

基于超局部无模型预测的双永磁同步电机转速同步控制^{*}

张鹏¹ 杜恽^{1,2} 王伟然¹

(1. 江苏科技大学自动化学院 镇江 212100; 2. 江苏大学电气信息工程学院 镇江 212013)

摘要: 针对传统双永磁同步电机(D-PMSM)转速同步性能易受电机参数失配的影响,提出了一种基于超局部无模型预测控制(UMFSPC)的双永磁同步电机转速同步控制策略。采用超局部模型构建双永磁同步电机的机械运动方程,避免了对电机参数的依赖;设计了全阶离散扰动观测器对超局部模型中的未建模项和扰动部分进行估计,并进一步提出控制器参数选择的方法;采用交叉耦合结构对电流进行补偿使得双电机协同运转。对所提出策略进行了仿真和实验,并与传统PI控制策略进行对比,结果表明,所提出的策略能够有效抑制电机参数变化所造成的同步性能下降。

关键词: D-PMSM;超局部模型;无模型预测;扰动观测;转速同步

中图分类号: TM341;TN601 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8099

Speed synchronization control for dual permanent magnet synchronous motor based on ultralocal model-free prediction

Zhang Peng¹ Du Yi^{1,2} Wang Weiran¹

(1. School of Automation, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212100, China;

2. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: To improve the speed synchronization performance of dual permanent magnet synchronous motor (D-PMSM) considering parameter mismatches, a speed synchronization control strategy based on ultralocal model-free speed prediction control (UMFSPC) is proposed. Firstly, the mechanical motion equations of the D-PMSM system are established using the ultralocal model, so that the use of motor parameters is minimized. Concurrently, a full-order discrete disturbance observer is designed to estimate unmodelled components and disturbance elements within the ultralocal model and a method for controller parameter selection is proposed. Moreover, a cross-coupled structure is employed to compensate currents, enabling coordinated operation of the dual motors. Finally, simulation and experimental comparisons with conventional PI control are carried out. The results show that the proposed strategy effectively improve the synchronization performance caused by motor parameter variations.

Keywords: D-PMSM; ultralocal model; mode free prediction; disturbance observation; speed synchronization

0 引言

随着工业智能化与自动化的迅速发展,运动控制系统的复杂程度显著提高^[1-2],双电机驱动系统在龙门定位平台、数控机床、电动汽车、机器人、造纸等领域应用广泛^[3-6]。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高功率密度、高效率和高可靠性等优势,成为双电机驱动系统的首选^[7-8]。然而,负载突变、参数摄动等不确定性因素常导致双永磁同步电机(dual PMSM, D-

PMSM)系统转速同步误差增大,进而影响系统控制精度^[9-11]。

目前,国内外学者主要从同步控制结构和同步控制算法两个方面对双电机系统转速同步控制展开研究^[12]。Lin等^[13-14]提出交叉耦合结构,将两台电机的转速差补偿至跟随控制器,实现了电机间的耦合控制。然而,其并未考虑电机参数失配和负载扰动对电机转速同步性能的影响。为此,耿强等^[15]采用自抗扰控制策略估计系统扰动,并结合交叉耦合结构提高了系统的抗扰动能力。

传统单电机控制策略直接向多电机系统扩展时,参数失配将导致多电机系统的转速同步误差。针对这一问题,国内外学者主要从两个角度进行了研究:一是采用观测器估计出系统由参数失配引起的扰动,并将其实时补偿至控制器,进而实现对该类扰动的抑制^[16];二是基于自适应控制算法、最小二乘算法、高频电压注入等方法辨识出电机的参数,并补偿至控制器,以提升参数鲁棒性^[17-20]。

此外,因具有多目标优化能力,模型预测控制在多电机系统控制领域备受关注,但该类算法通常依赖于电机参数的准确性。Yin 等^[21]基于超局部模型并引入类指数项修改控制器中误差项的比例,设计了电流环无模型预测控制器,降低了负载扰动引起的速度超调与振荡。Yuan 等^[22-23]则将扩张状态观测器与超局部无模型电流预测相结合,避免使用电机参数,显著提升了控制系统的鲁棒性能。但上述文献均对单电机系统展开研究。

为提高 D-PMSM 转速同步性能,本文提出基于超局部无模型预测控制 (ultralocal model free speed predictive control, UMFSPC) 的 D-PMSM 转速同步控制策略。重构基于超局部模型的 D-PMSM 机械运动方程,避免对电机参数的依赖;通过设计全阶扰动观测器对电机集总扰动(参数摄动、负载扰动)进行估计和补偿;提出控制器参数选择方法,并使用交叉耦合控制结构实现 D-PMSM 之间的协同控制,有效抑制两台电机的参数差异造成的扰动对转速同步性能的影响。

