

本文引用格式：林立,胡俊,谭乐,等.基于二阶滑模扰动观测的 PMSM 电流预测控制研究[J].自动化与信息工程,2024,45(3):22-31.

LIN Li, HU Jun, TAN Le, et al. Research on PMSM current predictive control based on second-order sliding mode disturbance observation[J]. Automation & Information Engineering, 2024,45(3):22-31.

基于二阶滑模扰动观测的 PMSM 电流预测控制研究*

林立^{1,2} 胡俊^{1,2} 谭乐^{1,2} 李亚楠³ 王翔⁴

(1.邵阳学院/多电源地区电网运行与控制湖南省重点实验室, 湖南 邵阳 422000

2.邵阳学院电气工程学院, 湖南 邵阳 422000 3.邵阳资水科技有限公司,

湖南 邵阳 422000 4.亚洲富士电梯有限公司, 湖南 邵阳 422000)

摘要: 针对无差拍电流预测控制 (DPCC) 对电机参数的依赖性, 系统性能尤其易受电感参数影响的问题, 研究基于二阶滑模扰动观测的永磁同步电机 (PMSM) 电流预测控制方法。首先, 根据滑模控制原理分析电感参数失配对系统参数鲁棒性的影响, 及传统滑模控制的不连续函数导致的系统“抖振”; 然后, 在 DPCC 中引入一种基于二阶趋近律的滑模扰动观测器 (SMDO), 实时补偿电感参数失配造成的扰动, 同时通过二阶趋近律加速扰动误差的收敛; 最后, 将该方法与 DPCC、SMDO+DPCC 进行对比仿真实验。实验结果表明, 在电感参数失配的情况下, 该方法降低了电流稳态误差, 提高了系统参数的鲁棒性, 减少了传统滑模控制带来的系统“抖振”现象。

关键词: 永磁同步电机; 无差拍电流预测控制; 滑模控制; 二阶趋近律; 滑模扰动观测器

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 1674-2605(2024)03-0004-10

DOI: 10.3969/j.issn.1674-2605.2024.03.004

Research on PMSM Current Predictive Control Based on Second-order Sliding Mode Disturbance Observation

LIN Li^{1,2} HU Jun^{1,2} TAN Le^{1,2} LI Yanan³ WANG Xiang⁴

(1.Shaoyang University/Hunan Provincial Key Laboratory of Grids Operation and Control on Multi-power Sources Area, Shaoyang 422000, China

2.Shaoyang University, College of Electrical Engineering, Shaoyang 422000, China

3.Shaoyang Zishui Technology Co., Ltd., Shaoyang 422000, China

4.Asia Fuji Elevator Co., Ltd., Shaoyang 422000, China)

Abstract: To address the issue of the dependence of DPCC on motor parameters and the susceptibility of system performance to inductance parameters, a permanent magnet synchronous motor (PMSM) current prediction control method based on second-order sliding mode disturbance observation is studied. Firstly, based on the principle of sliding mode control, the impact of inductance parameter mismatch on the robustness of system parameters is analyzed, as well as the system "chattering" caused by discontinuous functions in traditional sliding mode control; Then, a sliding mode disturbance observer (SMDO) based on second-order convergence law is introduced in DPCC to compensate for disturbances caused by inductance parameter mismatch in real time, while accelerating the convergence of disturbance errors through second-order convergence law; Finally, compare the method with DPCC and SMDO+DPCC through simulation experiments. The experimental results show that in the case of mismatched inductance parameters, this method reduces the steady-state error of current, improves the robustness of system parameters, and reduces the system "chattering" phenomenon caused by traditional sliding mode control.

Keywords: permanent magnet synchronous motor (PMSM); deadbeat predictive current control (DPCC); sliding mode control; second-order convergence law; sliding mode disturbance observer

22 * 基金项目: 湖南省自然科学基金项目 (2022JJ50186); 湖南省科技厅科研平台及人才计划项目 (2016TP1023); 邵阳市科技计划重点项目 (2023CG2010); 邵阳学院研究生科研创新项目 (CX2023SY057)。

0 引言

永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 具有功率密度高、运行速度范围广、节能环保等特点, 广泛应用于工业机器人控制等领域^[1]。在 PMSM 的经典控制中, 电流环作为电机的控制内环, 其性能影响输出转矩的响应速度, 而输出转矩的响应速度直接决定了电机的响应速度、负载能力等性能。为了提高工业机器人控制系统的性能, 研究具有较强鲁棒性的电流环控制策略非常必要^[2-3]。

无差拍电流预测控制 (deadbeat prediction current control, DPCC) 根据 PMSM 模型预测控制电压, 实现了无差拍电流跟踪, 具有动态性能好、计算量小、电流波纹小等特点^[4-5]。但其系统参数鲁棒性不高, 依赖参数模型, PMSM 参数尤其是电感参数与控制器参数失配会导致电流稳态误差、系统发散等问题, 影响控制性能。针对该问题, 专家学者们提出了许多改进方法, 主要分为扰动观测器^[6-8]、参数辨识法^[9-10]、鲁棒控制算法 3 类^[11-13]。其中, 扰动观测器结构简单, 在保证系统性能的同时降低了电感参数失配的影响; 参数辨识法虽然可以计算出 PMSM 的实际参数, 但计算量较大, 且易受外部干扰; 鲁棒控制算法虽能减小电感参数失配造成的稳态误差, 但未能充分发挥 DPCC 动态性能好的优势。

为此, 本文研究基于二阶滑模扰动观测的 PMSM 电流预测控制方法。通过在 DPCC 中引入二阶滑模扰动观测器 (sliding mode disturbance observer, SMDO), 对电感参数失配的扰动进行实时补偿, 有效减小了电流稳态误差, 抑制了滑模控制中出现的“抖振”现象。

