DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.9.320 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

基于改进滑模观测器的 PMSM 无差拍预测控制

黄景涛[1,2](中国电源学会高级会员)，王亚楠[1]，杨毅豪[1]，张 鹏[3]
(1.河南科技大学信息工程学院，洛阳 471023；2.河南省电力电子装置与系统工程研究中心，洛阳 471023；3.中铁工程装备集团有限公司，郑州 450016)

摘要：针对永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)运行过程中，参数扰动、模型失配引发的模型预测误差造成的控制系统性能退化问题，提出了一种基于改进滑模扰动观测器的无差拍预测控制方法。首先，针对滑模控制中存在的固有抖振问题，设计了一种基于符号函数的边界层自适应混合趋近律，实现在零点处的平滑穿越；接着，通过设计模糊自适应推理规则实时调整边界层宽度，减小稳态误差，兼顾了趋近滑模面的快速性与抖振抑制，并证明了控制器的稳定性；最后，采用无差拍电流预测控制与模糊自适应滑模扰动观测器对预测模型进行前馈补偿，提高了参数鲁棒性。实验验证了在电机模型参数失配时，该方法不仅可以有效补偿参数扰动，而且稳态误差小，动态性能良好。

关键词：永磁同步电机；模型预测；滑模扰动观测器；模糊自适应；混合趋近律

Deadbeat Predictive Control of PMSM Based on Improved Sliding Mode Observer

HUANG Jingtao[1,2], *Senior Member*, *CPSS*, WANG Yanan[1], YANG Yihao[1], ZHANG Peng[3]
(1. Information Engineering College, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China; 2. Henan Engineering Research Center of Power Electronics Devices and Systems, Luoyang 471023, China; 3. China Railway Engineering Equipment Group Co., Ltd., Zhengzhou 450016, China)

Abstract: Aiming at the degradation of control system performance caused by model prediction errors due to parameter perturbation and model mismatch during the operation of permanent magnet synchronous motor (PMSM), a deadbeat predictive control method based on the improved sliding mode disturbance observer is proposed. First, aiming at the inherent chattering problem in sliding mode control, an adaptive hybrid reaching law for boundary layer based on sign function is designed to achieve smooth crossing at zero point. Then, fuzzy adaptive reasoning rules are designed to adjust the boundary layer width in real time to reduce the steady-state error, taking into account the rapidity of approaching sliding mode surface and chattering suppression, and the stability of the controller is proved. Finally, the feedforward compensation of the prediction model is carried out by using deadbeat current predictive control and fuzzy adaptive sliding mode disturbance observer to improve the robustness of the parameters. The experimental results show that this method can effectively compensate the parameter disturbance when the motor model parameters are mismatched, and the steady-state error is small and the dynamic performance is good.

收稿日期：2024-11-15；**修回日期**：2025-02-16；**录用日期**：2025-03-10；**网络首发日期**：2025-03-27
基金项目：河南省科技攻关资助项目(262102241043)；河南省科技研发计划联合基金资助项目(245200810017)
This work is supported by Henan Province Science and Technology Research Project under the grant 262102241043; Henan Joint Fund for Science and Technology Research and Development Program under the grant 245200810017

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM); model prediction; sliding mode disturbance observer; fuzzy adaptive; hybrid reaching law

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)因结构简单、功率密度大、效率高、调速范围广等，在新能源汽车、数控机床等诸多领

域得到广泛关注和应用[1-3]。三电平逆变器具有谐波含量低、开关损耗小的优点，常见于电机驱动系统中。传统的 PMSM 控制主要有矢量控制和直接转矩控制，但随着 PMSM 调速系统对响应速度与鲁棒性的要求日益增高，传统控制方法逐渐难以满足实际需求[4-5]。

模型预测控制思想简单、动态响应速度快、易于处理非线性约束等[6-7]，被广泛应用于电机控制中，但其控制性能易受电机参数扰动影响，对电机参数具有较高的敏感性[8-9]。无差拍预测控制作为模型预测控制的一种，具有动态响应快、电流谐波含量低的优点[10-11]。PMSM 系统作为非线性时变系统，电机参数会随运行时间及外部环境的变化而变化，进而导致预测准确度低，引起转矩转速脉动，最终影响控制性能。文献[12]提出了一种基于模型参考自适应的参数辨识策略，实现了电机电感与磁链的准确辨识，但自适应率的设计较为复杂，且缺乏实验验证；文献[13]提出了一种基于广义比例积分观测器的鲁棒谐振预测电流控制策略，但谐振预测电流控制器的增益矩阵需要离线计算，实时性有所欠缺；文献[14]提出了一种基于误差补偿器的闭环电流预测延时补偿算法，提高了电流跟踪精度，但误差补偿器参数的设计影响系统稳定性，整定较为烦琐；文献[15]通过将非线性函数与线性函数结合设计新型滑模趋近律，构建扰动观测器，提高了系统的动态响应，但只考虑了负载扰动，缺少对参数扰动的分析；文献[16]通过引入滑模控制设计新型趋近律，构建扰动观测器对电机参数扰动进行实时补偿，在一定程度上提高了系统的动态特性，但符号函数无法平滑穿越零点，存在不连续开关特性，且仍会造成系统抖振。

综上分析，本文提出一种基于模糊自适应边界层混合趋近律的改进滑模扰动观测器的无差拍预测控制算法。该算法不仅可以改善电机参数不匹配，控制延时造成的稳态误差问题，还能较好地兼顾系统的快速响应与抖振抑制。同时，通过实验验证了所提控制算法的有效性。

1　PMSM 无差拍模型预测控制

1.1　PMSM 数学模型

表贴式 PMSM 的 d 轴电感 L_d 与 q 轴电感 L_q 相等，且等于定子电感 L，即 $L_d = L_q = L$。在 dq 坐标系下，PMSM 的数学模型可以表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega L i_d \\ u_q = Ri_q + L\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega L i_q + \omega\psi_{\mathrm{f}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为定子电压的 d、q 轴分量；R 为定子电阻；i_d、i_q 分别为定子电流的 d、q 轴分量；ω 为电角速度；ψ_{f} 为永磁体磁链。

电机的转矩方程可以表示为

$$T_{\mathrm{e}} = \frac{3}{2} p\psi_{\mathrm{f}} i_q \tag{2}$$

式中：T_{e} 为电磁转矩；p 为极对数。

电机的运动方程可以表示为

$$\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = \frac{p}{J}(T_{\mathrm{e}} - T_{\mathrm{l}}) - \frac{1}{J}B\omega \tag{3}$$

