

基于超螺旋滑模观测器的双三相永磁同步电机鲁棒性模型预测控制算法

高梓伦*, 孙全增, 孔 钰, 张志锋

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

Robust Model Predictive Control Algorithms for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Super-Twisting Sliding Mode Observers

GAO Zilun*, SUN Quanzeng, KONG Yu, ZHANG Zhifeng

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: [Objective] To address the issues of low robustness and high dependence on motor parameters in model predictive control (MPC) systems for dual three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM), this study improves and optimizes the sliding mode parameter identification method. A dual three-phase PMSM model predictive current control (MPCC) method based on super-twisting sliding mode observer (ST-SMO) parameter identification is proposed. [Methods] Firstly, a higher-order sliding mode algorithm was introduced to replace the switching function $sign$ in traditional sliding mode observers as the new sliding mode reaching law. A super-twisting algorithm-based ST-SMO was designed to achieve more accurate identification of motor inductance parameters. Then, stability analysis of the designed higher-order sliding mode observer was conducted using Lyapunov theory. Combined with incremental equations, the prediction model in the MPCC system was optimized, eliminating the effect of flux linkage parameters on the robustness of the motor control system. Finally, the inductance parameters were accurately identified using the parameter identification algorithm, reducing the dependence of the MPCC system on motor parameters. [Results] The improved dual three-phase PMSM MPCC system incorporating the ST-SMO and incremental prediction model demonstrated excellent steady-state and dynamic performance. For parameter identification, it eliminated the chattering phenomenon caused by the first-order sliding mode system, improved the accuracy of parameter identification, and enhanced the identification

speed of motor parameters. Additionally, the control system maintained high control performance for the dual three-phase PMSM under parameter mismatch conditions. [Conclusion] The MPCC system based on ST-SMO parameter identification proposed in this study demonstrates good feasibility and stability under various operating conditions, such as speed and torque sudden transients.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; system robustness; sliding mode observer; parameter identification

摘 要: 【目的】为解决双三相永磁同步电机(PMSM)模型预测控制(MPC)系统鲁棒性低、对电机参数依赖性高的问题,对滑模参数辨识方法进行改进优化,提出了一种基于超螺旋滑模观测器(ST-SMO)参数辨识的双三相PMSM模型预测电流控制(MPCC)方法。【方法】首先,引入高阶滑模算法,替代传统滑模观测器中的开关函数 $sign$ 作为新的滑模趋近律,设计了基于超螺旋算法的ST-SMO来进行更加精准的电机电感参数辨识;然后,利用Lyapunov理论对设计的高阶滑模观测器进行稳定性分析,并结合增量式方程对MPCC系统中的预测模型进行优化,消除了预测方程中磁链参数对电机控制系统鲁棒性的影响;最后,结合参数辨识算法对电感参数进行准确辨识,降低了MPCC系统对电机参数的依赖性。【结果】改进后的双三相PMSM MPCC系统,在加入了ST-SMO和增量式预测模型后,具有良好的稳态和动态性能。在参数辨识方面,不仅消除了一阶滑模系统带来的抖振现象,提升了参数辨识的精度,还提高了参数辨识速度,保证双三相PMSM在参数失配时,电机控制系统仍能保持较好的控制性能。【结论】本文所提基于ST-SMO参数辨识的MPCC系统在转速和转矩突变等多种工况下具有良好的

基金项目: 国家自然科学基金项目(61603263)

National Natural Science Foundation of China (61603263)

可行性和稳定性。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 系统鲁棒性; 滑模观测器; 参数辨识

0 引言

永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 具有功率密度高、运行效率高和容错性能强的特点, 被广泛应用于多种新兴领域^[1-2]。模型预测电流控制 (Model Predictive Current Control, MPCC) 需要准确的电机参数, 以及传感器采集的位置信号^[3]等数据, 才能对电机的交直流电流进行准确预测。因此, 当电机参数失配时, 控制系统的性能将受到严重影响, 故需要针对模型预测控制 (Model Predictive Control, MPC) 系统进行鲁棒性的研究^[4]。

目前参数辨识的方法主要分为经典辨识算法和先进辨识算法两类, 经典辨识算法主要有最小二乘法^[5-6]、拓展卡尔曼滤波^[7-9]以及模型参考自适应^[10-12]等, 大体思路均是根据电机的输出和输入信号, 利用构建的数学模型通过数学推导来完成参数识别和表达。先进辨识算法主要有神经网络算法^[13-15]、粒子群优化算法^[16-18]以及遗传算法^[19-21]等, 大体思路是建立更为复杂的逻辑运算模型, 通过大数据训练使其形成一定的自我辨识能力, 以此给系统输入合适的信号, 对应产生相匹配的参数。文献[22]研究了基于模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 的 PMSM 永磁磁链在线辨识系统, 降低了系统参数敏感性。文献[23]提出了一种基于三矢量的增量型 MPCC 策略, 通过 MRAS 对 d 轴电感参数进行辨识, 提高了系统鲁棒性。文献[24]在预测模型中引入权重系数并定量调节, 以降低算法对参数的敏感性。文献[25]提出了一种基于 t -分布扰动和高斯扰动的改进花授粉算法以实现 PMSM 参数辨识。上述文献中, 经典辨识算法的辨识精度不够, 面对复杂条件下的鲁棒性能较差; 先进辨识算法前期工作量大, 同时对于不同电机、不同工况需要反复重新进行前期的模型训练工作, 无法应对电机工作中突然出现的极限情况。

本文提出了一种基于超螺旋滑模观测器 (Super-Twisting Sliding Mode Observer, ST-SMO)

