

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230869

永磁同步电机改进型鲁棒模型预测转矩控制

贺虎成¹, 邵贺¹, 桂浩亚², 徐景哲¹, 李凯凯¹

(1. 西安科技大学电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054; 2. 陕西东方航空仪表有限责任公司, 陕西 西安 710100)

摘要: 针对永磁同步电机传统模型预测转矩控制策略存在脉动大、抗干扰能力差、权重因子需要反复调试等缺点, 提出了一种基于自抗扰控制器的改进型鲁棒模型预测转矩控制策略。首先, 通过设计转速环自抗扰控制器, 并引入一种连续且平滑的新型 *fal* 函数, 进一步提高了自抗扰控制的控制性能。然后, 设计了一种无权重系数的价值函数, 优化系统控制性能的同时简化了设计过程, 解决了权重因子调试的问题。最后, 采用两步预测降低延时对控制系统的影响, 提高了控制精度。仿真和实验结果表明, 提出的改进型鲁棒模型预测转矩控制策略有效降低了系统脉动, 提高了系统的控制性能和参数鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 预测转矩控制; 自抗扰控制; 价值函数; 鲁棒性

Improved robust model predictive torque control of a permanent magnet synchronous motor

HE Hucheng¹, SHAO He¹, GUI Haoya², XU Jingzhe¹, LI Kaikai¹

(1. School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;
2. AVIC Shaanxi Dongfang Aviation Instrument Co., Ltd., Xi'an 710100, China)

Abstract: There are shortcomings in the traditional model predictive torque control (MPTC) strategy of a permanent magnet synchronous motor, such as large pulsation, poor anti-interference ability and repeated debugging of weighting factors. Thus an improved robust MPTC strategy based on an active disturbance rejection controller (ADRC) is proposed. First, a speed loop ADRC controller is designed, and a continuous and smooth new *fal* function is introduced to further improve the control performance of the ADRC. Then, a value function without weight coefficient is designed to optimize system control performance while simplifying the design process and solving the problem of weight factor debugging. Finally, two-step prediction is used to reduce the influence of delay on the control system and improve the control accuracy. Simulation and experimental results show that the proposed improved robust MPTC strategy effectively reduces system pulsation and improves the control performance and parameter robustness of the system.

This work is supported by the Basic Research Program of Shaanxi Natural Science Foundation—Shaanxi Coal Joint Fund (No. 2019JLM-51).

Key words: permanent magnet synchronous motor; predictive torque control; active disturbance rejection control; value function; robustness

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其独特优点被广泛应用于航空航天、新能源汽车等工业领域^[1-3], 其控制方法经过几十年的发展, 形成了矢量控制(vector control, VC)和直接转矩控制(direct torque control, DTC)两大核

心控制策略^[4-5]。其中, DTC 以电机的定子磁链和电磁转矩为控制目标, 每个周期由开关表选择出最优电压矢量作用于电机定子侧, 实现对电机的控制。相较于矢量控制, DTC 不需要电流环控制器和电压矢量调制模块, 避免了坐标变换, 简化控制结构的同时缩短了算法处理时间。因此, DTC 的突出优点为结构简单、转矩特性好、动态响应快。然而, 由于使用了滞环比较器, 不可避免地存在转矩和磁链脉动大、转速超调等缺点, 因而其控制性能有待提高^[6]。近年来, 模型预测控制(model predictive control, MPC)

基金项目: 陕西省自然科学基金基础研究计划-陕煤联合基金项目资助(2019JLM-51)

凭借其原理简单、善于处理非线性多变量系统、对模型精确度要求不高、控制性能好等优点成为 PMSM 领域高性能控制方案的热点^[7-12]。

模型预测转矩控制(model predictive torque control, MPTC)是 DTC 和 MPC 的结合,其结构简单,不需要调制器,由转矩和磁链误差组成的价值函数筛选出下一时刻最优的电压矢量,实现对定子磁链和电磁转矩的预测控制,其综合了 DTC 和 MPC 的优点,是一种有前景的控制策略,受到了众多学者的青睐。为进一步提高 MPTC 的性能,许多学者对其进行了深入研究。为解决价值函数权重系数调试问题,文献[13-14]对转矩和磁链进行标么化处理,将转矩和磁链误差转换为误差率,从而得到无权重系数的代价函数。文献[15]利用转矩与磁链无差拍预测控制原理,在线计算下一周期预施加的参考电压矢量,构建电压误差代价函数取代传统转矩与磁链误差代价函数,消除了 MPTC 的权重系数。文献[16]提出了模糊控制调节权重系数的新方法,其根据 dq 轴电流实时调整权重系数,省去调试权重因子的同时有效地抑制了转矩和磁链脉动、减小了稳态误差。为降低系统波动和提高系统控制性能,文献[17]通过增加有效电压矢量,使输出电压矢量方向和幅值均可调节,并采用快速选择表来降低算法复杂度,减小转矩和磁链波动的同时有效降低算法复杂度。文献[18]提出权重系数可调的性能指标评估函数,有效降低了系统脉动。文献[19]采用模糊控制器动态确定备选电压矢量集合,以定子磁链和转矩误差为输入,3 个备选电压矢量的幅值和角度为输出,并在稳态时加入零矢量,提高了转矩动态响应的同时消除了动态下磁链和转矩脉动。文献[20]根据无差拍控制理论得到下一周期的期望电压矢量,通过引入虚拟电压矢量增加实际电压矢量数量,有效地抑制了转矩脉动和磁链纹波,提高了系统的鲁棒性。文献[21]扩展虚拟矢量,根据电压对转矩和磁链的控制原则,减少候选矢量个数,并运用转矩占空比和磁通占空比构造了新型代价函数,使其保持快速动态响应的同时提高了稳态性能。文献[22]提出三矢量模型预测转矩控制策略,设计新型开关表选择有效电压矢量,提出新的占空比计算方法实现无差拍控制,有效减小转矩脉动,改善了稳态性能。为降低预测过程对电机参数的依赖性,文献[23]提出一种能够克服电机参数失配的改进型预测转矩控制策略,建立了一种具有强鲁棒性的转矩预测模型,该策略在参数失配的情况下仍能获得较为精确的转矩和磁链预测值,文献[24]提出一种改进高斯变异鸽群算法实现权重系数自整定,极大地降低了

