

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2519340

# 基于观测器的双三相永磁同步电机无模型控制<sup>\*</sup>

漆骥<sup>1</sup> 张晓宇<sup>1</sup> 柳向斌<sup>2</sup> 郭蓉<sup>1</sup>

(1.北京建筑大学智能科学与技术学院 北京 100044;2.北京交通大学自动化与智能学院 北京 100044)

**摘要:**针对DTP-PMSM控制中对确定性模型依赖较强的问题,提出一种OBMFC方法。首先,依据超局部模型的方法,对DTP-PMSM在VSD坐标系下的数学模型,构建了考虑参数不确定的超局部模型。接着,分别对电流环和转速环分别设计ESO和LOB,实现了对超局部模型中未知扰动的估计。最后,将未知扰动的估计补偿到电流环中的DCPC和转速环中的NFTSMC中。从而,使DTP-PMSM的电流环DCPC降低了对数学模型的依赖,并且提高了转速环对转速控制的鲁棒性。仿真结果表明,对比另外两种无模型控制方法,PI控制和转速环采用ADRC电流环采用MFCPC,本文所提方法对速度控制无超调并且响应速度更快,对负载和转速突变的抗干扰更强,电流谐波含量更低;显著提高了DTP-PMSM系统的鲁棒性、速度响应和动态性能。

**关键词:**多相电机;无模型控制;无差拍控制;滑模控制;扩张状态观测;龙伯格观测器

**中图分类号:** TM351;TN86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8010

## Observer-based model-free control strategy for dual three-phase PMSMs

Qi Ji<sup>1</sup> Zhang Xiaoyu<sup>1</sup> Liu Xiangbin<sup>2</sup> Guo Rong<sup>1</sup>

(1. School of Intelligent Science and Technology, Beijing University of Civil Engineering and Architecture, Beijing 100044, China;

2. School of Automation and Intelligence, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China)

**Abstract:** To address the strong dependence on deterministic models in the control of DTP-PMSM, an OBMFC method is proposed. First, based on the ultra-local model approach, an ultra-local model considering parameter uncertainties is constructed for the DTP-PMSM in the VSD coordinate system. Then, an ESO and an LOB are designed for the current loop and the speed loop, respectively, to estimate the unknown disturbances in the ultra-local model. Finally, the estimated disturbances are compensated into the DCPC of the current loop and the NFTSMC of the speed loop. In this way, the DCPC in the current loop reduces its reliance on the mathematical model, while the speed loop enhances the robustness of speed control. Simulation results demonstrate that, compared with two other model-free control methods—PI control and ADRC in the speed loop combined with MFCPC in the current loop—the proposed method achieves speed control without overshoot and with faster response, stronger disturbance rejection under sudden load and speed changes, and lower current harmonic content. Thus, it significantly improves the robustness, speed response, and dynamic performance of the DTP-PMSM system.

**Keywords:** multi-phase motor; model-free control; deadbeat control; sliding mode control; extended state observation; Luenberger observer

## 0 引言

在现代电机技术的发展中,双三相永磁同步电机(dual three-phase permanent magnet synchronous motor, DTP-PMSM)凭借其高效率、高可靠性、高功率密度等突出特性,在工业驱动、新能源发电、交通运输等诸多领域展现出广阔

的应用前景<sup>[1]</sup>。与传统三相电机相比,DTP-PMSM通过增加一套三相绕组,使其拥有更高的功率密度,能够在有限空间内输出更强的动力,推动了电动汽车、航空航天等领域的发展<sup>[2]</sup>。目前,在应用于DTP-PMSM的众多控制策略中,磁场定向控制<sup>[3]</sup>、直接转矩控制<sup>[4]</sup>、模型预测控制(model predictive control, MPC)<sup>[5]</sup>、自抗扰控制(active

收稿日期:2025-07-11

<sup>\*</sup>基金项目:国家自然科学基金(62371032)、北京市教育委员会科学研究计划项目(KM202310016005)、北京建筑大学科技计划培育项目(X23049)资助

disturbance rejection control, ADRC)<sup>[6]</sup> 以及滑模控制 (sliding mode control, SMC)<sup>[7]</sup> 是当前研究的热点。

尽管双三相永磁同步电机具有诸多优点,但在实际应用和研究过程中仍存在一些亟需解决的问题。在 DTP-PMSM 的研究与应用过程中,由于系统结构的多自由度、高耦合性以及磁场分布的非线性特征,使其建模过程显著复杂化,易出现模型建模不完全的情况<sup>[8]</sup>。MPC 因其卓越的动态性能、处理系统约束的能力以及解决非线性问题的能力而受到广泛关注并被深入研究<sup>[9-10]</sup>。在电机领域, MPC 常被用于无差拍电流控制 (deadbeat current predictive control, DCPC)<sup>[11]</sup>。然而, DCPC 一个不容忽视的问题在于对模型和参数的依赖,由于实际电机系统中普遍存在部分未知模型未建模,这直接导致了整个 DCPC 的控制性能下降<sup>[12]</sup>。针对 DCPC 对参数依赖的问题,袁庆庆等<sup>[13]</sup>针对 DCPC 中双三相永磁同步电机参数不确定问题采用离散滑模观测器补偿电压扰动误差,张长征等<sup>[14]</sup>提出一种能够对参数波动进行在线估计的滑模观测器并将估计值引入 SMC 中进行补偿以提高 DCPC 的鲁棒性,但两种方法均是基于电机的数学模型,并未考虑部分模型未知的情况,如反电动势谐波、死区时间和逆变器的非理想特性等模型<sup>[15]</sup>。SMC 因其不需要系统高精度数学模型且具有强鲁棒性等优点,使得 SMC 应用广泛。但传统的 SMC 往往只考虑参数不确定和外界干扰的情况<sup>[16]</sup>,并未考虑到未知模型变化对系统产生的干扰,因此会加剧 SMC 在系统中产生的抖振。

近年来,无模型控制方法在智能交通、能源系统管理等领域引起了广泛关注,有诸多学者尝试将无模型控制方法应用在永磁同步电机领域<sup>[17]</sup>,如无模型电流预测控制 (model-free current predictive control, MFCPC),实现了永磁同步电机无模型控制。Liang 等<sup>[18]</sup>在三相永磁同步电机上提出了一种基于超局部模型的代参数辨识的方法, Sun 等<sup>[19]</sup>通过基于超局部模型的递归最小二乘法辨识未知模型,但两种方法均存在对噪声和扰动敏感的问题。周世炯等<sup>[20]</sup>在分段式双三相永磁同步电机模型上,设计电流方程的超局部模型,并使用离散扰动观测器以补偿系统的有界扰动部分和参数失配等未知扰动部分,但转速环仍然采用传统 PI 控制,系统鲁棒性有待进一步提升。