1 DPCC

1.1 PMSM 数学模型

PMSM 控制系统采用 $i_d=0$ 的矢量控制, 其在同步旋转 $d-q$ 坐标系下的电压方程为

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

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴的定子电压和电流, L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴的定子电感, R 为定子电阻, ψ_f 为转子永磁体磁链, ω_e 为转子电角速度。

在表贴式的 PMSM 中, d 、 q 轴的电感分量相等 $L_d=L_q$, 公式(1)可转化为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e L i_q \\ u_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (2)$$

1.2 DPCC 原理

DPCC 的目标是能够对下一拍的电流进行预测。将公式(2)转换为交直流轴电流状态方程, 并采用前向欧拉法离散化, 得到离散 PMSM 方程为

$$\begin{cases} \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T_s} = -\frac{R}{L} i_d(k) + \omega_e(k) i_q(k) + \frac{u_d(k)}{L} \\ \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T_s} = -\frac{R}{L} i_q(k) - \omega_e(k) i_d(k) + \frac{\omega_e(k) \psi_f + u_q(k)}{L} \end{cases} \quad (3)$$

为了使 PMSM 电流在 $k+1$ 时刻跟随给定值, 需要知道实际控制器中相应的控制电压。

若公式(3)中的 PMSM 参数均为实际参数, 将 PMSM 在 k 时刻计算的交直流轴电流作为下一时刻的电流:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d^*(k) \\ i_q(k+1) = i_q^*(k) \end{cases} \quad (4)$$

可求解 k 时刻的控制电压, 使 PMSM 电流在下一时刻能够跟随给定值:

$$\begin{cases} u_d^*(k) = \left(R_0 - \frac{L_0}{T_s}\right) i_d(k) + \frac{L_0}{T_s} i_d^*(k) - \\ \quad L_0 \omega_e(k) i_q(k) \\ u_q^*(k) = \left(R_0 - \frac{L_0}{T_s}\right) i_q(k) + \frac{L_0}{T_s} i_q^*(k) + \\ \quad L_0 \omega_e(k) i_d(k) + \omega_e(k) \psi_{f_0} \end{cases} \quad (5)$$

式中: L_0 、 R_0 、 ψ_{f_0} 为 PMSM 的实际参数。

由公式(5)可知, DPCC 在 PMSM 实际参数模型下, 能够计算出控制电压。但在实际应用中, PMSM 参数会随温度发生改变, 与控制器参数不匹配。此外, 在离散系统中不可避免地存在延时, k 时刻的控制电压, 在实际运行时转子旋转了一个角度, 导致稳态电流跟踪出现误差。

2 二阶趋近律的 SMDO 设计

2.1 SMDO

当 PMSM 实际参数偏离控制器参数时, PMSM 在 d - q 坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_d = u_d - R i_d + \omega_e L i_q + f_d \\ \frac{d f_d}{dt} = 0 \\ L \frac{d}{dt} i_q = u_q - R i_q + \omega_e L i_d - \omega_e \psi_f + f_q \\ \frac{d f_q}{dt} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

式中: f_d 、 f_q 为 PMSM 参数失配造成的扰动,

当采样时间足够小时, $\frac{d f_d}{dt} = 0$, $\frac{d f_q}{dt} = 0$ 。参数扰动 f_d 、 f_q 可表示为

$$\begin{cases} f_d = -\Delta L \frac{d}{dt} i_d - \Delta R i_d + \Delta L \omega_e i_q \\ f_q = -\Delta L \frac{d}{dt} i_q - \Delta R i_q - \Delta L \omega_e i_d + \Delta \psi_f \omega_e \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\Delta L = L - L_0$, $\Delta R = R - R_0$,

$\Delta \psi_f = \psi_f - \psi_{f_0}$, L 、 R 、 ψ 为控制器的模型参数。

SMDO 设计为

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} \hat{i}_d = u_d - R \hat{i}_d + \omega_e L i_q + \hat{f}_d + v_d \\ \frac{d \hat{f}_d}{dt} = g_d v_d \\ L \frac{d}{dt} \hat{i}_q = u_q - R \hat{i}_q - \omega_e L i_d - \omega_e \psi_f + \hat{f}_q + v_q \\ \frac{d \hat{f}_q}{dt} = g_q v_q \end{cases} \quad (8)$$

式中: \hat{f}_d 、 \hat{f}_q 为 f_d 、 f_q 的估计值, \hat{i}_d 、 \hat{i}_q 为 i_d 、 i_q 的估计值, v_d 、 v_q 为控制函数, g_d 、 g_q 为观测器的增益参数。

将公式(6)与(8)作差, 得到 d 、 q 轴的误差方程为

$$\begin{cases} \frac{d \tilde{i}_d}{dt} = -\frac{R}{L} \tilde{i}_d + \frac{1}{L} \tilde{f}_d + \frac{1}{L} v_d \\ \frac{d \tilde{f}_d}{dt} = g_d v_d \\ \frac{d \tilde{i}_q}{dt} = -\frac{R}{L} \tilde{i}_q + \frac{1}{L} \tilde{f}_q + \frac{1}{L} v_q \\ \frac{d \tilde{f}_q}{dt} = g_q v_q \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\tilde{i}_d = \hat{i}_d - i_d$ 和 $\tilde{i}_q = \hat{i}_q - i_q$ 为电流估计误差, $\tilde{f}_d = \hat{f}_d - f_d$ 和 $\tilde{f}_q = \hat{f}_q - f_q$ 为扰动估计误差。