1 双永磁同步电机转速预测模型

图 1 所示为 D-PMSM 系统,包括两台设计参数相同的 PMSM 及两个三相逆变器。

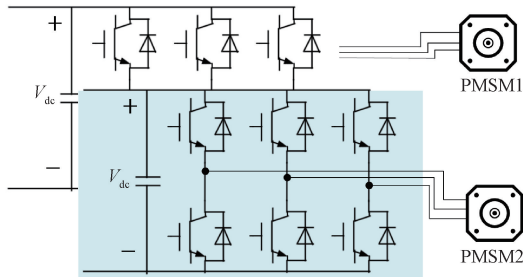


图 1 D-PMSM 驱动系统

Fig. 1 D-PMSM drive system

D-PMSM 机械运动方程可表示为:

$$J \frac{d\omega_{mj}}{dt} = \frac{3P_n\phi_f}{2} i_{qj} - T_{Lj} - B\omega_{mj} \quad (1)$$

式中: J 为转动惯量; B 为粘性摩擦系数; P_n 为极对数; i_{qj} 为 q 轴电流; ω_{mj} 为机械角速度; T_{ej} 为电磁转矩; T_{Lj} 为负载转矩,下标 $j=1$ 或 2 ,表示 PMSM1 或 PMSM2。

受环境温度变化及机械磨损等影响,机械运动方程中的转动惯量 J 、粘性摩擦系数 B 以及电磁转矩中磁链 ϕ_f 三个电机参数将发生漂移并偏离设计值。为提高转速同步控

制系统的鲁棒性,建立更符合实际工况的 D-PMSM 机械运动方程为:

$$\frac{d\omega_{mj}}{dt} = \frac{3P_n(\phi_f + \Delta\phi_{fj})}{2(J + \Delta J_j)} i_{qj} - \frac{B + \Delta B_j}{J + \Delta J_j} \omega_{mj} - T_{Lj} - T_{dj} \quad (2)$$

式中: $\Delta\phi_{fj}$ 、 ΔJ_j 、 ΔB_j 为相应参数的摄动量。 T_{dj} 为考虑电阻、电感误差以及外部扰动的转矩扰动。

可将电机未建模部分和系统参数摄动部分定义为集总扰动 d_{ij} :

$$d_{ij} = \left(\frac{3P_n(J\Delta\phi_{fj} - \phi_f\Delta J_j)}{2J(J + \Delta J_j)} \right) i_{qj} - \left(\frac{J\Delta B_j - B\Delta J_j}{J(J + \Delta J_j)} \right) \omega_{mj} - T_{dj} \quad (3)$$

则式(2)可以进一步简化,得到考虑系统扰动的 D-PMSM 机械运动方程:

$$\frac{d\omega_{mj}}{dt} = \frac{3P_n\phi_f}{2J} i_{qj} - \frac{B}{J} \omega_{mj} - \frac{1}{J} T_{Lj} + d_{ij} \quad (4)$$

进行离散化可得到 D-PMSM 转速预测模型:

$$\omega_{mj}(k+1) = T_s \frac{3P_n\phi_f}{2J} i_{qj}(k) + (1 - T_s \frac{B}{J}) \omega_{mj}(k) + T_s d_{ij}(k) \quad (5)$$

式中: $\omega_{mj}(k+1)$ 分别为 PMSM1 和 PMSM2 在 $(k+1)$ 时刻的转速预测值; T_s 为控制周期。

2 D-PMSM 转速同步控制策略

2.1 D-PMSM 超局部模型机械运动方程

一阶单输入单输出系统超局部模型可表示为:

$$\dot{y} = F + \alpha u \quad (6)$$

式中: u 和 y 分别为模型的输入和输出变量, F 为系统扰动, α 为控制输入变量的增益系数。

PMSM 机械运动方程为一阶单输入单输出系统,对式(4)应用一阶超局部模型,得到 D-PMSM 的超局部模型机械运动方程为:

$$\frac{d\omega_{mj}}{dt} = F_{mj} + \alpha i_{qj} \quad (7)$$

式中: $F_{mj} = -\frac{B}{J} \omega_{mj} - \frac{1}{J} T_{Lj} + d_{ij}$; $\alpha = \frac{3P_n\phi_f}{2J}$ 是一个固定常数,表示 PMSM1 和 2 的 q 轴电流的输入增益。

2.2 全阶离散扰动观测器设计

根据式(7),定义总扰动 F_{mj} 与机械转速 ω_{mj} 为状态变量,构建超局部系统的状态方程为:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (8)$$

式中: $x = [\omega_{m1} \ \omega_{m2} \ F_{m1} \ F_{m2}]^T$ 为超局部系统的状态变量, $u = [i_{q1} \ i_{q2}]^T$ 为超局部系统的输入变量, $y = [\omega_{m1} \ \omega_{m2}]^T$ 代表超局部系统的输出变量,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \alpha & 0 \\ 0 & \alpha \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

根据式(7)构建全阶离散扰动状态观测器为:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \boldsymbol{\beta}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{\omega}_{m1} \ \hat{\omega}_{m2} \ \hat{F}_{m1} \ \hat{F}_{m2}]^T$ 为系统的状态变量观测值, $\hat{\mathbf{y}}$ 代表超局部系统的输出变量观测值; $\boldsymbol{\beta}$ 为观测器的反馈矩阵,

$$\boldsymbol{\beta} = \begin{bmatrix} \beta_1 & 0 \\ 0 & \beta_2 \\ \beta_3 & 0 \\ 0 & \beta_4 \end{bmatrix}, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4 \text{ 为观测器的反馈增益系数, 其}$$

