DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.229 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

基于双滑模观测器的 PMSM 模型预测转矩控制

李继超，李 健，张彬彬，陈超波，高 嵩
(西安工业大学电子信息工程学院，西安 710021)

摘要：为了解决永磁同步电机中传统模型预测转矩控制算法依赖位置传感器的问题，提出1种基于双滑模观测器的模型预测转矩控制方法。首先，通过将反电动势滑模观测器与优化后的正交锁相环结合，用观测转速替换预测模型中的实时转速，实现无位置传感器控制。其次，应用定子磁链滑模观测器观测定子磁链，观测磁链通过反馈校正引入预测误差以获得更准确的预测转矩和磁链，提升模型的预测速度和精度。最后，通过MATLAB/Simulink仿真和实验平台与传统含位置传感器的模型预测转矩控制方法对比，验证所提方法的有效性和可行性。

关键词：永磁同步电机；模型预测转矩控制；无位置传感器控制；双滑模观测器；正交锁相环

PMSM Model Predictive Torque Control Based on Dual-sliding-mode Observer

LI Jichao, LI Jian, ZHANG Binbin, CHEN Chaobo, GAO Song
(School of Electronic Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China)

Abstract: To address the issue that the conventional model predictive torque control algorithm for a permanent magnet synchronous motor relies on position sensors, a model predictive torque control approach based on a dual-sliding-mode observer is proposed. First, to accomplish the sensorless control, the real-time speed in the prediction model is substituted by the observed speed by coupling the back electromotive force sliding-mode observer with the optimized quadrature phase-locked loop. Second, the stator flux sliding-mode observer is used to observe the stator flux, and the observed flux introduces prediction error through feedback correction to obtain the prediction torque and flux with higher accuracy, thus improving the prediction speed and accuracy of the model predictive torque control system. By contrasting the MATLAB/Simulink simulation and experimental platform with the conventional model predictive torque control approach incorporating position sensors, the efficacy and feasibility of the proposed method are confirmed.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor; model predictive torque control; sensorless control; dual-sliding-mode observer; quadrature phase-locked loop

永磁同步电机 PMSM(permanent magnet synchronous motor)以其功率密度高、转矩惯量比大、动态响应速度快等优点，在航天航空、工业伺服驱动、电动汽车等交流传动领域应用非常广泛[1]。其中，经典的比例-积分-微分 PID(proportional integral derivative)控制算法在永磁同步电机中得到了广泛的应用，具有结构简单、控制参数少的优点。然而，其仍存在调速超调量大、调速性能不佳的缺点[2]。因此，研究和发展高性能永磁同步电机控制算法，对进一步提升永磁同步电机的工作性能具有重要

收稿日期：2023-08-22；**修回日期**：2023-10-06，2023-12-08；
录用日期：2023-12-29；**网络首发日期**：2024-04-26
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2022YFE0123400)；陕西省技术创新引导计划项目(2022QFY01-16)；西安市未央区科技计划项目(202205)
This work is supported by National Key Research and Development Plan under the grant 2022YFE0123400; Technology Innovation Guidance Program of Shaanxi Province under the grant 2022 QFY01-16; Xi'an Weiyang District Science and Technology Project under the grant 202205

的意义。

模型预测转矩控制 MPTC(model predictive torque control)结合了模型预测控制 MPC(model predictive control)状态变量约束灵活的优点和直接转矩控制 DTC(direct torque control)动态性能好的优点，使得其控制性能优于传统控制方法，并且可实现死区影响的补偿[3]。经典的 MPTC 依赖位置传感器提供实时准确的位置转速，但长时间运行中，高振动的恶劣工况会导致位置传感器发生故障，进而影响测量结果的准确性[4]。因此，无位置传感器技术在 MPTC 的控制和研究中具有重要的作用。在无位置传感器技术中，基于反电动势模型的滑模观测器 SMO(sliding-mode observer)因具有鲁棒性高、动态性能好和计算复杂度低的优点，在交流调速系统中得到了广泛的研究和应用[5-7]。但是，SMO 中存在着估计位置信息相位延迟、系统高频抖振等问题。针对 SMO 中普遍存在的抖振问题，文献[8]通过将分段指数型滑模函数替换开关函数以减小系统抖振，但由于其滑模函数特性使其易出现短暂的钳位现象，正弦度不高；文献[9]通过将边界层可调节的双曲正切函数代替符号函数以减小系统抖振，但会改变系统向滑模面收敛的速度，进而导致位置估计精度下降。针对 SMO 中存在估计位置信息相位延迟的问题，文献[10]给出了 1 种基于双重锁相环的新型滑模观测器，通过对电流信号延时重构实现系统的误差全补偿，但稳态时存在电流抖振；文献[11]设计了 1 种新型速度环控制器，通过滤波器和观测器的滤波结构抑制反电动势误差，但在滤波补偿时存在相位滞后的问题。