的电机参数在线辨识算法。首先, 通过高阶滑模理论设计观测器内容, 并根据 Lyapunov 理论验证该观测器的稳定性。其次, 通过扰动控制器得到当下准确的电机参数, 根据观测器对扰动的高精度观测完成对电机参数的精准识别。最后, 将得到的电机参数代入到应用增量式预测模型的一拍延时补偿模块与电流预测模块中, 实时补偿控制系统因参数失配导致的性能损失。

1 增量式预测模型

1.1 增量式预测模型推导与分析

在双三相表贴式 PMSM 基于矢量空间解耦坐标变换^[26]的两相旋转坐标系中, 电压基本方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e (Li_q + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 和 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电压和电流; ω_e 为电机角速度; ψ_f 为永磁体磁链; R 为定子电阻; L 为电感。

通过前向欧拉方程将式 (1) 离散化, 得到电流预测方程为

$$\begin{cases} i_{d(k)} = \left(1 - \frac{TR}{L}\right) i_{d(k-1)} + \frac{T}{L} u_{d(k-1)} + T\omega_e i_{q(k-1)} \\ i_{q(k)} = \left(1 - \frac{TR}{L}\right) i_{q(k-1)} + \frac{T}{L} u_{q(k-1)} - \\ T\omega_e i_{d(k-1)} - T \frac{\psi_f \omega_e}{L} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_{d(k)}$ 、 $i_{q(k)}$ 和 $u_{d(k)}$ 、 $u_{q(k)}$ 分别为 k 时刻的 d 、 q 轴电流和电压; $i_{d(k-1)}$ 、 $i_{q(k-1)}$ 和 $u_{d(k-1)}$ 、 $u_{q(k-1)}$ 分别为 $k-1$ 时刻的 d 、 q 轴电流和电压; T 为控制周期。

将不同时刻的电流预测方程相减, 可得电流增量式预测模型:

$$\begin{cases} i_{d(k+1)} = \left(2 - \frac{TR}{L}\right) i_{d(k)} + T\omega_e [i_{q(k)} - i_{q(k-1)}] - \\ \left(1 - \frac{TR}{L}\right) i_{d(k-1)} + \frac{T}{L} [U_s - u_{d(k-1)}] \\ i_{q(k+1)} = \left(2 - \frac{TR}{L}\right) i_{q(k)} + T\omega_e [i_{d(k)} - i_{d(k-1)}] - \\ \left(1 - \frac{TR}{L}\right) i_{q(k-1)} + \frac{T}{L} [U_s - u_{q(k-1)}] \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_s 为由预设的基础电压矢量计算得到的下一时刻电压值。

通过式(3)可以看出, q 轴电流预测方程中的磁链参数被完全消除, 表明基于该预测模型的 MPCC 系统将不会受到磁链参数失配的影响而降低控制性能。

1.2 增量式预测模型参数敏感性分析

当电机参数发生失配时, 增量式预测方程也发生变化, 定义 $R' = R + \Delta R$, $L' = L + \Delta L$, 其中, ΔR 、 ΔL 为失配参数与原本参数的变化量。此时电流增量式预测方程可表示为

$$\begin{cases} i_{d(k+1)} = \left(2 - \frac{TR'}{L'}\right) i_{d(k)} + T\omega_e [i_{q(k)} - i_{q(k-1)}] - \\ \left(1 - \frac{TR'}{L'}\right) i_{d(k-1)} + \frac{T}{L'} [U_s - u_{d(k-1)}] \\ i_{q(k+1)} = \left(2 - \frac{TR'}{L'}\right) i_{q(k)} + T\omega_e [i_{d(k)} - i_{d(k-1)}] - \\ \left(1 - \frac{TR'}{L'}\right) i_{q(k-1)} + \frac{T}{L'} [U_s - u_{q(k-1)}] \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)与式(3)相减得到失配预测误差 E_d 、 E_q 。忽略稳态下电阻变化带来的扰动, 简化后可得 E_d 、 E_q 的表达式为

$$\begin{cases} E_d = -\frac{T\Delta L}{L(L + \Delta L)} [u_{d(k)} - u_{d(k-1)}] \\ E_q = -\frac{T\Delta L}{L(L + \Delta L)} [u_{q(k)} - u_{q(k-1)}] \end{cases} \quad (5)$$

由式(5)可知, 稳态下, 电机的电感参数失配将不再影响电流预测结果, 同时也不再影响控制系统的性能。而其他情况下电感参数失配则是电流预测出现误差的主要原因, 因此为了提升基于增量式 MPC 系统的性能, 只需要提高对电机电感参数的在线识别精度即可。

2 高阶 ST-SMO

2.1 高阶滑模理论

在传统滑模观测器中, 由于使用符号开关函数 $sign$ 导致滑模面上出现了高频切换引起的抖振现象, 这在实际中将会严重影响系统性能。二阶滑模通过将高频切换的符号函数收进积分项中, 有效抑制了滑模抖振, 同时保留了一阶滑模在

有界扰动下的稳定收敛特性。在二阶滑模系统中超螺旋(Super-Twisting, ST)算法由不连续和连续的两部分函数构成, 其表达式为

$$\begin{cases} \dot{x} = -k_1 |x_1|^{\frac{1}{2}} sign(x_1) + y \\ \dot{y} = -k_2 sign(x_1) \end{cases} \quad (6)$$