式中：J 为转动惯量；T_{l} 为负载转矩；B 为阻尼系数。

1.2　无差拍预测控制

根据无差拍预测控制，为了得到下一时刻的电流，使用前向欧拉法对电压方程进行离散化，可得预测电流方程为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \dfrac{T_{\mathrm{s}}R}{L}\right) i_d(k) + T_{\mathrm{s}}\omega(k) i_q(k) + \\ \qquad \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L} u_d(k) \\ i_q(k+1) = \left(1 - \dfrac{T_{\mathrm{s}}R}{L}\right) i_q(k) - T_{\mathrm{s}}\omega(k) i_d(k) + \\ \qquad \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L} u_q(k) - \dfrac{T_{\mathrm{s}}\omega(k)\psi_{\mathrm{f}}}{L} \end{cases} \tag{4}$$

式中：$i_d(k+1)$、$i_q(k+1)$ 为 k+1 时刻 d、q 轴的预测电流；T_{s} 为磁变量采样周期；$\omega(k)$ 为 k 时刻的电角速度；$u_d(k)$ 与 $u_q(k)$ 为 k 时刻 d、q 轴的电压。

结合式(4)与式(1)可得 k+1 时刻 d、q 轴的预测电压方程为

$$\begin{cases} u_d(k+1)=\dfrac{L}{T_s}i_d(k+2)+\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)i_d(k+1)-\\ \qquad \omega(k)Li_q(k+1)\\ u_q(k+1)=\dfrac{L}{T_s}i_q(k+2)+\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)i_q(k+1)+\\ \qquad \omega(k)[Li_d(k+1)+\psi_f] \end{cases} \tag{5}$$

结合式(2)与式(3)可得

$$\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\frac{p}{J}\left(\frac{3}{2}p\psi_f i_q-T_l\right)-\frac{1}{J}B\omega \tag{6}$$

对式(6)进行前向欧拉离散可得预测电角速度 $\omega(k+1)$为

$$\omega(k+1)=\omega(k)+\frac{T_{sp}p}{J}\left[\frac{3}{2}p\psi_f i_q(k+1)-T_l\right]-\frac{T_{sp}}{J}B\omega(k) \tag{7}$$

式中，T_{sp} 为运动量采样周期。由于 PMSM 调速控制系统的机械响应时间要大于电磁响应时间，因此 $T_{sp}>T_s$。基于此，一般取 $T_{sp}=10T_s$。

结合式(7)与式(5)可得电机 q 轴的预测电压方程为

$$u_q(k+1)=\left(R-\frac{L}{T_s}\right)i_q(k+1)+\omega(k)[Li_d(k+1)+\psi_f)]+\frac{2J[\omega(k+1)-\omega(k)]+2T_{sp}pT_l+2T_{sp}B\omega(k)}{3p^2\psi_f T_{sp}}\frac{L}{T_s} \tag{8}$$

由式(8)可以看出，$\omega(k+1)$被包含在预测电压方程中，使用电角速度代替 q 轴预测电流。

为了较好地跟踪下一时刻的参考电角速度与参考电流，根据无差拍预测控制原理将 $\omega(k+1)$ 作为参考电角速度 ω^*，将 d 轴预测电流 $i_d(k+2)$ 作为参考电流 i_d^*，结合式(5)与式(8)可得参考电压方程为

$$\boldsymbol{u}^*=\begin{bmatrix}u_d^*\\ u_q^*\end{bmatrix}=\begin{cases}\dfrac{L}{T_s}i_d^*+\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)i_d(k+1)-\omega(t)Li_q(k+1)\\ \dfrac{L}{T_s}\dfrac{2J[\omega^*-\omega(k)]+2T_{sp}pT_l+2T_{sp}B\omega(k)}{3p^2\psi_f T_{sp}}+\\ \qquad\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)i_q(k+1)+\omega(k)[Li_d(k+1)+\psi_f)]\end{cases} \tag{9}$$

式中：$\boldsymbol{u}^*$ 为参考电压矢量；u_d^* 和 u_q^* 分别为参考电压的 d 轴和 q 轴分量。本文采用最大转矩电流比控制策略，即 $i_d^*=0$。

1.3 中点电压分析

中点钳位型 NPC(neutral point clamped)三电平逆变器中性点流入、流出的电流不为 0，使得直流侧钳位电容存在充放电过程，进而导致中点电位不平衡。定义中点电压偏差 U_o 为

$$U_o=\frac{U_{C_1}-U_{C_2}}{2} \tag{10}$$

式中，U_{C_1}、U_{C_2} 分别为逆变器直流侧上、下电容电压。

定义中点电流 i_o 为

$$i_o=\sum_{x=a,b,c}i_x(1-|S_x|) \tag{11}$$

式中：i_x 为 x 相输出电流；S_x 为逆变器 x 相不同开关状态对应的值，即 P 对应 1，O 对应 0，N 对应 −1。根据式(10)、式(11)与基尔霍夫电流定律可得

$$\frac{\mathrm{d}U_o}{\mathrm{d}t}=\frac{1}{2C}\sum_{x=a,b,c}i_x(1-|S_x|) \tag{12}$$

式中，C 为钳位电容，理想状态下 C_1=C_2=C。使用前向欧拉法对 U_o 进行离散化，可得 k+1 时刻的中点电压偏差 $U_o(k+1)$ 为

$$U_o(k+1)=U_o(k)+\frac{T_s}{2C}\sum_{x=a,b,c}[i_x(k)(1-|S_x(k)|)] \tag{13}$$

当 $U_o(k+1)$ 维持在 0 时，中点电位保持平衡。

在模型预测控制方法中采用价值函数来选取最优电压矢量，价值函数的表达式为

$$g=(u_d^*-u_d^i)^2+(u_q^*-u_q^i)^2+\lambda[0-U_o(k+1)]^2 \tag{14}$$

式中：u_d^i、u_q^i 分别为备选电压矢量的 d、q 轴分量；λ 为中点电位平衡权重系数。将预测电压代入式(14)，即可选择出最优电压矢量。

针对三电平逆变器驱动电机在运行过程中参数失配导致的控制性能下降问题，本文设计滑模扰动观测器对参考电压进行前馈补偿。基于电压选择的模型预测直接速度控制框图如图 1 所示。