综上所述，经典的 MPTC 方法依赖位置传感器提供位置转速，较少考虑无位置传感器或位置传感器故障情况下的 MPTC。因此，本文给出 1 种基于双滑模观测器的永磁同步电机模型预测转矩控制算法。其中，双滑模观测器由反电动势滑模观测器和定子磁链滑模观测器构成。首先，将反电动势滑模观测器与优化后的正交锁相环结合，弥补了 MPTC 系统中位置传感器的不足。其次，通过定子磁链滑模观测器提供的观测定子磁链值，提升了 MPTC 系统的预测速度和精度。最后，仿真和实物结果表明，给出的优化控制方法与传统的含位置传感器的模型预测转矩控制方法相比有更好的控制效果且计算速度有所提升。

1 PMSM 数学模型

本文以表贴式 PMSM 为研究对象，为简化分析，假设电机的三相绕组、励磁磁场和电枢反应磁场均完全对称；忽略定转子磁阻，不计损耗。两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下 PMSM 的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = R_\mathrm{s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：u_α、u_β分别为 α、β 轴定子电压；i_α、i_β分别为 α、β 轴定子电流；ψ_α、ψ_β分别为 α、β 轴定子磁链；R_s 为定子电阻。

定子磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & \\ & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \psi_\mathrm{f} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \tag{2}$$

式中：L_d、L_q 分别为 d、q 轴的等效电感；ψ_f为永磁磁链；θ 为转子位置角度。

电磁转矩方程为

$$T_\mathrm{e} = \frac{3}{2} n_\mathrm{p} \psi_\mathrm{s} i_\mathrm{s} = \frac{3}{2} n_\mathrm{p} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \tag{3}$$

式中：T_e为电磁转矩；n_p 为极对数；ψ_s为定子磁链；i_s为定子电流。

2 传统模型预测转矩控制

2.1 MPTC 系统基本原理

永磁同步电机传统 MPTC 原理框图如图 1 所示，其主要预测过程为通过位置传感器提供的电角速度 ω^k 和 k 时刻的定子电流 i_s^k 、定子电压 u_s^k 经过一拍延时补偿模块[12]、转矩磁链预测模块和目标函数模块预测得到最佳的电压矢量作为驱动信号，并通过三相逆变器作用于永磁同步电机。

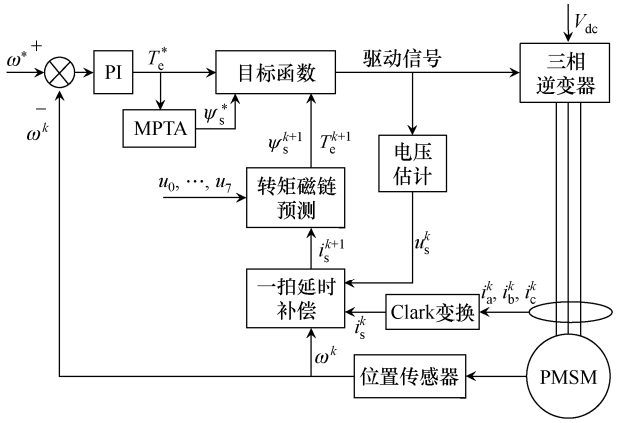


图 1　传统 MPTC 原理

Fig. 1 Schematic of conventional MPTC

2.2 预测模块原理

传统MPTC首先通过当前k时刻电流经电流预测模块得到 k+1 时刻预测电流，再将 k+1 时刻预测电流通过转矩和磁链预测模块预测得到 k+1 时刻转矩和磁链，最后将 k+1 时刻转矩和磁链代入目标函数以获得最优电压矢量输入给永磁同步电机。其中最大转矩电流比 MTPA(maximum torque per ampere)的方程为

$$\psi_s^* = \sqrt{\psi_f^2 + \left[L_q T_e^* \Big/ \left(\frac{3}{2} p \psi_f \right) \right]^2} \tag{4}$$

式中：ψ_s^*为定子磁链实际值；T_e^*为电磁转矩实际值；p 为极对数实际值。

由于传统预测电流算法精度不高，为了进一步提高电流的预测精度，通过改进欧拉公式以实现一拍延时补偿。电流预测方程为

$$\begin{cases} i_p^{k+1} = i_s^k + \dfrac{T_s}{L_s}(u_s^k - R i_s^k - \mathrm{j}\omega\psi_f \mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}) \\ i_s^{k+1} = i_p^{k+1} - \dfrac{T_s R}{2L_s}(i_p^{k+1} - i_s^k) \end{cases} \tag{5}$$

式中：i_p^{k+1}为预测值；i_s^{k+1}为校正值；T_s为定子转矩；L_s为定子电感；u_s^k为 k 时刻定子电压；R 为定子等效电阻；ω为角速度。

磁链预测方程为

$$\psi_s^{k+1} = L_s i_s^k + \psi_f \tag{6}$$

转矩预测方程为

$$T_e^{k+1} = \frac{3}{2} n_p \boldsymbol{\psi}_s^{k+1} \boldsymbol{i}_s^{k+1} = \frac{3}{2} n_p (\psi_\alpha^{k+1} i_\beta^{k+1} - \psi_\beta^{k+1} i_\alpha^{k+1}) \tag{7}$$

