1976.

## Permanent magnet synchronous motor servo system based on generalized predictive control with disturbance-rejection enhancement

WEI Ya-fei<sup>1</sup>, MAO Jian-liang<sup>1†</sup>, ZHANG Chuan-lin<sup>1</sup>, YANG Jun<sup>2</sup>

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 2. College of Aeronautical and Automotive Engineering, Loughborough University, Loughborough LE11 3TU, UK)

**Abstract:** To improve the response rate and control accuracy of the permanent magnet synchronous motor servo system, this paper proposes a generalized predictive control approach with enhanced disturbance rejection ability in continuous time domain. Firstly, the model parameter perturbations and external uncertain load disturbances are estimated by constructing a high-order extended state observer, and thereby the estimated information of disturbance and rotor angular velocity is introduced into the position trajectory output prediction sequence to realize the correction of the prediction model errors. Furthermore, by solving the optimization problem of the position tracking error performance index, the explicit analytical solution of the optimal control sequence is obtained, and the selection guideline of control gains is theoretically given. Finally, the Lyapunov theory is employed to conduct a rigorous stability analysis of the closed-loop system, and the controller performance is verified by using a rapid control prototype drag loading experimental platform. The experimental results show that, compared with the cascade PI control method and the traditional generalized predictive control method, the proposed control method improves the position tracking accuracy and the disturbance rejection ability of the servo system.

**Keywords:** permanent magnet synchronous motor; servo system; high-order extended state observer; generalized predictive control; disturbance estimation; uncertain disturbed system

## 0 引言

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 凭借着高效、轻量化、高功率密度等优

点, 目前已被广泛应用于机器人伺服系统<sup>[1]</sup>. 作为机器人执行器的核心模块, 为满足流水线作业的工作节拍和定位精度要求, 通常要求 PMSM 具备优良的位

收稿日期: 2022-10-24; 录用日期: 2023-03-12.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (62203292, 62173221); 江苏省产学研合作项目 (BY2021304); 中央高校基本科研业务费专项资金项目 (2242022k30038).

责任编辑: 张维海.

<sup>†</sup>通讯作者. E-mail: jl\_mao@shiep.edu.cn.

置伺服性能. 在实际伺服应用系统中, PMSM 轨迹跟踪控制常采用级联 PI 控制方法<sup>[2]</sup>, 该方法在时不变系统中能满足较好的控制性能. 然而, PMSM 是一个多变量、强耦合且具有外部干扰的非线性控制对象. 在这种情况下, 传统的线性控制方法难以保证关节伺服系统的运行性能<sup>[3]</sup>.

随着非线性控制理论的快速发展, 国内外学者在 PMSM 控制策略上做了大量的研究与探索, 如自适应控制<sup>[4]</sup>、滑模控制<sup>[5]</sup>、反步控制<sup>[6]</sup>等, 这些方法从不同角度提升了 PMSM 在复杂应用场景下的控制性能. 而从优化控制的角度, 近年来, 模型预测控制 (model predictive control, MPC) 也在工业控制系统中得到广泛应用. MPC 策略通过将动态性能作为优化目标, 能够同时对多个变量进行优化, 从而获取较好的控制性能<sup>[7]</sup>. 随着半导体科学和微处理器的发展, MPC 理论的应用范围已经从慢时变系统扩展到快时变系统, 例如永磁同步电机<sup>[8]</sup>、功率变换器<sup>[9]</sup>、机器人控制<sup>[10]</sup>等.

通常, MPC 的预测模型可分为基于连续时间和基于离散时间两种分类方法. 基于离散时间模型的控制策略, 采用过小的采样周期容易导致较大的预测时域, 进而计算量增加, 影响实时性, 而过大的采样周期又会导致系统抗扰动能力的下降, 因此在实际应用中增加了控制器的设计难度. Yang 等<sup>[11]</sup>所提出的广义预测控制 (generalized predictive control, GPC) 方法, 从系统的连续时间模型出发, 在设计控制器的过程中, 建立预测模型时不需要模型的离散化, 而是通过对模型的泰勒级数展开得到预测的模型, 进而优化性能指标, 从而得到最终控制律. 然而, 传统的模型预测控制依赖于精确的系统模型信息, 在滚动优化时未对系统不确定性和干扰做针对性处理. 对于机械臂中的 PMSM 伺服系统, 往往受到各种时变不确定性扰动的影响, 如外部负载扰动、高阶动力学未建模动态、模型参数不确定性等<sup>[12-13]</sup>. 这些扰动因素对伺服系统期望的伺服性能如动静特性、控制精度和稳定性等方面造成不良的影响, 有时甚至会引起控制品质的严重下降, 鲁棒性难以保证<sup>[14]</sup>.

考虑在实际被控系统中广泛存在的干扰和不确定性, 利用扰动观测器 (disturbance observer, DOB)<sup>[15]</sup>对系统扰动进行估计是处理未知扰动的有效方法. 刘旭东等<sup>[16]</sup>设计了一个非线性扰动观测器来估计系统中不匹配扰动, 并将估计值用于前馈补偿. 赵振华等<sup>[17]</sup>通过设计扩张状态观测器 (extended state observer, ESO), 将无人机各通道间的耦合和多源干

扰的影响视为集总干扰进行估计, 在很大程度上提高了系统的抗扰性能.

基于上述讨论, 为了实现 PMSM 伺服系统的跟踪性能, 本文提出一种抗扰增强型广义预测控制策略. 通过引入高阶扩张状态观测器 (high-order extended state observer, HOESO) 对转子角速度以及系统的集总干扰进行估计, 利用泰勒级数展开将状态和扰动估计同时引入到输出位置预测中, 进一步提高模型预测精度. 通过对位置跟随误差性能指标进行滚动优化求解, 得到  $q$  轴电流的最优控制序列, 并给出严格的稳定性分析. 在所搭建的 RCP 电机对拖实验平台上对所提控制方法进行实验验证. 相较于现有的控制方案, 本文的主要贡献可以概括如下:

1) 结合主动抗干扰的设计思路, 利用输入和输出信号来同步估计不可测量的状态和集总干扰, 并将扰动与转子角速度的估计信息补偿到输出位置预测过程中, 以提高系统的控制精度和鲁棒性.

2) 基于模型预测控制的设计框架, 给出闭环系统的严格稳定性分析, 从理论上给出控制参数的选择规范, 同时控制参数的选取有简洁明确的指导机制, 更利于工程实现.