式中: x 、 y 为系统状态变量; x_1 为系统输入; k_1 、 k_2 为滑模增益系数。

k_1 、 k_2 的值决定滑模系统是否能在有限时间内收敛, 通常设置 $k_1, k_2 > 0$ 以保证系统稳定。过大的滑模增益系数会导致系统抖振。

ST 算法作为非线性系统其轨迹围绕着坐标原点旋转逼近运动, 该运动在有限时间内会收敛于坐标原点。图 1 为 ST 算法滑动模式的相轨迹。

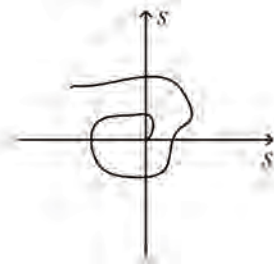


图 1 ST 算法相轨迹

Fig. 1 Phase trajectory of ST algorithm

对于二阶系统, 要想达到二阶滑模, 理论上充分条件为^[27]: 控制输入连续且有界, 系统拉式变换的传递函数可解; 同时存在正实数 Z_1 、 Z_2 , 任意常数 C 满足式(7):

$$\begin{cases} k_1^2 \geq \frac{4CZ_2(k_2 + C)}{Z_1^3(k_2 - C)} \\ k_2 > \frac{C}{Z_1} \end{cases} \quad (7)$$

在满足式(7)条件下, 本文滑模增益系数取 $k_1 = 6000$ 、 $k_2 = 20$ 。

2.2 ST 滑模算法稳定性分析

根据 Lyapunov 理论验证 ST 滑模算法的稳定性, Lyapunov 函数表达式为

$$V = M_d^T Q_d M_d \quad (8)$$

$$M_d = \begin{bmatrix} |x_1|^{\frac{1}{2}} sign(x_1) \\ -\int k_2 sign(x_1) dt \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{Q}_d = \mathbf{Q}_d^T = \begin{bmatrix} \frac{4k_2 + k_1^2}{2} & -\frac{k_1}{2} \\ -\frac{k_1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

将式(9)和式(10)代入式(8)得:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{M}_d^T \mathbf{Q}_d \mathbf{M}_d = \\ &2k_2 |x_1| + \frac{1}{2} \left\{ \left[\int k_2 \text{sign}(x_1) dt \right]^2 + \right. \\ &\left. \left[-k_1 |x_1|^{1/2} \text{sign}(x_1) - \int k_2 \text{sign}(x_1) dt \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

对于二次式 V , 存在:

$$\lambda_{\min}(\mathbf{Q}_d) \|\mathbf{M}_d\|^2 \leq \|V\| \leq \lambda_{\max}(\mathbf{Q}_d) \|\mathbf{M}_d\|^2 \quad (12)$$

式中: $\lambda_{\min}(\mathbf{Q}_d)$ 、 $\lambda_{\max}(\mathbf{Q}_d)$ 为正定矩阵 $\mathbf{Q}_d$ 的最小、最大特征值。

向量 $\mathbf{M}_d$ 的模满足如式(13)所示的关系:

$$\begin{aligned} \|\mathbf{M}_d\| &= \left\{ |x_1| + \left[\int k_2 \text{sign}(x_1) dt \right]^2 \right\}^{1/2} \geq \\ &|x_1|^{1/2} \geq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

由此可得:

$$|x_1| \geq \left[\frac{V}{\lambda_{\max}(\mathbf{Q}_d)} \right]^{1/2} \quad (14)$$

对 $\mathbf{M}_d$ 求导得:

$$\dot{\mathbf{M}}_d = |x_1|^{-1/2} \mathbf{A} \mathbf{M}_d \quad (15)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}k_1 & \frac{1}{2} \\ -k_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

对选定的 V 求导得到 $\dot{V}$, 将式(15)和式(16)代入, 可得 Lyapunov 函数的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\mathbf{M}}_d^T \mathbf{Q}_d \mathbf{M}_d + \mathbf{M}_d^T \mathbf{Q}_d \dot{\mathbf{M}}_d = \\ &|x_1|^{-1/2} \mathbf{M}_d^T (\mathbf{A}^T \mathbf{Q}_d + \mathbf{Q}_d \mathbf{A}) \mathbf{M}_d = -|x_1|^{-1/2} \mathbf{M}_d^T \mathbf{P} \mathbf{M}_d \end{aligned} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{P}$ 为正定矩阵, 其表达式为

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} k_1 \left(\frac{1}{2}k_1^2 + k_2 \right) & -\frac{1}{2}k_1^2 \\ -\frac{1}{2}k_1^2 & \frac{1}{2}k_1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

同样地, 对于 $\dot{V}$ 存在:

$$\frac{-\dot{V} |x_1|^{1/2}}{\|\mathbf{M}_d\|^2} \in [\lambda_{\min}(\mathbf{P}), \lambda_{\max}(\mathbf{P})] \quad (19)$$

式中: $\lambda_{\min}(\mathbf{P})$ 、 $\lambda_{\max}(\mathbf{P})$ 为正定矩阵 $\mathbf{P}$ 的最小、最

大特征值。

根据式(19)可得:

$$\begin{aligned} -\dot{V} &\geq \lambda_{\min}(\mathbf{P}) \|\mathbf{M}_d\|^2 |x_1|^{-\frac{1}{2}} \geq \\ &\lambda_{\min}(\mathbf{P}) \|\mathbf{M}_d\| \geq \\ &\lambda_{\min}(\mathbf{P}) \left[\frac{V}{\lambda_{\max}(\mathbf{Q})} \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (20)$$

由于 $\mathbf{Q}$ 、 $\mathbf{P}$ 、 $\mathbf{V}$ 均为正定矩阵, $\dot{V}$ 为负定矩阵, 因此 ST 滑模算法可以在有限时间内收敛到原点。