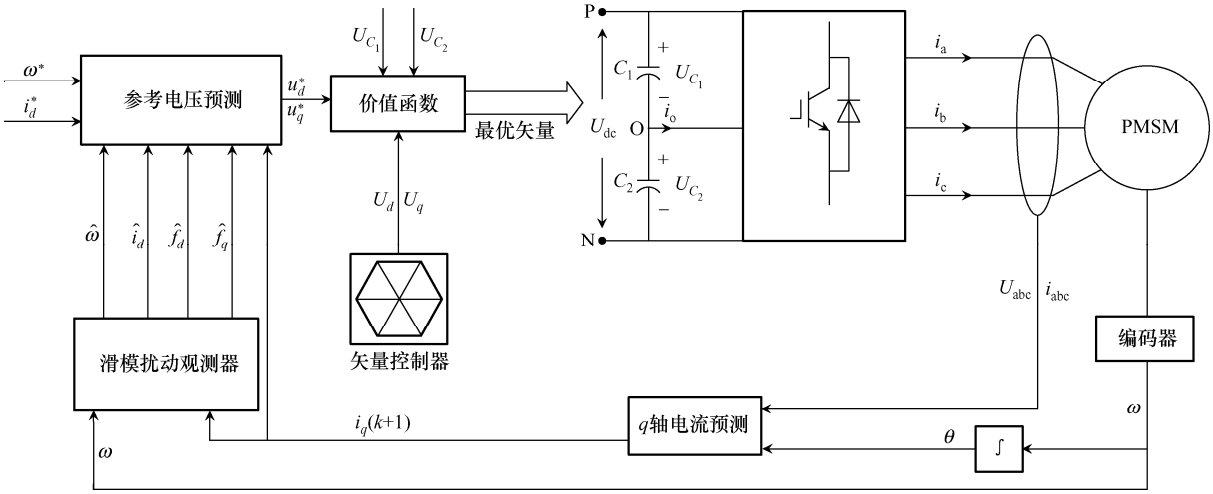


图 1　模型预测直接速度控制框图

Fig. 1 Block diagram of model predictive direct speed control

首先，通过检测当前时刻的电压、电流及角速度信息，对 q 轴电流进行一步延时补偿；接着，根据滑模扰动观测器的输出及参考电角速度、电流预测参考电压；然后，根据价值函数选择最优电压矢量；最后，将最优电压矢量对应的开关状态作用于逆变器驱动电机运行。

2　改进滑模扰动观测器原理

2.1　模糊自适应混合趋近律设计

根据滑模控制理论，选择 ω 和 d 轴电流估计误差作为线性滑模面，具体表达式为

$$\begin{cases} s_d = \hat{i}_d - i_d \\ s_\omega = \hat{\omega} - \omega \end{cases} \tag{15}$$

式中，$\hat{i}_d$、$\hat{\omega}$ 分别为 i_d、ω 的估计值。

为进一步减小抖振，提高系统动态性能，本文设计一种含边界层的软切换函数构造混合趋近律，具体表达式为

$$\dot{s} = -k_1 s^2 \sigma(s, \gamma) - k_2 s \tag{16}$$

式中：k_1、k_2 为正增益系数；$\sigma(s, \gamma)$ 为软切换函数，s 为观测器观测值与实际值的误差，γ 为边界层厚度。

式(16)引入 s^2，可使系统趋近运动开始、估计误差较大时快速接近滑模面；随着滑模趋近运动的进行，系统误差逐渐减小，s^2 也快速减小，系统抖振减小并逐渐趋于平稳，同时实现零点处的平滑穿越，进一步抑制抖振。通过改变 γ 可调节趋近滑模面的速度，选取合适的 γ，既可保证系统到达滑模面的连续性，又可兼顾动态性能。考虑到计算量，基于符号函数构造的 $\sigma(s, \gamma)$ 为

$$\sigma(s,\gamma) = \begin{cases} 1 & s \geqslant \gamma \\ \dfrac{s^2}{\gamma^2}\mathrm{sgn}(s) & -\gamma < s < \gamma \\ -1 & s \leqslant -\gamma \end{cases} \tag{17}$$

其特性曲线如图 2 所示。可以看出，当误差处于边界层外时，函数具有使误差饱和的特性；当误差处于边界层内时，函数曲线呈二次函数变化，可以连续且光滑地一次性穿越零点，对趋近运动中的抖振现象起到一定的抑制作用。但是选用固定的 γ 难以在滑模趋近运动过程中平衡系统的抖振和

动态响应速度，因此需要实时调整 γ 来满足系统需求。

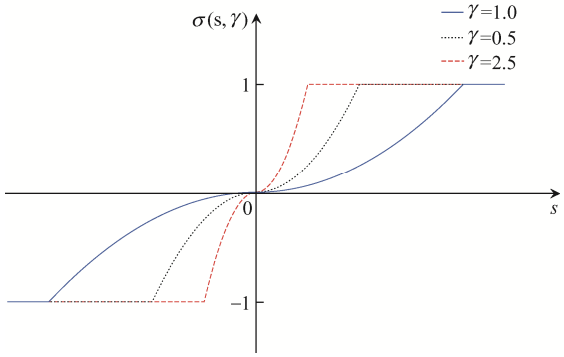


图 2 $\sigma(s,\gamma)$ 特性曲线

Fig. 2 Characteristic curves of $\sigma(s,\gamma)$

通过设计模糊控制系统自适应调节 γ。将 d 轴电流观测值与实际值的误差定义为模糊控制器的输入变量，d 轴电流误差的论域为[−0.7, 0.7]，γ 作为输出变量，其论域为[0, 1.5]；将 ω 的观测值与实际值的误差定义为 q 轴模糊控制器的输入变量，ω 误差的论域为[−8, 8]，γ 作为输出变量，其论域同样为[0, 1.5]。设计的模糊规则见表 1，其中 e 为误差，NB 为负大，NM 为负中，NL 为负小，NS 为负极小，Z 为零，PS 为正极小，PL 为正小，PM 为正中，PB 为正大。