转矩误差和电流谐波畸变率。

针对传统 MPTC 策略脉动大、抗干扰能力差、权重因子需反复调试等问题,本文提出了基于自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)的 MPTC 策略,设计了转速环 ADRC 控制器,解决了 PI 给系统带来的影响,并引入了一种连续且平滑的新型 fal 函数,进一步提高了 ADRC 的控制性能,同时设计了一种无权重系数的价值函数,优化系统控制性能的同时简化了设计过程,提高了系统的控制性能和参数鲁棒性。

1 预测数学模型

本文以表贴式 PMSM 为研究对象,为了获得 PMSM 的预测数学模型,需要对系统进行离散化处理,通常采用前向欧拉法进行离散化,可获取近似的导数,如式(1)所示。

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (1)$$

式中: $x(k)$ 、 $x(k+1)$ 分别为当前控制周期、下一控制周期系统的状态变量; T_s 为采样周期。

在 dq 坐标系下, PMSM 的电压方程为

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

式中: u_d 、 u_q 分别为定子电压的 d 、 q 轴分量; i_d 、 i_q 分别为定子电流的 d 、 q 轴分量; L_d 、 L_q 分别为定子电感的 d 、 q 轴分量; ω_e 为转子电角速度; R_s 为定子相电阻; ψ_f 为永磁体磁链幅值。

根据前向欧拉公式可得电流预测数学模型为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + T_s \begin{bmatrix} a_{11} u_d(k) - a_{12} i_d(k) + \\ a_{13} \omega_e i_q(k) \end{bmatrix} \\ i_q(k+1) = i_q(k) + T_s \begin{bmatrix} a_{21} u_q(k) - a_{22} i_q(k) + \\ a_{23} \omega_e i_d(k) - a_{24} \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \\ a_{11} = \frac{1}{L_d}, a_{12} = \frac{R_s}{L_d}, a_{13} = \frac{L_q}{L_d} \\ a_{21} = \frac{1}{L_q}, a_{22} = \frac{R_s}{L_q}, a_{23} = \frac{L_d}{L_q}, a_{24} = \frac{1}{L_q} \end{cases} \quad (3)$$

定子磁链 ψ_d 、 ψ_q 的预测数学模型为

$$\begin{cases} \psi_d(k+1) = L_d i_d(k+1) + \psi_f \\ \psi_q(k+1) = L_q i_q(k+1) \end{cases} \quad (4)$$

式中, ψ_d 、 ψ_q 分别为定子磁链在 d 、 q 轴分量。

电磁转矩的预测数学模型为

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \psi_f i_q(k+1) \quad (5)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为电机的极对数。

式(3)一式(5)构成了 PMSM 基本预测数学模型。

2 传统 MPTC 控制策略

PMSM 传统 MPTC 策略原理如图 1 所示, 可以看出, 其总体结构和 DTC 系统基本相同, 最大的区别在于 MPTC 策略中用 MPC 控制器代替了 DTC 中的滞环控制器和开关表。

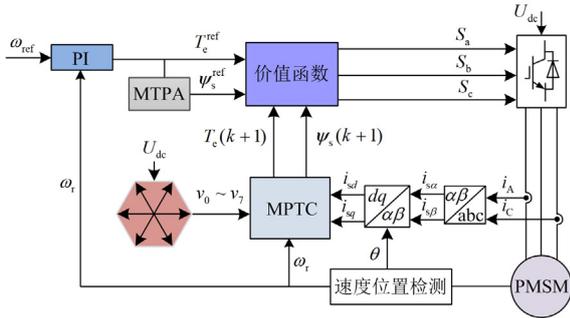


图 1 PMSM 传统 MPTC 策略原理框图

Fig. 1 Principle block diagram of PMSM traditional MPTC strategy

传统 MPTC 策略的转矩参考值来自 PI 控制器, 其在控制初始因误差较大容易使系统出现超调, 积分环节使控制系统动态性能降低、容易产生震荡, 从而使得系统的控制性能恶化。