2.3 ST-SMO 设计

由于需要将观测器辨识到的电机参数, 实时补偿到增量式方程替换后的预测模型中, 因此选择常值干扰法的 ST 算法, 同时将算法中的 y 用 x 来表达。ST 算法表达式可简化为

$$\frac{dx}{dt} = -k_1 |\bar{x}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(\bar{x}) - \int k_2 \text{sign}(\bar{x}) dt \quad (21)$$

式中: $\bar{x}$ 为某变量误差值。

选取 d 、 q 轴电流误差作为滑模面 s , 定义电流误差为 e_d 、 e_q , 即 $s = [e_d, e_q]$ 。利用 ST 算法来替换传统滑模中的开关函数, 以此来消除抖振现象, 便可得到:

$$\frac{ds}{dt} = -k_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \int k_2 \text{sign}(s) dt \quad (22)$$

当电机参数失配时, 电机电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q + f_d \\ f_d = \Delta Ri_d + \Delta L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e \Delta L_q i_q \\ \frac{df_d}{dt} = F_d \end{cases} \quad (23)$$

$$\begin{cases} u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_f + f_q \\ f_q = \Delta Ri_q + \Delta L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \Delta L_d i_d + \omega_e \Delta \psi_f \\ \frac{df_q}{dt} = F_q \end{cases} \quad (24)$$

式中: f_d 、 f_q 分别为 d 、 q 轴参数失配带来的扰动; F_d 、 F_q 为扰动的变化率。

根据式(23)和式(24), 设计了如式(25)所示的基于电压方程的滑模观测器:

$$\begin{cases} u_d = R\hat{i}_d + L_d \frac{d\hat{i}_d}{dt} - L_q \omega_e i_q + \hat{f}_d + I_{dSMO} \\ \frac{d\hat{f}_d}{dt} = g_d I_{dSMO} \\ u_q = R\hat{i}_q + L_q \frac{d\hat{i}_q}{dt} + L_d \omega_e i_d + \omega_e \psi_f + \hat{f}_q + I_{qSMO} \\ \frac{d\hat{f}_q}{dt} = g_q I_{qSMO} \end{cases} \quad (25)$$

式中: $\hat{i}_d, \hat{i}_q$ 分别为 d, q 轴电流预测值; $\hat{f}_d, \hat{f}_q$ 分别为 ST-SMO 观测的 d, q 轴扰动值; I_{dSMO}, I_{qSMO} 分别为 d, q 轴滑模控制函数; g_d, g_q 分别为 d, q 轴滑模控制增益。

与传统滑模观测器设计相同,将式(22)作为滑模趋近律代入电流误差方程,即可解得滑模控制函数为

$$\begin{cases} I_{dSMO} = -Re_d + k_1 L |e_d|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_d) + \int k_2 L \text{sign}(e_d) dt \\ I_{qSMO} = -Re_q + k_1 L |e_q|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_q) + \int k_2 L \text{sign}(e_q) dt \end{cases} \quad (26)$$

以 d 轴滑模系统为例,此时滑模面为 s_d ,为了保证滑模稳定性,需满足:

$$\dot{V}_d = s_d \cdot \dot{s}_d = -\frac{1}{L_d} e_d (Re_d + e_{f_d} + I_{dSMO}) \leq 0 \quad (27)$$

式中: e_{f_d} 为 d 轴扰动估计误差值。

将 ST 算法的滑模控制函数代入稳定性条件可解得:

$$\begin{aligned} k_1 &> \max \left(\frac{|e_{f_d}|}{L |e_d|^{\frac{1}{2}}}, \frac{|e_{f_q}|}{L |e_q|^{\frac{1}{2}}} \right) \\ k_2 &> \max \left(\frac{d|e_{f_d}|}{dt}, \frac{d|e_{f_q}|}{dt} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

式中: e_{f_q} 为 q 轴扰动估计误差值。

根据式(28)选取合适的滑模增益,则可让系统在有限时间内进入滑动模态。此时, e_d, e_q 及其一阶导数 $\dot{e}_d, \dot{e}_q$ 可收敛到 0。误差方程可表示为

$$\begin{cases} \frac{de_{f_d}}{dt} = g_d I_{dSMO} - F_d \\ \frac{de_{f_q}}{dt} = g_q I_{qSMO} - F_q \end{cases} \quad (29)$$

求解式(28)同样可得一个包含常数 C 的一阶微分方程通解。为了确保收敛性,需要确保 g_d, g_q 为正。同时将式(29)代入 k_2 ,可进一步得 k_2 取值范围为

$$k_2 > \max(g_d |e_{f_d}| - F_d, g_q |e_{f_q}| - F_q) \quad (30)$$

最终可得 ST-SMO,如式(31)所示:

$$\begin{cases} \hat{i}_{d(k+1)} = \left(1 - \frac{TR}{L}\right) \hat{i}_{d(k)} + \frac{T}{L} u_{d(k)} + \\ T \omega_e i_{q(k)} - \frac{T}{L} \hat{f}_{d(k)} - \frac{T}{L} I_{dSMO(k)} \\ \hat{f}_{d(k+1)} = \hat{f}_{d(k)} + T g_d \left[(-R) e_d + \right. \\ \left. k_1 L |e_d|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_d) + \int k_2 L \text{sign}(e_d) dt \right] \end{cases} \quad (31)$$

$\hat{f}_d$ 表达式为

$$\hat{f}_d = \Delta L \frac{di_d}{dt} + \Delta R i_d - \Delta L \omega_e i_q \quad (32)$$