## 1 PMSM 伺服系统模型

首先, 根据磁场定向理论, PMSM 控制系统在  $d$ - $q$  旋转坐标系下的动态方程表示为

$$\begin{cases} L_q \frac{di_q}{dt} = u_q - R_s i_q - n_p w_m L_d i_d - n_p w_m \psi_f, \\ L_d \frac{di_d}{dt} = u_d - R_s i_d + n_p w_m L_q i_q; \end{cases} \quad (1)$$

运动方程表示为

$$\begin{cases} \frac{d\theta_m}{dt} = w_m, \\ \frac{dw_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L - B_v w_m + \Delta T); \end{cases} \quad (2)$$

转矩方程表示为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \quad (3)$$

其中:  $L_d$ 、 $L_q$  为  $d$ 、 $q$  轴定子电感;  $i_d$ 、 $i_q$  为  $d$ 、 $q$  轴定子电流;  $u_d$ 、 $u_q$  为  $d$ 、 $q$  轴定子电压;  $R_s$  为定子电阻;  $n_p$  为极对数;  $\theta_m$  为转子位置;  $w_m$  为转子角速度;  $\psi_f$  为永磁体产生的磁链;  $J$  为系统的转动惯量;  $B_v$  为系统的粘滞摩擦系数;  $T_e$  为电磁转矩;  $T_L$  为外部负载转矩;  $\Delta T$  为模型参数摄动引起的转矩干扰量.

本文考虑表贴式 PMSM, 此时  $L_d = L_q$ , 电机不存在磁阻转矩. 在表贴式 PMSM 伺服控制系统中, 通常采用  $i_d = 0$  的磁场定向控制策略. 在此控制框架下,

本文主要考虑位置环和速度环控制器的设计方法,即设计一种闭环控制器,将 $q$ 轴给定电流信号 $i_q^*$ 作为系统输入,转子位置 $\theta_m$ 作为系统输出. 因此,将运动方程(2)整理为

$$\ddot{\theta}_m = \frac{1}{J}(K_t i_q - T_L - B_v \omega_m + \Delta T) = b_0 u + f(t). \quad (4)$$

其中: $b_0 = K_t/J$ 为系统参数, $K_t = \frac{3}{2}n_p\psi_f$ 为转矩常数; $u = i_q^*$ 为控制输入; $f(t)$ 为包含电流环跟踪误差、负载转矩、粘滞摩擦以及模型参数摄动引起的转矩干扰量的集总扰动,其可表述为

$$f(t) = -[K_t(i_q^* - i_q) + T_L + B\omega_m + \Delta T]/J. \quad (5)$$

**假设1**  $f(t)$ 连续可微,其 $n$ 阶导数存在且有界,即存在一个正常数 $C$ ,满足 $\sup |f^{(n)}(t)| \leq C$ .

**注1** 假设1意味着在物理世界中,集总扰动的变化能量是有限的<sup>[5]</sup>. 对于一类特殊形式的扰动,如 $p$ 阶多项式干扰,当选取 $n = p + 1$ 时,则有 $C = 0$ . 对于正弦波这类周期性干扰,可以利用泰勒级数进行展开,根据残差要求范围选取合适的阶数.

## 2 广义位置预测控制器设计

本结将给出基于HOESO的永磁同步电机广义位置预测控制律的具体设计步骤.

### 2.1 位置预测模型构建

首先,将 $\tau$ 时刻后的转子预测位置 $\theta_m(t + \tau)$ 利用泰勒级数展开:

$$\theta_m(t + \tau) \approx \theta_m(t) + \tau \dot{\theta}_m(t) + \dots + \frac{\tau^{2+r}}{(2+r)!} \theta_m^{(2+r)}(t), \quad (6)$$

其中 $r$ 为系统的控制阶<sup>[18]</sup>.

通常,控制阶 $r$ 越大,系统输出的预测精度越高,但也会导致计算复杂度增大. 在本文设计中,为了便于DSP微处理器实现,取 $r = 0$ . 此时,式(6)简化为

$$\theta_m(t + \tau) = \theta_m(t) + \tau \dot{\theta}_m(t) + \frac{\tau^2}{2!} \ddot{\theta}_m(t) = T(\tau)[U(t) + X(t)]. \quad (7)$$

其中

$$\begin{aligned} T(\tau) &= \left[1, \tau, \frac{\tau^2}{2!}\right], \\ U(t) &= [0, 0, b_0 u(t)]^T, \\ X(t) &= [\theta_m(t), \dot{\theta}_m(t), f(t)]^T. \end{aligned}$$

由式(7)可以看出,转子位置预测模型依赖于未知的转子角速度 $\dot{\theta}_m(t)$ 和集总干扰 $f(t)$ 信息. 鉴于此,本文通过引入扩张状态观测器对转子角速度以及集总干扰进行估计,并分别定义为 $\hat{\theta}_m(t)$ 和 $\hat{f}(t)$ .

## 2.2 HOESO设计

传统ESO仅考虑集总扰动的一阶导数,为实现高精度估计,通常需要假设干扰为常值或慢时变信号. 然而,在复杂系统工况下,该假设条件难以满足. 为此本文设计一种高阶扩张状态观测器,从而实现更高精度的干扰估计.

首先,选择转子位置 $\theta_m$ 和转子角速度 $\dot{\theta}_m(t)$ 分别为状态变量 $x_1$ 和 $x_2$ ,则系统(4)可整理为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = b_0 u + f(t), \\ y = x_1. \end{cases} \quad (8)$$

针对系统(8),将干扰 $f^{(i)}(t)(i = 0, 1, \dots, n - 1)$ 扩展为 $n$ 个虚拟状态变量,构建HOESO为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - l_1 e_1; \\ \dot{z}_2 = z_3 - l_2 e_1 + b_0 u; \\ \dot{z}_i = z_{i+1} - l_i e_1, \quad i = 3, 4, \dots, n + 1; \\ \dot{z}_{n+2} = -l_{n+2} e_1. \end{cases} \quad (9)$$

其中: $z_i(i = 1, 2, \dots, n + 2)$ 分别为转子位置观测值、转子角速度观测值、集总干扰及其各阶导数的估计值; $e_1 = z_1 - y$ 为位置观测误差; $l_i(i = 1, 2, \dots, n + 2)$ 为观测器增益,用于调节系统的观测性能.

**注2** 当采用传统ESO设计干扰观测器时,由于其只对干扰本身扩张为一个新的状态,只有当扰动 $f(t)$ 为常值时才能实现无偏估计;对于时变干扰,ESO的观测精度依赖于 $\dot{f}(t)$ 的上确界. 不同的是,所提出的HOESO将扰动 $f(t)$ 及其 $i$ 阶导数( $i = 1, \dots, n - 1$ )扩张为 $n$ 个新的状态,因此在一定程度上降低了 $C$ 的取值,保证观测误差可以达到较小的收敛域,从而提高了干扰的观测精度.