式中：T_e^{k+1}为 k+1 时刻电磁转矩的预测值；$\boldsymbol{\psi}_s^{k+1}$=$[\psi_\alpha^{k+1} \quad \psi_\beta^{k+1}]$；$\boldsymbol{i}_s^{k+1}$=$[i_\alpha^{k+1} \quad i_\beta^{k+1}]$。

目标函数方程为

$$g = \left| T_e^* - T_e^{k+1} \right| + A \left| \psi_s^* - \psi_s^{k+1} \right| \tag{8}$$

式中，A 为权重因子，为调节转矩和磁链保持同等权重的常数。

3　双滑模观测器设计

为了弥补传统滑模观测器存在的不足，将传统的滑模观测器优化为双滑模观测器DSMO(dual-sliding-mode observer)，双滑模观测器包含反电动势滑模观测器和定子磁链滑模观测器 2 部分，其整体框图如图 2 所示。双滑模观测器的目的为：通过反电动势滑模观测器提供更为准确的反电动势，用于输入给正交锁相环模块得到更准确的观测转速；通过磁链滑模观测器得到观测磁链，用于优化传统MPTC 系统中预测流程，以提升 MPTC 整个系统的稳态性能和计算速度，具体公式原理详解如下。

3.1 基于 DSMO 的观测转速策略优化

为了解决传统 SMO 位置估计不准确的问题，将 DSMO 中的反电动势滑模观测器和优化后的正

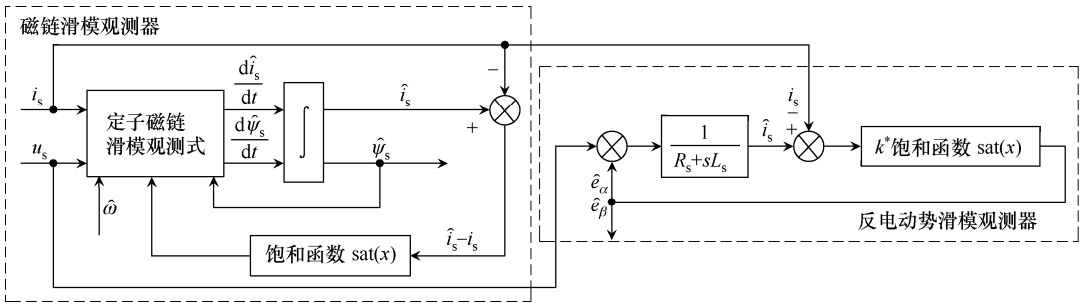


图 2　双滑模观测器框图

Fig. 2 Block diagram of DSMO

交锁相环结合。将反电动势滑模观测器输出的观测反电动势作用于优化正交锁相环模块以输出更为准确的观测转速，以实现永磁同步电机的无速度传感器 MPTC 的同时，进一步观测转速的实时性和准确性。

3.1.1 反电动势滑模观测器设计

以定子电流估计误差 $\begin{bmatrix}\tilde{i}_\alpha\\ \tilde{i}_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{bmatrix}$ 作为滑模面 S_1，构建反电动势滑模观测器[13]为

$$\begin{cases} p\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}=\dfrac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}u_\alpha\\ u_\beta\end{bmatrix}-\dfrac{R_\mathrm{s}}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}-\dfrac{1}{L_\mathrm{s}}\begin{bmatrix}\hat{e}_\alpha\\ \hat{e}_\beta\end{bmatrix}\\ \begin{bmatrix}\hat{e}_\alpha\\ \hat{e}_\beta\end{bmatrix}=K\,\mathrm{sgn}\begin{bmatrix}\tilde{i}_\alpha\\ \tilde{i}_\beta\end{bmatrix}\end{cases} \tag{9}$$

式中：$\begin{bmatrix}\tilde{i}_\alpha\\ \tilde{i}_\beta\end{bmatrix}$ 和 $\begin{bmatrix}\hat{i}_\alpha\\ \hat{i}_\beta\end{bmatrix}$ 分别为 α、β 轴电流的估计误差和估计值；$\begin{bmatrix}\hat{e}_\alpha\\ \hat{e}_\beta\end{bmatrix}$ 为 α、β 轴反电动势的估计值；K 为滑模增益系数。

3.1.2 正交锁相环优化

为了克服传统正交锁相环 QPLL(quadrature phase-locked loop)加、减速运行时的转子位置估算误差较大的问题，实现 QPLL 的性能优化，运用文献[14]中优化的 OQPLL(optimized QPLL)，通过优化设计鉴相器 PD(phase detector)环节和引入前馈环路 FL(feedforward loop)以达到减小常规 QPLL 误差的目的。

引入的 OPD 模块通过改进相位计算方式，使得 OPD 的输出 Δe 表达式为

$$\Delta e=-\hat{e}_\alpha\hat{e}_\beta\cos(2\hat{\theta}_{e1})-\frac{\hat{e}_\beta^2-\hat{e}_\alpha^2}{2}\sin(2\hat{\theta}_{e1})=\frac{1}{2}\sin[2(\theta_e-\hat{\theta}_{e1})] \tag{10}$$