根据滑模控制理论, SMDO 的设计可分为滑模面函数和滑模控制函数两部分。传统的滑模控制选用指数趋近律来设计滑模面函数:

$$s = \tilde{i} = \hat{i} - i \quad (10)$$

对滑模面函数求导, 得到

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d \tilde{i}}{dt} = -\varepsilon \cdot \text{sgn}(s) - ks \quad (11)$$

式中: ε 参数控制趋近速度, k 参数控制调节时

间, 均为实数。

将公式(11)代入公式(9), 可得到滑模控制函数表达式:

$$\begin{cases} -\frac{R}{L}s_d + \frac{1}{L}v_d + \frac{1}{L}\tilde{f}_d = -\varepsilon_d \cdot \text{sgn}(s_d) - k_d \cdot s_d \\ -\frac{R}{L}s_q + \frac{1}{L}v_q + \frac{1}{L}\tilde{f}_q = -\varepsilon_q \cdot \text{sgn}(s_q) - k_q \cdot s_q \end{cases} \quad (12)$$

在控制函数 v_d 和 v_q 中包含扰动估计误差 \tilde{f}_d 和 \tilde{f}_q , 由公式(12)可以得到滑模控制器函数为

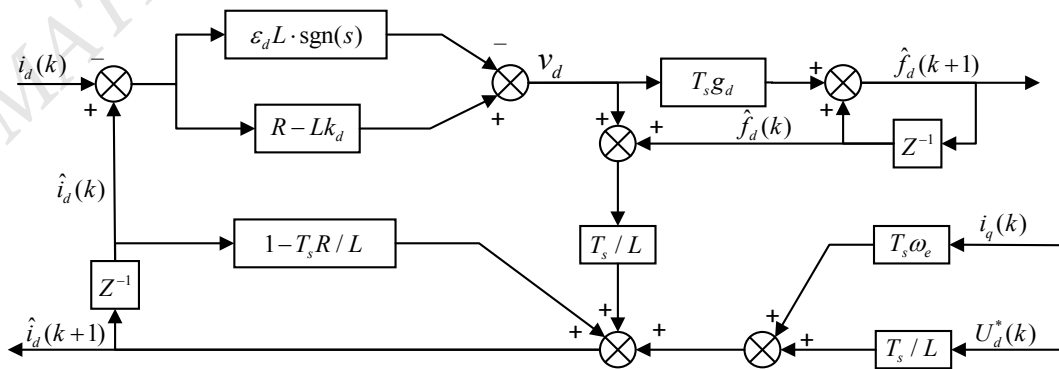
$$\begin{cases} v_d = (R - Lk_d)s_d - \varepsilon_d L \cdot \text{sgn}(s_d) \\ v_q = (R - Lk_q)s_q - \varepsilon_q L \cdot \text{sgn}(s_q) \end{cases} \quad (13)$$

经过离散化处理, SMDO 可表示为

$$\begin{cases} \hat{i}_d(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L}T_s\right)\hat{i}_d(k) + \frac{T_s}{L}U_d^*(k) + \\ T_s\omega_e(k)i_q(k) + \frac{T_s}{L}\hat{f}_d(k) + \frac{T_s}{L}v_d(k) \\ \hat{f}_d(k+1) = \hat{f}_d(k) + T_s g_d v_d(k) \\ \hat{i}_q(k+1) = \left(1 - \frac{R}{L}T_s\right)\hat{i}_q(k) + \frac{T_s}{L}U_q^*(k) - \\ T_s\omega_e(k)i_d(k) - \frac{T_s}{L}\psi_f + \frac{T_s}{L}\hat{f}_q(k) + \frac{T_s}{L}v_q(k) \\ \hat{f}_q(k+1) = \hat{f}_q(k) + T_s g_q v_q(k) \end{cases} \quad (14)$$

2.2 SMDO 稳定性分析

为满足 SMDO 的稳定性条件, 使电流估计误差



(a) d 轴

\tilde{i}_d 、 \tilde{i}_q 和扰动估计误差 \tilde{f}_d 、 \tilde{f}_q 快速收敛, 需选择合适的参数。根据公式(9)、(13)构建李雅普诺夫函数:

$$\begin{aligned} V &= -\frac{1}{L}s(Rs - \tilde{f} - v) \\ &= -\frac{1}{L}\left[Lks^2 + \frac{s}{\text{sgn}(s)}\left(\varepsilon L + \frac{\tilde{f}}{\text{sgn}(s)}\right)\right] \\ &= \begin{cases} -\frac{1}{L}[Lks^2 + |s|(\varepsilon L + \tilde{f})], e_1 > 0 \\ -\frac{1}{L}[Lks^2 + |s|(\varepsilon L - \tilde{f})], e_1 \leq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (15)$$

根据李雅普诺夫稳定性条件:

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} = \tilde{i} \cdot \dot{\tilde{i}} \leq 0 \quad (16)$$

为使系统渐进稳定, 参数 ε 的范围为

$$\varepsilon > \max\left(\frac{|\tilde{f}_d|}{L}, \frac{|\tilde{f}_q|}{L}\right) \quad (17)$$

建立参数扰动估计值的一阶方程:

$$\dot{\tilde{f}} + \varepsilon \tilde{f} + \varepsilon = 0 \quad (18)$$

求解, 得到

$$\tilde{f} = e^{-\varepsilon t} [C + \int \varepsilon \cdot e^{\varepsilon t} dt] \quad (19)$$

由公式(19)可知, 当参数 $\varepsilon > 0$ 时, 系统满足稳定性条件, 交直流电流误差的估计值能够收敛至 0, 系统能够在有限的时间内到达滑模面, SMDO 是渐进稳定的。