定义误差状态 $e_2 = z_2 - x_2, e_i = z_i - f^{(i-3)}(i = 3, 4, \dots, n + 2)$ 为估计误差,由系统(8)和观测器(9)可得系统误差动态方程满足

$$\dot{e} = \bar{A}e + Ef^{(n)}. \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} e &= [e_1, e_2, \dots, e_{n+2}]^T, \\ E &= [0, 0, \dots, -1]^T, \\ \bar{A} &= \begin{bmatrix} -l_1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -l_2 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -l_{n+1} & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -l_{n+2} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

2.3 性能指标定义

为实现PMSM转子位置的优化控制,首先定义如下期望的模型预测控制的性能指标:

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{T_p} [(\hat{\theta}_m(t + \tau) - \hat{\theta}_r(t + \tau))^2 + p(\hat{u}(t) - \hat{u}_r(t))^2] d\tau, \quad (11)$$

其中:  $T_p$  为预测时域,  $\hat{\theta}_m(t + \tau)$  为位置预测输出,  $\hat{\theta}_r(t + \tau)$  为期望参考位置,  $\hat{u}(t)$  为控制输入,  $\hat{u}_r(t)$  为稳态控制输入,  $p \geq 0$  为加权系数. 各变量定义为

$$\hat{\theta}_m(t + \tau) = T(\tau)[U(t) + \hat{X}(t)], \quad (12)$$

$$\hat{\theta}_r(t + \tau) = T(\tau)Y_r(t), \quad (13)$$

$$\hat{X}(t) = [\theta_m(t), \dot{\theta}_m(t), \hat{f}(t)]^T, \quad (14)$$

$$Y_r(t) = [\theta_r(t), \dot{\theta}_r(t), \ddot{\theta}_r(t)]^T, \quad (15)$$

$$\hat{u}_r(t) = \frac{1}{b_0} [\ddot{\theta}_r(t) - \hat{f}(t)]. \quad (16)$$

2.4 滚动优化

不同于全局最优控制,预测控制采用滚动式的有限时域优化策略,即在每一采样时刻根据所定义的性能指标计算当前最优控制输入.基于此,将式(12)~(16)代入性能指标(11),并整理为

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{T_p} [(T(\tau)(\hat{X} + U - Y_r))^2 + p(\hat{u} - \hat{u}_r)^2] d\tau = \frac{1}{2} (\hat{X}^T + U^T - Y_r^T) \bar{T} (\hat{X} + U - Y_r) + \frac{1}{2} p \bar{F} (u - \hat{u}_r)^2. \quad (17)$$

其中:  $\bar{T} = \int_0^{T_p} T^T(\tau)T(\tau)d\tau, \bar{F} = T_p$ .

将矩阵  $\bar{T}$  划分为子矩阵形式

$$\bar{T} = \begin{bmatrix} \bar{T}_1 & \bar{T}_2 \\ \bar{T}_2^T & \bar{T}_3 \end{bmatrix}.$$

其中:  $\bar{T}_1 \in \mathbb{R}^{2 \times 2}, \bar{T}_2 \in \mathbb{R}^{2 \times 1}, \bar{T}_3 \in \mathbb{R}$ . 将  $J$  对  $\hat{u}$  求偏导数可得

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{u}} = b_0[\bar{T}_2^T, \bar{T}_3](\hat{X} - Y_r) + (b_0^2\bar{T}_3 + p\bar{F})\hat{u} - p\bar{F}\hat{u}_r = b_0[\bar{T}_2^T, \bar{T}_3 + p\bar{F}/b_0^2](\hat{X} - Y_r) + (b_0^2\bar{T}_3 + p\bar{F})\hat{u}. \quad (18)$$

令  $\partial J/\partial \hat{u} = 0$ , 可得优化控制律  $u^*$  满足

$$u^* = -\frac{1}{b_0} \left[ \left( \bar{T}_3 + \frac{p}{b_0^2} \bar{F} \right)^{-1} \bar{T}_2^T, 1 \right] (\hat{X} - Y_r). \quad (19)$$

进一步,控制律(19)可简化为

$$u^*(t) = -\frac{1}{b_0} [k_1(\theta_m(t) - \theta_r(t)) + k_2(\hat{\theta}_m(t) - \dot{\theta}_r(t)) + \hat{f}(t) - \ddot{\theta}_r(t)]. \quad (20)$$

其中

$$\begin{cases} k_1 = \frac{10b_0^2T_p^2}{3b_0^2T_p^4 + 60p}, \\ k_2 = \frac{5b_0^2T_p^3}{2b_0^2T_p^4 + 40p}. \end{cases} \quad (21)$$

基于上述设计步骤,本文所提出的基于GPC的永磁同步电机伺服系统实现框图如图1所示.

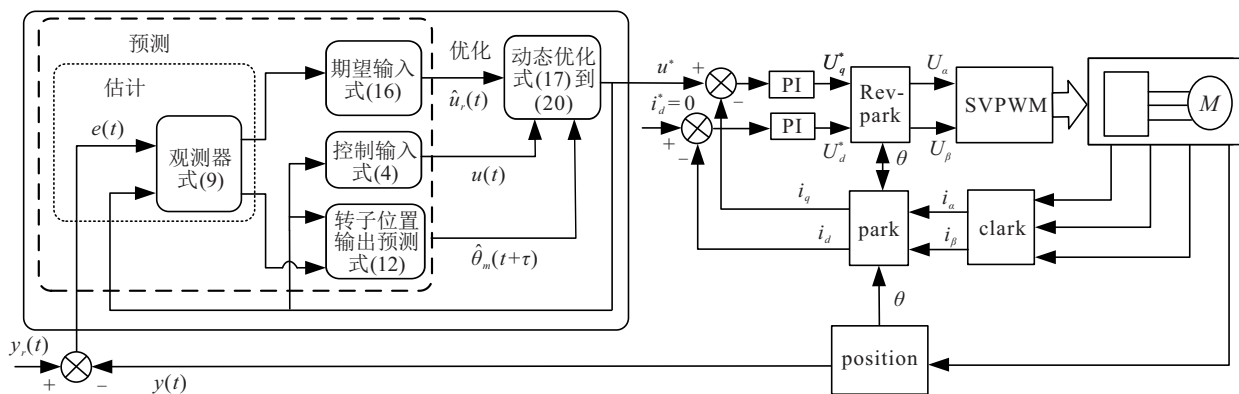


图1 基于广义预测控制的永磁同步电机伺服系统的实现框图

**注3** 传统的反馈控制通常是利用人工极点配置的方法选择控制增益  $k_1$  和  $k_2$ , 其选取的合理性直接关系着受控系统的控制性能, 且在实际工程应用时, 需从业者具备一定的专业背景知识及调参经验. 如式(21)所示, 不同于一般的状态反馈控制器, 所得到的GPC控制律中控制增益  $k_1$  和  $k_2$  是预测时域  $T_p$  和控制输入加权系数  $p$  的函数, 其直接关系到闭环系

统的跟踪性能. 具体地,  $T_p$  决定了系统的响应性能,  $p$  则可以实现对控制能量的约束, 在实验部分会进一步对这两个参数的选取进行讨论.

2.5 稳定性分析

本结旨在给出严格的稳定性分析, 以阐明本文所提广义位置预测控制策略的有效性.