取值决定了观测器的收敛性和稳定性。

将式中构建的观测器进行离散化可得离散扰动观测器方程:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}'\hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}'\mathbf{u}(k) + \boldsymbol{\beta}'\mathbf{x} \quad (10)$$

式中:

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} 1 - T_s\beta_1 & 0 & T_s & 0 \\ 0 & 1 - T_s\beta_2 & 0 & T_s \\ -T_s\beta_3 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_s\beta_4 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}' = \begin{bmatrix} T_s\alpha & 0 \\ 0 & T_s\alpha \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\beta}' = \begin{bmatrix} T_s\beta_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_s\beta_2 & 0 & 0 \\ T_s\beta_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & T_s\beta_4 & 0 & 0 \end{bmatrix}。$$

2.3 观测器参数选择

由线性系统理论可知, 观测器稳定性主要由系统特征矩阵的特征值决定。若所有特征值位于 z 域的单位圆内, 则观测器能最终达到稳定状态。

式(10)中矩阵的特征行列式为:

$$\Delta(z) = z\mathbf{I} - \mathbf{A}' =$$

$$\begin{vmatrix} z - 1 + T_s\beta_1 & 0 & -T_s & 0 \\ 0 & z - 1 + T_s\beta_2 & 0 & -T_s \\ T_s\beta_3 & 0 & z - 1 & 0 \\ 0 & T_s\beta_4 & 0 & z - 1 \end{vmatrix} \quad (11)$$

令 $\beta_{j0} = T_s\beta_j$, $\Delta(z) = 0$, 式(11)可写为:

$$(z^2 + (\beta_{10} - 2)z + 1 - \beta_{10} + T_s\beta_{30}) \cdot$$

$$(z^2 + (\beta_{20} - 2)z + 1 - \beta_{20} + T_s\beta_{40}) = 0 \quad (12)$$

根据式(12)的对称性, 选择前半部分进行分析, 令

$a_0 = 1, a_1 = \beta_{10} - 2, a_2 = 1 - \beta_{10} + T_s\beta_{30}$ 得:

$$D(z) = (a_0 z^2 + a_1 z + a_2) \quad (13)$$

根据 Jury 判据, 二阶离散系统判断稳定的充要条

件为:

$$\begin{cases} D(1) = a_0 + a_1 + a_2 > 0 \\ (-1)^2 D(-1) = a_0 - a_1 + a_2 > 0 \\ a_0 > |a_2| \end{cases} \quad (14)$$

将 a_0, a_1, a_2 替换可得:

$$\begin{cases} T_s\beta_{30} > 0 \\ -2\beta_{10} + T_s\beta_{30} > -4 \\ -2 < T_s\beta_{30} - \beta_{10} < 0 \end{cases} \quad (15)$$

同理可得 β_{20}, β_{40} 的取值范围, 当选取合适的值时即可保证观测器收敛, 本文中取 $\beta_{10} = \beta_{20} = 0.03, \beta_{30} = \beta_{40} = 2.25$ 。

2.4 参考电流计算

对式(7)进行一阶前向欧拉离散化可得:

$$i_{qj\text{ref}} = \frac{\omega_{mj}(k+1) - \hat{\omega}_{mj}(k)}{\alpha T_s} - \frac{\hat{F}_{mj}(k)}{\alpha} \quad (16)$$

其中, $\hat{F}_{m1}, \hat{F}_{m2}$ 分别为 F_{m1}, F_{m2} 的观测值。

假设两台电机在 $(k+1)$ 时刻达到转速参考值 $\omega_{m\text{ref}}$, 可得电流参考值为:

$$i_{qj\text{ref}} = \frac{\omega_{m\text{ref}} - \hat{\omega}_{mj}(k)}{\alpha T_s} - \frac{\hat{F}_{mj}(k)}{\alpha} \quad (17)$$

考虑实际数字系统中存在一拍延时, 式(17)可以改写为:

$$i_{qj\text{ref}} = \frac{\omega_{m\text{ref}} - \omega_{mj}(k+1)}{\alpha T_s} - \frac{\hat{F}_{mj}(k+1)}{\alpha} \quad (18)$$

2.5 UMFSPC 控制策略

由以上分析可得 UMFSPC 的整体框图如图 2 所示。首先对双电机的机械运动方程构建超局部模型, 并通过观测器观测出超局部模型中的未知部分; 其次, 采用如式(19)所示的交叉耦合结构, 两台 PMSM 的转速差经耦合系数 K_1, K_2 处理后, 得到 i_{qcl} 和 i_{qc2} 分别补偿至控制器, 从而实现了两台电机之间运行状态的耦合; 最后经电流环 PI 控制器输出参考电压矢量, 并计算各矢量占空比, 产生开关信号。

$$i_{qcj} = K_j(\omega_{m1} - \omega_{m2}) \quad (19)$$

3 仿真分析

为了验证所提出同步控制策略的有效性, 利用 Matlab/Simulink 进行仿真, 并与基于扩展状态观测器的模型预测方法(model predictive control based on extended state observer, ESO-MPC)以及传统 PI 控制策略进行对比。为公平比较, 同样采用了交叉耦合控制结构, 并设置 $K_1 = K_2 = 0.8$ 。表 1 列出了两台 PMSM 的具体设计参数。采样频率均设置为 10 kHz。