2.4 ST-SMO 参数辨识原理

本文选用表贴式 PMSM,采用 $i_d^* = 0$ 控制策略,式(32)中的 $\Delta R i_d \approx 0$,那么可以认为 $\hat{f}_d$ 仅由电感参数影响。为了实现基于增量式模型的鲁棒 MPC,同时考虑到电机稳定工作状态时,预测电流近似等于实际电流, Re_d 项可忽略不计,根据式(31)中的 d 轴扰动方程进行变换可得:

$$\frac{d\hat{f}_d}{dt} = g_d I_{dSMO} = g_d \int k_2 \hat{L} \text{sign}(e_d) dt \quad (33)$$

式中: $\hat{L}$ 为估计电感。

当 $e_d > 0$ 时, $\text{sign}(e_d) = 1$,式(33)值为正;当 $e_d < 0$ 时,式(33)值为负,故 $\hat{L}$ 可以表示为

$$\hat{L} = \left| \frac{d\hat{f}_d}{dt} \frac{1}{g_d \int k_2 dt} \right| \quad (34)$$

将 $\hat{f}_d$ 作为系统输出, $\hat{L}$ 作为系统输入,通过拉氏变换可得式(34)的传递函数。如果 $t = 0$ 时函数不连续或者系统初值未知,那么该拉氏变换无解,所以假设 $\frac{1}{g_d \int k_2 dt}$ 在 $t = 0$ 时连续,且有初值。式(34)经拉氏变换后为

$$G_a(s) = \frac{f_d(s)}{\hat{L}(s)} = g_d k_2 \quad (35)$$

在系统中,对电感的估计过程如式(36)所示:

$$\hat{L}_{(k+1)} = \hat{L}_{(k)}(1 - T) + T\Delta L \quad (36)$$

对式(36)进行拉氏变换,以 $\hat{L}_{(k)}$ 作为系统输出, ΔL 作为系统输入,可以得到传递函数:

$$G_b(s) = \frac{\hat{L}(s)}{\Delta L(s)} = \frac{1}{s + 1} \quad (37)$$

综合分析结果,可以通过加入比例积分(Proportional Integral, PI)扰动控制器对扰动进行处理,从观测器观测的扰动中提取出电感参数。扰动控制器的结构框图如图 2 所示。其中 f_d^* 为扰动参考值。扰动控制器简化后的传递函数为

$$H(s) = \frac{g_d k_2 (k_p s + k_i)}{s(s + 1)} \quad (38)$$

式中: k_p 、 k_i 分别为比例、积分增益系数。

式(38)表明该系统是一个具有振荡和阻尼特性的二阶系统。通过 Ziegler-Nichols 法对该 PI 控制器进行参数整定,并结合仿真结果确定 $k_p = 1.7\text{e-}5$ 、 $k_i = 1.04\text{e-}10$ 。

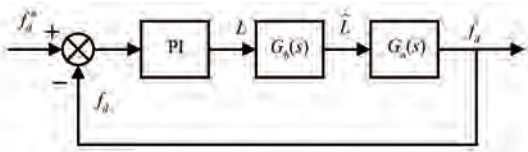


图 2 扰动控制器系统结构框图

Fig. 2 Block diagram of disturbance controller system

根据经参数整定的 PI 扰动控制器,可对 ST-SMO 观测的扰动值进行分析,并精确提取出电机电感信息。由此可得基于 ST-SMO 参数辨识的可调 MPCC PMSM 结构框图如图 3 所示。

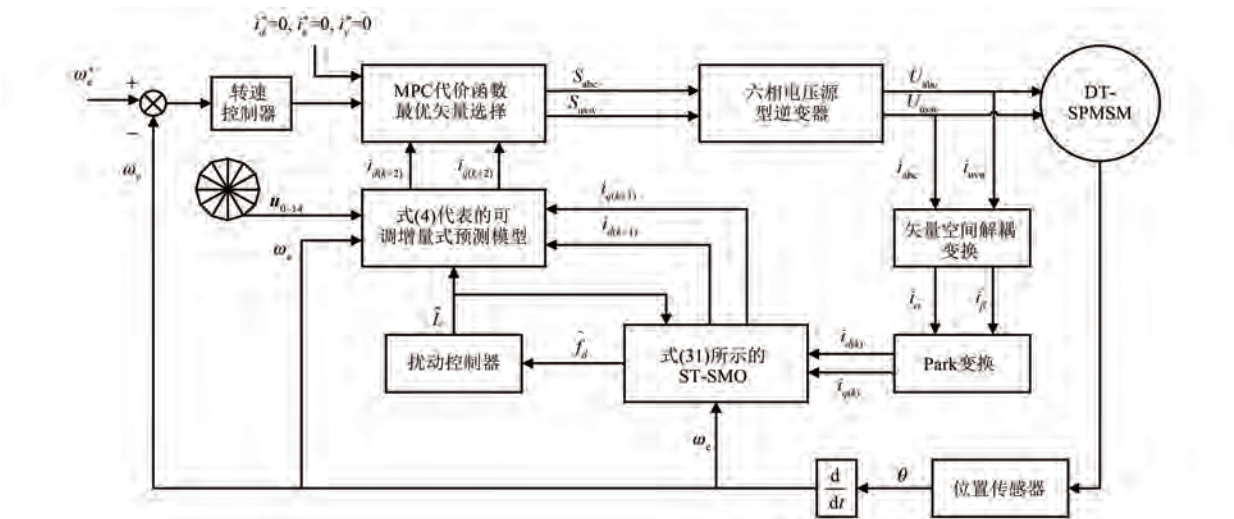


图 3 基于 ST-SMO 参数辨识的可调 MPCC PMSM 结构框图

Fig. 3 Block diagram of adjustable MPCC PMSM based on ST-SMO parameter identification