**引理1** 设  $V : [0, \infty) \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  是一个连续可

微的函数,满足

$$\begin{aligned} \alpha_1(\|x\|) &\leq V(x) \leq \alpha_2(\|x\|), \\ \dot{V}(x) &\leq -W_3(x), \quad \forall \|x\| \geq \mu > 0. \end{aligned} \quad (22)$$

其中:  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 为 $\mathcal{K}_\infty$ 类函数,  $W_3(x)$ 为连续正定函数. 那么, 存在一个 $\mathcal{KL}$ 类函数 $\zeta$ , 对于任意初始条件 $x(t_0)$ , 存在一个时间常数 $T \geq 0$ (与 $x(t_0)$ 和 $\mu$ 有关), 满足

$$\begin{cases} \|x(t)\| \leq \zeta(\|x(t_0)\|, t - t_0), \quad \forall t_0 < t < t_0 + T; \\ \|x(t)\| \leq \alpha_1^{-1}(\alpha_2(\mu)), \quad \forall t \geq t_0 + T. \end{cases} \quad (23)$$

引理1的证明可参考文献[19]的定理4.18.

**定理1** 考虑满足假设1的伺服系统(2), 设计观测器增益 $\ell_i = \omega_o^i \bar{\ell}_i, i = 1, 2, \dots, n + 2$ , 其中 $\bar{\ell}_i$ 的选择使得特征多项式 $\lambda^{(n+2)} + \bar{\ell}_1 \lambda^{(n+1)} + \bar{\ell}_2 \lambda^n + \dots + \bar{\ell}_{n+1} \lambda + \bar{\ell}_{n+2}$ 是Hurwitz的. 通过选择合适的观测器带宽因子 $\omega_o$ , 则由HOESO(9)和GPC(20)组成的闭环系统(2)、(9)、(20)是一致有界的; 特别地, 当 $\lim_{t \rightarrow \infty} f^{(n)} = 0$ 时, 闭环系统是全局渐近稳定的.

**证明** 定义变量 $\eta_1 = \omega_o^{n+1} e_1, \eta_2 = \omega_o^n e_2, \eta_3 = \omega_o^{n-1} e_3, \dots, \eta_{m+2} = e_{n+2}, \xi_1 = \theta_m(t) - \theta_r(t), \xi_2 = \dot{\theta}_m(t) - \dot{\theta}_r(t)$ , 则由扩张状态观测器(9)和广义预测控制律(20)组成的闭环系统满足

$$\begin{cases} \dot{\xi} = A_\xi \xi + B_\xi \eta, \\ \dot{\eta} = \omega_o A_\eta \eta + E f^{(n)}. \end{cases} \quad (24)$$

其中

$$\begin{aligned} \xi &= [\xi_1, \xi_2]^T, \quad \eta = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_{m+2}]^T, \\ A_\eta &= \begin{bmatrix} -\bar{\ell}_1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ -\bar{\ell}_2 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\bar{\ell}_{n+1} & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\bar{\ell}_{n+2} & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \\ A_\xi &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_1 & -k_2 \end{bmatrix}, \\ B_\xi &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -\frac{k_2}{\omega_o^n} & -\frac{1}{\omega_o^{n-1}} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

由观测器参数 $\bar{\ell}_i$ 的选取原则可以得到, 矩阵 $A_\eta$ 是Hurwitz稳定的, 表明存在一个对称的正定矩阵 $P_\eta$ 使得 $A_\eta^T P_\eta + P_\eta A_\eta = -I_{(n+2) \times (n+2)}$ . 同时, 由式(21)可知,  $A_\xi$ 也是Hurwitz稳定的, 同理存在一个对称的正定矩阵 $P_\xi$ , 使得 $A_\xi^T P_\xi + P_\xi A_\xi = -I_{2 \times 2}$ .

构造如下Lyapunov函数:

$$V(\xi, \eta) = \xi^T P_\xi \xi + \eta^T P_\eta \eta. \quad (25)$$

有以下不等式成立:

$$\begin{cases} V(\xi, \eta) \geq \lambda_{\min}(P_\kappa)(\|\xi\|^2 + \|\eta\|^2), \\ V(\xi, \eta) \leq \lambda_{\max}(P_\kappa)(\|\xi\|^2 + \|\eta\|^2). \end{cases} \quad (26)$$

其中:  $\lambda_{\max}(\cdot)$ 和 $\lambda_{\min}(\cdot)$ 分别表示矩阵 $(\cdot)$ 的最大特征值和最小特征值, 且有

$$P_\kappa = \begin{bmatrix} P_\xi & 0 \\ 0 & P_\eta \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(n+4) \times (n+4)}.$$

对式(25)沿着系统(24)求导, 得到

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi, \eta) &= \xi^T (P_\xi^T + P_\xi) \dot{\xi} + \eta^T (P_\eta^T + P_\eta) \dot{\eta} \leq \\ &- \|\xi\|^2 - \omega_o \|\eta\|^2 + \frac{1}{2} \|\xi\|^2 + \\ &\|2P_\xi B_\xi\|^2 \|\eta\|^2 + \|\eta\| \|2P_\eta EC\| \leq \\ &- \frac{1}{2} \|\xi\|^2 - [(1 - \sigma)(\omega_o - a_0)] \|\eta\|^2 - \\ &[(\omega_o - a_0)\sigma \|\eta\| - \|2P_\eta EC\|] \|\eta\| \leq \\ &- \gamma_o V(\xi, \eta) - N(\eta) \|\eta\|. \end{aligned} \quad (27)$$

其中

$$\begin{aligned} a_0 &= \|2P_\xi B_\xi\|^2, \quad 0 < \sigma < 1, \\ \gamma_o &= \frac{\min\left\{\frac{1}{2}, (1 - \sigma)(\omega_o - a_0)\right\}}{\lambda_{\max}(P_\kappa)}, \\ N(\eta) &= (\omega_o - a_0)\sigma \|\eta\| - \|2P_\eta EC\|. \end{aligned}$$

定义

$$\mu = \|2P_\eta EC\| / [(\omega_o - a_0)\sigma],$$

对于 $\forall \|\eta\| \geq \mu > 0$ , 不等式(27)满足

$$\dot{V}(\xi, \eta) \leq -\gamma_o V(\xi, \eta). \quad (28)$$

结合不等式(26), 由引理1可知, 当观测器带宽因子的选取满足条件 $\omega_o > a_0$ 时, 闭环系统(24)是一致有界的. 令

$$\begin{aligned} \alpha_1(\|(\xi, \eta)\|) &= \lambda_{\min}(P_\kappa)(\|\xi\|^2 + \|\eta\|^2), \\ \alpha_2(\|(\xi, \eta)\|) &= \lambda_{\max}(P_\kappa)(\|\xi\|^2 + \|\eta\|^2), \end{aligned}$$

可以得到, 存在一个时间常数 $T > 0, \forall t > T$ , 跟踪误差的最终边界满足

$$\mathcal{L} = \alpha_1^{-1}(\alpha_2(\mu)) = \mu \sqrt{\lambda_{\max}(P_\kappa) / \lambda_{\min}(P_\kappa)}. \quad (29)$$