本文基于扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 与龙伯格观测器 (Luenberger observer, LOB), 提出一种基于观测器的无模型控制 (observer-based model-free control, OBMFC)。首先,给出 DTP-PMSM 在自然坐标系和矢量空间解耦 (vector space decoupling, VSD) 坐标系下的数学模型。接着,在 VSD 坐标系下的数学模型基础上,构建电流方程和转速方程包含参数不确定性的超局部数学模型。然后,将电流环通过 ESO 对未知模型进行估计,并补偿到 DCPC 中;转速环通过 LOB 对未知模型进行估计,并补偿到非奇异快速终端滑模控制 (nonsingular fast

terminal sliding mode control, NFTSMC) 中。OBMFC 降低了对 DTP-PMSM 确定性模型的依赖,并且降低了外界扰动对系统的影响,提升了系统的鲁棒性。最后,通过仿真与 PI 控制和 ADRC 与 MFCPC 结合的方法 ADRC-MFCPC 进行对比,验证该控制算法的可行性和优越性。

## 1 DTP-PMSM 数学模型

所研究的 DTP-PMSM 驱动拓扑结构如图 1 所示,该结构由一个两电平六相电压源逆变器和一台中性点隔离且两组三相绕组在空间上相差 30° 的 DTP-PMSM 构成。

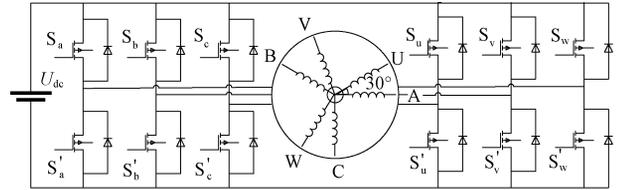


图 1 DTP-PMSM 驱动拓扑结构

Fig. 1 DTP-PMSM drive topology

### 1.1 自然坐标系下的 DTP-PMSM 数学模型

根据基本的电路和电磁感应原理,可以推导出电机中各变量之间的相互关系。为了简化分析,对电机作如下假设<sup>[21]</sup>,定子电流和转子永磁体产生的气隙磁链都作正弦分布;忽略铁心磁饱和效应以及涡流、磁滞损耗;忽略绕组之间的互漏感(与漏磁通相对应的互感系数);转子上没有加入阻尼绕组。双三相永磁同步电机电压和磁链基本方程分别为:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \\ \boldsymbol{\psi}_s = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\gamma}_s \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{u}_s$ 、 $\mathbf{i}_s$ 、 $\boldsymbol{\psi}_s$  分别为相电压、相电流、相磁链矢量;  $\mathbf{R}_s$ 、 $\mathbf{L}_s$  分别为电阻、电感系数矩阵;  $\boldsymbol{\gamma}_s$  为磁链系数矩阵。  $\psi_f$  为永磁体在每一相绕组中产生的磁链幅值。

根据电机转换原理, DTP-PMSM 的电磁转矩等于磁场储能对机械角度  $\theta_m$  求偏导,得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_e &= \frac{1}{2} \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_s}{\partial \theta_m} \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \boldsymbol{\gamma}_s}{\partial \theta_m} \psi_f = \\ & p_n \left( \frac{1}{2} \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_s}{\partial \theta_e} \mathbf{i}_s + \mathbf{i}_s^T \frac{\partial \boldsymbol{\gamma}_s}{\partial \theta_e} \psi_f \right) \end{aligned} \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{T}_e$  为电磁转矩;  $\theta_m$ 、 $\theta_e$  分别为机械角度、电角度;  $p_n$  为极对数。

系统的运动方程为:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (\mathbf{T}_e - B\omega_m - \mathbf{T}_L) \quad (3)$$

式中:  $\omega_m$  为机械角速度;  $J$  为转动惯量;  $B$  为阻尼系数;  $\mathbf{T}_L$  为负载转矩。

### 1.2 基于 VSD 的 DTP-PMSM 数学模型

本文采用 VSD 的建模方法,将电机的各变量分别映射到与机电能量转换有关的  $\alpha$ - $\beta$  子空间和与机电能量转换无

关的其他谐波子空间中。双三相电机的矢量空间解耦静止变换矩阵可以写成:

$$\mathbf{T}_{62s} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

在 VSD 坐标变化下,各变量分别被映射到  $\alpha\text{-}\beta\text{-}x\text{-}y\text{-}o1\text{-}o2$  中。由于映射后的变量在  $\alpha\text{-}\beta$  子空间中含有转子位置角  $\theta_m$ ,而在  $x\text{-}y\text{-}o1\text{-}o2$  子空间中并不含有转子位置角  $\theta_m$ ,故进一步通过 Park 变换,让电压矢量映射到  $d\text{-}q\text{-}x\text{-}y\text{-}o1\text{-}o2$  空间。新的变换矩阵  $\mathbf{T}_{62}$  如下:

$$\mathbf{T}_{62} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ -\sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta - \frac{5\pi}{6}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{2}) \\ -\sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(1)的两个等式,同时左乘变换矩阵  $\mathbf{T}_{62}$ ,经计算和化简,去除零序分量,可以得到新的电压和磁链方程分别为:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\psi}_d \\ \dot{\psi}_q \\ \dot{\psi}_x \\ \dot{\psi}_y \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \psi_f \quad (7)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$ 、 $u_x$ 、 $u_y$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴、 $x$  轴、 $y$  轴电压;  $i_d$ 、

$i_q$ 、 $i_x$ 、 $i_y$  分别为  $d$  轴、 $q$  轴、 $x$  轴、 $y$  轴电流;  $R_s$ 、 $L_d$ 、 $L_q$ 、 $L_z$  分别为定子电阻、直轴电感、交轴电感、定子绕组的漏自感。

将模型写成电流状态方程的形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_x}{dt} \\ \frac{di_y}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_z & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - \omega_e \psi_f \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(2)经过  $\mathbf{T}_{62}$  的变换,  $T_e$  的表达式化简为:

$$T_e = 3p_n [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \psi_f] \quad (9)$$

### 1.3 基于 VSD 的 DTP-PMSM 超局部模型

在表贴式双三相永磁同步电机 ( $L_d = L_q = L$ ) 中,考虑到电机参数的不确定性,将式(8)设计为如下的超局部模型<sup>[22]</sup>。

$$\begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \\ di_x/dt \\ di_y/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_{z0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_{z0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_x \\ f_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} - \frac{1}{L_0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} - \frac{1}{L_0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_z} - \frac{1}{L_{z0}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_z} - \frac{1}{L_{z0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & \omega_e & 0 & 0 \\ -\omega_e & -\frac{R_s}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中:  $f$  为各个子空间下电流的总扰动;  $L_0$ 、 $L_{z0}$  分别为  $d\text{-}q$ 、 $x\text{-}y$  子空间电感的标称值;  $\omega_e$  为电角速度。