表 1 模糊规则

Tab. 1 Fuzzy rules

e	γ
NB	Z
NM	PL
NL	PS
NS	PM
Z	PB
PS	PM
PL	PS
PM	PL
PB	Z

选用 Mamdani 算法对输入变量进行模糊化处理，用 Centroid 算法解模糊。通过设计的规则不仅可以实时调整边界层厚度 γ，还可兼顾抖振抑制与响应速度。

2.2 滑模扰动观测器设计

当电机受到扰动或长时间运行导致参数不匹配时，PMSM 在 d、q 轴的电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_d(k)=\dfrac{L}{T_s}[i_d(k+1)-i_d(k)]-\omega(t)Li_q(k+1)+ \\ \qquad Ri_d(k)+f_d(k) \\ F_d=[f_d(k+1)-f_d(k)]/T_s \\ u_q(k)=\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)i_q(k+1)+\omega(k)[Li_d(k+1)+\psi_f)]+ \\ \qquad \left\{\dfrac{2J[\omega(k+1)-\omega(k)]+2T_{sp}pT_l+2T_{sp}B\omega(k)}{3p^2\psi_f T_{sp}}\right\}. \\ \qquad \dfrac{L}{T_s}+f_q(k) \\ F_q=\dfrac{f_q(k+1)-f_q(k)}{T_{sp}} \end{cases} \tag{18}$$

式中：f_d、f_q 为参数失配时的等效扰动；F_d 和 F_q 分别为 f_d 和 f_q 的变化率。

为了观测参数失配引起的误差，设计的滑模扰动观测器可表示为

$$\begin{cases} u_d(k)=\dfrac{L}{T_s}[\hat{i}_d(k+1)-i_d(k)]-\omega(t)Li_q(k+1)+ \\ \qquad R\hat{i}_d(k)+\hat{f}_d(k)+U_{dsmo} \\ G_dU_{dsmo}=[\hat{f}_d(k+1)-\hat{f}_d(k)]/T_s \\ u_q(k)=\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)i_q(k+1)+\hat{\omega}(k)[Li_d(k+1)+\psi_f)]+ \\ \qquad \left\{\dfrac{2J[\hat{\omega}(k+1)-\hat{\omega}(k)]+2T_{sp}pT_l+2T_{sp}B\hat{\omega}(t)}{3p^2\psi_f T_{sp}}\right\}. \\ \qquad \dfrac{L}{T_s}+\hat{f}_q(k)+U_{qsmo} \\ G_qU_{qsmo}=[\hat{f}_q(k+1)-\hat{f}_q(k)]/T_{sp} \end{cases} \tag{19}$$

式中：$\hat{f}_d$ 和 $\hat{f}_q$ 分别为 f_d 和 f_q 的估计值；U_{dsmo} 和 U_{qsmo} 为滑模控制函数；G_d 和 G_q 为滑模参数。

式(19)和式(18)相减所得误差方程为

$$\begin{cases}\dfrac{s_d(k+1)-s_d(k)}{T_s}=-\dfrac{R}{L}s_d(k)-\dfrac{1}{L}e_{fd}(k)-\dfrac{1}{L}U_{d\text{smo}}\\ \dfrac{e_{fd}(k+1)-e_{fd}(k)}{T_s}=G_dU_{d\text{smo}}-F_d\\ \dfrac{s_\omega(k+1)-s_\omega(k)}{T_{sp}}=-\dfrac{3p^2\psi_fT_s}{2JL}\{s_\omega(k)[Li_d(k)+\\ \quad\psi_f]+e_{fq}(k)+U_{q\text{smo}}\}\\ \dfrac{e_{fq}(k+1)-e_{fq}(k)}{T_{sp}}=G_qU_{q\text{smo}}-F_q\end{cases}\tag{20}$$

式中：e_{fd} 为 d 轴的估计误差，$e_{fd}=\hat{f}_d-f_d$；e_{fq} 为 q 轴的估计误差，$e_{fq}=\hat{f}_q-f_q$。

根据式(16)与式(20)，并将 e_{fd}、e_{fq} 作为扰动量包含于 $U_{d\text{smo}}$、$U_{q\text{smo}}$ 中，可得滑模控制函数为

$$\begin{cases}U_{d\text{smo}}=(k_{2d}L-R)s_d(k)+k_{1d}Ls_d^2(k)\sigma(s_d(k),\gamma))\\ U_{q\text{smo}}=\dfrac{2JL}{3p^2\psi_fT_s}[k_{1\omega}s_\omega^2(k)\sigma(s_\omega(k),\gamma)+\\ \quad k_{2\omega}s_\omega(k)]-s_\omega(k)[Li_d(k)+\psi_f]\end{cases}\tag{21}$$

式中：k_{1d}、k_{2d} 分别为 d 轴控制参数；$s_d(k)$ 为 $\hat{i}_d(k)-i_d(k)$；$k_{1\omega}$、$k_{2\omega}$ 为 q 轴控制参数；$s_\omega(k)$ 为 $\hat{\omega}(k)-\omega(k)$。滑模扰动观测器的离散形式为

$$\begin{cases}\hat{i}_d(k+1)=(1-T_sR/L)\hat{i}_d(k)+T_s\omega(t)i_q(k)+\\ \quad T_su_d(k)/L+T_s\hat{f}_d(k)/L+T_sU_{d\text{smo}}/L\\ \hat{f}_d(k+1)=\hat{f}_d(k)+T_sG_dU_{d\text{smo}}\\ \hat{\omega}(k+1)=\dfrac{3p^2\psi_fT_{sp}T_s}{2LJ}[u_q(k)-\dfrac{2LT_l}{3p^2\psi_fT_{sp}}+\\ \quad (L/T_s-R)i_q(k+1)-\hat{\omega}(k)[Li_d(k+1)\\ \quad +\psi_f)]+\hat{f}_q(k)+U_{q\text{smo}}]+\hat{\omega}(k)\\ \hat{f}_q(k+1)=\hat{f}_q(k)+T_{sp}G_qU_{q\text{smo}}\end{cases}\tag{22}$$

设计的自适应边界层滑模扰动观测器 ABL-SMDO(adaptive boundary layer sliding mode disturbance observer)的结构如图 3 和图 4 所示。采用滑模扰动观测器补偿后的参考电压为

$$\begin{cases}\hat{u}_d^*=\dfrac{L}{T_s}i_d^*+\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)\hat{i}_d(k+1)-\hat{\omega}(k)Li_q(k+1)+\\ \quad \hat{f}_d(k+1)\\ \hat{u}_q^*=\dfrac{L}{T_s}\dfrac{2J[\omega^*-\hat{\omega}(k)]+2T_{sp}pT_l}{3p^2\psi_fT_{sp}}+\left(R-\dfrac{L}{T_s}\right)\cdot\\ \quad i_q(k+1)+\hat{\omega}(k)[L\hat{i}_d(k+1)+\psi_f)]+\hat{f}_q(k+1)\end{cases}\tag{23}$$