进一步, 考虑 $\lim_{t \rightarrow \infty} f^{(n)} = 0$ 的情况. 将式(27)化简为

$$\begin{aligned} \dot{V}(\xi, \eta) &\leq \\ &- \|\xi\|^2 - \omega_o \|\eta\|^2 + \frac{1}{2} \|\xi\|^2 + \\ &\|2P_\xi B_\xi\|^2 \|\eta\|^2 + \|\eta\| \|2P_\eta E\| \|f^{(n)}\| \leq \\ &- \frac{1}{2} \|\xi\|^2 - \kappa_1 \|\eta\|^2 + \kappa_2 [f^{(n)}]^2. \end{aligned} \quad (30)$$

其中

$$\begin{aligned} \kappa_1 &= \omega_o - 2\|P_\xi B_\xi\|^2 - \frac{1}{2}, \\ \kappa_2 &= 2\|P_\eta E\|^2. \end{aligned}$$

定义

$$\begin{aligned} G(\xi, \eta) &= \delta \int_0^t (\|\xi\|^2 + \|\eta\|^2) d\tau, \\ \delta &= \min \left\{ \frac{1}{2}, \kappa_1 \right\}. \end{aligned}$$

结合不等式(30),可以得到

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} G(\xi, \eta) &= \\ \int_0^\infty \delta (\|\xi\|^2 + \|\eta\|^2) d\tau &\leq \\ \int_0^\infty (-\dot{V} + \kappa_2 [f^{(n)}]^2) d\tau &< \infty. \end{aligned} \quad (31)$$

此外,结合式(24)可知  $\dot{G}(\xi, \eta)$  是一致有界的. 由 Barbalat 引理可得,  $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{G}(\xi, \eta) = 0$ , 即  $\lim_{t \rightarrow \infty} \xi = 0$ ,  $\lim_{t \rightarrow \infty} \eta = 0$ , 此时闭环系统是全局渐近稳定的.  $\square$

**注4** 由式(29)得出,为了保证系统具有更突出的鲁棒性/抗干扰能力,需要选取一个足够大的带宽因子  $\omega_o$ . 然而,过大的  $\omega_o$  在一定程度上会影响闭环系统的动态性能. 因此从实际应用角度,应选择合适的  $\omega_o$ , 以在系统的鲁棒性和动态性能之间寻求平衡.

**注5** 在处理一般的时变扰动时,如多项式形式扰动,通过选择较高的阶数  $n$ ,可以保证系统状态达到较小的收敛域,也就是可以在一定程度上处理快时变干扰. 但需要指出的是,一方面,随着  $n$  的提高,系统的计算复杂度会大幅增加;另一方面,由于 HOESO 的设计本质上还是线性形式,当存在残差项时,对扰动的观测仍然无法做到无偏估计. 为进一步提高观测精度,可以在高性能控制器中采用高阶滑模干扰观测器<sup>[20]</sup> 等非线性观测器.

### 3 实验实施与性能验证

为了验证所提控制方案的有效性,设计基于 DSP 的永磁同步电机 RCP 对拖实验平台,实现控制算法的快速部署与验证.

#### 3.1 RCP对拖实验平台

RCP 技术本质上属于一种基于模型的算法设计及半物理仿真,其实现原理如图2所示. 在控制策略开发过程中,用户先在 Matlab/Simulink 提供的软件环境里进行建模和仿真,然后利用其所提供的自动代码生成的功能,将控制策略模型生成标准 C 代码,经过编译并下载到 DSP 平台中加以执行,从而在真实环境下验证控制策略.

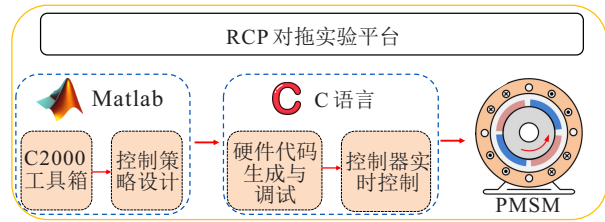


图2 RCP对拖实验平台实现原理

实验中所组建的电机对拖实验平台如图3所示,系统包括两台支持正交编码器的 Teknic-Motor-M-2310P 永磁同步电机,分别用作测试与加载电机;采用德州仪器 TI 公司提供的 LAUNCHXL-F28379D 模块作为控制核心板,DRV8305EVM 模块作为控制驱动板;电源以 24V 直流供电,采用扭矩传感器对加载力矩进行实时测量. 实验所用电机参数如表1所示.

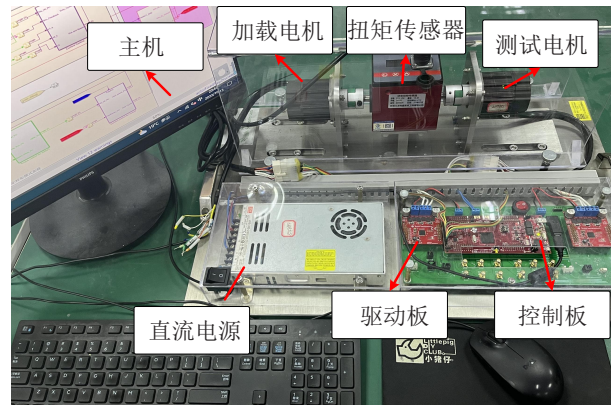


图3 实验装置

表1 PMSM参数

参数名称	符号/单位	参数值
定子电阻	$R_s/\Omega$	0.36
交直轴电感	$L_d, L_q/H$	0.002
极对数	$n_p/p$	4
转动惯量	$J/(10^{-6}kg \cdot m^2)$	7.0616
转子磁链	$\Psi/Wb$	0.0064
摩擦系数	$B/(10^{-6}kg \cdot m^2/s)$	2.6368
额定转速	$n_N/rpm$	3500
额定电流	$I_N/A$	7.1
直流母线供电电压	$V_b/V$	24

#### 3.2 控制器参数选择分析

本节将讨论预测周期  $T_p$  和控制输入加权系数  $p$  对于系统控制性能的影响.

图4(a)中的结果为选取不同预测周期  $T_p$  下的位置响应曲线. 可以看出,当  $T_p$  取值较小时,会导致系统的超调,其影响的是系统的响应性能. 从图4(b)可以看出,当  $p$  逐渐增大时,对控制能量的约束也会增大,从而达到保护系统的作用,但是过大的取值则会导致受控系统的整体性能下降.