SMDO 离散结构框图如图 1 所示。

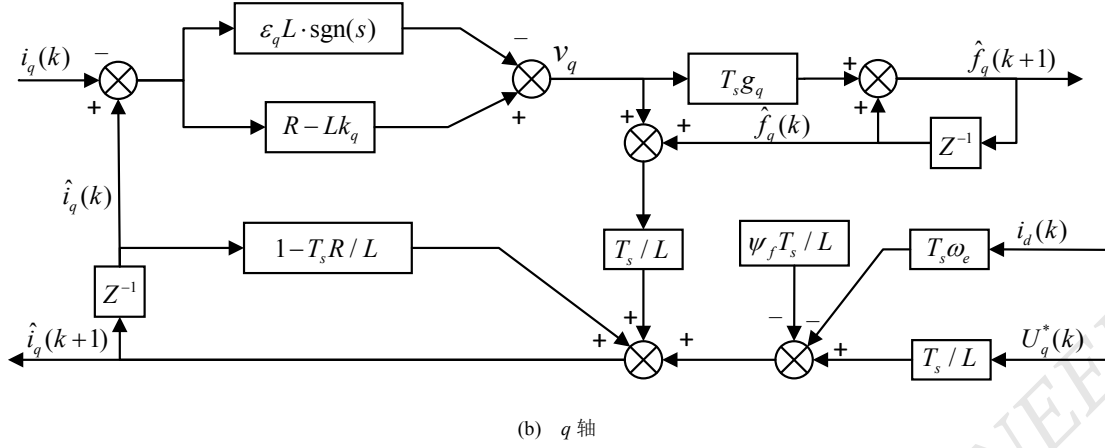


图1 SMDO 离散结构框图

利用 SMDO 中 $k+1$ 时刻的预测电流代替 k 时刻的采样电流, 可解决 DPCC 的延时问题, 减小电流跟踪误差。

2.3 二阶趋近律的 SMDO

传统滑模控制采用指数趋近律, 通过参数 ε 和 k 调节滑模变结构的运动模态, 但其控制律是不连续函数, 导致系统易出现“抖振”现象。为解决该问题, 本文采用一种由幂次趋近律和等速趋近律组成的二阶滑模趋近律算法, 将控制器中的不连续项代入控制输入的二阶滑模趋近律中, 经过积分, 控制输入变为连续, 可有效抑制系统的“抖振”。

$$\frac{ds}{dt} = \frac{d\tilde{i}}{dt} = -k_1 |s|^{0.5} \text{sgn}(s) - k_2 \int \text{sgn}(s) dt - k_3 s \quad (20)$$

式中: k_1 、 k_2 为稳定增益参数, 可调节系统的稳定性, 抑制“抖振”; k_3 为收敛增益参数, 可调节系统的收敛速度。

当 $|s| < 1$ 时, 系统状态趋近滑动模态, 幂次趋近律保证系统具有较小的控制增益, 减小“抖振”; 当 $|s| > 1$ 时, 等速趋近律保证系统能快速准确地到达滑模面, 抑制系统“抖振”。将二阶趋近律公式(18)代入误差方程公式(9), 可得到二阶滑模控制函数表达式:

$$\begin{cases} -\frac{R}{L} \tilde{i}_d + \frac{1}{L} \tilde{f}_d + \frac{1}{L} v_d = -k_{d1} |s_d|^{0.5} \text{sgn}(s_d) - \\ \quad k_{d2} \int \text{sgn}(s_d) dt - k_{d3} s_d \\ -\frac{R}{L} \tilde{i}_q + \frac{1}{L} \tilde{f}_q + \frac{1}{L} v_q = -k_{q1} |s_q|^{0.5} \text{sgn}(s_q) - \\ \quad k_{q2} \int \text{sgn}(s_q) dt - k_{q3} s_q \end{cases} \quad (21)$$

控制函数 v_d 和 v_q 中包含扰动估计误差 \tilde{f}_d 和 \tilde{f}_q , 由公式(19)可得到二阶趋近律的 SMDO 的控制函数:

$$\begin{cases} v_d = (R - k_{d3}L) s_d - k_{d1}L |s_d|^{0.5} \text{sgn}(s_d) - \\ \quad k_{d2}L \int \text{sgn}(s_d) dt \\ v_q = (R - k_{q3}L) s_q - k_{q1}L |s_q|^{0.5} \text{sgn}(s_q) - \\ \quad k_{q2}L \int \text{sgn}(s_q) dt \end{cases} \quad (22)$$

2.4 二阶趋近律的 SMDO 稳定性分析

选择合适的二阶趋近律 SMDO 参数, 可增强电流估计误差 \tilde{i}_d 、 \tilde{i}_q 和扰动估计误差 \tilde{f}_d 、 \tilde{f}_q 的收敛性, 因此需满足 SMDO 的稳定性条件公式(15)。通过求导, 得到李雅普诺夫一阶微分方程式:

$$\dot{V} = s \cdot \dot{s} = -k_1 |s|^{0.5} \text{sgn}(s) - k_2 s \int \text{sgn}(s) dt - k_3 s^2 \quad (23)$$