传统 MPTC 以定子磁链和电磁转矩为控制变量, 因此, 其价值函数主要由定子磁链和电磁转矩组成, 由于两者的量纲不同, 所以需要权重系数来平衡二者间的差异。传统 MPTC 的价值函数 g 表示为

$$g = |T_e^{\text{ref}} - T_e(k+1)| + A |\psi_s^{\text{ref}} - \psi_s(k+1)| \quad (6)$$

式中: T_e^{ref} 、 ψ_s^{ref} 分别为电磁转矩和定子磁链的参考值; ψ_s 为定子磁链矢量; A 为权重系数。

A 显著影响系统的控制性能, 一般将额定转矩和额定磁链的比值作为权重系数的初值, 在此基础上, 通过仿真和实验不断调试, 获得最优的权重系数。

3 基于 ADRC 改进型鲁棒 MPTC 策略

3.1 ADRC-MPTC 策略总体框图

传统 MPTC 策略存在脉动大、抗干扰能力差、权重因子需要反复调试等缺点, 与此同时, 当电机参数发生变化时很难实现系统动态响应和稳态性能的良好控制, 本文提出一种基于 ADRC 的 MPTC 策略来提高 PMSM 的动态、稳态性能和抗干扰能

力, 其控制框图如图 2 所示。

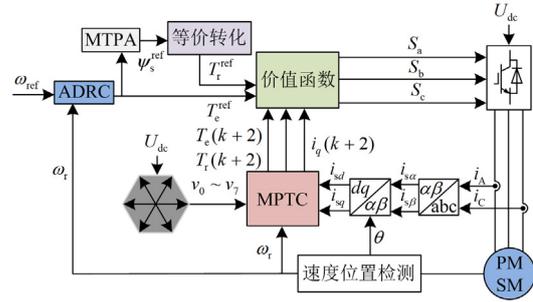


图 2 ADRC-MPTC 策略框图

Fig. 2 Block diagram of ADRC-MPTC strategy

由图 2 可知, ADRC-MPTC 策略主要由速度环自抗扰控制器、预测模型和价值函数等组成。

3.2 速度环自抗扰控制器设计

n 阶 ADRC 控制器结构如图 3 所示, 其主要由跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(extended state observer, ESO)和非线性状态误差反馈控制律(nonlinear states error feedback control laws, NLSEF)3 部分组成, 本文以低阶 ADRC 为例进行原理分析。

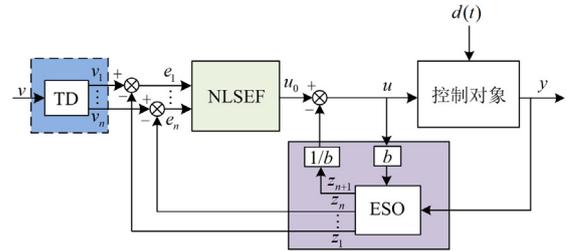


图 3 n 阶 ADRC 控制器结构

Fig. 3 Structure of n -order ADRC controller

1) TD: 以 v 作为输入、 v_1 、 v_2 为输出的 TD 跟踪过程可以表示为

$$\begin{cases} e = v_1 - v \\ v_1 = v_1 + hv_2 \\ v_2 = v_2 + hf \\ fh = fhan(e, v_2, r, h_0) \end{cases} \quad (7)$$

式中: e 为系统估计误差; h 为 $fhan$ 函数步长; r 、 h_0 分别为 $fhan$ 函数的速度因子和滤波因子; $fhan$ 为快速最优综合控制函数, 如式(8)所示。

$$fhan = \begin{cases} r \text{sign}(a), |a| > \alpha \\ r \frac{a}{d}, |a| \leq \alpha \end{cases} \quad (8)$$

式中: a 、 d 均为待定系数; α 为滤波因子; $\text{sign}(\cdot)$ 为符号函数。

2) ESO: 系统状态变量和总扰动的估计过程可以表示为

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ f_1 = fal(e, 0.5, \delta); f_2 = fal(e, 0.25, \delta) \\ \dot{z}_1 = z_1 + h(z_2 - \beta_{01}e) \\ \dot{z}_2 = z_2 + h(z_3 - \beta_{02}f_1 + b_0u) \\ \dot{z}_3 = z_3 + h(-\beta_{03}f_2) \end{cases} \quad (9)$$

式中: z_1 为系统输出信号 y 经 ESO 观测得到信号; z_2 为 z_1 的微分信号; δ 为线宽因子; z_3 用于观测对象的总扰动; \dot{z}_1 、 \dot{z}_2 、 \dot{z}_3 分别为 z_1 、 z_2 、 z_3 的一阶导数; β_{01} 、 β_{02} 、 β_{03} 均为待定系数。 fal 函数的表达式为

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (10)$$

3) NLSEF: 以 TD 和 ESO 输出信号的误差为输入的非线性组合, 即

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_0 = \beta_1 fal(e_1, \alpha_1, \delta) + \beta_2 fal(e_2, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