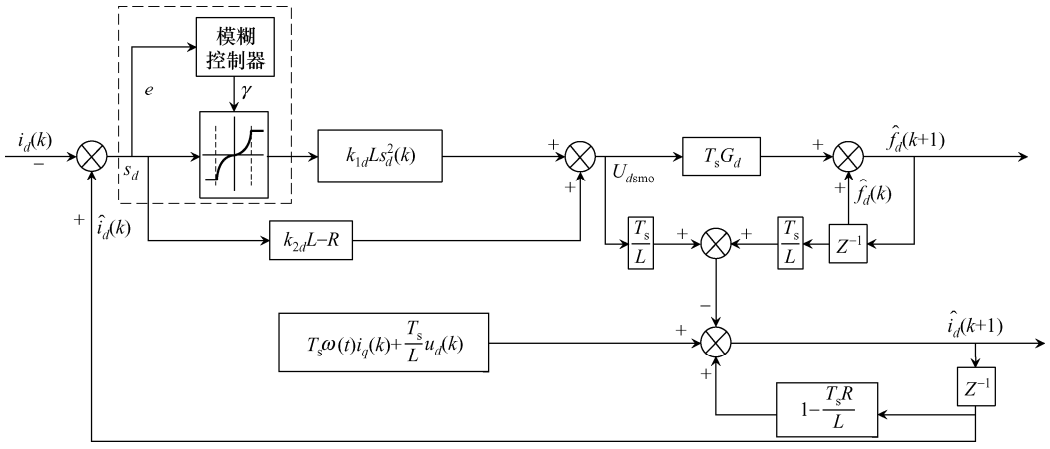


图 3　ABL-SMDO (d 轴)

Fig. 3 ABL-SMDO (d-axis)

2.3 稳定性分析

为了保证滑模扰动观测器的稳定性，应当选择合适的滑模参数。定义李雅普诺夫(Lyapunov)函数 $V=s^2/2$，根据李雅普诺夫稳定性判据进行分析，满足滑模扰动观测器稳定性的条件为 $\dot{V}=s\dot{s}<0$，其中 $\dot{V}$ 为 Lyapunov 函数的导数，即应该满足

$$\begin{cases}\dot{V}_d=s_d\dot{s}_d<0\\ \dot{V}_q=s_\omega\dot{s}_\omega<0\end{cases}\tag{24}$$

式中，$\dot{V}_d$、$\dot{V}_q$ 分别为 d、q 轴 Lyapunov 函数的导数。

当误差处于边界层内时，将条件代入式(16)得李雅普诺夫一阶微分方程为

$$\dot{V}=s\dot{s}=-k_1s^3\frac{s^2}{\gamma^2}\mathrm{sgn}(s)-k_2s^2 \tag{25}$$

由于 k_1>0、k_2>0，因此 $\dot{V}$ <0。当误差处于边界层外时，$\dot{V}$ 也始终小于 0，即在全范围内均满足李雅普诺夫稳定性判据。本文设计的基于模糊自适应边界层混合趋近律的滑模扰动观测器可实现渐进稳定，系统能在有限时间内到达滑模面。

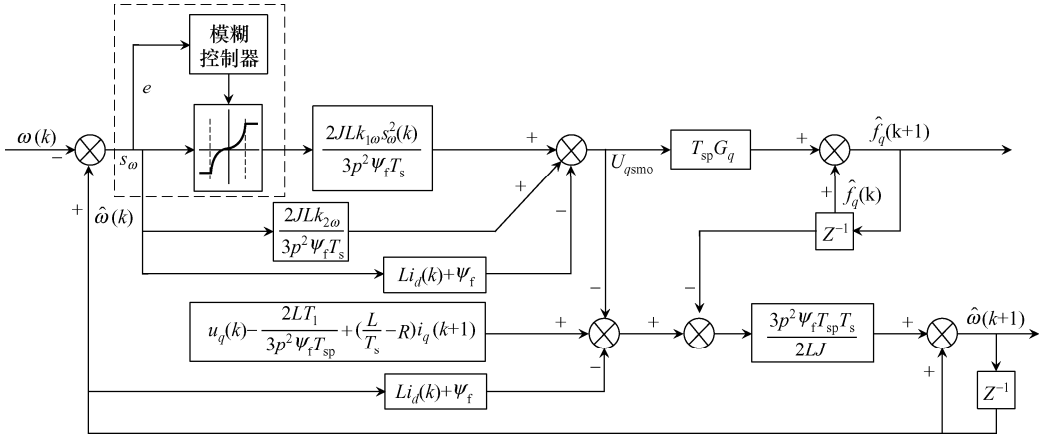


图 4　ABL-SMDO (q 轴)

Fig. 4 ABL-SMDO (q-axis)

3　实验结果与分析

为了验证所提方法的有效性，搭建了图 5 所示的实验平台进行实验。采样频率为 15 kHz，系统参数见表 2。

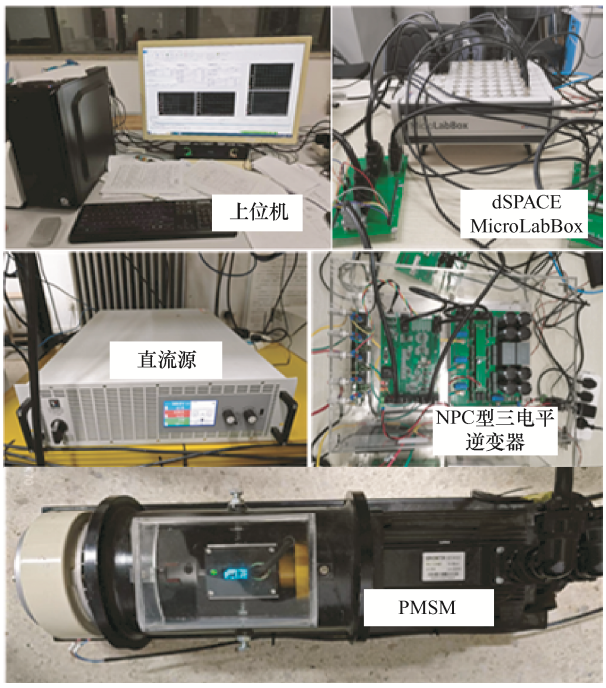


图 5　实验平台实物

Fig. 5 Physical of experimental platform

表 2　系统参数

Tab. 2 System parameter

参数	数值
直流侧电压 U_{dc}/V	311
直流侧上、下电容 C_1、C_2/μF	680、680
电机额定功率 P_e/kW	1.5
电机额定转速 n_e/(r·min^{-1})	1 500.0
极对数 P	4
电机额定电流 i_e/A	6
转动惯量 J/(kg·m^2)	0.001 94
定子电阻 R/Ω	1.29
d 轴电感 L_d/mH	2.53
q 轴电感 L_q/mH	2.53
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.2