为使系统渐进稳定, 当 k_1 、 k_2 和 k_3 均为大于 0 的正数时, 满足 $\dot{V} < 0$, 即二阶趋近律的 SMDO 是渐进

稳定的。同样, 当参数满足稳定性条件时, SMDO 离散形式如公式(17)所示。二阶趋近律的 SMDO 离散结构如图 2 所示。

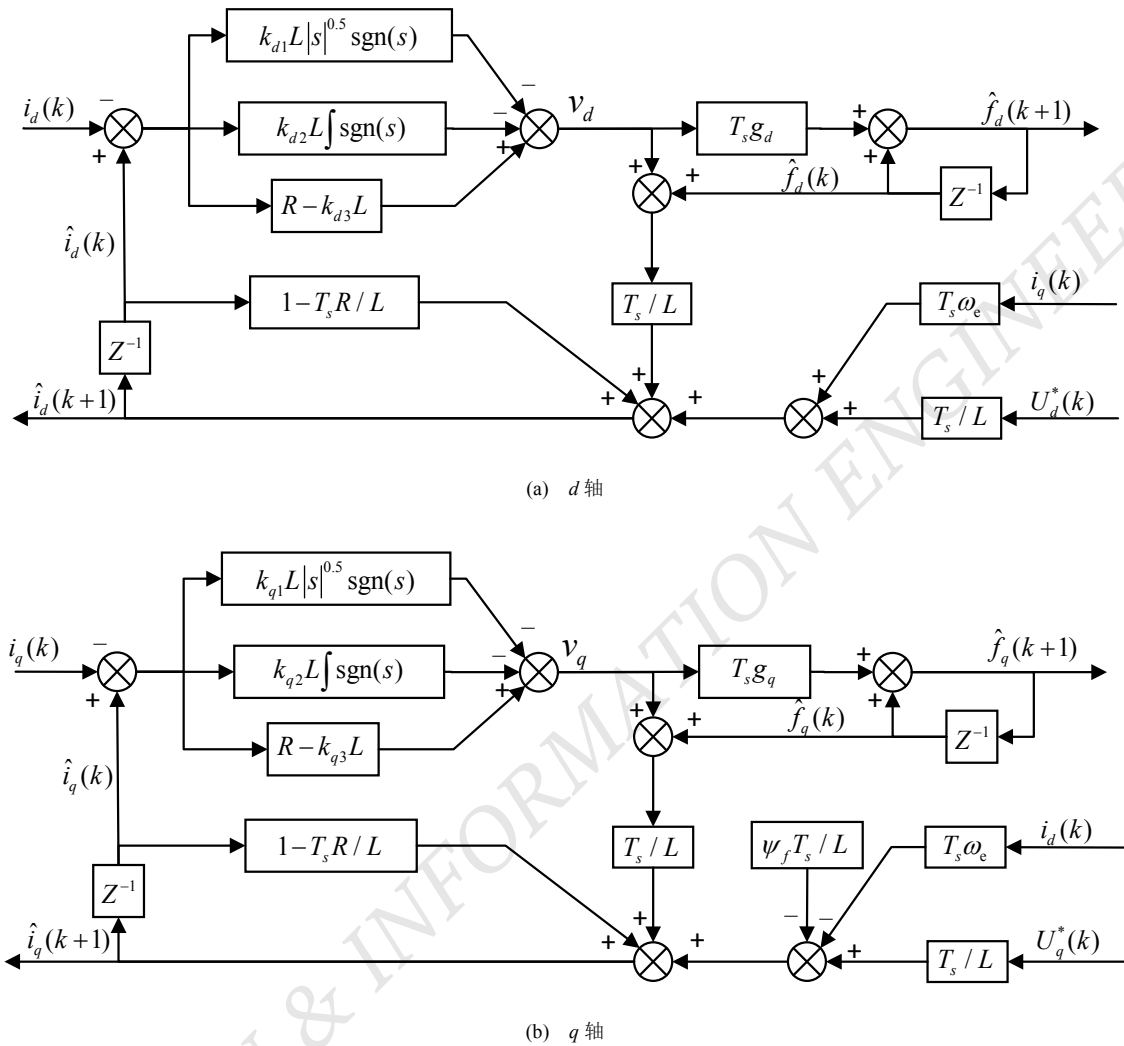


图 2 二阶趋近律的 SMDO 离散结构图

将二阶趋近律的 SMDO 输出的预测电流 $\hat{i}_d(k+1)$ 代替采样电流, 作为 DPCC 的输入; 同时将二阶趋近律的 SMDO 的扰动补偿电压 $\hat{f}_d(k+1)$, 前馈补偿到 DPCC 输出的预测电压中, 可解决电感参数失配时产生的电流稳态误差问题, 提高系统参数的鲁棒性。经过前馈补偿后的定子电压为

$$\begin{cases} U_d^* = u_d(k) + \hat{f}_d(k+1) \\ U_q^* = u_q(k) + \hat{f}_q(k+1) \end{cases} \quad (24)$$

式中: U_d^* 和 U_q^* 为经参数扰动补偿后的定子电压, DPCC 输出的预测电压 $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 为

$$\begin{cases} u_d(k) = \frac{L}{T_s} i_d^*(k+1) + \frac{L}{T_s} \hat{i}_d(k+1) + R \hat{i}_d(k+1) - \\ \quad L \omega_e(k) \hat{i}_q(k+1) \\ u_q(k) = \frac{L}{T_s} i_q^*(k+1) - \frac{L}{T_s} \hat{i}_q(k+1) + R \hat{i}_q(k+1) + \\ \quad L \omega_e(k) \hat{i}_d(k+1) + \psi_f \omega_e(k) \end{cases} \quad (25)$$

3 仿真结果分析

本文方法与 PI 控制转速响应如图 3 所示。

3.1 系统动态性能仿真

本文基于 Simulink 仿真平台验证基于二阶滑模扰动观测的 PMSM 电流预测控制方法的动态性能，并与 PI 控制进行对比分析。PMSM 参数如表 1 所示。

仿真测试中，直流母线电压为 200 V，逆变器开关频率为 10 kHz，仿真时长为 0.5 s，电机给定转速为 1 000 r/min，在 0.25 s 时增加负载转矩 10 N·m。