式中, e_1 、 e_2 均为系统误差; u_0 为系统控制量; β_1 、 β_2 均为误差系数; α_1 、 α_2 均为 $fhan$ 函数的滤波因子。

4) 扰动补偿过程: 以 ESO 估计的系统总扰动量补偿系统控制量 u_0 , 即

$$u = u_0 - \frac{z_3}{b} \quad (12)$$

式中: u 为系数输入量; b 为待定系数。

ADRC 之所以具有良好的抗干扰能力, 是因为其能够实时的估计并补偿系统所受到的总扰动, 从而减少或抵消扰动对控制系统带来的影响。

为设计速度环 ADRC 控制器, 将电机运动方程改写为

$$\dot{\omega}_r = p \cdot T_e / J + d(t) \quad (13)$$

式中: $\dot{\omega}_r$ 表示机械角速度的一阶导数; p 表示电机极对数; J 表示转动惯量; $d(t)$ 表示各种扰动, 如负载转矩 T_L 变化和由电机内部参数变化而引起的扰动。

在式(13)中, 永磁体磁链被视为常数且忽略了电机的磁滞因子。在实际控制系统中, 负载转矩 T_L 会随着工作环境的不同而发生变化, 电机参数的变化会形成未知扰动, 这些扰动会显著影响系统的控制性能, 因此 $d(t)$ 被视为系统所受到的总扰动。

速度环 ADRC 控制器框图如图 4 所示, 其由一

阶 TD、NLSEF 和二阶非线性 ESO 组成。

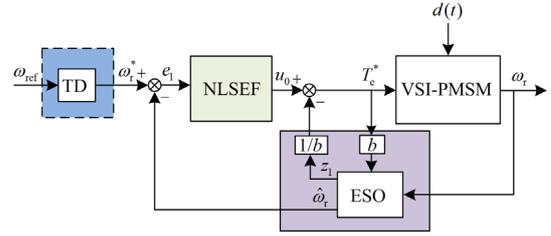


图 4 速度环 ADRC 控制器框图

Fig. 4 Block diagram of speed loop ADRC controller

速度环 ADRC 中, TD 过渡过程的离散方程设计为

$$\begin{cases} fh = fhan[\omega_r^*(k) - \omega_{ref}^*(k), \omega_r^*(k), r, h_0] \\ \omega_r^*(k+1) = \omega_r^*(k) + T_s \dot{\omega}_r^*(k) \\ \dot{\omega}_r^*(k+1) = \dot{\omega}_r^*(k) + T_s fh \end{cases} \quad (14)$$

式中: ω_{ref}^* 、 ω_r^* 分别为系统的参考速度、过渡过程信号; $\dot{\omega}_r^*$ 为过渡过程的微分信号。

当系统的输入受到干扰时, 将影响稳态时速度的超调量, h_0 的取值可以是 T_s 的整数倍但不能等于 T_s , 当 $h_0 = 1$ 时, 系统的滤波和跟踪性能最佳, 当 h_0 减小时, 系统的滤波性能降低但跟踪性能增强, 反之亦然。 r 可以改变 ω_r^* 的跟踪性能, 当 r 很小时, 随着 r 增大, 跟踪速度和快速性越好, 当 r 增大到一定程度时, 其效果将降低直至消失。可以看出, h_0 和 r 影响系统滤波和跟踪性能且两者相互制约, 可以根据控制系统的性能来调节这些参数, 从而解决跟踪速度和超调之间的矛盾。

通过式(14), ω_r^* 可以快速无超调的跟踪 ω_{ref} , 快速最优综合函数 $fhan$ 的表达式为

$$\begin{cases} fhan = -r(a/d - \text{sign}(a))s_a - r\text{sign}(a) \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ d = rh^2, a_0 = hx_2, y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ s_y = [\text{sign}(y+d) - \text{sign}(y-d)]/2 \\ s_a = [\text{sign}(a+d) - \text{sign}(a-d)]/2 \end{cases} \quad (15)$$

式中, x_1 、 x_2 均为系统状态。

结合式(13), 离散的 ESO 方程设计为

$$\begin{cases} e(k) = \hat{\omega}_r(k) - \omega_r(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) - T_s \beta_2 fal(e(k), \alpha, \delta) \\ f(k) = z_1(k) - \beta_1 fal(e, \alpha, \delta) + bT_e^*(k) \\ \hat{\omega}_r(k+1) = \hat{\omega}_r(k) + T_s f(k) \end{cases} \quad (16)$$

式中: $\hat{\omega}_r$ 为 ω_r 的估计值; $e(k)$ 为 $\hat{\omega}_r$ 和 ω_r 之间的输出误差; $z_1(k)$ 为系统受到总扰动的估计值; β_1 和 β_2 均为 ESO 的控制参数, 其在很大程度上决定了系统的动态特性。值得注意的是, β_1 和 β_2 的取值取决于控制系统采样时间, 若采样时间相同, 即使控制对象不同, 也可以使用相同的 β_1 和 β_2 , 通过设置合适的 β_1 和 β_2 , 可使系统获得最佳性能; b 为待定系数; T_e^* 为电磁转矩的微分值。

fal 函数与系统的抖振密切相关, 传统非线性 fal 函数虽然在原点和分段点连续, 但其在分段点的微分值不同, 即不可导, 缺乏连续性和平滑性, 进而影响系统性能。因此, 在本文中, 采用的非线性 fal 函数, 如式(17)所示, 其连续且平滑。

$$\begin{cases} fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} f_1 \sin e - f_2 \tan e, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \text{sign}(e), & |e| > \delta \end{cases} \\ f_1 = \frac{\delta^\alpha - \alpha \delta^{\alpha-1} \cdot \cos^2 \delta \cdot \tan \delta}{\sin^3 \delta} \\ f_2 = \frac{\delta^\alpha \cos \delta - \alpha \delta^{\alpha-1} \sin \delta}{\sin \delta \tan^2 \delta} \end{cases} \quad (17)$$