由于采样周期较小,可认为  $f$  在采样周期内保持不变。

## 2 基于 ESO 的电流环无模型 DCPC

### 2.1 ESO 设计

DCPC 具有高带宽的性质,而电流环作为双闭环系统的内环,提高其带宽对提高整个系统的动态响应具有重大意义。然而 DCPC 依赖系统模型和参数,鲁棒性差,因此本文使用 ESO 对式(10)中的  $f$  进行估计,并补偿到 DCPC 中,能很好克服该问题。ESO 的设计如下:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{rr} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}} \\ \frac{d\hat{\mathbf{i}}}{dt} = \mathbf{L}_0 \mathbf{u} + \hat{\mathbf{f}} + \mathbf{M}_1 \mathbf{E}_{rr} \\ \frac{d\hat{\mathbf{f}}}{dt} = \mathbf{M}_2 \mathbf{E}_{rr} \end{cases} \quad (12)$$

式中:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_x \\ i_y \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \\ \hat{i}_x \\ \hat{i}_y \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_x \\ u_y \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{f}} = \begin{bmatrix} \hat{f}_d \\ \hat{f}_q \\ \hat{f}_x \\ \hat{f}_y \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} m_{d1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{q1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{x1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{y1} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{M}_2 = \begin{bmatrix} m_{d2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{q2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{x2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{y2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_0 = \begin{bmatrix} 1/L_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_{z0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_{z0} \end{bmatrix};$$

带“ $\hat{\cdot}$ ”的为估计值;  $\mathbf{M}_1$ 、 $\mathbf{M}_2$  为观测增益系数矩阵。

为了使参数整定更为简便,引入系统带宽和扩张状态观测器带宽<sup>[23]</sup>。将 ESO 的反馈增益矩阵均配置在同一负特征值  $-\omega_c$  下 ( $\omega_c$  为 ESO 的带宽),误差  $\mathbf{E}_{rr}$  将逐渐趋近于 0,此时有:

$$\begin{cases} m_{d1} = m_{q1} = 2\omega_{c1} \\ m_{d2} = m_{q2} = \omega_{c1}^2 \\ m_{x1} = m_{y1} = 2\omega_{c2} \\ m_{x2} = m_{y2} = \omega_{c2}^2 \end{cases} \quad (13)$$

式中:  $\omega_{c1}$ 、 $\omega_{c2}$  分别为  $d$ - $q$ 、 $x$ - $y$  空间的 ESO 带宽。

### 2.2 无模型 DCPC

DCPC 是基于前向欧拉公式,通过已知状态变量当前

采样时刻值,来预测状态变量下一采样时刻的值。

因此通过式(12)的 ESO 可以由  $k$  时刻的电流值和电压值。使用前向欧拉公式,预测出  $k+1$  时刻的电流估计值和未知模型估计值,具体如下:

通过前向欧拉公式,将式(12)离散化得到:

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{rr}(k) = \mathbf{i}(k) - \hat{\mathbf{i}}(k) \\ \hat{\mathbf{i}}(k+1) = \hat{\mathbf{i}}(k) + T_{sc}(\mathbf{L}_0 \mathbf{u}(k) + \hat{\mathbf{f}}(k) + \mathbf{M}_1 \mathbf{E}_{rr}(k)) \\ \hat{\mathbf{f}}(k+1) = \hat{\mathbf{f}}(k) + T_{sc} \mathbf{M}_2 \mathbf{E}_{rr}(k) \end{cases} \quad (14)$$

式中:

$$\mathbf{i}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \\ i_x(k) \\ i_y(k) \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{i}}(k) = \begin{bmatrix} \hat{i}_d(k) \\ \hat{i}_q(k) \\ \hat{i}_x(k) \\ \hat{i}_y(k) \end{bmatrix}; \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \\ u_x(k) \\ u_y(k) \end{bmatrix};$$

$$\hat{\mathbf{f}}(k) = \begin{bmatrix} \hat{f}_d(k) \\ \hat{f}_q(k) \\ \hat{f}_x(k) \\ \hat{f}_y(k) \end{bmatrix};$$

$T_{sc}$  为电流环的采样周期;  $k$  为当前采样时刻,  $k+1$  为下一采样时刻。

将式(10)通过前向欧拉公式离散化并变形得到电压在  $k$  时刻的值:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{L}_0 \left( \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T_{sc}} - \mathbf{f}(k) \right) \quad (15)$$

在实际情况下,由于进行模数采样转化和电压矢量计算需要消耗一定时间,  $k$  时刻电压需在  $k+1$  时刻作用于电机,因此将参考电压延时一个采样周期,得到  $k+1$  时刻的电压参考值:

$$\mathbf{u}(k+1) = \mathbf{L}_0 \left( \frac{\mathbf{i}(k+2) - \mathbf{i}(k+1)}{T_{sc}} - \mathbf{f}(k+1) \right) \quad (16)$$

式(16)中的  $\mathbf{i}(k+1)$  和  $\mathbf{f}(k+1)$  可由式(14)估计出,  $\mathbf{i}(k+2)$  为  $k+2$  时刻转速环计算出的电流参考值,考虑到转速环的采样周期远低于电流环采样周期,将  $k$  时刻转速环计算出的电流参考值  $\mathbf{i}^*(k)$  视为  $k+2$  时刻的电流参考值  $\mathbf{i}(k+2)$ ,最终得到  $k+1$  时刻的电压参考值为:

$$\mathbf{u}^*(k+1) = \mathbf{L}_0 \left( \frac{\mathbf{i}^*(k) - \hat{\mathbf{i}}(k+1)}{T_{sc}} - \hat{\mathbf{f}}(k+1) \right) \quad (17)$$

式中:  $\mathbf{u}^*(k+1)$  为系统在  $k+1$  时刻给到空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的参考值。

由于  $d$ - $q$  子空间中  $d$  轴电流不影响表贴式电机的电磁转矩,且会增大铜损,故常设其参考值为 0;  $x$ - $y$  子空间仅包含  $6k+1$  ( $k=1,2,3,\dots$ ) 次谐波分量,故设其参考值为 0。因此  $i^*(k)$  参考值如下:

$$i(k+2) = \begin{bmatrix} i_d^*(k) \\ i_q^*(k) \\ i_x^*(k) \\ i_y^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ i_q^*(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中:  $i^*(k)$  为转速环给定的  $k$  时刻电流参考值。

### 3 基于 LOB 的转速环 NFTSMC

当 DTP-PMSM 的转速环受到外界干扰或电机参数发生变化时,传统的 PI 控制方法并不能满足实际的要求,为了提升系统鲁棒性使系统满足对扰动不敏感、响应速度快等优点,故在转速环设计一种能够抵抗外界扰动的 NFTSMC。

#### 3.1 转速环超局部模型设计

定义 DTP-PMSM 系统的状态变量:

$$\begin{cases} x_1 = \omega^* - \omega_m \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{\omega}_m \end{cases} \quad (19)$$