3.1 转速突变同步性能分析

初始给定转速 300 r/min, 在 0.2 s 转速给定突加至 500 r/min, 仿真结果如图 3 所示。由图 3 可知, 转速突变

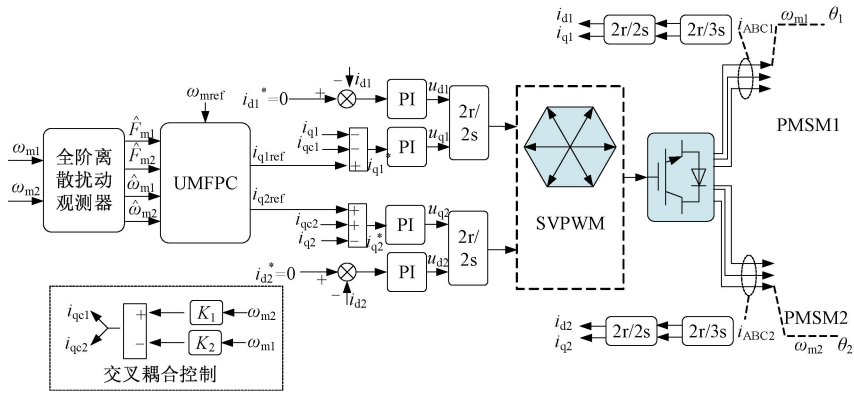


图 2 D-PMSM 转速同步控制策略

Fig. 2 Block of D-PMSM speed synchronisation control strategy

表 1 PMSM 设计参数

Table 1 PMSM design parameters

符号	说明	值
R_s/Ω	绕组线电阻	0.9
L_d/mH	d 轴电感	3.7
L_q/mH	q 轴电感	3.7
Ψ_f/Wb	磁链	0.097
P_n	极对数	4
$J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	转动惯量	6.3×10^{-4}
$n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	额定转速	3 000
$T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	额定转矩	5

时所提控制策略的转速同步误差小于 PI 控制策略与 ESO-MPC 策略,稳态时两台电机的转速差均较小。当转速给定突变时,PI 与 ESO-MPC 控制策略以及本文所提策略的过渡时间分别为 50、70、37 ms,可见所提策略的响应更为迅速。对 PMSM1 的相电流和 dq 轴电流波形对比,电流脉动都较小。

3.2 参数变化同步性能分析

给定转速 500 r/min,负载转矩 1 N·m,设置磁链参数为设计值的 0.8 倍,且在 0.3 s 对 PMSM1 施加 0.3 N·m 的负载扰动,PMSM2 的负载转矩保持不变。如图 4 所示,参数失配导致 PI 与 ESO-MPC 控制策略的启动性能恶化,转速超调量增加,系统动态响应性能有所下降。负载给定

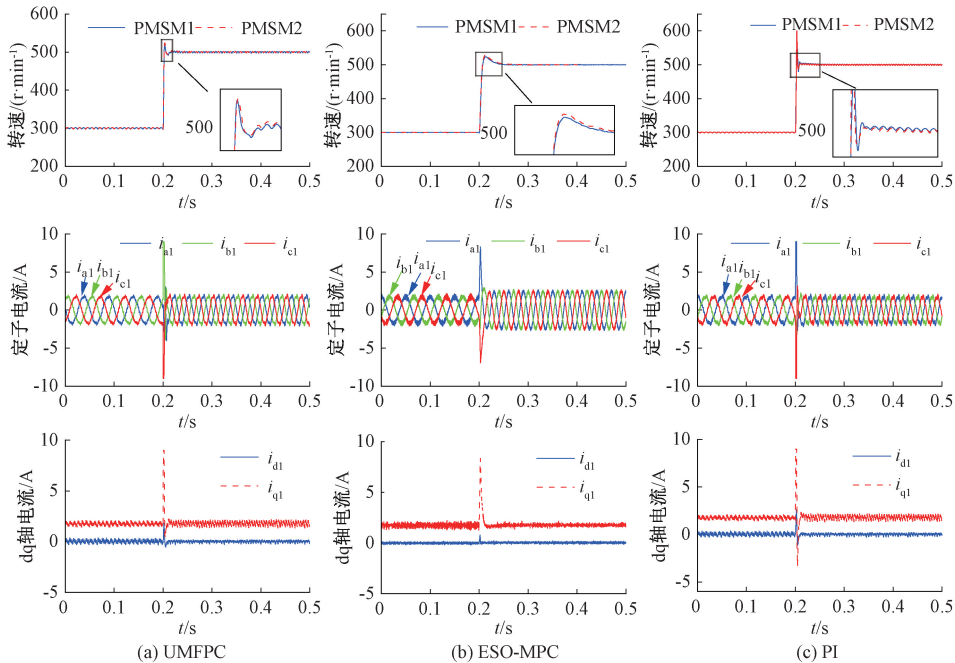


图 3 转速突变 3 种策略对比

Fig. 3 Comparison of three strategies for sudden speed change

突变时,PI 控制策略与 ESO-MPC 下的双电机转速同步性能明显受到影响,而在 UMFSPC 策略中仍然保持良好的同步性能。对图 5 进一步分析可知,传统 PI 策略时电机 1