式中：θ_e 为转子位置；$\hat{\theta}_{e1}$ 为未经补偿的转子位置估算值。

OQPLL 的前馈环路首先按照式(10)计算引入的中间变量(Δe_1)，并将 Δe 和 Δe_1 经过低通滤波器后的反正切值叠加在未经补偿的转子位置估算值上，以获得最终的转子位置估算值，即

$$\Delta e_1=-\hat{e}_\alpha\hat{e}_\beta\sin(2\hat{\theta}_{e1})-\frac{\hat{e}_\beta^2-\hat{e}_\alpha^2}{2}\cos(2\hat{\theta}_{e1})=\frac{1}{2}\cos[2(\theta_e-\hat{\theta}_{e1})] \tag{11}$$

针对传统 QPLL 存在的问题，本文运用 1 种新型 OQPLL，其控制框图如图 3 所示。

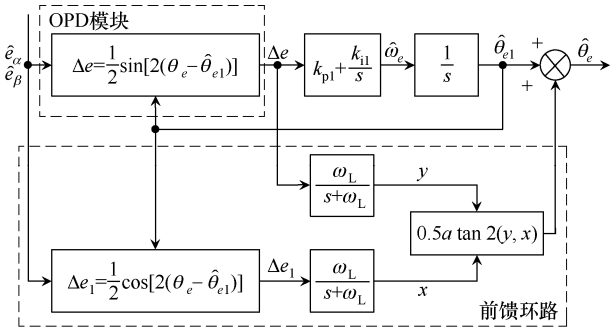


图 3 优化正交锁相环框图

Fig. 3 Block diagram of OQPLL

综上，反电动势滑模观测器与优化正交锁相环结合的框图如图 4 所示。定子电流和电压输入 DSMO 中的反电动势滑模观测器，经过计算得到观测反电动势后输入给优化正交锁相环模块，经过计算得到更为准确的观测转速作用于 DSMO 的定子磁链滑模观测器和 MPTC 的速度外环中，进而实现 MPTC 的无位置传感器控制。

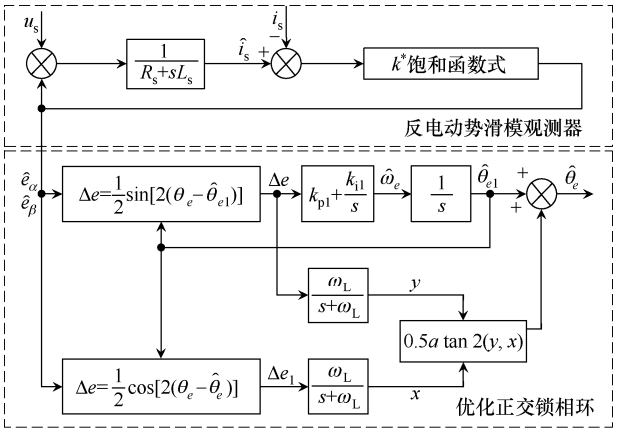


图 4 基于 DSMO 的观测转速框图

Fig. 4 Block diagram of observed speed based on DSMO

3.2 基于 DSMO 的 MPTC 预测模块优化

为了解决传统 MPTC 中存在预测过程繁琐的问题，首先通过优化一拍延时补偿模块，减少预测电流复杂度的同时为转矩和磁链预测模块提供等价电流，其次将 DSMO 中的定子磁链滑模观测器

观测到的定子磁链和等价电流一起输入到优化后转矩磁链预测模块，以得到更为准确的 k+1 时刻转矩和磁链预测值。

3.2.1　预测电流优化策略

由 2.2 节中预测计算可知，传统 MPTC 预测 k+1 时刻定子电流 i_s^{k+1}、电磁转矩 T_e^{k+1} 和定子磁链 ψ_s^{k+1} 在每个采样周期内需要根据定子电压 u_s^k 的切换计算 8 次。为了优化预测计算，通过引入 1 个等效电流 i_{eq} 来替代预测电流 i_s^{k+1}，从而简化传统 MPTC 的预测过程，使得每个采样周期计算 8 次才能得到的预测电流 i_s^{k+1}，只需计算 1 次等效电流 i_{eq} 即可实现对 k+1 时刻的电磁转矩 T_e^{k+1} 和定子磁链 ψ_s^{k+1} 的预测，极大地减少预测过程中的计算量。

ψ_s 在 k+1 时刻的预测值通过式(1)进行前向欧拉化可得，即

$$\psi_s^{k+1}=\psi_s^k+t_s u_s^k-t_s R_s i_s^k \tag{12}$$

式中，t_s 为预测时间。

根据一拍延时补偿模块，可计算得定子电流 k+1 时刻的预测值为

$$i_s^{k+1}=i_s^k+\left(1-\frac{T_s R}{2L_s}\right)\cdot(u_s^k-Ri_s^k-\mathrm{j}\omega\psi_f\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}) \tag{13}$$

将式(12)转化为 k 时刻定子电压 u_s^k 含定子磁链预测值 ψ_s^{k+1} 的式子代入式(13)定子电流预测值 i_s^{k+1} 中，则可得到不含 k 时刻定子电压 u_s^k 的 i_s^{k+1} 为

$$i_s^{k+1}=i_s^k+\left(1-\frac{T_s R}{2L_s}\right)\cdot\left(\frac{\psi_s^{k+1}+t_s R_s i_s^k-\psi_s^k}{t_s}-Ri_s^k-\mathrm{j}\omega\psi_f\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\right) \tag{14}$$