根据 TD 和 ESO 的输出, NLSEF 的离散方程设计为

$$\begin{cases} e_1(k) = \omega_{ref}(k) - \hat{\omega}_r(k) \\ T_e^* = \beta_1 fal(e_1(k), \alpha_1, \delta_1) - z_1/b \end{cases} \quad (18)$$

式中, δ_1 为待定系数, 可根据系统整体的控制效果来调试, $0 < \alpha_1 < 1$, $\delta_1 = 0.01$ 。

3.3 预测模型

算法的执行需要一定的时间, 因此会造成控制延迟, 影响系统的控制性能。为了降低延迟对控制系统的影响, 本文采用两步预测法, 实现对系统的预测控制, 提高系统的控制精度。两步预测的示意图如图 5 所示。两步预测是第一步预测进行延时补偿, 第二步预测寻优后得到最优电压矢量, 将其作用于控制系统。

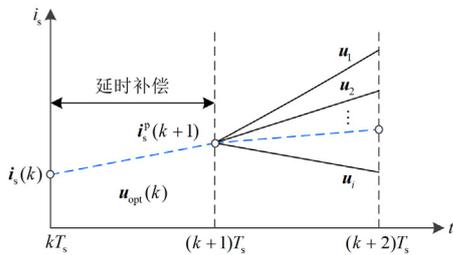


图 5 两步预测示意图

Fig. 5 Schematic diagram of two-step prediction

由前文可知, 在 dq 坐标系下, $(k+1)$ 时刻定子电流的预测值为

$$\begin{cases} i_d^p(k+1) = i_d(k) + T_s \begin{pmatrix} a_{11}u_d(k) - a_{12}i_d(k) + \\ a_{13}\omega_e i_q(k) \end{pmatrix} \\ i_q^p(k+1) = i_q(k) + T_s \begin{pmatrix} a_{21}u_q(k) - a_{22}i_q(k) + \\ a_{23}\omega_e i_d(k) - a_{24}\omega_e \psi_f \end{pmatrix} \end{cases} \quad (19)$$

式中, i_d^p 、 i_q^p 分别为 i_d 、 i_q 的预测值。

则 $(k+2)$ 时刻定子电流的预测值为

$$\begin{cases} i_d^p(k+2) = i_d^p(k+1) + T_s \begin{pmatrix} a_{11}u_d(k+1) - a_{12}i_d^p(k+1) + \\ a_{13}\omega_e i_q^p(k+1) \end{pmatrix} \\ i_q^p(k+2) = i_q^p(k+1) + T_s \begin{pmatrix} a_{21}u_q(k+1) - a_{22}i_q^p(k+1) + \\ a_{23}\omega_e i_d^p(k+1) - a_{24}\omega_e \psi_f \end{pmatrix} \end{cases} \quad (20)$$

由式(20)可得, $(k+2)$ 时刻定子磁链的预测值为

$$\begin{cases} \psi_d^p(k+2) = L_d i_d^p(k+2) + \psi_f \\ \psi_q^p(k+2) = L_q i_q^p(k+2) \\ \psi_s^p(k+2) = \sqrt{\psi_d^p(k+2)^2 + \psi_q^p(k+2)^2} \end{cases} \quad (21)$$

式中: ψ_d^p 、 ψ_q^p 分别为 ψ_d 、 ψ_q 预测值; ψ_s^p 为 ψ_s 的预测值幅值。

电磁转矩的预测模型如式(22)所示。

$$T_e^p(k+2) = \frac{2}{3} p \psi_f i_q^p(k+2) \quad (22)$$

式中, T_e^p 为 T_e 的预测值。

3.4 价值函数设计

传统 MPTC 策略中, 电磁转矩参考值来自 PI 控制器, 其扰动比较敏感, 本文所提策略中, 电磁转矩参考值来自 ADRC 控制器, 它具有较强的抗干扰能力, 由式(5)可知, q 轴电流的参考值 i_q^{ref} 为

$$i_q^{\text{ref}} = \frac{2T_e^{\text{ref}}}{3p\psi_f} \quad (23)$$

式中, T_e^{ref} 为电磁转矩的参考值。

则定子磁链参考值的幅值 ψ_s^{ref} 为

$$\psi_s^{\text{ref}} = \sqrt{\psi_f^2 + [L_q T_e^{\text{ref}} / (1.5 p \psi_f)]^2} \quad (24)$$

为了消除权重因子, 将反应转矩引入价值函数中, 反应转矩即磁阻转矩。在所提策略中, 反应转矩 T_r 被定义为

$$T_r = \frac{3}{2} p \psi_s \cdot i_s = \frac{3}{2} p |\psi_s| |i_s| \cos \phi \quad (25)$$