在 MATLAB/Simulink 上位机环境下搭建仿真模型，编译生成可执行代码；将代码烧录进 dSPACE 公司的 MicroLabBox 中，输出脉冲宽度调制 PWM (pulse width modulation)控制信号到 NPC 三电平逆变器，实现 PMSM 驱动；通过 dSPACE 公司的上位机软件记录数据，在线调参。电机采用空载启动，

转速采用斜坡给定，图 6、图 7 为给定转速为 500.0 r/min 达到的稳态结果，图 8、图 9 为给定转速为 1 000.0 r/min、突加负载 5 N·m 达到稳态的实验结果。

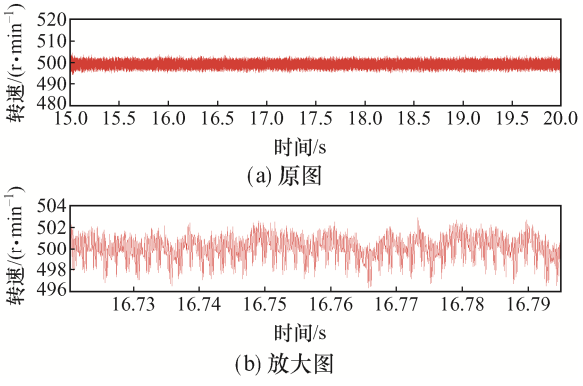


图 6　文献[16]的稳态转速响应波形

Fig. 6 Waveform of speed response in Ref.[16]

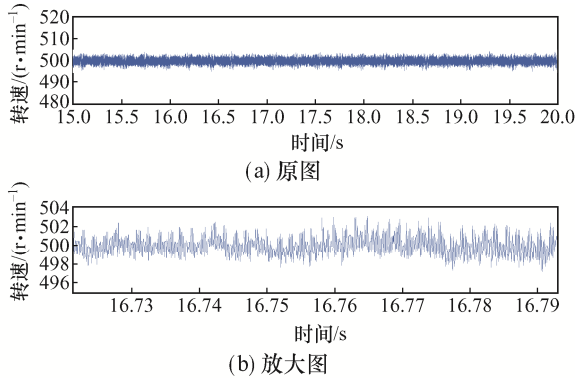


图 7　ABL-SMDO 的稳态转速响应波形

Fig. 7 Waveform of speed response of ABL-SMDO

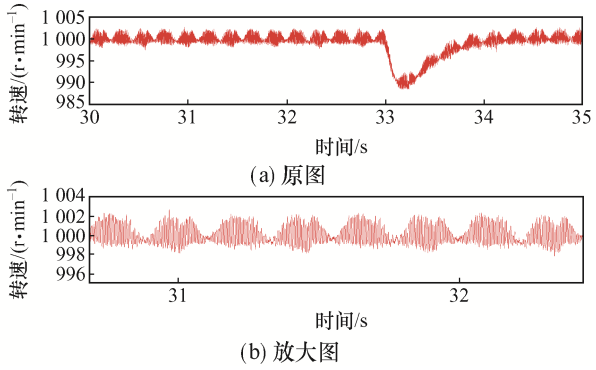


图 8　文献[16]的转速加载响应波形

Fig. 8 Waveform of speed loading response in Ref.[16]

由图 6 和图 7 可知，电机达到给定转速 500.0 r/min 稳态时，采用文献[16]所提方法转速上、下波动为 7.0 r/min，采用 ABL-SMDO 转速上、下波动仅为 5.0 r/min，稳态转速波动下降 0.40%。由图 8 和图 9 可知，电机达到给定转速 1 000.0 r/min 稳态时，采用文献[16]所提方法转速上、下波动为 5.0 r/min，采用 ABL-SMDO 转速上、下波动仅为 3.0 r/min；突加负载时，文献[16]所提方法转速下降 12.0 r/min，恢复转速需 0.9 s，采用 ABL-SMDO 转速下降仅为 8.0 r/min，且恢复转速仅需 0.6 s。可以看出，采用 ABL-SMDO 稳态转速波动下降 0.20%，且在突加负载时，转速抖动更小，动态响应提升 0.3 s，响应更快。

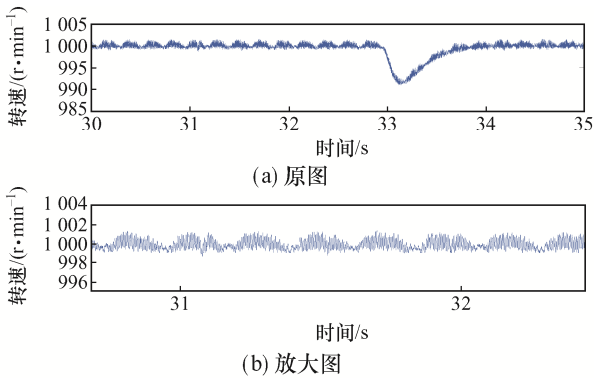


图 9　ABL-SMDO 的转速加载响应波形

Fig. 9 Waveform of speed loading response of ABL-SMDO

为了进一步验证在电机参数不匹配时所提算法的鲁棒性与有效性，设计工况为：电机采用空载启动，给定转速 500.0 r/min，加载 5 N·m，到达稳态时，分别单独改变预测模型中的电阻，同时改变电阻、电感及磁链为原来的 0.5 倍模拟参数失配。图 10~图 15 分别为 2 种控制方法在 3 种模型参数适配情况下到达稳态时的转速、d 轴电流及 q 轴电流的实验结果。

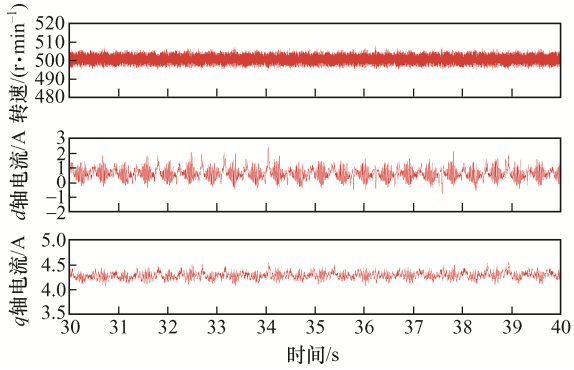


图 10　文献[16]转速、电流响应波形(0.5*R*)