此时认为 $\psi_s^{k+1}\approx\psi_s^k$，则 k+1 时刻的定子电流预测值 i_s^{k+1} 等效为电流 i_{eq}^{k+1}，可写成

$$i_{eq}^{k+1}=i_s^k+\left(1-\frac{T_s R}{2L_s}\right)\cdot\left(\frac{t_s R_s i_s^k}{t_s}-Ri_s^k-\mathrm{j}\omega\psi_f\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta}\right) \tag{15}$$

由式(15)可见，等价后的等效电流 i_{eq} 相比于传统的预测电流 i_s^{k+1}，不会因不同周期内电压矢量 u_s^k 的切换而变化。

3.2.2　定子磁链滑模观测器设计

为了提升 MPTC 中 k+1 时刻转矩预测值和磁链预测值的精度，设计了 1 个定子磁链滑模观测器。永磁同步电机定子磁链含电压的表达式为

$$\begin{cases}\psi_\alpha=-\dfrac{u_\alpha}{i_\alpha\omega_e\sin\theta(R_s+L_s p)}\\ \psi_\beta=\dfrac{u_\beta}{i_\alpha\omega_e\cos\theta(R_s+L_s p)}\end{cases} \tag{16}$$

式中，ω_e 为定子角速度。

在 α-β 坐标系中，取定子电流 i_s、定子磁链 ψ_s 为状态变量，并取定子电流为系统输出，可得定子磁链的滑模观测器公式为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\hat{\boldsymbol{\psi}}_s=\boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{\psi}}_s+\boldsymbol{B}u+K\,\mathrm{sgn}(\hat{\boldsymbol{\psi}}_s-\psi_s) \tag{17}$$

式中：$\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$ 为永磁同步电机系统状态空间方程系统矩阵；$\hat{\boldsymbol{\psi}}_s=[\hat{\psi}_\alpha\quad\hat{\psi}_\beta]^{\mathrm{T}}$ 为定子磁链的估计值；u 为定子电压。

以定子磁链估计误差 $\begin{bmatrix}\tilde{\psi}_\alpha\\ \tilde{\psi}_\beta\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\hat{\psi}_\alpha\\ \hat{\psi}_\beta\end{bmatrix}-\begin{bmatrix}\psi_\alpha\\ \psi_\beta\end{bmatrix}$ 作为滑模面 S_2，构建定子磁链滑模观测器为

$$\begin{cases}\hat{\psi}_\alpha=-\dfrac{u_\alpha}{i_\alpha\omega\sin\theta(R_s+L_s p)}+\boldsymbol{K}\,\mathrm{sgn}(\hat{\psi}_\alpha-\psi_\alpha)\\ \hat{\psi}_\beta=\dfrac{u_\beta}{i_\alpha\omega\cos\theta(R_s+L_s p)}+\boldsymbol{K}\,\mathrm{sgn}(\hat{\psi}_\beta-\psi_\beta)\end{cases} \tag{18}$$

式中：$\boldsymbol{K}$ 为滑模增益矩阵，$\boldsymbol{K}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{K}_1\\ \boldsymbol{Q}\boldsymbol{K}_1\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{K}_1=\begin{bmatrix}g & 0\\ 0 & g\end{bmatrix}$，$\boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix}q_{11} & q_{12}\\ q_{21} & q_{22}\end{bmatrix}$，$g$ 为滑模增益，q_{11}、q_{12}、q_{21}、q_{22} 为自适应增益。

3.2.3　转矩磁链预测优化策略

为了改善传统的 MPTC 由于理论模型与实际系统存在的误差而导致的预测精度不足问题，提高预测转矩和磁链计算的准确性，转矩磁链预测模块在获得 3.2.1 节中等效电流模块提供的等效电流和 3.2.2 节中给出的 DSMO 输出的观测定子磁链的基础上，可以通过引入反馈校正来进一步提高其预测性能[15]。

将k时刻转矩和磁链的预测值与实际值间的误差定义为预测误差e_{pe}，则有

$$\begin{cases} e_{T_{pe}}^{k} = \hat{T}^{k} - T_{pe}^{k-1} \\ e_{\psi_{pe}}^{k} = \left|\hat{\psi}_{\mathrm{s}}^{k}\right| - \psi_{pe}^{k-1} \end{cases} \tag{19}$$

式中：$e_{T_{pe}}^{k}$、$e_{\psi_{pe}}^{k}$分别为转矩、定子磁链在k时刻的预测误差；$\hat{T}^{k}$为k时刻转矩的观测值，$\hat{T}^{k}=\frac{3}{2}n_{\mathrm{p}}\hat{\psi}_{\mathrm{s}}^{k}i_{\mathrm{eq}}^{k}$；$\hat{\psi}_{\mathrm{s}}^{k}$为$k$时刻定子磁链观测器输出的观测值；$T_{pe}^{k-1}$、$\psi_{pe}^{k-1}$分别为$k-1$时刻模型输出的预测值。