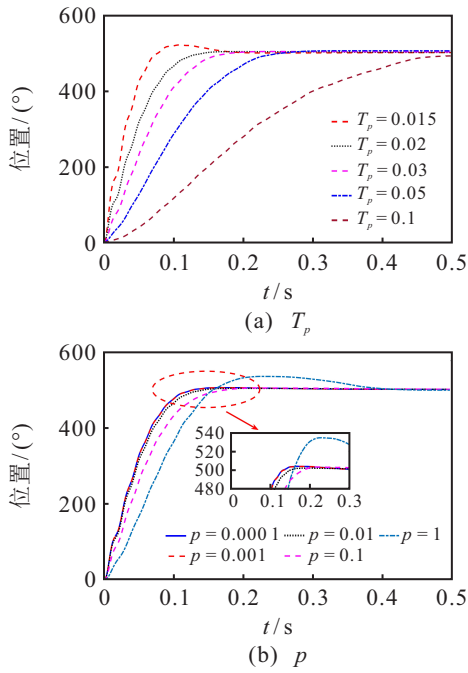


图4 不同控制参数下位置响应曲线

3.3 控制器性能对比测试

实验中电流环的控制周期设置为  $20 \mu s$ , 位置环控制周期设置为  $100 \mu s$ . 将本文所提控制 GPC-HOESO 分别与 P-PI 控制、GPC 和 GPC-ESO 控制算法进行对比. 文献[11]中 GPC 采用的性能指标函数为

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{T_p} [(\hat{\theta}_m(t + \tau) - \hat{\theta}_r(t + \tau))^2 + p\hat{u}^2(t + \tau)] d\tau,$$

得到的控制律为

$$\hat{u}^*(t) = -\frac{1}{b_0} [k_1(\theta_m(t) - \theta_r(t)) + k_2(\hat{\theta}_m(t) - \dot{\theta}_r)] - \frac{1}{b_0} k_3(\hat{f}(t) - \ddot{\theta}_r(t)). \quad (32)$$

其中

$$k_1 = 10b_0^2T_p^2 / (3b_0^2T_p^4 + 60p),$$

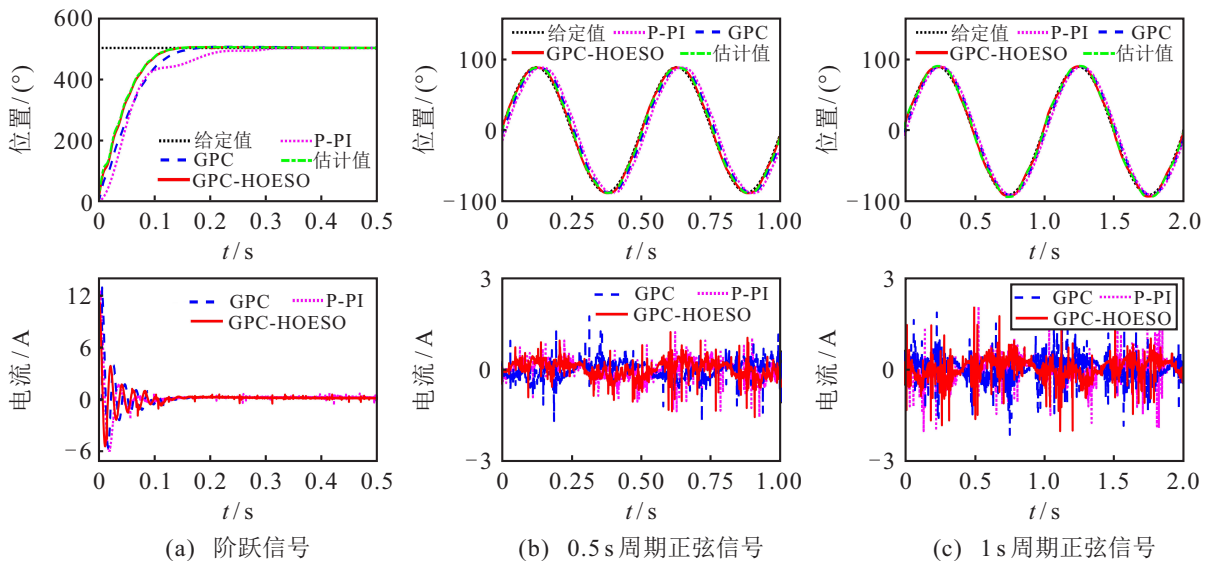


图5 工况1下位置与电流响应曲线

$$k_2 = 5b_0^2T_p^3 / (2b_0^2T_p^4 + 40p),$$

$$k_3 = b_0^2T_p^4 / (b_0^2T_p^4 + 20p).$$

所对比的3种控制方法设计参数如下: 所提 GPC-HOESO 参数为  $T_p = 0.02, p = 0.01, n = 2, \omega_o = 800$ ; P-PI 的参数为位置环比增益  $k_p^v = 0.4$ , 速度环比增益  $k_v^v = 1.08$ , 速度环积分增益  $k_i^v = 0.003$ ; GPC 与 GPC-ESO 方法的参数选取同本文 GPC-HOESO. 同时, 为了保证实验对比的公平性,  $d$  轴和  $q$  轴电流环均采用传统的 PI 控制器, 比例与积分增益分别选取为  $k_p^i = 3.1$  和  $k_i^i = 0.56$ .

为了从控制系统性能指标的角度量化 PMSM 伺服系统的响应速度及控制精度, 设计位置阶跃信号给定指令. 同时, 用正弦波信号来验证系统在时变信号下的跟踪性能. 如在实际机器人应用中, 各关节永磁同步电机接收到的目标位置指令往往是时变信号.

3.3.1 空载情况下的响应性能验证

工况1: 分别给定位置信号为  $500^\circ$  机械角度的阶跃信号与周期为  $0.5 s$ 、 $1 s$  且幅值为  $90^\circ$  的正弦波信号, 空载启动.

实验工况1下各性能参数如表2所示.

表2 工况1下的性能参数

给定信号	控制器	MSE	调节时间/s
阶跃信号	GPC-HOESO	0.3514	0.147
	GPC	0.6858	0.182
	P-PI	0.9677	0.326
0.5s周期正弦波	GPC-HOESO	8.7823	\
	GPC	94.3522	\
	P-PI	450.8613	\
1s周期正弦波	GPC-HOESO	2.0033	\
	GPC	92.2494	\
	P-PI	179.1919	\

从图5(a)可以看出,P-PI控制器的效果略逊于优化控制算法,无论是响应速度还是响应平滑度.从优化控制的角度而言,所提算法控制量 $i_q$ ,噪声幅度比式(32)的更小,且所采用的HOESO也保证了较高的位置估计精度.当考虑位置设定值为正弦信号时,P-PI算法的输出响应发生了明显的滞后现象,即存在着一定的跟踪静差.进一步,如图5(b)、5(c)所示,针对时变位置信号的跟踪,本文所提出的控制策略同样具有较高的跟踪精度和较快的响应速度,从而验证了其在工程应用中满足伺服系统快速性要求.

### 3.3.2 参数摄动情况下的控制精度验证

工况2:给定位置信号为 $500^\circ$ 机械角度的阶跃信号,考虑标称转动惯量参数分别为实际模型参数的0.5倍和1.5倍,空载启动.

实验工况2下各性能参数如表3所示.