式中:  $\omega^*$  为参考机械角速度,  $\omega_m$  为实际机械角速度。

由式(3)、(9)、(19)结合  $L_d = L_q$  可得:

$$x_2 = -\dot{\omega}_m = -\frac{3p_n\varphi_f}{J}i_q + \frac{T_L}{J} + \frac{B}{J}\omega_m \quad (20)$$

考虑到在电机实际运行中,转子磁链  $\varphi_f$ 、转矩惯量  $J$ 、阻尼系数  $B$ , 均会随着电机运行而在一定范围内变化,并且实际运行中负载转矩  $T_L$  为未知量,无法测量。故构建一种超局部模型,对总干扰进行估计补偿,式(20)改写为:

$$x_2 = -\dot{\omega}_m = -\frac{3p_n\varphi_f}{J}i_q - d \quad (21)$$

式中:  $d = \frac{-T_L - B\omega_m}{J}$  为总扰动。

#### 3.2 LOB 观测器设计

由式(21)可以看出,总扰动  $d$  中包含的未知模型对系统的控制性能有很大的影响。在实际电机控制中,由于  $d$  变化慢,将  $d$  视为慢变函数,有  $\dot{d} = 0$ , 为了估计总扰动  $d$ , 设计如下 LOB:

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = \mathbf{A}\hat{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = \mathbf{C}\hat{z} \end{cases} \quad (22)$$

式中:  $\mathbf{z} = \begin{bmatrix} \omega \\ d \end{bmatrix}$  为状态变量;  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$  和  $\mathbf{B} =$

$[\mathbf{D} \ 0]^\top$  为系数矩阵;  $\mathbf{C} = [1 \ 0]$ ;  $\mathbf{L} = [l_1 \ l_2]^\top$  为反馈矩阵;  $y$  为输出量;带“ $\hat{\cdot}$ ”的为估计值。

令  $e$  为估计误差,有:

$$\dot{e} = \dot{z} - \dot{\hat{z}} = (\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C})e \quad (23)$$

设计式(23)中矩阵  $\mathbf{A} - \mathbf{L}\mathbf{C}$  的特征值均小于 0, 则状态

误差  $e$  将趋近于 0。配置特征值落在同一极点,有:

$$\begin{cases} l_1 = 2l \\ l_2 = l^2 \end{cases} \quad (24)$$

式中:  $l$  为 LOB 观测器带宽。

最终得到总扰动的估计值  $\hat{d}$ , 将其带入式(21)得到:

$$x_2 = -\dot{\omega}_m = -\frac{3p_n\varphi_f}{J}i_q - \hat{d} \quad (25)$$

#### 3.3 NFTSMC 设计

根据系统控制要求,定义积分滑模面函数为:

$$s = x_1 + c_1 \int_0^t x_1(\tau) d\tau + c_2 \int_0^t |x_1(\tau)|^\lambda \text{sat}(x_1(\tau)) d\tau \quad (26)$$

式中:

$$\text{sat}(\sigma) = \begin{cases} -1 & \sigma < -\Delta \\ \frac{\sigma}{\Delta} & |\sigma| \leq \Delta, \text{为饱和函数} (\Delta > 0); \\ 1 & \sigma > \Delta \end{cases}$$

$c_1 > 0, c_2 > 0, 0 < \lambda < 1$  为设计的参数。

对式(26)进行求导可得:

$$\dot{s} = x_2 + c_1 x_1 + c_2 |x_1|^\lambda \text{sat}(x_1) \quad (27)$$

将式(25)带入式(27),得到:

$$\dot{s} = -Du - \hat{d} + c_1 x_1 + c_2 |x_1|^\lambda \text{sat}(x_1) \quad (28)$$

式中:  $D = \frac{3p_n\varphi_f}{J}$ ;  $u = i_q$  为控制器。

为保证 DTP-PMSM 系统具有较好的品质,采用指数趋近率,设计如下控制器:

$$u = \frac{1}{D} [-\hat{d} + c_1 x_1 + c_2 |x_1|^\lambda \text{sat}(x_1) + \epsilon \text{sat}(s) + cs] \quad (29)$$

式中:  $\epsilon > 0, c > 0$  为设计的参数。

下面进行系统稳定性分析。

选取 Lyapunov 函数  $V = \frac{1}{2}s^2$ , 有:

$$\dot{V} = s\dot{s} = -s[\epsilon \text{sat}(s) + cs] \leq 0 \quad (30)$$

由于观测器式(22)的设计与控制器  $u$  是独立的,其收敛取决于式(23)。因此 LOB 的稳定性独立于 NFTSMC 的稳定性。由式(30)可明 NFTSMC 稳定性。故整个系统在控制器式(29)的作用下,是渐近稳定的。

由式(29)可以看出,当未知模型发生变化时,通过将估计模型补偿到控制器中,控制器能及时响应外界扰动变化,从而避免需要较大的趋近律的参数来抵抗扰动变化,从而减小滑模控制增益幅值,削弱滑模控制系统的抖振现象,提高系统鲁棒性。

### 4 仿真验证

在 MATLAB/Simulink 平台对本方法进行仿真测试,系统仿真步长为  $5e^{-7}$  s、仿真时长为 0.6 s、采样频率为

10 kHz; 电流环中  $d-q-x-y$  空间 ESO 带宽为 3 000; 转速环中, 滑模面参数  $c_1 = 0.01, c_2 = 10, \epsilon = 80, c = 200, \lambda = 0.1, \Delta = 0.2$ , LOB 的带宽为  $l = 2\ 100$ 。所提方法的 DTP-PMSM 驱动系统控制框图如图 2 所示。

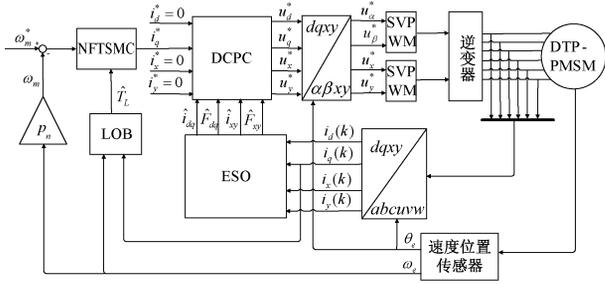


图 2 系统控制框图

Fig. 2 System control block diagram

其中,  $\hat{i}_{dq}$  表示  $\hat{i}_d(k+1)$  和  $\hat{i}_q(k+1)$ ;  $\hat{F}_{dq}$  表示  $\hat{F}_d(k+1)$  和  $\hat{F}_q(k+1)$ ;  $\hat{i}_{xy}$  表示  $\hat{i}_x(k+1)$  和  $\hat{i}_y(k+1)$ ;  $\hat{F}_{xy}$  表示  $\hat{F}_x(k+1)$  和  $\hat{F}_y(k+1)$ 。