3 仿真分析

为验证所提 ST-SMO 辨识方法相较于传统 SMO 辨识方法的优越性,通过 Simulink 仿真分别对两种方法及传统 MPC 进行对比分析。为了比较两种辨识方法对 dq 轴电感辨识的精确度,用电机实际电感值作为参考电感对辨识结果进行验证。设置两种仿真工况:负载转矩恒定,增加转速阶跃扰动;电机转速恒定,增加负载阶跃扰动。仿真步长设置为 $T_s = 2\text{e-}6$,电机参数如表 1 所示。

3.1 稳态下 SMO 参数辨识性能对比

辨识算法能否快速地收敛到稳态是一项重要的评判标准。图 4 为 ST-SMO 和传统 SMO 的参

表 1 表贴式 PMSM 主要参数

Tab. 1 Main parameters of surface-mounted PMSM

参数名称	参数值
额定功率/kW	0.5
额定电压/V	100
定子电阻/ Ω	1.096
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.004
粘滞阻尼系数/($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$)	0.000 5
d 、 q 轴电感/mH	1.142
永磁体磁链/Wb	0.073 4
极对数	5

数辨识结果对比。设定电机转速恒定为 500 r/min,电机电感参数失配后 $L_d' = 1.875 \times L_d = 2.142$ mH。

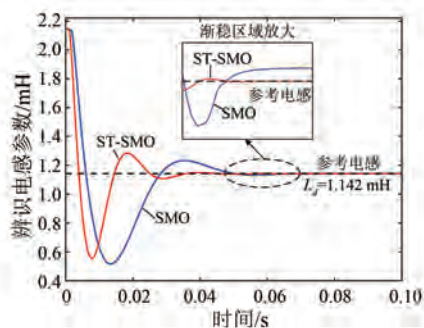
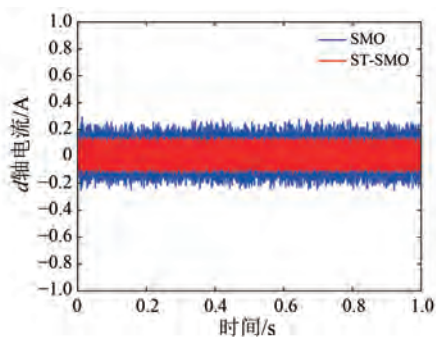


图4 SMO与ST-SMO电感参数辨识对比图

Fig. 4 Comparison of inductance parameter identification between SMO and ST-SMO

由图4可知,ST-SMO将电感从失配值修正到实际值附近所需的时间明显小于传统SMO。达到稳定状态后,传统SMO辨识的电感存在稳态误差,ST-SMO的电感辨识精度显著高于传统SMO。

对基于ST-SMO参数辨识的MPCC系统以及基于传统SMO辨识的MPCC系统的电流进行分析,由于电感参数失配主要影响 d 轴预测电流,故主要对 d 轴电流波形进行分析,其波形如图5所示。对 a 相电流进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT),结果如图6所示。

图5 两种参数辨识算法的 d 轴电流波形对比Fig. 5 Comparison of d -axis current waveforms between two parameter identification algorithms

基于传统SMO参数辨识的MPCC系统,当电感参数失配时其谐波分量增加,控制性能下降。而基于ST-SMO参数辨识的MPCC系统,其 d 轴电流的波动值明显下降,由FFT分析可知,此时总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)从3.70%降低到2.58%,高次谐波含量明显降低。

综上所述,电机参数失配时,基于ST-SMO参数辨识的MPCC系统,电流波动较小,鲁棒性能更

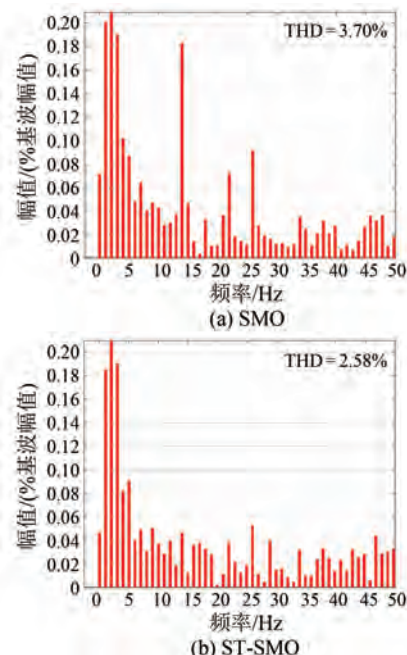


图6 两种参数辨识算法的电流谐波对比

Fig. 6 Comparison of current harmonics between two parameter identification algorithms

好,同时参数辨识精度和速度更优。

3.2 恒负载转矩转速突变

电机负载转矩固定为 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 0.25 s 时将电机转速分别阶跃至初始值的2倍、3倍,两种参数辨识算法下的电感参数辨识精度对比分别如图7和图8所示。

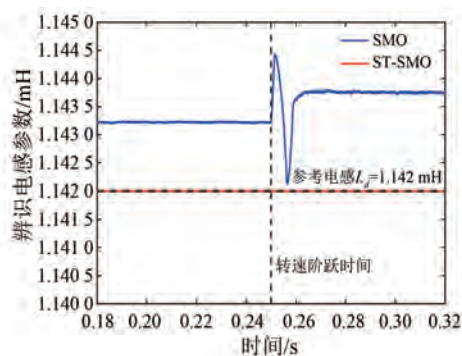


图7 转速阶跃2倍时辨识电感对比

Fig. 7 Comparison of inductance identification during 2x speed step

从图7可以看出,在转速阶跃至2倍时,传统SMO辨识的参数存在短暂的波动现象,而ST-SMO辨识的参数几乎不受影响,仍保持对参数的精准识别。达到稳定状态后,传统SMO的辨识参数精度比原来更低,与ST-SMO的辨识精度差距