表3 工况2下的性能参数

给定信号	控制器	静差/( $^\circ$ )
阶跃信号	GPC-HOESO	0.017
	GPC	0.120
	P-PI	0.356

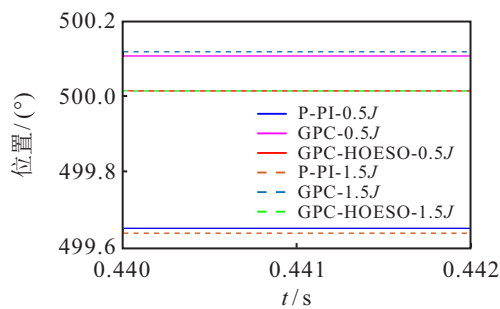


图6 工况2下位置响应曲线

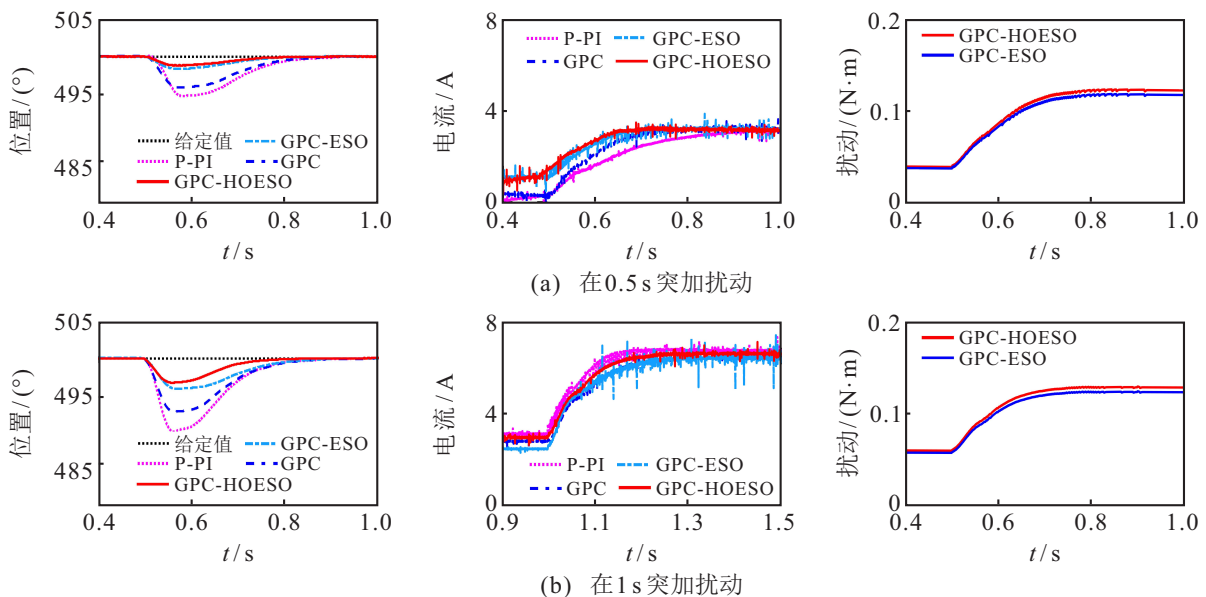


图7 工况3下位置与电流响应曲线以及扰动估计值

在实际运行中,由于未知负载的影响,电机位置伺服系统惯量参数会发生变化.由图6位置响应对比曲线看出,当系统标称转动惯量参数与实际参数间存在较大差异时,本文所提控制策略虽未完全消除静差,但跟踪精度受 $J$ 变化的影响最小,对于参数摄动具有较好的鲁棒性.

### 3.3.3 常值负载下的鲁棒性能验证

工况3:给定期望位置为 $500^\circ$ 机械角度的阶跃信号,分别在0.5s施加0.1N·m与1.0s施加0.2N·m的恒定负载.

实验工况3下各性能参数如表4所示.

表4 工况3下的性能参数

工况	给定信号	控制器	扰动抑制量/( $^\circ$ )	调节时间/s
突加载 0.1N·m	阶跃信号	GPC-HOESO	1.162	0.332
		GPC-ESO	1.612	0.342
		GPC	4.114	0.362
		P-PI	5.280	0.385
突加载 0.2N·m	阶跃信号	GPC-HOESO	3.321	0.335
		GPC-ESO	4.117	0.356
		GPC	7.267	0.366
		P-PI	9.960	0.397

如图7所示,在0.5s与1s突加扰动后,基于干扰补偿的GPC策略与传统GPC以及P-PI控制方法相比,在受到突加干扰时位置跌幅更小,本文所提控制方法最大角度变化为期望角度的0.66%,而P-PI控制器达到了1.99%.与采用ESO的干扰补偿方法相比,所提控制方法相比于GPC-ESO可以在0.335s内快速收敛到稳态值,具有更强的扰动抑制恢复能力.同时,本文所采用的HOESO能较为准确地估计出包括施加恒定负载在内的集总干扰,保障了位置伺服系统在面对复杂扰动时的位置跟踪精度.

### 3.3.4 时变负载下的鲁棒性能验证

工况4: 给定位置信号为500°机械角度的阶跃信号, 在0.5 s施加周期为1 s且幅值为0.1 N·m的正弦波负载扰动。

实验工况4下各性能参数如表5所示。

表5 工况4下的性能参数

工况	给定信号	控制器	扰动区间振幅/(°)
突加载 0.1sin(2πt) N·m	阶跃信号	GPC-HOESO	4.323
		GPC-ESO	8.552
		GPC	11.339
		P-PI	15.119

针对正弦波这类周期性干扰对位置伺服系统的影响, 对比结果如图8所示. 在正弦扰动作用下, 输出位置波形出现了同频率的近似正弦波动, 本文所提控制方法的位置波动比GPC、GPC-ESO以及P-PI控制下更小, 仅出现了一个幅值最大为4.32°的微小波动. 同时, 从扰动估计效果以及位置响应曲线可以看出, HOESO对所施加正弦干扰具有较高的估计精度, 说明所提方法在复杂工况下具有更好的扰动抑制能力, 满足伺服系统高跟踪精度的需求。