仿真模型的参数如表 1 所示。

表 1 仿真模型的参数

Table 1 Parameters of simulation model

参数	数值
直流电源 $V_{dc}/V$	300
开关频率 $f_s/kHz$	$1 \times 10^4$
极对数 $p_n$	3
定子电阻 $R_s/\Omega$	1.4
直轴电感 $L_d/H$	0.008
交轴电感 $L_q/H$	0.008
漏电感 $L_z/H$	0.001 7
永磁体磁链 $\varphi_f/Wb$	0.68
转动惯量 $J/kg \cdot m^2$	0.015
阻尼系数 $B/N \cdot m \cdot s \cdot rad^{-1}$	0.000 1

为验证所提 OBMFC 对 DTP-PMSM 性能的提升, 分别在转速突变、负载突变两种情况下, 分析该算法的性能表现。由于 PI 控制和 ADRC 都能实现无需系统数学模型进行控制, 因此在相同仿真模型条件下, 将所提方法与转速环和电流环均采用 PI 控制、转速环采用 ADRC 电流环采用基于 ESO 的 MFCPC(ADRC-MFCPC), 两种算法进行对比试验, 验证所提算法的优越性。其中 ADRC 采用周凯等<sup>[24]</sup>所提方法, ADRC 中参数设计如下:  $r = 65\ 000, \omega_0 = 1400, k = 0.6$ 。

#### 4.1 仿真一: 转速突变

为了验证 OBMFC 对转速变化能实现快速响应, 将所提 OBMFC 与 PI 控制、ADRC-MFCPC 进行对比分析。设计仿真工况如下: 空载启动电机在 500 r/min 转速稳定运行情况下, 0.2 s 将转速降低至 250 r/min, 0.4 s 将转速上

升到 500 r/min, 持续至仿真结束。

图 3 所示为转速突变下, OBMFC、PI 控制、ADRC-MFCPC 三种算法下的转速对比, 可以看出在转速突变下, OBMFC 的转速调节时间低于 PI 控制、ADRC-MFCPC, 并且基本无超调量; ADRC-MFCPC 存在明显的抖振。验证了所提方法对转速鲁棒性的提升。

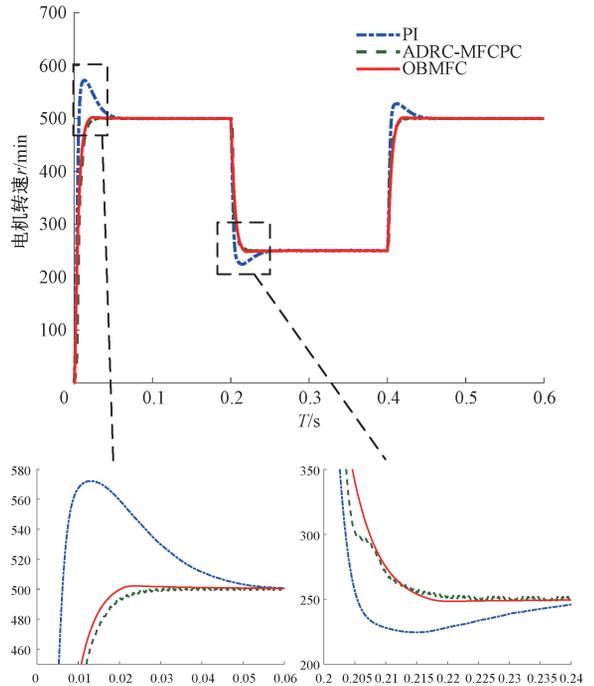


图 3 转速突变时转速对比

Fig. 3 Speed comparison under sudden speed change

#### 4.2 仿真二: 负载突变

为了验证 OBMFC 对外界干扰变化有强鲁棒性, 将所提 OBMFC 与 PI 控制、ADRC-MFCPC 进行对比分析。设计仿真工况如下: 空载启动电机在 500 r/min 转速稳定运行情况下, 0.2 s 改变负载为 50 N·m, 0.4 s 改变负载为 25 N·m, 持续至仿真结束。

图 4 所示为负载突变时, OBMFC、PI 控制、ADRC-MFCPC 三种算法下的电磁转矩对比, 可以看出在负载突变下, 三种算法的电磁转矩都能跟踪给定负载。OBMFC 的调节时间为 0.015 s, 能够实现对扰动的快速响应。ADRC-MFCPC 虽然响应时间较快, 但是超调量和抖振很大, 系统不稳定。PI 控制超调量最小, 但调节时间过慢, 影响电机的快速响应。

#### 4.3 仿真三: 谐波分析

为了验证 OBMFC 对谐波的抑制效果, 将所提 OBMFC 与 PI 控制、ADRC-MFCPC 进行对比分析。设计仿真工况如下: 空载启动电机在 500 r/min 转速稳定运行情况下, 0.2 s 改变负载为 50 N·m, 持续至仿真结束。

在上述工况下, 取各个算法的 A 相电流进行谐波分析。图 5 为三种算法的 A 相电流。图 6 为三种算法在  $x-y$

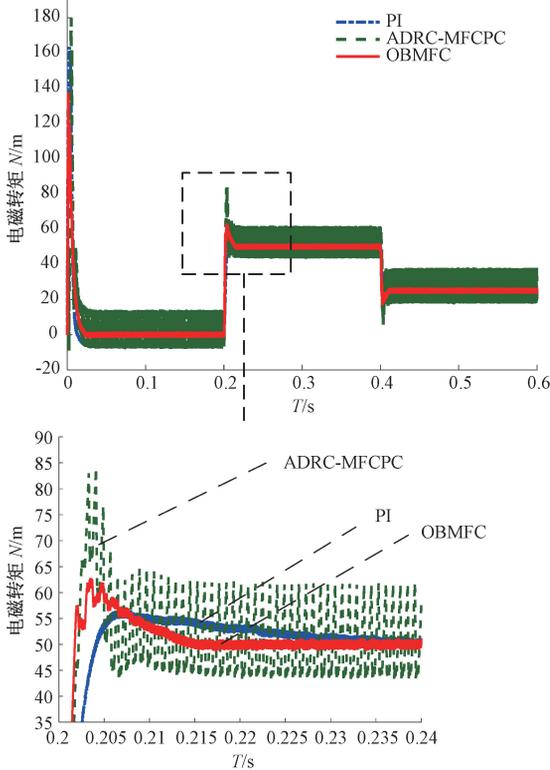


图 4 负载突变时电磁转矩对比

Fig. 4 Comparison of electromagnetic torque during load disturbance

子空间的电流,由于  $i_x$  和  $i_y$  中仅包含  $6k+1(k=1,2,3,\dots)$  次谐波分量,故设其参考值为 0。可看出 PI 控制的  $i_x$  和  $i_y$  在正负 0.8 A 内,ADRC-MFCPC 和 OBMFC 的  $i_x$  和  $i_y$  控制在正负 0.4 A 内。故 ADRC-MFCPC 和 OBMFC 对比 PI 控制,在  $6k+1(k=1,2,3,\dots)$  次谐波上有着更好的抑制效果。图 7 为三种算法下,通过快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 分析 A 相电流的谐波畸变情况。由图 7 可得出,OBMFC 算法下,A 相电流谐波畸变率最小。虽然 ADRC-MFCPC 对  $6k+1(k=1,2,3,\dots)$  次谐波上有着较好的抑制效果,但其相电流谐波畸变率过大,说明 ADRC-MFCPC 对其他次谐波抑制效果差。