将永磁同步电机参数变化视为 1 个连续的过程，则在相邻的$k+1$和k采样时刻，参数变化很小，可假设$k+1$时刻的预测偏差值与k时刻的预测偏差值近似相等，即

$$\begin{cases} e_{T_{pe}}^{k+1} = e_{T_{pe}}^{k} \\ e_{\psi_{pe}}^{k+1} = e_{\psi_{pe}}^{k} \end{cases} \tag{20}$$

从而可以在式(2)和式(7)中引入反馈校正

$$\psi_{\mathrm{s}}^{k+1} = L_{\mathrm{s}}i_{\mathrm{s}}^{k} + \psi_{\mathrm{f}} + e_{\psi_{pe}}^{k+1} \tag{21}$$

$$T_{\mathrm{e}}^{k+1} = \frac{3}{2}p\left|\psi_{\mathrm{s}}^{k+1} \otimes i_{\mathrm{eq}}^{k+1}\right| + e_{T_{pe}}^{k+1} \tag{22}$$

综上，改进的转矩和磁链预测模块通过输入新增的$k+1$时刻转矩和磁链误差，可以得到相比于传统MPTC更为精确的$k+1$时刻转矩预测值T_{e}^{k+1}和定子磁链预测值ψ_{s}^{k+1}，从而可以进一步提高控制系统的预测精度。

最后，本文基于双滑模观测器的模型预测转矩控制的整体原理框图如图 5 所示，主要包括 DSMO

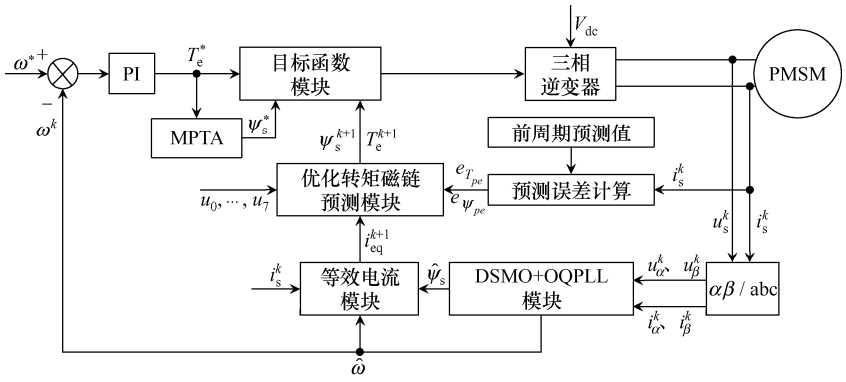


图 5 优化 MPTC 原理

Fig. 5 Schematic of optimized MPTC

模块、OQPLL 模块、等效电流模块、优化转矩磁链预测模块、目标函数模块等。

4 实验验证

为了验证本文所提方法的可行性和有效性，利用 MATLAB/Simulink 对传统含位置传感器的MPTC 策略与本文所提基于 DSMO 的 MPTC 策略进行对比仿真。仿真系统具体参数选取见表 1，实验平台如图 6 所示，系统的 Simulink 仿真框图如图 7 所示。

图 8 为本文观测曲线与实际曲线的对比，图 9 为观测转速和实际转速之间的误差曲线。可以看出，观测转速具有较好的跟踪效果且转速误差波动较小，验证了滑模观测器中转速观测的性能，本文所提改进滑模观测器具有强鲁棒性、高稳定性、低误差的优点。

表 1 永磁同步电机参数

Tab. 1 Parameters of PMSM

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	380
极对数 p	4
额定转速 n_{N}/(r·min^{-1})	2 000
额定转矩 T_{e}/(N·m)	1.45
定子电阻 R_{s}/Ω	1.45
定子电感 L_{s}/mH	5.05
永磁体磁链 ψ_{f}/Wb	0.269
转动惯量 J/(kg·m^2)	0.002 77
额定功率 P/kW	0.75

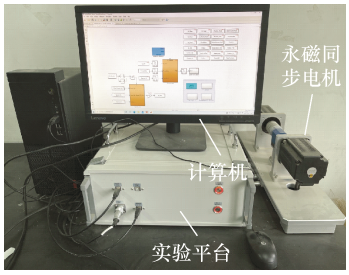


图 6　实验平台

Fig. 6 Experimental platform

图 10 和图 11 分别为所提优化 MPTC 和传统 MPTC 的 PMSM 的三相电流、转矩和转速波形。对比可知，图 10 相比于图 11 的电流、转矩和转速波形曲线抖振更小且更加平滑，能够更快达到稳定运行状态。因此，本文所提优化 MPTC 具有较好的稳态性能且计算复杂度较小。