进一步扩大。

从图 8 可以看出,在转速阶跃至 3 倍时,传统 SMO 辨识的参数波动现象较转速阶跃至 2 倍时更大,而 ST-SMO 辨识的参数仍保持稳定。达到稳定状态后,传统 SMO 的辨识参数精度进一步下降,且波形出现明显波动。

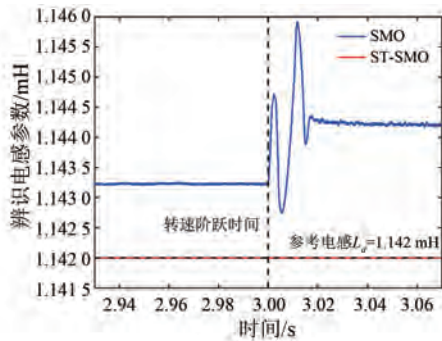


图 8 转速阶跃 3 倍时辨识电感对比

Fig. 8 Comparison of inductance identification during 3x speed step

3.3 恒转速负载转矩突变

电机转速固定为 500 r/min, 0.25 s 时将电机负载转矩分别阶跃至初始值的 2 倍、4 倍, 两种参数辨识算法下的电感参数辨识精度对比分别如图 9 和图 10 所示。

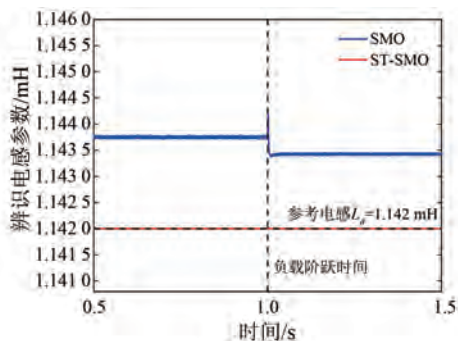


图 9 负载转矩阶跃 2 倍时辨识电感对比

Fig. 9 Comparison of inductance identification during 2x load torque step

从图 9 可以看出,在负载转矩阶跃至 2 倍时,达到稳定状态后传统 SMO 辨识的参数精度比阶跃前有所提高,但与 ST-SMO 的辨识精度差距仍然较大。

从图 10 可以看出,在负载转矩阶跃至 4 倍时,传统 SMO 辨识的参数精度较前负载转矩阶跃至 2 倍时有所提升。由此可以推断传统 SMO 的参数辨识精度在转速恒定条件下与负载转矩的大小呈正

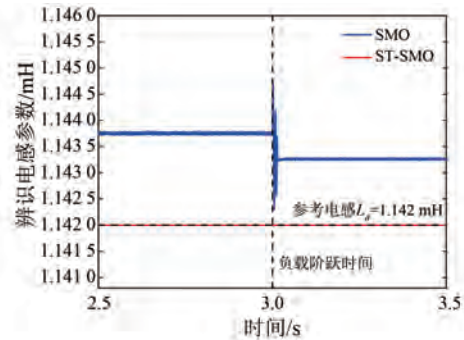


图 10 负载转矩阶跃 4 倍时辨识电感对比

Fig. 10 Comparison of inductance identification during 4x load torque step

相关,但与 ST-SMO 的辨识精度差距仍然较大。

综上所述,ST-SMO 相较于传统 SMO 对电机转速和负载转矩突变具有更强的抗干扰性,同时具有更高的稳定性和精度。在转速和负载转矩发生变化时,传统 SMO 受运行状态的影响更大,其参数辨识精度与转速呈负相关,与负载转矩值呈正相关。相较于传统 SMO,ST-SMO 无论电机运行状态发生何种变化,其参数辨识精度一直较高,在 ST-SMO 参数辨识结合增量式预测模型的控制系統下,电机电流谐波得到抑制,在参数失配的情况下具有更好的控制性能。综合来看,本文所提方法具有良好的系统鲁棒性。

4 结语

本文提出了一种基于高阶 ST-SMO 的双三相 PMSM 鲁棒性 MPC 方法,本文方法具有良好的系统鲁棒性,能够在电机参数失配时,保持优秀的控制性能。该方法通过增量式预测模型代替传统电流预测方程,以此消除磁链参数在 MPC 中对系统鲁棒性的影响,同时设计了基于高阶滑模理论的观测器,配合扰动控制器完成了对电机电感参数的在线辨识,解决了电机运行中电感参数失配的问题,同时提高了电感参数的辨识精度和辨识速度。结合参数辨识和增量式预测模型,解决了传统 MPC 在面对电机参数失配时,由于系统过于依赖电机参数而导致的鲁棒性较差的问题,同时降低了电流谐波。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of

interests.