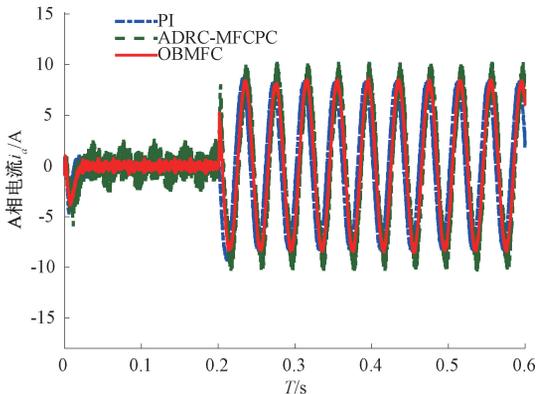
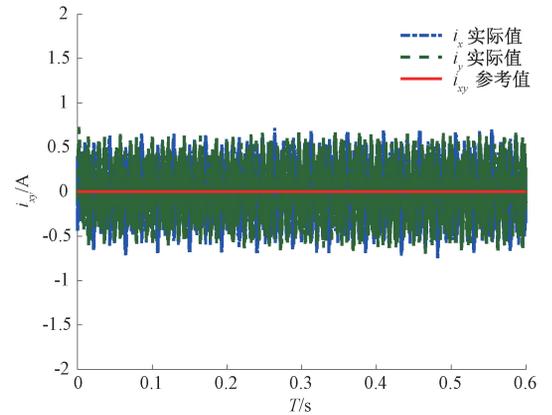


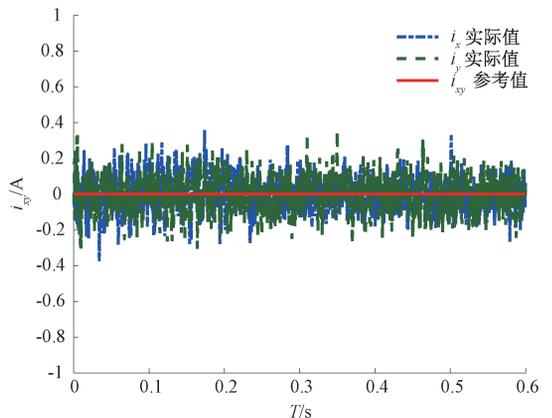
图 5 A 相电流

Fig. 5 Phase A current



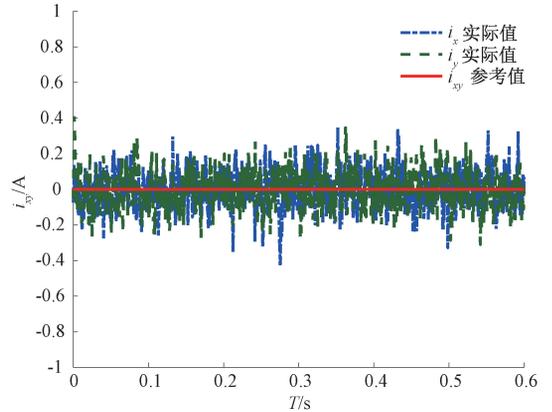
(a) PI控制在x-y子空间的电流

(a) PI-controlled current in the x-y subspace



(b) ADRC-MFCPC在x-y子空间的电流

(b) ADRC-MFCPC current in the x-y subspace



(c) OBMFC在x-y子空间的电流

(c) OBMFC current in the x-y subspace

图 6 x-y 子空间电流抑制效果

Fig. 6 Suppression effect of x-y subspace current

#### 4.4 仿真四:未知模型估计

为了验证 OBMFC 中观测器对超局部模型中总扰动的估计效果,在如下两种工况下进行仿真:工况 1)空载启动电机在 500 r/min 转速稳定运行情况下,0.2 s 改变负载为  $50 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,0.4 s 改变负载为  $30+2\sin(10\pi) \text{ N} \cdot \text{m}$  持续至仿真结束。工况 2)带载  $50 \text{ N} \cdot \text{m}$  下启动电机在 500 r/min