式中: i_s 为定子电流矢量; ϕ 为 ψ_s 和 i_s 之间的夹角。

在 dq 坐标系下, 式(25)可被重写为

$$T_r = \frac{3}{2} p (L_d i_d^2 + \psi_f i_d + L_q i_q^2) \quad (26)$$

根据最大转矩电流比可得反应转矩的参考值 T_r^{ref} 为

$$T_r^{\text{ref}} = \frac{3}{2} p \frac{(\psi_s^{\text{ref}})^2 - \psi_f^2}{L_q} \quad (27)$$

式(27)中将对定子磁链的控制转化为对反应转矩的控制, 因此, 在价值函数中定子磁链可被反应转矩替代。

由式(20)和式(26)可得, 反应转矩的预测值为

$$T_r^p(k+2) = \frac{3}{2} p [L_d i_d^p(k+2)^2 + \psi_f i_d^p(k+2) + L_d i_d^p(k+2)^2] \quad (28)$$

本文所提策略中, 价值函数 g 设计为

$$g = |T_e^{\text{ref}} - T_e^p(k+2)| + |T_r^{\text{ref}} - T_r^p(k+2)| + |i_q^p(k+2) - i_q^p(k+1)|^2 \quad (29)$$

式中: $T_e^p(k+2)$ 、 $T_r^p(k+2)$ 分别为电磁转矩和反应转矩在 $(k+2)$ 时刻的预测值。

式(29)中: 前两项分别实现了电磁转矩和定子磁链的快速跟踪, 保证了系统的动态性能; 最后一项是一个重要的约束条件, 使电流的跟踪误差最小化, 有效地降低了电磁转矩的抖振。此外, 本文设计的价值函数不需要权重因子, 相比于传统的价值函数避免了权重因子反复调试。

4 仿真与实验

4.1 仿真验证

为了验证提出的 ADRC-MPTC 策略的有效性, 在 Matlab/Simulink 软件上分别搭建传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 的仿真模型, 从转速、转矩和电流等方面对这两种策略进行对比研究。仿真系统参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统参数

Table 1 Simulation system parameters

参数	值
额定电压 U_n/V	220
额定转速 $n/(r/min)$	1200
额定电流 I_n/A	3.3
额定转矩 $T_n/(N \cdot m)$	9.6
极对数 p	4
定子电阻 R_s/Ω	2.87
转子磁链 ψ_f/Wb	0.1827
dq 轴电感 $L_d, L_q/H$	0.0085
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.0008

在额定电机参数下, 当转速突变时传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 的仿真波形如图 6 和图 7 所示。

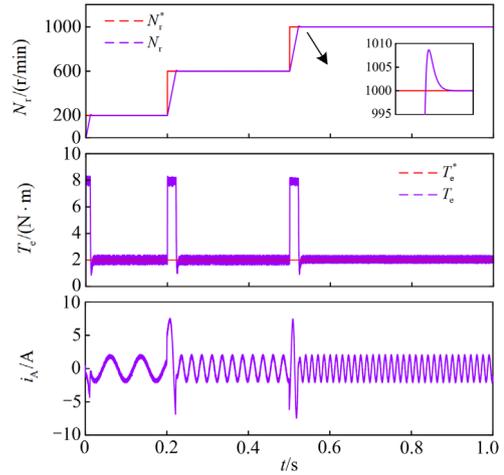


图 6 转速突变时传统 MPTC 仿真波形

Fig. 6 Simulation waveform of traditional MPTC when the speed changes suddenly

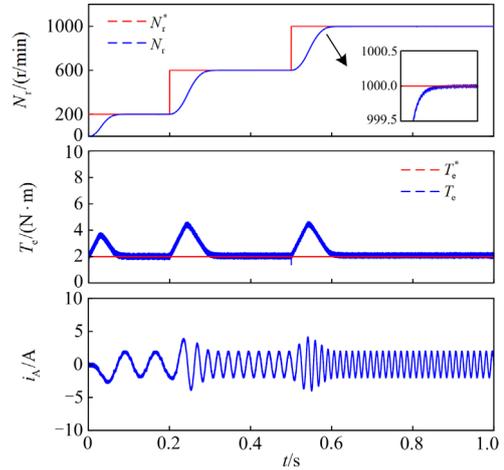


图 7 转速突变时 ADRC-MPTC 仿真波形

Fig. 7 Simulation waveform of ADRC-MPTC when the speed changes suddenly

由图 6、图 7 可知: 当转速突变时传统 MPTC 策略的实际转速存在一定超调, 而 ADRC-MPTC 实际转速可以无超调的跟随参考值; 对于电磁转矩, 当转速突变时, 传统 MPTC 的转矩突变值为 $8 \text{ N} \cdot \text{m}$, ADRC-MPTC 转矩的突变值为传统 MPTC 转矩突变的 60%。

图 8 和图 9 为额定电机参数下当负载突变时传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 的仿真波形, 在 0.3 s 和 0.4 s 时负载分别为 $6 \text{ N} \cdot \text{m}$ 和 $4 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。由图可知, 当突加负载时, 传统 MPTC 策略转速突减至约 994 r/min, 转速减少量为参考转速的 0.6%, 电磁转矩突增至 $6.7 \text{ N} \cdot \text{m}$, 转矩的超调量为参考转矩的 11.7%; 而 ADRC-MPTC 转速突减至约 998 r/min, 转速减少量为