根据文献[16]，当温度分别为 0、25、45 ℃时，永磁同步电机的定子电阻 R_s 和定子电感 L_s 的值随

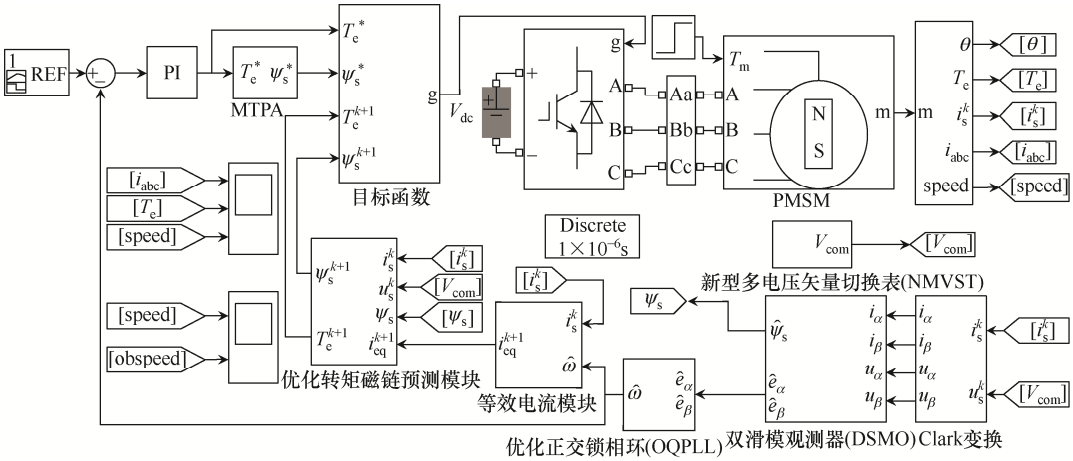


图 7　Simulink 仿真框图

Fig. 7 Block diagram of Simulink simulation

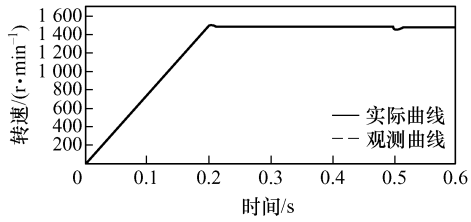


图 8　观测曲线与实际曲线对比

Fig. 8 Comparison between observed and actual curves

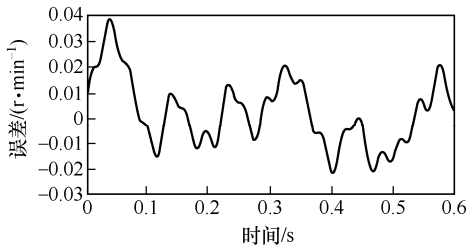


图 9　观测转速的误差曲线

Fig. 9 Error curve for observed speed

之增加，进而影响到电机转速曲线。为了验证所提方法的鲁棒性，模拟不同温度将电阻和定子电感的值增加 0%、3%、5%后得到永磁同步电机具体的转速曲线如图 12 所示。可以看出，所提算法可以有效提升系统稳定性，同时，由于减少了电流、转矩、磁链预测算法计算流程，进而降低了算法复杂度。但实际实验与仿真仍存在一定的误差，主要原因为：对永磁同步电机建模过于理想化，忽略了磁滞、磁饱和等一系列非线性因素；模型参数辨识不够准确，导致仿真建模存在一定的偏差；实际中存在传感器测量误差、通信噪声、温度等一系列内外不确定因素。

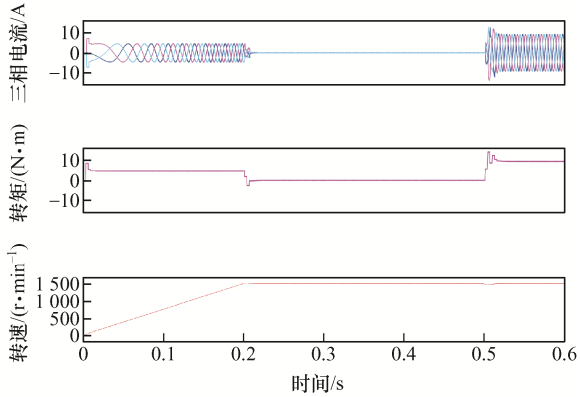


图 10　优化的 MPTC 仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms based on optimized MPTC

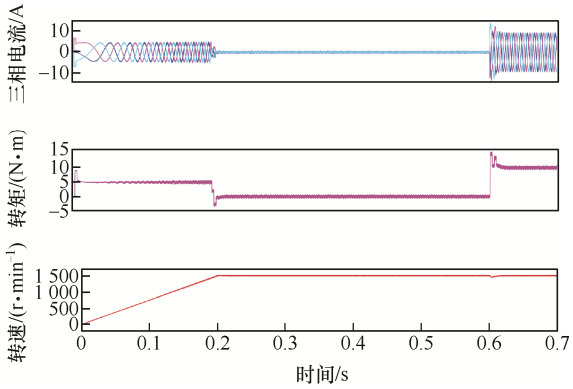


图 11 传统的 MPTC 仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms based on conventional MPTC

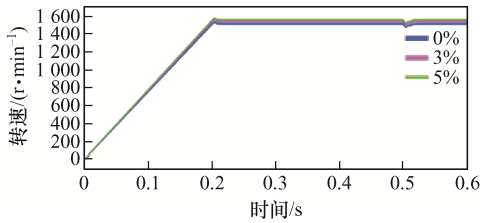


图 12 不同电阻电感下的电机转速仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms of motor speed under different values of resistance and inductance

5 结语

通过对传统 MPTC 系统的分析，针对 MPTC 位置传感器存在的精度不高且成本较大的问题，提出将双滑模观测器与 MPTC 结合，提升系统快速检测的实时性和准确性。针对传统 MPTC 存在预测算法复杂度较大的问题，将双滑模观测器的观测值通过反馈校正引入预测误差，进而优化 MPTC 中多个预测模块，使得 MPTC 预测过程计算量下降的同时运算精度得以提高。仿真和实验结果表明，本文所提方法不仅可以显著提升系统稳态性能，还具有预测精度高、计算速度快和运行成本低等优点。

参考文献：

[1] 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)

[2] Brosch A, Wallscheid O, Böcker J. Torque and inductances estimation for finite model predictive control of highly utilized permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2021, 17 (12): 8080-8091.