的 A 相电流谐波率为 11.53%,ESO-MPC 策略为 9.68% 而所提策略为 7.26%,表明所提出 UMFSPC 策略具有良好的稳态性能。

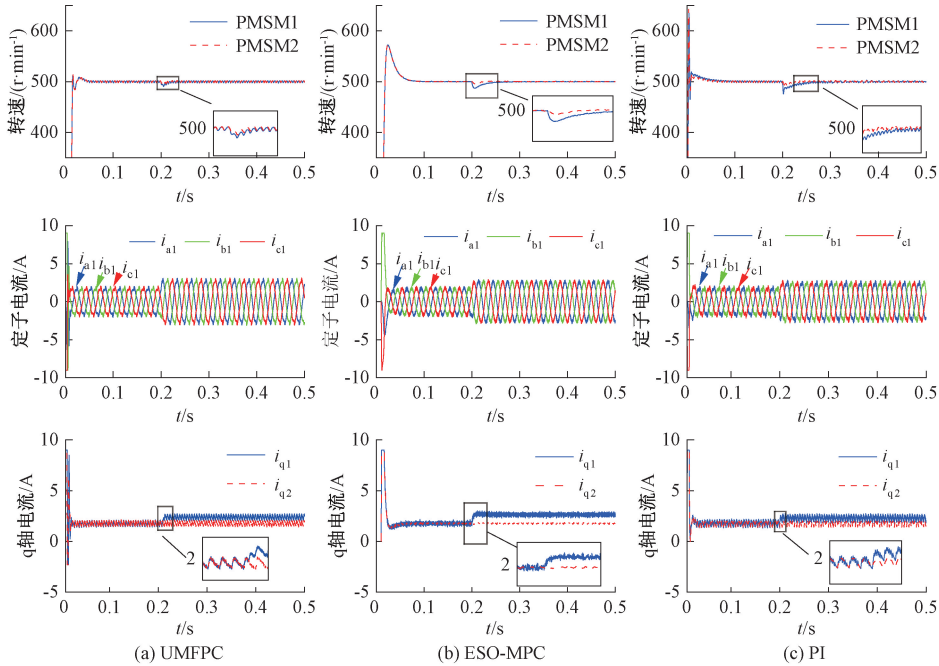


图 4 参数变化 3 种策略对比

Fig. 4 Comparison of three strategies for parameter variation

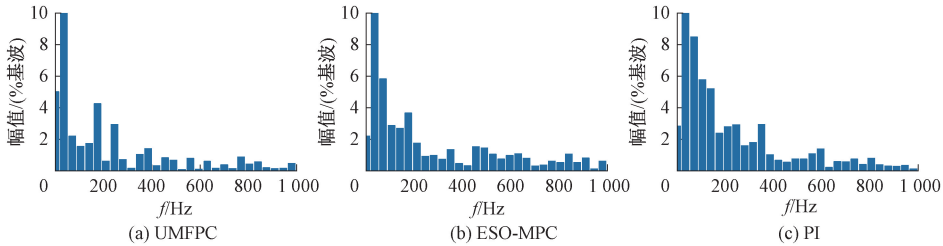


图 5 定子电流谐波率

Fig. 5 Stator current harmonic ratio

图 6 为上述两仿真中总扰动量的观测值。当转速由 300 r/min 升至 500 r/min,如图 6(a)所示,两台电机扰动量观测值变化一致。当 PMSM1 引入负载扰动时,如图 6(b)所示,电机 2 的扰动量观测值同时发生变化,由于交叉耦合控制结构的影响,PMSM2 对负载扰动的补偿较小。可见,设计的离散扰动观测器能够估计出系统中的未知扰动量,并补偿至控制器,实现双 D-PMSM 系统的转速同步运行。

4 实验验证分析

为进一步验证本文所提 UMFSPC 策略有效性,进行了实验测试。图 7 所示为实验测试平台,由 RTU-BOX204 控制器、两台设计参数完全相同的 PMSM、磁粉制动器、直流电源以及逆变器共同组成,采用增量式编码器获得转子

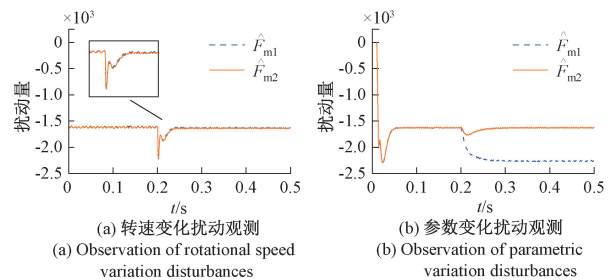


图 6 扰动量观测

Fig. 6 Disturbance quantity observation

位置,直流母线设置为 50 V,控制频率为 10 kHz,参数 $\alpha = 950$,并对 PI 控制器的增益参数统一设置为 $K_p = 4.2$, $K_i = 300$ 。