参考转速的 0.2%，其电磁转矩很快跟随其参考值。

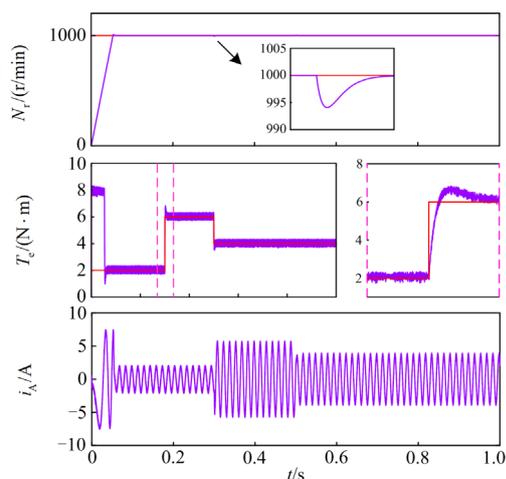


图 8 负载突变时传统 MPTC 仿真波形

Fig. 8 Simulation waveform of traditional MPTC when load mutation

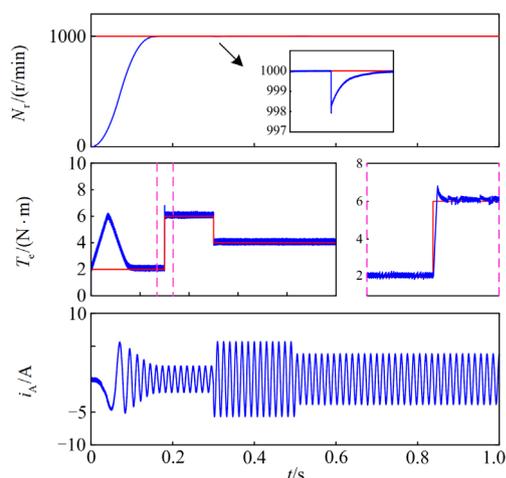


图 9 负载突变时 ADRC-MPTC 仿真波形

Fig. 9 Simulation waveform of ADRC-MPTC when load mutation

在额定电机参数下,传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 稳态时仿真波形如图 10 和图 11 所示。由图可知:稳态时传统 MPTC 转速的波动很小,实际转速可以较好地跟随参考转速;电磁转矩的波动范围为 $[-0.4, 0.3] \text{ N}\cdot\text{m}$,最大值为 $0.4 \text{ N}\cdot\text{m}$,为参考转矩的 20%;相较于传统 MPTC,ADRC-MPTC 转速的波动更小,实际转速可以准确跟随参考转速;电磁转矩的波动范围为 $[-0.2, 0.2] \text{ N}\cdot\text{m}$,最大值为 $0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$,为参考转矩的 10%;可见稳态时,无论是转速还是转矩,ADRC-MPTC 策略的波动都比传统 MPTC 要小,性能更加优越。

当电机电阻、电感和永磁体磁链参数发生不同程度的变化时,传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 的仿真波形如图 12 和图 13 所示。由图可知,电机参数发生变化时,当突加负载转矩,传统 MPTC 的转速出现了大幅度跌落,与此同时,电磁转矩已不能跟随其参考值,相电流也出现了严重的畸变,传统 MPTC 的控制性能严重恶化,已无法正常工作。然而,ADRC-MPTC 仍然可以正常工作,转速、转矩能够跟随其参考值,相电流波形良好,参数的变化没有对 ADRC-MPTC 策略产生明显的影响。

对比图 12 和图 13 可以看出,传统 MPTC 策略的参数鲁棒性较差,而 ADRC-MPTC 策略具有较强的参数鲁棒性,电机参数在一定范围内的变化时,不会显著影响其控制性能。