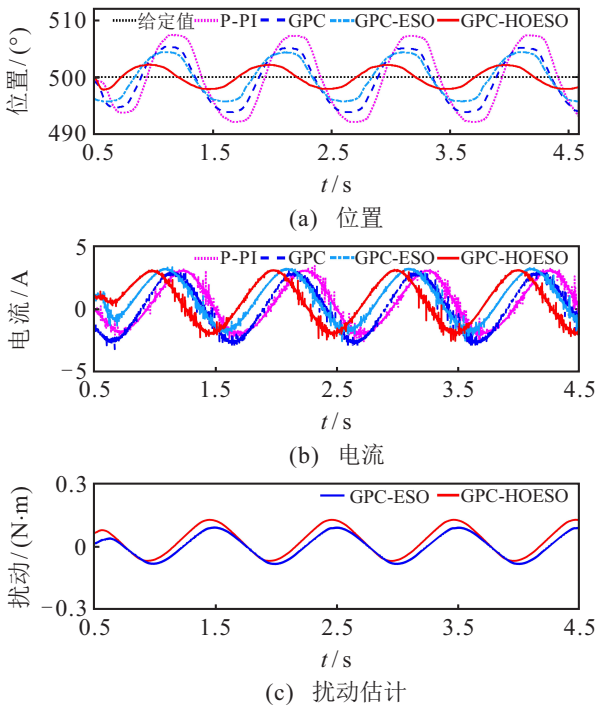


图8 工况4下位置与电流响应曲线以及扰动估计值

## 4 结论

本文针对PMSM伺服系统, 提出了一种基于HOESO的广义位置预测控制方法. 为了实现对模型偏差的修正, 利用输入和输出信号重构了不可测量的转子角速度和集总干扰, 并将估计信息引入到输出位置预测过程中, 从而提高了位置输出预测精度和系统的鲁棒性. 所设计的控制器优化了控制结构, 由级联

型控制转变为单闭环控制, 减少了系统的调节时间, 提高了系统的稳定性. 最后, 在RCP对拖实验平台上针对不同工况进行了实验验证, 并与传统的P-PI和GPC方法对比. 结果表明本文所提出的方法拥有响应速度快和位置跟踪精度高的优点, 同时对外部负载扰动具有良好的鲁棒性。

## 参考文献(References)

- [1] 姚文龙, 亓冠华, 池荣虎, 等. 不确定受扰电液伺服系统智能自学习PID控制[J]. 控制与决策, 2023, 38(3): 654-660. (Yao W L, Qi G H, Chi R H, et al. Intelligent self-learning PID control of electro-hydraulic servo system with uncertain disturbances[J]. Control and Decision, 2023, 38(3): 654-660.)
- [2] Apte A, Thakar U, Joshi V. Disturbance observer based speed control of PMSM using fractional order PI controller[J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2019, 6(1): 316-326.
- [3] Errouissi R, Al-Durra A, Muyeen S M. Experimental validation of a novel PI speed controller for AC motor drives with improved transient performances[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2018, 26(4): 1414-1421.
- [4] Dong X, Zhang C L, Yang T X, et al. Nonsmooth dynamic tracking control for nonlinear systems with mismatched disturbances: Algorithm and practice[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 4048-4057.
- [5] Mao J L, Yang J, Li S H, et al. Output feedback-based sliding mode control for disturbed motion control systems via a higher-order ESO approach[J]. IET Control Theory & Applications, 2018, 12(15): 2118-2126.
- [6] 曹伟, 乔金杰, 孙明. 永磁直线电机扰动估计与补偿的位置反步控制[J]. 控制与决策, 2020, 35(6): 1409-1414. (Cao W, Qiao J J, Sun M. Backstepping control of disturbance estimation and compensation for permanent magnet linear motor[J]. Control and Decision, 2020, 35(6): 1409-1414.)
- [7] 宁博文, 周凤星, 卢少武. 基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制[J]. 控制与决策, 2021, 36(4): 953-958. (Ning B W, Zhou F X, Lu S W. A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller[J]. Control and Decision, 2021, 36(4): 953-958.)
- [8] 张斌, 许伟奇, 李坤奇. 基于ESO的无速度传感器PMSM系统自适应滑模FCS-MPC[J]. 控制与决策, 2018, 33(6): 999-1007.

- (Zhang B, Xu W Q, Li K Q. Sensorless adaptive sliding mode FCS-MPC using ESO for PMSM system[J]. Control and Decision, 2018, 33(6): 999-1007.)
- [9] Liu R J, Zhou G H, Tian Q X, et al. Extendable multiport high step-up DC-DC converter for photovoltaic-battery systems with reduced voltage stress on switches/diodes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 9123-9135.
- [10] Liu A D, Zhang W A, Yu L, et al. Formation control of multiple mobile robots incorporating an extended state observer and distributed model predictive approach[J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2020, 50(11): 4587-4597.
- [11] Yang J, Zheng W X, Li S H, et al. Design of a prediction-accuracy-enhanced continuous-time MPC for disturbed systems via a disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(9): 5807-5816.
- [12] Zhao Y, Liu X D, Zhang Q. Predictive speed-control algorithm based on a novel extended-state observer for PMSM drives[J]. Applied Sciences, 2019, 9(12): 2575.
- [13] Dai C, Guo T L, Yang J, et al. A disturbance observer-based current-constrained controller for speed regulation of PMSM systems subject to unmatched disturbances[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 767-775.
- [14] Zhou M D, Liu X Y, Li S H. Composite single-loop model predictive control design for PMSM servo system speed regulation based on disturbance observer[C]. 2020 Chinese Control and Decision Conference. Hefei, 2020: 2886-2892.
- [15] Sariyildiz E, Oboe R, Ohnishi K. Disturbance observer-based robust control and its applications: 35th anniversary overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(3): 2042-2053.
- [16] 刘旭东, 李珂, 张奇, 等. 基于非线性扰动观测器的永磁同步电机单环预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2153-2162.
- (Liu X D, Li K, Zhang Q, et al. Single-loop predictive control of PMSM based on nonlinear disturbance observers[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 2153-2162.)
- [17] 赵振华, 肖亮, 姜斌, 等. 基于扩张状态观测器的四旋翼无人机快速非奇异终端滑模轨迹跟踪控制[J]. 控制与决策, 2022, 37(9): 2201-2210.
- (Zhao Z H, Xiao L, Jiang B, et al. Fast nonsingular terminal sliding mode trajectory tracking control of a quadrotor UAV based on extended state observers[J]. Control and Decision, 2022, 37(9): 2201-2210.)
- [18] Chen W H, Ballance D J, Gawthrop P J. Optimal control of nonlinear systems: A predictive control approach[J]. Automatica, 2003, 39(4): 633-641.
- [19] Khalil H K. Nonlinear systems[M]. The 3rd edition. New Jersey: Prentice Hall, 2002: 172-173.
- [20] Yang J, Su J Y, Li S H, et al. High-order mismatched disturbance compensation for motion control systems via a continuous dynamic sliding-mode approach[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(1): 604-614.

## 作者简介

魏亚飞(1998—), 男, 硕士生, 从事永磁同步电机预测控制的研究, E-mail: yf\_wei@mail.shiep.edu.cn;

冒建亮(1989—), 男, 讲师, 博士, 从事永磁同步电机先进控制策略、机器人与伺服系统控制等研究, E-mail: jl\_mao@shiep.edu.cn;

张传林(1986—), 男, 教授, 博士, 从事非线性控制理论及其在分布式发电系统、智能自主系统等研究, E-mail: clzhang@shiep.edu.cn;

杨俊(1984—), 男, 副教授, 博士, 从事非线性与抗干扰控制理论、机电系统和无人系统控制技术的研究, E-mail: j.yang@lboro.ac.uk.