为验证电机在参数失配时算法的抗扰动性能,将控制

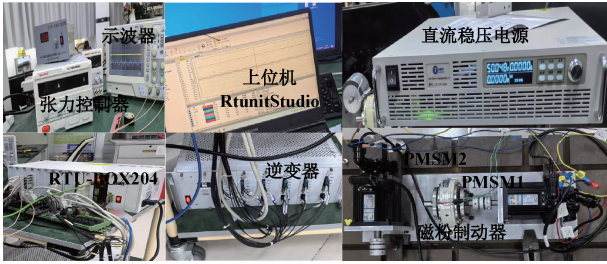


图 7 双电机实验平台

Fig. 7 D-PMSM experimental platform

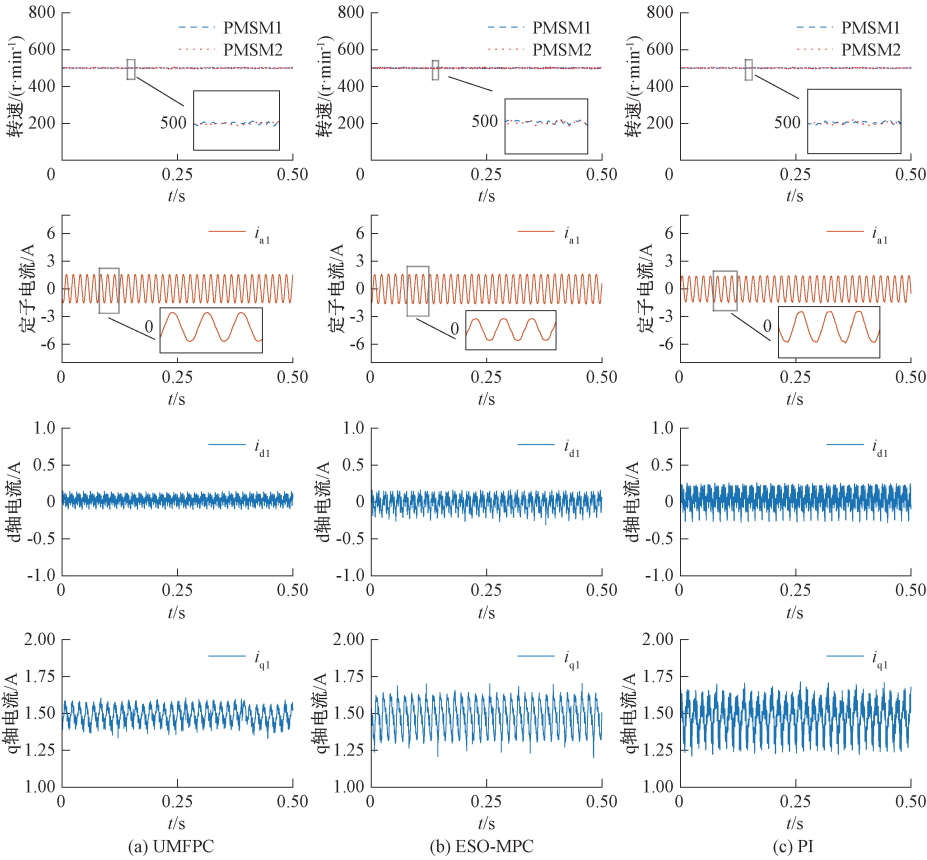


图 8 $1.3(L_d, L_q), 1.3R_s$ 参数失配下 3 种策略性能对比

Fig. 8 Performance comparison of three strategies under parameter mismatch conditions of $1.3(L_d, L_q), 1.3R_s$