表 1 PMSM 参数

电机参数	数值
额定功率 P/W	7 500
极对数	4
定子电感 L/H	0.005 45
定子电阻 R/Ω	0.941 10
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003 0
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.181 9

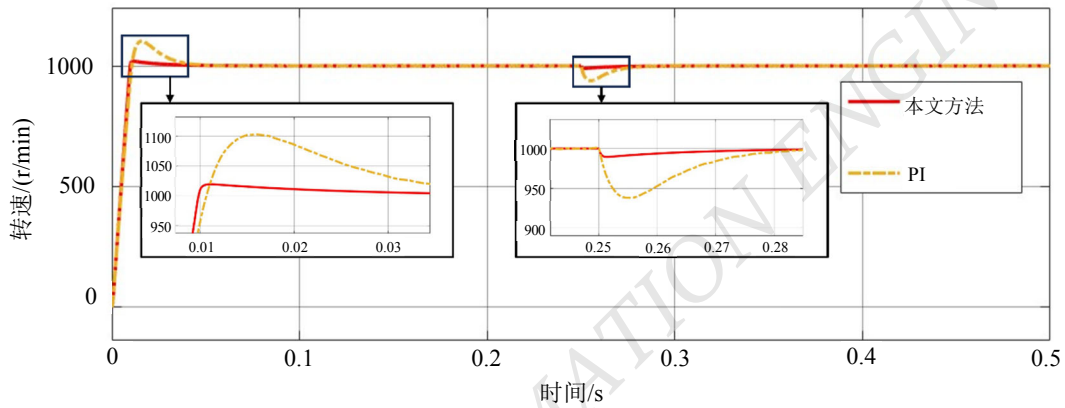
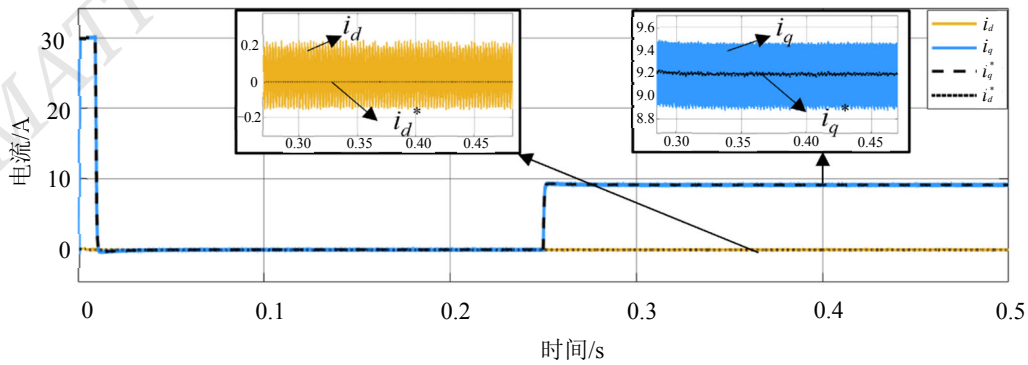


图 3 本文方法与 PI 控制转速响应图

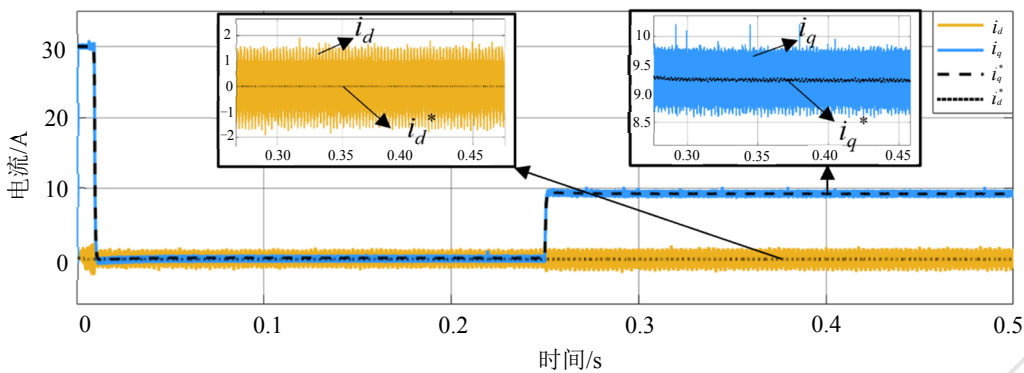
由图 3 可知：当采用本文方法驱动 PMSM 启动时，相较于 PI 控制，能够更快地跟踪给定转速，超调小于 2%，进入稳定状态后没有静差；在 0.25 s 增加负载时，系统的转速变化较小，相较于 PI 控制，能够更快地恢复对给定值的跟踪，表明本文方法在控制系统中表现出较好的动态性能和抗干扰能力。

3.2 模型参数失配的性能仿真

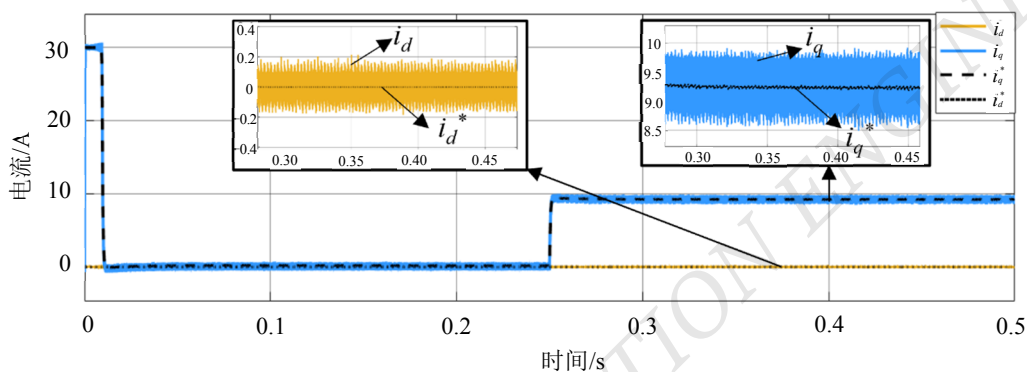
为验证本文方法(二阶趋近律的 SMDO+DPCC)的参数鲁棒性，将其与 DPCC 及 SMDO+DPCC 进行仿真比较。在电感参数失配，其他参数与标称值一致的情况下，3 种控制方法的 d 、 q 轴电流响应如图 4、5 所示。