作者贡献

高梓伦进行了方案设计、内容总结与论文撰写,高梓伦、孔钰进行了仿真研究,孙全增、张志锋参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary, and paper writing were carried out by Gao Zilun. The simulation study was conducted by Gao Zilun and Kong Yu. The manuscript was reviewed and revised by Sun Quanzeng and Zhang Zhifeng. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] 常勇,包广清,杨梅,等. 模型预测控制在永磁同步电机系统中的应用发展综述[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(8): 11-17.
CHANG Y, BAO G Q, YANG M, et al. Application and development of model predictive control in permanent magnet synchronous motor system [J]. Electric Machines & Control Application, 2019, 46 (8): 11-17.
- [2] 卢宏平, 赵文祥, 陶涛, 等. 永磁同步电机低载波比精确无差拍预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(3): 1108-1117.
LU H P, ZHAO W X, TAO T, et al. Precise deadbeat predictive current control of PMSM with low carrier ratio [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(3): 1108-1117.
- [3] 张琳元, 张清艺, 张志锋. 基于非线性观测器的永磁同步电机位置估计算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(3): 79-85.
ZHANG L Y, ZHANG Q Y, ZHANG Z F. Research on position estimation algorithm of permanent magnet synchronous motor based on nonlinear observe [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51 (3): 79-85.
- [4] AHMED O S, PAOLO P, ALI A H A, et al. Parameter identification and self-commissioning in AC motor drives: A technology status review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34 (5): 3603-3614.
- [5] HU Y F, LIU K, HUA W, et al. First-order model based inductance identification with least square method for high-speed sensorless control of permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38 (7): 8719-8729.
- [6] BUI M X, RAHMAN M F, GUAN D, et al. A new and fast method for on-line estimation of d and q axis inductances of interior permanent magnet synchronous machines using measurements of current derivatives and inverter DC-bus voltage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66 (10): 7488-7497.
- [7] SHI Y. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59 (11): 4169-4178.
- [8] LI X Y, KENNEL R. General formulation of Kalman-filter-based online parameter identification methods for VSI-fed PMSM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2856-2864.
- [9] ZHOU Y, ZHANG S, ZHANG C, et al. Current prediction error based parameter identification method for SPMSM with deadbeat predictive current control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1700-1710.
- [10] KIVANC O C, OZTURK S B. Sensorless PMSM drive based on stator feedforward voltage estimation improved with MRAS multiparameter estimation [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(3): 1326-1337.
- [11] LIU Z H, NIE J, WEI H L, et al. A newly designed VSC-based current regulator for sensorless control of PMSM considering VSI nonlinearity [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 9(4): 4420-4431.
- [12] CHEN D, LI J, CHEN J, et al. On-line compensation of resolver periodic error for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(6): 5990-6000.
- [13] LIU K, ZHU Z Q, STONE D A. Parameter estimation for condition monitoring of PMSM stator winding and rotor permanent magnets [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60 (12): 5902-5913.

- [14] ZHOU G, WU Y, YANG J. Based on the BP neural network model of particle swarm optimization for PMSM control [J]. Basic & Clinical Pharmacology & Toxicology, 2019, (10): 25-26.
- [15] NOVAK M, XIE H, DRAGICEVIC T, et al. Optimal cost function parameter design in predictive torque control (PTC) using artificial neural networks (ANN) [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(8): 7309-7319.
- [16] LIU Z H, WEI H L, ZHONG Q C, et al. GPU implementation of DPSO-RE algorithm for parameters identification of surface PMSM considering VSI nonlinearity [J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1334-1345.
- [17] LIU Z H, WEI H L, ZHONG Q C, et al. Parameter estimation for VSI-fed PMSM based on a dynamic PSO with learning strategies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(4): 3154-3165.
- [18] LIU Z H, WEI H L, LI X H, et al. Global identification of electrical and mechanical parameters in PMSM drive based on dynamic self-learning PSO [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10858-10871.
- [19] SONG Z, LIN Y H, MEI X S, et al. A novel inertia identification method for servo system using genetic algorithm [C]//2016 International Conference on Smart Grid & Electrical Automation, Zhangjiajie, 2016.
- [20] 李家祥, 汪凤翔, 柯栋梁, 等. 基于粒子群算法的永磁同步电机模型预测控制权重系数设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 50-59+76.
- LI J X, WANG F X, KE D L, et al. Weighting factors design of model predictive control for permanent magnet synchronous machine using particle swarm optimization [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 50-59+76.
- [21] ALIPRANTIS D C, SUDHOF S D, KUHN B T. Genetic algorithm-based parameter identification of a hysteretic brushless exciter model [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(1): 148-154.
- [22] 韩世东, 王应喜, 邢益超, 等. 基于永磁磁链在线辨识的永磁同步电机无速度传感器控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(1): 46-50.
- HAN S D, WANG Y X, XING Y C. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on identification of permanent magnet flux [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(1): 46-50.
- [23] 张超硕, 储剑波. 基于增量模型的 PMSM 鲁棒性模型预测控制算法研究[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(7): 21-32.
- ZHANG C S, CHU J B. Research on robust model predictive control method of PMSM based on incremental model [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(7): 21-32.
- [24] 钟灼臻, 曾岳南, 罗伟维. 永磁同步电机鲁棒有限集模型预测电流控制算法[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(3): 17-22+33.
- ZHONG Z Z, ZENG Y N, LUO W W. Robust finite control set model predictive current control algorithm for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(3): 17-22+33.
- [25] 高森, 王康, 姜宏昌, 等. 基于改进花授粉算法的永磁同步电机参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(1): 97-105.
- GAO S, WANG K, JIANG H C. Parameters identification of PMSM based on improved flower pollination algorithm [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(1): 97-105.
- [26] ZHAO Y F, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100-1109.
- [27] 黄成成, 金海, 鲁文其. 基于 Super-Twisting 无位置滑膜观测器的永磁同步电机控制[J]. 电子科技, 2023, 36(11): 8-13.
- HUANG C C, JIN H, LU W Q. Permanent magnet synchronous motor control based on Super-Twisting sliding film observer [J]. Electronic Science and Technology, 2023, 36(11): 8-13.

收稿日期:2024-12-17

收到修改稿日期:2025-02-25

作者简介:

高梓伦(2000-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制,gzl_0507@163.com;

*通信作者:高梓伦(2000-),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机控制,gzl_0507@163.com。