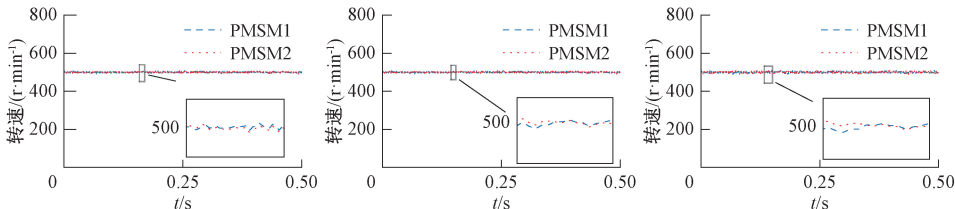
制策略的 d、q 轴电流脉动均约为 0.2 A，三相电流的正弦度较好。

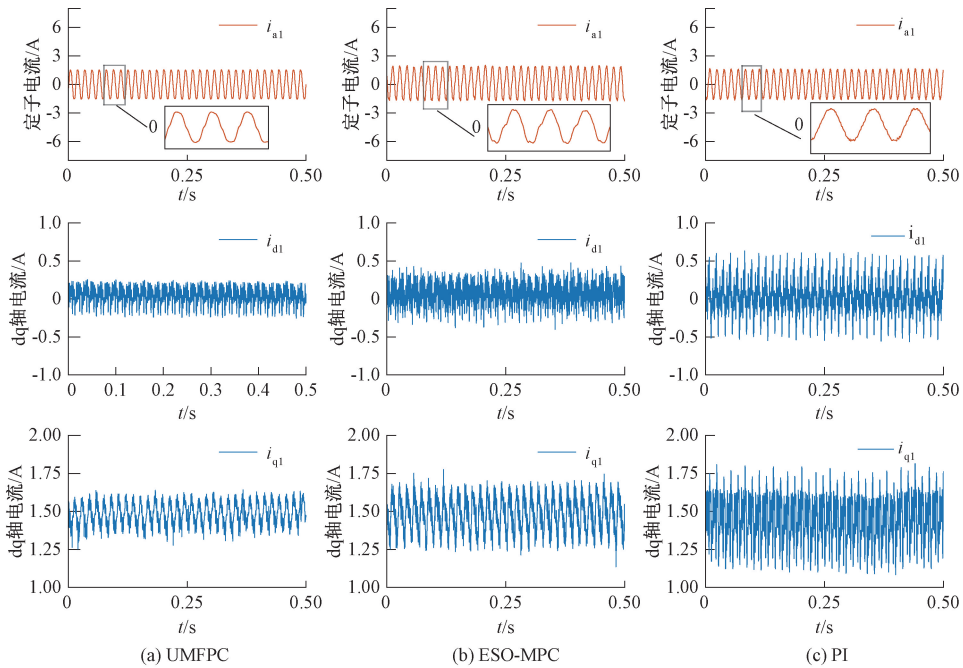
图 9 分别为 $2(L_d, L_q), 1.5R_s$ 时实验结果。相较于上述实验，电感参数失配增加了 53.8%，电阻数失配增加了 15.4%。此时，PI 控制策略的同步转速误差和电流畸变率分别增加了约 25% 和 12.6%，d、q 轴电流脉动分别增至

器中的 d、q 轴电感和定子电阻分别设置为 $1.3(L_d, L_q), 1.3R_s$ 和 $2(L_d, L_q), 1.5R_s$ 进行测试。

图 8 分别为 $1.3(L_d, L_q), 1.3R_s$ 时 3 种策略的实验结果。采用 PI 控制时转速同步误差为 8 r/min 左右，采用 ESO-MPC 时转速同步误差为 5 r/min，而采用 UMFSPC 策略的转速同步误差仅为 3 r/min。其次，由实测电流波形可知，PI 控制策略的 d、q 轴电流脉动分别约为 0.5 和 0.4 A，且三相电流略微畸变，ESO-MPC 控制策略的 d、q 轴电流脉动分别约为 0.4 和 0.37 A，而所提控

1.1、0.62 A。ESO-MPC 控制策略的同步转速误差和电流畸变率分别增加了约 19% 和 9.7%，d、q 轴电流脉动分别增至 0.6、0.5 A。而采用所提控制策略时同步转速误差和电流畸变率分别增加了约 15% 和 5.3%，d、q 轴电流脉动仅为 0.43 和 0.33 A。可知所提控制策略可有效抑制参数扰动导致的性能恶化。



图 9 $2(L_d, L_q), 1.5R_s$ 参数失配下 3 种策略性能对比Fig. 9 Performance comparison of three strategies under parameter mismatch conditions of $1.5(L_d, L_q), 1.5R_s$

5 结 论

本研究提出了一种基于超局部无模型预测的双永磁电机转速同步控制策略,解决了传统双电机控制中在面对参数扰动时转速误差较大且运行不稳定的问题。通过运用超局部模型实现对双电机的速度环统一建模,并对模型中的扰动和未建模部分设计了全阶离散扰动观测器,实现对参数等扰动快速地进行补偿,使得依赖较少的参数仍可以实现双电机的转速同步控制。仿真和实验结果表明了在参数失配不明显的情况下,ESO-MPC 及传统 PI 控制策略与本文所提的 UMFPC 策略均有良好的暂稳态性能。而在参数失配较严重的情况下所提控制策略的动稳态性能优于另外两种策略。本文使用一阶的超局部模型,在面对非线性工况可能无法较较好地进行精准补偿,后续可进一步对超局部模型中引入非线性函数项对误差扰动项进行修改以应对更复杂的工况。

参考文献

- [1] 史婷娜,王敢,曹彦飞,等. 伺服系统多轴协同控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(11): 4479-4493.
SHI T N, WANG G, CAO Y F, et al. Review on cooperative control technologies of multi-axis servo systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(11): 4479-4493.
- [2] 叶宇豪,彭飞,黄允凯. 多电机同步运动控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2922-2935.
YE Y H, PENG F, HUANG Y K. Overview of multi-