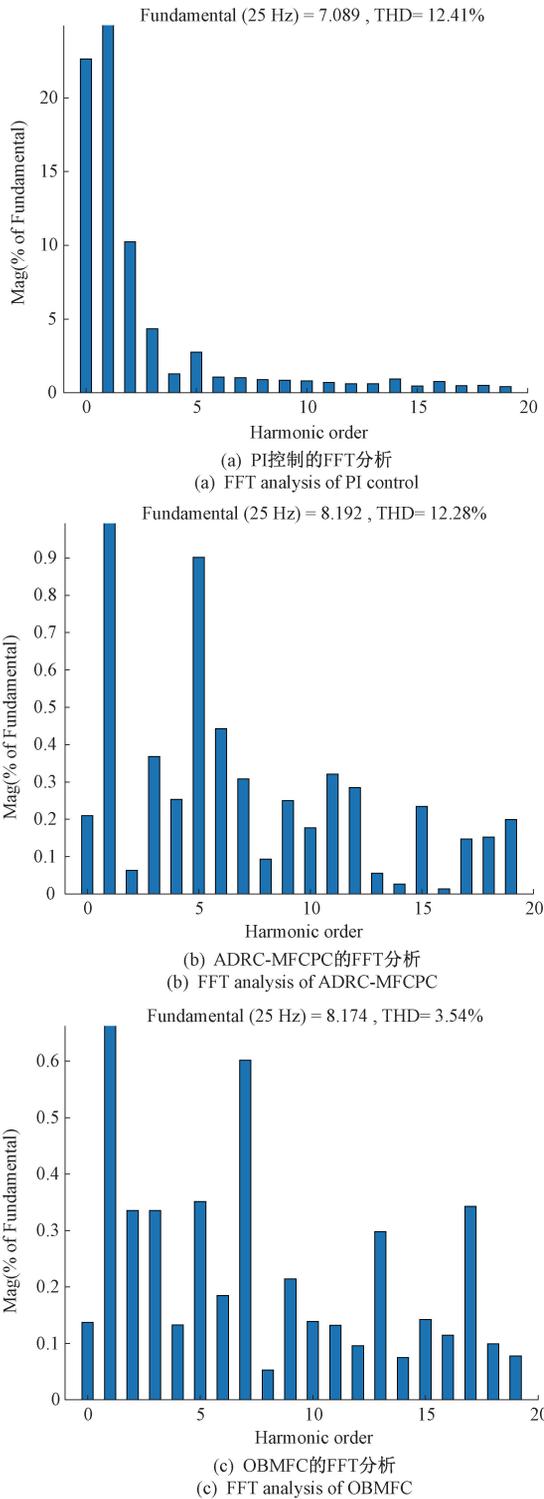


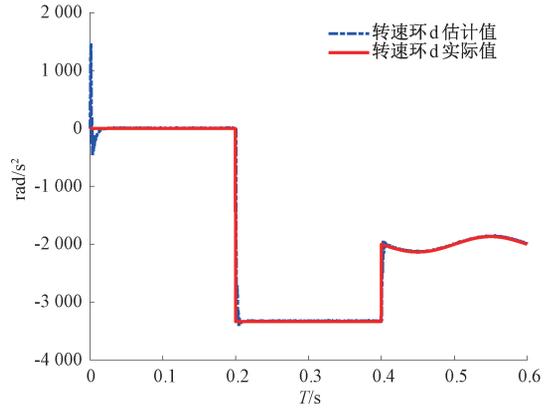
图 7 谐波分析

Fig. 7 Harmonic analysis

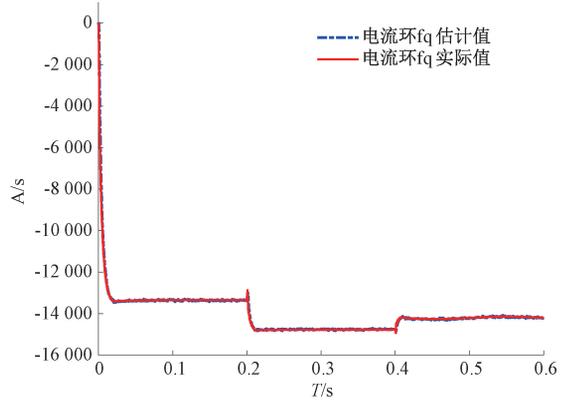
转速稳定运行情况下, 0.2 s 改变转速为 650 r/min, 0.4 s 改变转速为 350 r/min 持续至仿真结束。

图 8 和图 9 分别是仿真四中工况 1 和工况 2 下转速超局部模型中扰动  $d$  的估计和  $q$  轴电流超局部模型中扰动

$f_q$  的估计, 可以看出不管是在转速突变或者突加时不变和时变负载时, 观测器均能快速估计并跟踪实际扰动, 验证了 OBMFC 对系统鲁棒性的提升。



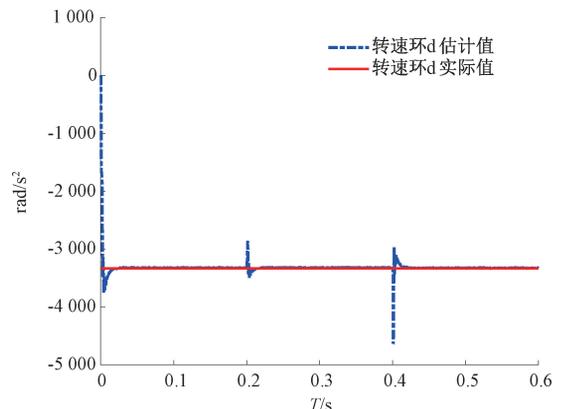
(a) 工况1下的转速环扰动估计值与实际值对比  
(a) Comparison of estimated and actual disturbances in the speed loop under condition 1



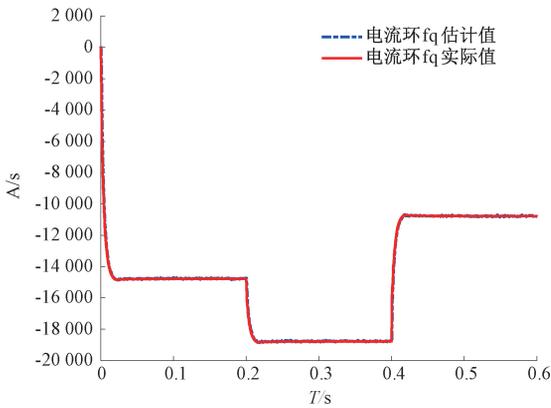
(b) 工况1下的电流环扰动估计值与实际值对比  
(b) Comparison of estimated and actual disturbances in the current loop under condition 1

图 8 工况 1 下的扰动估计

Fig. 8 Disturbance estimation under condition 1



(a) 工况2下的转速环扰动估计值与实际值对比  
(a) Comparison of estimated and actual disturbances in the speed loop under condition 2



(b) 工况2下的电流环扰动估计值与实际值对比  
(b) Comparison of estimated and actual disturbances in the current loop under condition 2

图 9 工况 2 下的扰动估计

Fig. 9 Disturbance estimation under condition 2

## 5 结 论

针对电机依赖确定性模型和参数不确定性问题,在超局部模型方法下,本文提出一种基于观测器的无模型控制。通过设计 ESO 和 LOB,实现对不确定性模型和参数进行估计,再将其补偿到 NFTSMC 和 DCPC 中对电机进行控制,有效提高了电机速度控制的动态响应,以及整个电机控制系统的鲁棒性。综合仿真结果表明,与 PI 控制和 ADRC-MFCPC 两种方法对比,所提出的 OBMFC 方法可以使得速度有更好的动态性能、相电流具有更小的谐波畸变率,电磁转矩具有更小的抖振、整个电机控制系统有更强的抗干扰能力。

通过在电流环和转速环综合应用观测器、终端滑模控制以及超局部无模型控制方法,显著降低了 DTP-PMSM 电机参数不确定性对控制性能的影响。然而,诸如电感参数不确定性引起的高频扰动,会导致 ESO 的观测精度和鲁棒性下降。因此,将参数辨识、自适应等技术融入超局部模型的优化与改进,有望全面解决 DTP-PMSM 的参数不准确或变化问题,从而进一步提升控制性能。

## 参考文献

- [1] 高翔,鲁炳林,白月建,等. 基于电流环优化的双三相永磁同步电机双二阶模型预测控制[J]. 电子测量技术, 2021, 44(18): 31-36.  
GAO X, LU B L, BAI Y J, et al. Dual second order model predictive control of dual three-phase PMSM based on current loop optimization [J]. Electronic Measurement Technology, 2021, 44(18): 31-36.
- [2] ALMARHOON A H, ZHU Z Q, XU P L. Improved pulsating signal injection using zero-sequence carrier voltage for sensorless control of dual three-phase

PMSM[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(2): 436-446.