Fig. 10 Waveforms of speed and current response in Ref.[16] (0.5*R*)

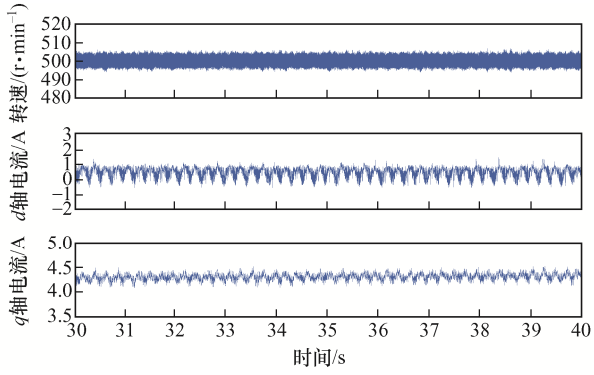


图 11 ABL-SMDO 转速、电流响应波形(0.5*R*)

Fig. 11 Waveforms of speed and current response of ABL-SMDO (0.5*R*)

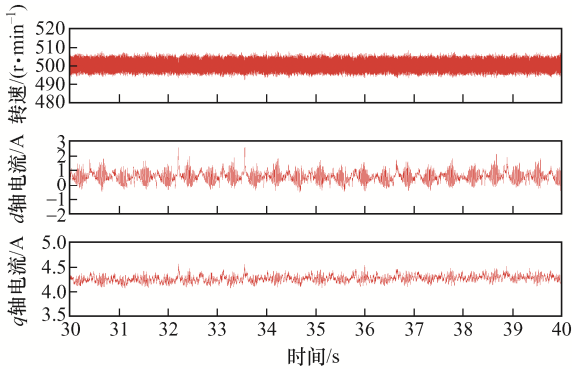


图 12 文献[16]转速、电流响应波形(0.5*R*, 0.5*L*)

Fig. 12 Waveforms of speed and current response in Ref.[16] (0.5*R*, 0.5*L*)

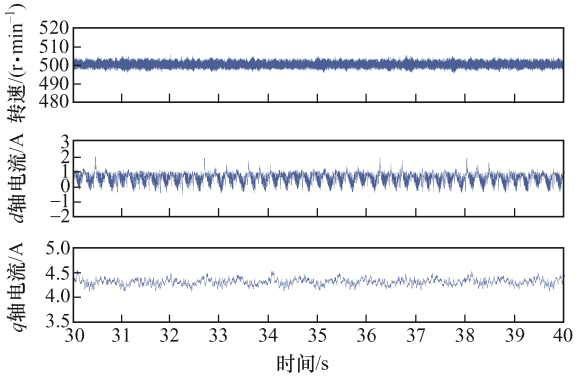


图 13 ABL-SMDO 转速、电流响应波形(0.5*R*, 0.5*L*)

Fig. 13 Waveforms of speed and current response of ABL-SMDO (0.5*R*, 0.5*L*)

由图 10 和图 11 可知,在电机给定 500.0 r/min、带 5 N·m 负载到达稳态时，*R* 变为原来的 0.5 倍，2 种方法的电机转速都基本保持不变，能够达到给定转速。文献[16]所提方法的转速稳态误差为 6.0 r/min，ABL-SMDO 的转速稳态误差为 4.0 r/min，稳态转速波动降低 0.4%。对比 2 种方法的 *d*、*q* 轴电流波动可以看出：文献[16]的 *d* 轴电流波动为 0.90 A 左右，*q* 轴电流波动为 0.22 A 左右；ABL-SMDO 的 *d* 轴电流波动仅为 0.70 A 左右，*q* 轴电流波动为 0.16 A 左右，脉动更小。

由图 12 和图 13 可知，*R* 和 *d*、*q* 轴电感变为原来的 0.5 倍时，文献[16]所提方法的转速稳态误差为 5.0 r/min 左右，ABL-SMDO 的转速稳态误差为 3.3 r/min，稳态转速波动降低 0.34%。对比 2 种方法的 *d*、*q* 轴电流波动可以看出：文献[16]的 *d* 轴电流波动为 1.03 A 左右，*q* 轴电流波动为 0.25 A 左右；ABL-SMDO 的 *d* 轴电流波动仅为 0.75 A 左右，*q* 轴电流波动为 0.17 A 左右。

由图 14 和图 15 可知，*R*、*d* 和 *q* 轴电感及 ψ_f 变为原来的 0.5 倍时，2 种控制方法均出现转速下降：文献[16]所提方法的转速下降 15.0 r/min，恢复稳态时，转速误差为 6.0 r/min；ABL-SMDO 的转

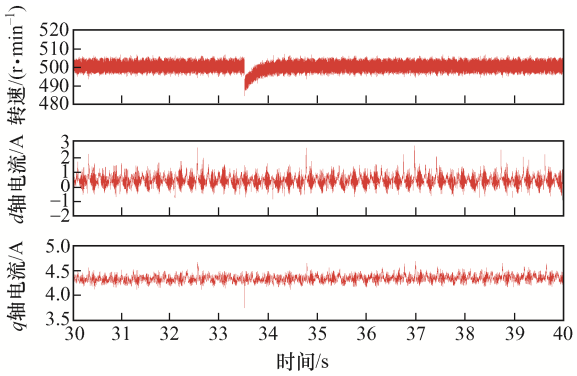


图 14 文献[16]转速、电流响应波形(0.5*R*, 0.5*L*, 0.5ψ_f)

Fig. 14 Waveforms of speed and current response in Ref. [16] (0.5*R*, 0.5*L*, 0.5ψ_f)

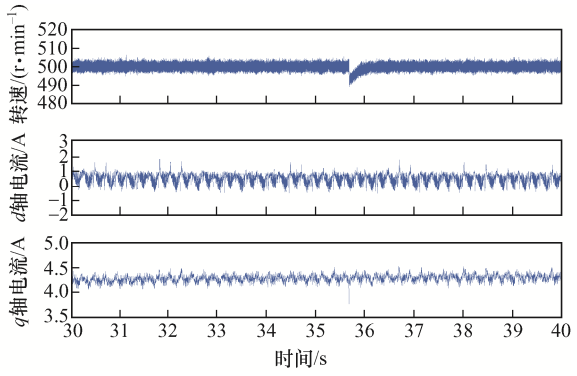


图 15 ABL-SMDO 转速、电流响应波形(0.5*R*, 0.5*L*, 0.5ψ_f)