(a) DPCC

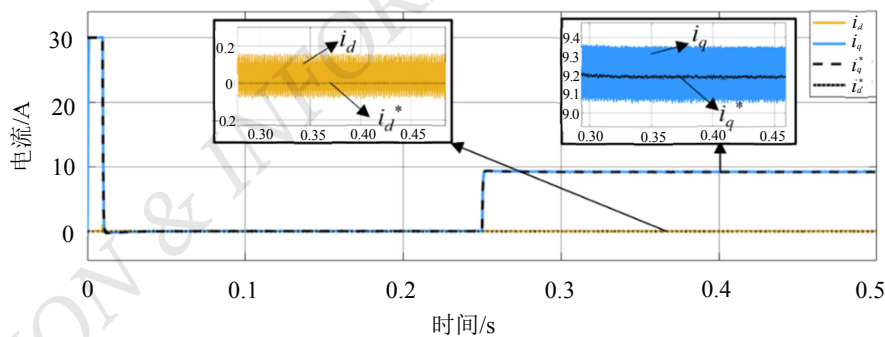


(b) SMDO+DPCC

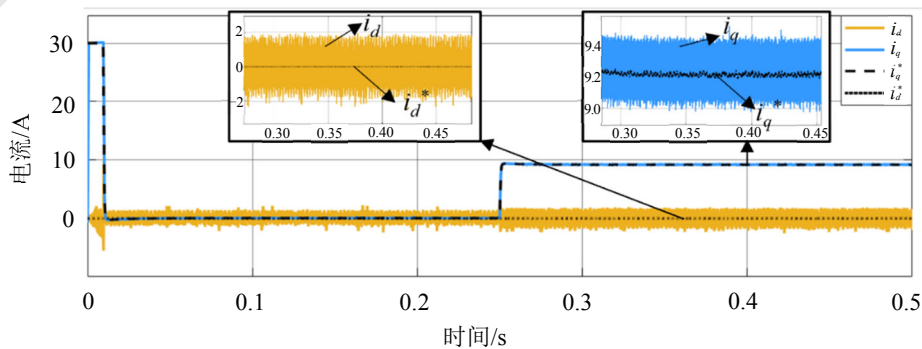


(c) 二阶趋近律的 SMDO+DPCC

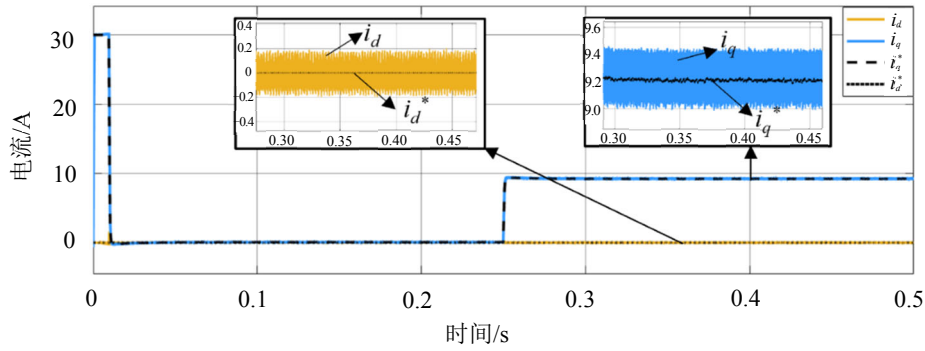
图 4 定子电感 $L_0=0.6$ 倍时, d 、 q 轴电流波形



(a) DPCC



(b) SMDO+DPCC



(c) 二阶趋近律的 SMDO+DPCC

图 5 定子电感 $L_0=2$ 倍时, d 、 q 轴电流波形

由图 4 可以看出: 当 PMSM 实际电感参数为控制器电感参数的 0.6 倍时, 图 4(a)施加负载稳定后, d 、 q 轴电流稳态误差分别为 0.041、0.112 A; 图 4(b)经过 SMDO 补偿后, d 、 q 轴电流稳态误差分别为 0.004、0.039 A, 但 d 轴电流幅值波动为 1.6 A; 图 4(c)采用二阶趋近律的 SMDO 后, d 、 q 轴电流稳态误差分别为 0.002、0.030 A, d 轴电流幅值波动减小至 0.19 A, 有效减少了传统滑模控制的“抖振”现象; 同时 d 、 q 轴电流波形毛刺明显减少, 说明基于二阶趋近律的 SMDO 具有较好的补偿效果。

由图 5 可知: 当 PMSM 实际电感参数是控制器电感参数的 2 倍时, 图 5(a)在施加负载稳定后, d 、 q 轴电流稳态误差分别为 0.897、0.080 A; 图 5(b)经过 SMDO 补偿后, d 、 q 轴电流稳态误差分别为 0.038、0.054 A, 电流稳态误差减小, 但 d 轴电流的振荡较大, 上下波动为 2.2 A; 图 5(c)采用二阶趋近律的 SMDO 后, d 、 q 轴电流稳态误差分别为 0.029、0.073 A, d 轴电流振荡减小, 上下波动为 0.2 A, 有效抑制了传统滑模控制的固有“抖振”现象, 具有良好的控制效果, 表明本文方法提高了控制系统的参数鲁棒性。