[3] Wu Minkai, Sun Xiaodong, Zhu Jianguo, et al. Improved model predictive torque control for PMSM drives based on duty cycle optimization [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 8200505.

[4] Xiao Li, Zhang Liyi, Gao Feng, et al. Robust fault-tolerant synergetic control for dual three-phase PMSM drives considering speed sensor fault [J]. IEEE Access, 2020, 8: 78912-78922.

[5] Zhang Kang, Wang Limei, Fang Xin. High-order fast nonsingular terminal sliding mode control of permanent magnet linear motor based on double disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3696-3705.

[6] Nguyen T H, Nguyen T T, Nguyen V Q, et al. An adaptive sliding-mode controller with a modified reduced-order proportional integral observer for speed regulation of a permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 7181-7191.

[7] Liu Yongchao, Laghrouche S, Depernet D, et al. Disturbance-observer-based complementary sliding-mode speed control for PMSM drives: A super-twisting sliding-mode observer-based approach [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(5): 5416-5428.

[8] 张立伟, 李行, 宋佩佩, 等. 基于新型滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制系统[J]. 电工技术学报, 2019, 34(S1): 70-78.
Zhang Liwei, Li Hang, Song Peipei, et al. Sensorless vector control using a new sliding mode observer for permanent magnet synchronous motor speed control system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 70-78. (in Chinese)

[9] 梁理程，丁欣，谢李兵，等. 基于状态观测器的单相并网逆变器复合控制[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 97-104.
Liang Licheng, Ding Xin, Xie Libing, et al. Compound control of single-phase grid-connected inverter with state observer [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 97-104. (in Chinese)

[10] 顾聪, 王晓琳, 邓智泉. 一种基于双重锁相环的高速永磁同步电机转子位置估计误差全补偿方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3): 962-970.
Gu Cong, Wang Xiaolin, Deng Zhiquan. A rotor position estimated error correction method for high-speed permanent magnet synchronous motor based on dual-phase-locked-loop [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3): 962-970. (in Chinese)

[11] 赵峰, 罗雯, 高锋阳, 等. 基于模糊滑模控制器和两级滤波观测器的永磁同步电机无位置传感器混合控制[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(8): 1865-1872.
Zhao Feng, Luo Wen, Gao Fengyang, et al. Sensorless hybrid control for permanent magnet synchronous motor using fuzzy sliding mode controller and two-stage filter observer [J]. Control Theory & Applications, 2020, 37(8): 1865-1872. (in Chinese)

[12] Luo Xin, Shen Anwen, Tang Qipeng, et al. Two-step continuous-control set model predictive current control strategy for SPMSM sensorless drives [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(2): 1110-1120.

[13] 梅三冠, 卢闻州, 樊启高, 等. 基于滑模观测器误差补偿的永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(2): 398-408.
Mei Sanguan, Lu Wenzhou, Fan Qigao, et al. Sensorless control strategy of permanent magnet synchronous motor based on error compensation estimated by sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(2): 398-408. (in Chinese)

[14] 吴翔, 陈硕, 李佳, 等. 基于改进正交锁相环的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 475-486.
Wu Xiang, Chen Shuo, Li Jia, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved quadrature phase-locked loop [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 475-486. (in Chinese)

[15] Yang Chengbo, Song Bao, Xie Yuanlong, et al. Stable simultaneous inertia and disturbance torque identification for SPMSM drive systems subject to mismatched rotor flux linkage [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 2445-2462.

[16] 周娟, 孙啸, 刘凯, 等. 联合扩展卡尔曼滤波的滑模观测器 SOC 估算算法研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(2): 692-703.
Zhou Juan, Sun Xiao, Liu Kai, et al. Research on the SOC estimation algorithm of combining sliding mode observer with extended Kalman filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 692-703. (in Chinese)



李继超

作者简介：

李继超(1989—)，男，硕士，工程师。研究方向：智能控制。E-mail：474501989@qq.com。

李健(1997—)，男，硕士。研究方向：电机高性能控制。E-mail：568775953@qq.com。

张彬彬(1990—)，男，博士，讲师。研究方向：智能控制。E-mail：624461918@qq.com。

陈超波(1978—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：故障诊断与容错控制和智能控制。E-mail：chenchaobo@xatu.edu.cn。

高嵩(1966—)，男，博士，教授。研究方向：智能控制与多传感器信息融合。E-mail：gaosong@xatu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)