- [3] LARA J, XU J H, CHANDRA A. Effects of rotor position error in the performance of field-oriented-controlled PMSM drives for electric vehicle traction applications [J]. IEEE Transactions on Industrial electronics, 2016, 63(8): 4738-4751.
- [4] 黄林森,赵文祥,吉敬华,等. 稳态性能改善的双三相永磁电机直接转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 355-367.  
HUANG L S, ZHAO W X, JI J H, et al. Direct torque control for dual three-phase permanent-magnet machine with improved steady-state performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 355-367.
- [5] 徐奇伟,易良武,夏波,等. 基于 xy 平面闭环电流控制的双三相永磁同步电机改进多矢量模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2025, 40(14): 4506-4521.  
XU Q W, YI L W, XIA B, et al. Improved multi-vector model predictive current control of dual-three-phase permanent magnet synchronous motors based on xy subspace closed-loop current control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(14): 4506-4521.
- [6] 尹诗荀,郑志安,朱俊杰. 基于延迟补偿的永磁同步电机并行自抗扰控制[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(3): 275-285.  
YIN SH X, ZHENG ZH AN, ZHU J J. Time delay compensation-based parallel active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motors[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(3): 275-285.
- [7] 黎心慰,马家庆,陈昌盛,等. 基于新型趋近律和 EKF 的 PMSM 滑模控制器设计[J]. 电子测量技术, 2025, 48(11): 42-48.  
LI X W, MA J Q, CHEN CH SH, et al. Design of PMSM sliding mode controller based on a new reaching law and EKF [J]. Electronic Measurement Technology, 2025, 48(11): 42-48.
- [8] ZHU Z Q, WANG SH SH, SHAO B, et al. Advances in dual-three-phase permanent magnet synchronous machines and control techniques [J]. Energies, 2021, 14(22): 7508.

- [9] ZHANG X G, LIU ZH, ZHANG P J, et al. Model predictive current control for PMSM drives based on nonparametric prediction model [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 711-719.
- [10] VAZQUZE S, RODRIGUEZ J, RIVERA M, et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(2): 935-947.
- [11] 徐睿琦, 张昆鹏, 林欣魄, 等. 基于高阶滑模观测器的永磁同步电机无差拍预测电流控制[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(11): 1990-1998.  
XU R Q, ZHANG K P, LIN X P, et al. Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on higher order sliding mode observer[J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(11): 1990-1998.
- [12] 杨公德, 杨云静, 林明耀. 基于超螺旋积分滑模观测器的永磁同步电机三矢量无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(16): 6505-6517.  
YANG G D, YANG Y J, LIN M Y. Three vector model-free predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting integral sliding mode observer [J]. Chinese Society for Electrical Engineering, 2025, 45(16): 6505-6517.
- [13] 袁庆庆, 施建君, 董朔. 高速双三相永磁同步电机改进无差拍电流控制[J/OL]. 电源学报, 1-14[2025-08-28]. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20241212.0937.002>.  
YUAN Q Q, SHI J J, DONG SH. Improved deadbeat current control of high-speed dual-three-phase permanent magnet synchronous motor[J/OL]. Journal of Power Supply, 1-14 [2025-08-28]. <https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20241212.0937.002>.
- [14] 张长征, 丁怡丹, 袁雷. 基于参数扰动估计的双三相永磁同步电机鲁棒模型预测控制[J]. 火力与指挥控制, 2024, 49(8): 127-136.  
ZHANG CH ZH, DING Y D, YUAN L. Robust model prediction control study of dual three-phase permanent magnet synchronous motor based on parameter perturbation estimation[J]. Fire Control & Command Control, 2024, 49(8): 127-136.
- [15] WANG SH, FAN H Y, ZHAO J F. Model-free predictive current control of DTP-PMSM based on ultra-local model considering back EMF harmonics[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(1): 553-563.
- [16] 王俊凯, 张晓宇, 柳向斌, 等. 基于干扰观测器的永磁同步电机自适应快速终端滑模控制[J/OL]. 电子测量技术, 1-8[2025-07-05]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2175.TN.20241220.1200.025>.  
WANG J K, ZHANG X Y, LIU X B, et al. Adaptive fast terminal sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on disturbance observer[J/OL]. Electronic Measurement Technology, 1-8[2025-07-05]. <https://link.cnki.net/urlid/11.2175.TN.20241220.1200.025>.
- [17] ZHANG Y CH, JIN J L, HUANG L L. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 993-1003.
- [18] LIANG G, LIAO W, HUANG SH, et al. Model-free predictive current control of DTP-PMSM based on ultra-local model [C]. 16th Annual Conference of China Electrotechnical Society, 2022, 891: 1014-1024.
- [19] SUN J Y, CUI J, MA SH W. Robustness enhanced predictive control for dual three phase PMSM with duty ratio modulation and parameter-free solution[C]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2530: 012030.
- [20] 周世炯, 李耀华, 史黎明, 等. 分段式双三相永磁直线同步电机的无模型电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 996-1009, 1021.  
ZHOU SH J, LI Y H, SHI L M, et al. Model-free predictive current control of segmented dual three-phase permanent magnet linear synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 996-1009, 1021.
- [21] 周长攀, 苏健勇, 杨贵杰, 等. 基于双零序电压注入PWM策略的双三相永磁同步电机矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2522-2533.  
ZHOU CH P, SU J Y, YANG G J, et al. Vector control of dual three-phase PMSM based on double zero-sequence voltage injection PWM strategy [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2522-2533.

- [22] ZHOU Y N, LI H M, YAO H Y. Model-free control of surface mounted PMSM drive system [C]. 2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 2016: 175-180.
- [23] JIN H Y, SONG J CH, LAN W Y, et al. On the characteristics of ADRC: A PID interpretation [J]. Science China Information Sciences, 2020, 63(10): 209201.
- [24] 周凯, 孙彦成, 王旭东, 等. 永磁同步电机的自抗扰控制调速策略 [J]. 电机与控制学报, 2018, 22(2): 57-63.
- ZHOU K, SUN Y CH, WANG X D, et al. Active disturbance rejection control of PMSM speed control system [J]. Electric Machines and Control, 2018,

22(2): 57-63.

## 作者简介

**漆骥**, 硕士研究生, 主要研究方向为多相永磁同步电机控制。

E-mail: qiji200102@163.com

**张晓宇**(通信作者), 博士生导师, 教授, 主要研究方向为控制理论与控制工程等方面的科研与教学。

E-mail: zhangxiaoyu@bucea.edu.cn

**柳向斌**, 博士生导师, 副教授, 主要研究方向为控制科学与工程方面的科研与教学工作。

E-mail: xbliu@bjtu.edu.cn

**郭蓉**, 博士, 讲师, 主要研究方向为永磁电机设计优化等方面的科研与教学工作。

E-mail: guorong@bucea.edu.cn