Fig. 15 Waveforms of speed and current response of ABL-SMDO (0.5*R*, 0.5*L*, 0.5ψ_f)

速下降 11.5 r/min，恢复稳态时，转速误差为 4.5 r/min，稳态转速波动降低 0.30%，且转速下降降低 0.7%，抖振抑制效果更优。文献[16]的 d 轴电流波动为 1.50 A 左右，q 轴电流波动为 0.30 A 左右；ABL-SMDO 的 d 轴电流波动仅为 0.80 A 左右，q 轴电流波动为 0.20 A 左右。此外，文献[16]恢复稳态需 0.45 s，ABL-SMDO 方法仅需 0.25 s，响应时间更快。

实验结果表明，所设计的采用模糊自适应边界层混合趋近律的滑模扰动观测器有效降低了转速，减小了电流波动，保证了系统鲁棒性的同时提高了系统的动态响应。

4　结语

本文提出一种基于模糊自适应边界层混合趋近律的滑模扰动观测器，改善无差拍电流预测控制对电机参数敏感的问题。所设计的扰动观测器可以在参数失配时对预测模型进行前馈补偿，提高系统的鲁棒性。此外，基于观测误差设计的模糊自适应混合趋近律滑模扰动观测器不仅能够有效减小观测误差，降低转矩脉动，还能有效抑制滑模控制中的抖振问题，提高了系统的动态响应。

参考文献：

[1] 付兴贺, 顾胜东, 熊嘉鑫. 永磁同步电机交直轴电流解耦控制方法综述[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(1): 314-331.
Fu Xinghe, Gu Shengdong, Xiong Jiaxin. Review of *dq* axis current decoupling strategy for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(1): 314-331. (in Chinese)

[2] 姚存治, 张曼, 钱晓捷, 等. 基于 PWM 占空比优化的 PMSM 预测直接转矩控制[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 186-194.
Yao Cunzhi, Zhang Man, Qian Xiaojie, et al. Predictive direct torque control of PMSM based on PWM duty cycle optimization [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 186-194. (in Chinese)

[3] 谢仕宏, 陈劲帆, 杨智浩, 陈景文. 一种无电解电容永磁同步电机有源阻尼控制策略[J]. 电源学报. 2025, 23(5): 216-226.
Xie Shihong, Chen Jinfan, Yang Zhihao, et al. Active damping control strategy for permanent magnet synchronous motor without electrolytic capacitors[J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 216-226. (in Chinese)

[4] 关涛, 刘大猛, 何永勇. 永磁轮毂电机技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 378-396.
Guan Tao, Liu Dameng, He Yongyong. Review on development of permanent magnet in-wheel motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 378-396. (in Chinese)

[5] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. 电源学报, 2024,22(2):378-385.
Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles with high performance [J]. Journal of Power Supply, 2024,22(2):378-385. (in Chinese)

[6] 周立, 尚治博, 周越鹏, 等. 永磁同步电机低复杂度双矢量预测电流控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 63-72.
Zhou Li, Shang Zhibo, Zhou Yuepeng, et al. Low complexity dual-vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 63-72. (in Chinese)

[7] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27-38.
Zhao Kaihui, Zhou Ruirui, Leng Aojie, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 27-38. (in Chinese)

[8] 张懿, 徐斌, 魏海峰, 等. 新型模型参考自适应的 PMSM 无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 157-167.
Zhang Yi, Xu Bin, Wei Haifeng, et al. New model reference adaptive deadbeat predictive current control of PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 157-167. (in Chinese)

[9] Yang Nan, Zhang Shuo, Li Xueping, et al. A new model-free deadbeat predictive current control for PMSM using parameter-free luenberger disturbance observer [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 407-417.

[10] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制[J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 29-38.
Yin Kaixuan, Gao Lin, Fu Wenhua, et al. An improved prediction control model for PMSM with active disturbance rejection and feed-forward control strategy [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(4): 29-38. (in Chinese)

[11] 姚绪梁, 黄乘齐, 王景芳, 等. 具有参数辨识功能的永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(23): 9319-9329.
Yao Xuliang, Huang Shengqi, Wang Jingfang, et al. A two-vector-based model predictive current control with online parameter identification for PMSM drives [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(23): 9319-9329. (in Chinese)

[12] 顾子杰, 卜飞飞, 张得礼, 等. 考虑参数失配的永磁同步电机电流预测控制研究[J]. 电气工程学报, 2023, 18(4): 50-57.
Gu Zijie, Bu Feifei, Zhang Deli, et al. Research on predictive current control of permanent magnet synchronous motor considering parameter mismatch [J]. Journal of Electrical Engineering, 2023, 18(4): 50-57. (in Chinese)

[13] 杨帆, 赵希梅, 金鸿雁, 等. 基于广义比例积分观测器的永磁同步电机鲁棒谐振预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 2995-3006.
Yang Fan, Zhao Ximei, Jin Hongyan, et al. Robust resonant predictive current control based on generalized proportional integral observer for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 2995-3006. (in Chinese)

[14] 鄢永, 黄文新. 基于闭环电流预测的永磁同步电机电流环延时补偿策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3786-3795.
Yan Yong, Huang Wenxin. Research on delay compensation strategy of permanent magnet synchronous motor based on closed-loop current prediction [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3786-3795. (in Chinese)

[15] 康尔良, 贺建智, 王一琛. 永磁同步电机非奇异终端滑模控制器的设计[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(12): 58-64.
Kang Erliang, He Jianzhi, Wang Yichen. Design of non-singular fast terminal sliding mode controller for permanent magnet synchronous motors [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(12): 58-64. (in Chinese)

[16] Zhang Xiaoguang, Cheng Yu, Zhao Zhihao, et al. Robust model predictive direct speed control for SPMSM drives based on full parameter disturbances and load observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8361-8373.



黄景涛

作者简介：

黄景涛(1977—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：新能源发电及电力电子技术。E-mail：jthuang@haust.edu.cn。

王亚楠(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：永磁同步电机高性能控制。E-mail：ynwang@stu.haust.edu.cn。

杨毅豪(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：永磁同步电机控制。E-mail：yhyang@stu.haust.edu.cn。

张鹏(1986—)，男，硕士，正高级工程师。研究方向：电机高性能控制。Email：zhangpeng@crectbm.com。

(责任编辑：孙美菊)