电感参数失配时, DPCC 与二阶趋近律的 SMDO+DPCC 的电流稳态误差对比如表 2 所示, SMDO+DPCC 与二阶趋近律的 SMDO+DPCC 的电流振幅对比如表 3 所示。

表 2 电流稳态误差对比

电感偏差	d 轴电流稳态误差/A		
	DPCC	二阶趋近律的	误差减小率/%
		SMDO+DPCC	
$L_0=0.6$ 倍	0.041	0.002	95.12
$L_0=2$ 倍	0.897	0.029	96.76

表 3 电流振幅对比

电感偏差	d 轴电流振荡幅度/A		
	SMDO+DPCC	二阶趋近律的	振幅抑制率/%
		SMDO+DPCC	
$L_0=0.6$ 倍	1.6	0.19	88.13
$L_0=2$ 倍	2.2	0.20	90.91

由表 2、表 3 可知: 在电感参数失配时, 相较于 DPCC, 二阶趋近律的 SMDO+DPCC 的 d 轴电流误差减小率分别为 95.12%和 96.76%, 具有较好的参数鲁棒性; 相较于 SMDO+DPCC, 二阶趋近律的 SMDO+DPCC 的 d 轴电流振幅抑制率分别为 88.13%和 90.91%, “抖振”抑制效果明显。

4 结论

针对电机电感参数失配时, DPCC 受限于 PMSM 模型参数, 产生电流稳态误差的问题, 根据滑模控制原理, 引入二阶趋近律的 SMDO 对 DPCC 进行改进。改进后的二阶趋近律的 SMDO+DPCC, 通过实时补

偿减小了电流稳态误差,同时抑制了传统滑模控制的高频“抖振”现象。仿真结果表明,二阶趋近律的 SMDO+DPCC 在动态性能和抗干扰能力方面具有良好的控制效果,在 PMSM 实际电感参数是控制器电感参数的 0.6 和 2 倍时,PMSM 的 d 轴电流稳态误差减小率分别为 95.12%和 96.76%,振幅抑制率分别为 88.13%和 90.91%,减小了电感参数失配引起的电流稳态误差,解决了传统滑模控制的“抖振”现象,进而提高了系统参数的鲁棒性。

参考文献

- [1] 林立,秦芳清,陈玮,等.工业机器人伺服控制系统建模及仿真[J].邵阳学院学报(自然科学版),2019,16(6):25-32.
- [2] 王恩德,黄声华.表贴式永磁同步电机伺服系统电流环设计[J].中国电机工程学报,2012,32(33):82-88;179.
- [3] 牛里,杨明,王庚,等.基于无差拍控制的永磁同步电机鲁棒电流控制算法研究[J].中国电机工程学报,2013,33(15):78-85;13.
- [4] TURKER T, BUYUKKELES U, BAKAN A F. A robust predictive current controller for PMSM drives[J]. IEEE Trans. Industrial Electronics,2016,63(6):3906-3914.
- [5] 毋少楠,史军伟,李志新.基于 ESO 的 PMSM 无差拍预测电流控制研究[J].电气传动,2021,51(3):22-28.
- [6] 汪凤翔,何龙.永磁直线电机快速终端滑模预测电流控制[J].电机与控制学报,2023,27(6):160-169.
- [7] 柯栋梁.基于自适应观测器的永磁同步电机前馈无差拍预测控制[J].微特电机,2023,51(7):46-50;66.
- [8] 王晓琳,李紫佳,李正龙,等.超高速低载频比下永磁同步电机无差拍电流控制[J].电机与控制学报,2023,27(4):55-63;74.
- [9] 刘刚,张婧,郑世强,等.基于参数在线辨识的高速永磁电机无差拍电流预测控制[J].电机与控制学报,2023,27(9):98-108.
- [10] 舒朝君,柳林志.基于参数自适应的永磁同步电机无差拍预测电流控制[J].电力工程技术,2023,42(4):175-184.
- [11] ZHANG X, HUANG X. An incremental deadbeat predictive current control method for PMSM with low sensitivity to parameter variation[A]. 2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)[C]. Gothenburg, Sweden: IEEE, 2020:1060-1066.
- [12] YUAN X, ZHANG C, ZHANG S. Novel deadbeat predictive current control for SPMSM drives with inductance and rotor flux linkage variation[A]. IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society[C]. Singapore, Singapore: IEEE, 2020: 1046-1051.
- [13] WANG Z, YU A, LI X, et al. A novel current predictive control based on fuzzy algorithm for PMSM[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2):990-1001.

作者简介:

林立,男,1972年生,博士研究生,教授,主要研究方向:电力电子与电力传动。E-mail: 5222204208@qq.com

胡俊,男,1999年生,硕士研究生,主要研究方向:智能制造。

谭乐,男,2000年生,硕士研究生,主要研究方向:智能制造。

李亚楠,男,1991年生,专科,高级工程师,主要研究方向:电力电子与电力传动。

王翔,男,1974年生,本科,高级工程师,主要研究方向:智能制造。

欢迎使用“腾云期刊协同采编系统(知网版)”

为实现投稿采编流程的自动化及网络化,提高编辑部的审稿效率和质量,本刊现采用“腾云期刊协同采编系统(知网版)”,该系统面向作者、编辑部、审稿专家三方开通,欢迎使用。采编系统网址 <http://gzxg.cbpt.cnki.net>。

《自动化与信息工程》编辑部