- motor synchronous motion control technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(14): 2922-2935.
- [3] 侯利民,赵世杰,兰骁儒,等. 基于多智能体系统一致性的多永磁同步电机转速协同控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(10): 4034-4046.
HOU L M, ZHAO S J, LAN X R, et al. Speed cooperative control for multi-PMSMs based on multi-agent systems consensus[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(10): 4034-4046.
- [4] WANG Y W, ZHANG W A, YU L. GESO-based position synchronization control of networked multi-axis motion system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(1): 248-257.
- [5] SUN D, MILLS J K. Adaptive synchronized control for coordination of multirobot assembly tasks[J]. IEEE Transactions on Robotics & Automation, 2002, 18(4): 498-510.
- [6] 赵凯辉,马文瑞,罗美芸,等. 虚拟主轴多电机预定义时间总量协同控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(10): 122-133.
ZHAO K H, MA W R, LUO M Y, et al. Virtual spindle multi-motor predefined time total cooperative control[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(10): 122-133.
- [7] 史涔澈,解正宵,陈卓易,等. 永磁同步电机无参数超局部模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(8): 1-8.
SHI C W, XIE Z X, CHEN Z Y, et al. Model-free

- predictive control based on ultra-local model for permanent magnet synchronous machines[J]. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(8): 1-8.
- [8] DAI Y C, ZHANG L Y, XU D Z, et al. Anti-disturbance cooperative fuzzy tracking control of multi-PMSMs low-speed urban rail traction systems [J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2022, 8(1): 1040-1052.
- [9] 成天昊, 吴晓新, 於锋. 基于扩张状态观测器的 PMSM 三电平无模型预测控制[J]. *电子测量技术*, 2024, 47(4): 36-43.
- CHENG T H, WU X X, YU F. Model-free predictive control of three-level inverter-fed PMSM based on extended state observer[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2024, 47(4): 36-43.
- [10] 王国栋, 王丽芳, 吴艳, 等. 计及参数摄动的 EMB 电机改进型高阶线性自抗扰控制[J]. *汽车工程*, 2024, 46(5): 923-934, 922.
- WANG G D, WANG L F, WU Y, et al. Improved high-order linear active disturbance rejection control for EMB motor considering parameter perturbation [J]. *Automotive Engineering*, 2024, 46(5): 923-934, 922.
- [11] 张玉峰, 吴紫辉, 闫琪, 等. 永磁同步电机无参数三矢量模型预测电流控制[J]. *西北工业大学学报*, 2023, 41(5): 860-870.
- ZHANG Y F, WU Z H, YAN Q, et al. Nonparametric three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2023, 41(5): 860-870.
- [12] 史婷婷, 辛雄, 夏长亮. 采用虚拟电机的改进偏差耦合多电机同步控制[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(23): 7004-7013, 7092.
- SHI T N, XIN X, XIA C L. Multi-motor speed synchronous control based on improved relative coupling structure with a virtual motor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(23): 7004-7013, 7092.
- [13] LIN F J, CHOU P H, CHEN C S, et al. DSP-based cross-coupled synchronous control for dual linear motors via intelligent complementary sliding mode control[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(2): 1061-1073.
- [14] WU Y J, CHENG Y B, WANG Y L. Research on a multi-motor coordinated control strategy based on fuzzy ring network control[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 375-388.
- [15] 耿强, 李亮, 周湛清, 等. 双永磁电机系统抗扰动转速同步控制[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(19): 6787-6796.
- GENG Q, LI L, ZHOU Z Q, et al. Speed synchronization control of disturbance rejection of dual-PMSM system [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(19): 6787-6796.
- [16] ZHANG X G, FANG S J, ZHANG H. Predictive current error compensation based strong robust model predictive control for PMSM drive systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(12): 15280-15289.
- [17] RAFAQ M S, JUNG J W. A comprehensive review of state-of-the-art parameter estimation techniques for permanent magnet synchronous motors in wide speed range[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2020, 16(7): 4747-4758.
- [18] WANG Y Z, LIAO W, HUANG S, et al. A robust DPCC for IPMSM based on a full parameter identification method [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(8): 7695-7705.
- [19] 马炳图, 杜钦君, 张婷, 等. 基于 HBF 神经网络观测器的 PMSM 无模型预测电流控制[J]. *仪器仪表学报*, 2025, 46(8): 376-386.
- MA B T, DU Q J, ZHANG T, et al. PMSM model-free based on HBF neural network observer predictive current control [J]. *Chinese Journal of Scientific Instrument*, 2025, 46(8): 376-386.
- [20] 葛健, 宫逸凡, 徐伟, 等. 基于在线参数辨识及自适应谐波提取滤波器的改进型直线振荡电机无位置传感器控制 [J]. *电工技术学报*, 2024, 39(22): 7099-7110.
- GE J, GONG Y F, XU W, et al. Improved sensorless control of linear oscillatory machine based on online parameter identification and adaptive harmonic extraction filter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(22): 7099-7110.
- [21] YIN Z X, WANG X Y, SU X D, et al. A switched ultra-local model-free predictive controller for PMSMs[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(9): 10665-10669.
- [22] YUAN X, ZUO Y F, FAN Y, et al. Model-free predictive current control of spmsm drives using extended state observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(7): 6540-6550.
- [23] ZHANG Y C, 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.

作者简介

张鹏, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁电动机控制。

E-mail: oneone369zp@163.com

杜恽(通信作者), 博士, 教授, 主要研究方向为永磁电动机设计与控制。

E-mail: duyie@uj.s. edu. cn

王伟然, 博士, 副教授, 主要研究方向为永磁电动机控制。

E-mail: wangweiran1983@qq.com