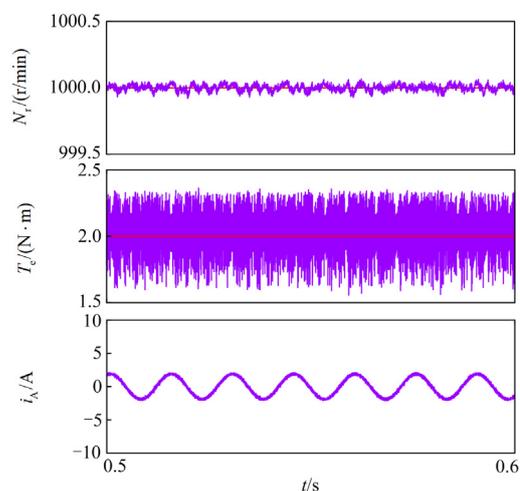


图 10 传统 MPTC 稳态仿真波形

Fig. 10 Steady-state simulation waveform of traditional MPTC

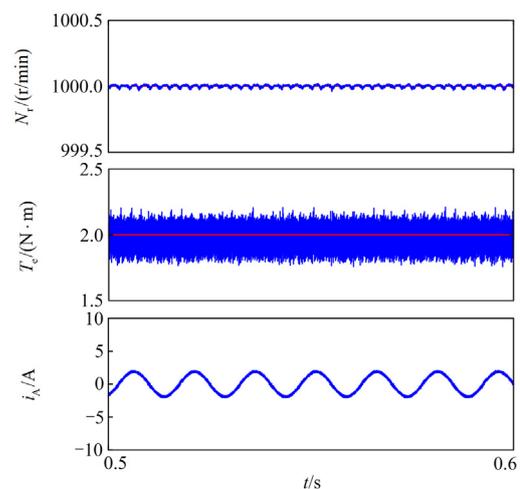


图 11 ADRC-MPTC 稳态仿真波形

Fig. 11 Steady-state simulation waveform of ADRC-MPTC

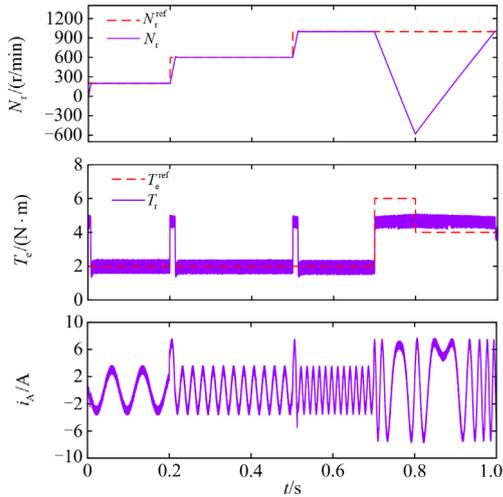


图 12 电机参数变化时传统 MPTC 仿真波形

Fig. 12 Simulation waveform of traditional MPTC when the motor parameters change

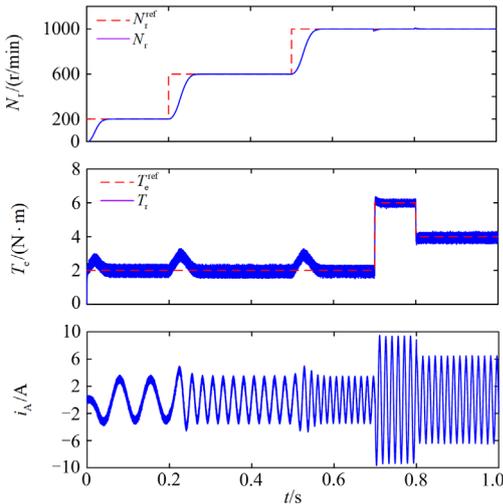


图 13 电机参数变化时 ADRC-MPTC 仿真波形

Fig. 13 Simulation waveform of ADRC-MPTC when motor parameters change

4.2 实验验证

为进一步深入研究 MPTC 控制策略以及验证 ADRC-MPTC 策略的可行性,搭建了 PMSM 实验平台,实验装置如图 14 所示。实验从转速、电磁转矩和电流等几个方面对比研究不同控制策略的性能,进而验证 ADRC-MPTC 策略的可行性和优越性。

在额定电机参数下,传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 策略的空载实验波形如图 15 和图 16 所示。

从图 15 中可以看出电机空载启动时,传统 MPTC 策略的转速出现明显超调,而 ADRC-MPTC 几乎没有出现超调,电机的实际转速可以很好地跟随其参

考值;对于相电流,传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 策略的波形差不多一样,但比较而言,ADRC-MPTC 策略相电流的毛刺更小。

当负载发生突变时,传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 策略的实验波形如图 17 和图 18 所示。从相电流展开波形截取自圆圈中可以看出,负载发生突变时,传统 MPTC 策略经过 100 ms 转矩重新跟随参考值,且转矩脉动较大,而 ADRC-MPTC 仅需约 40 ms 转矩重新跟随参考值且转矩脉动很小。与此同时,在该过程中,传统 MPTC 相电流毛刺较大,正弦度较低,而 ADRC-MPTC 相电流毛刺较小,正弦度较高。可见相比于传统 MPTC,ADRC-MPTC 具有较好的转矩动态特性。

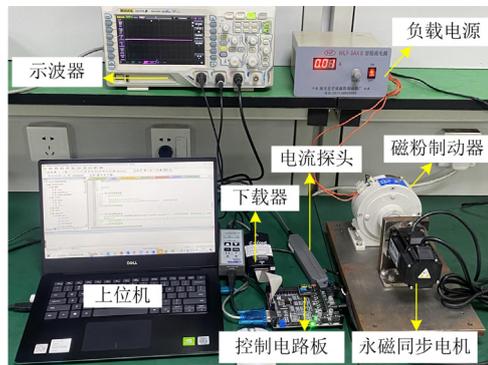
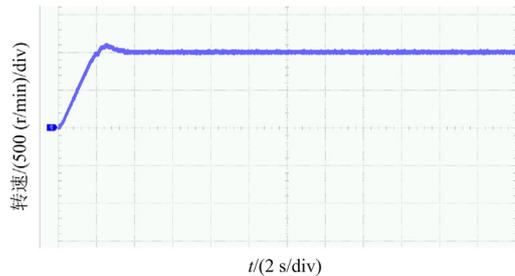
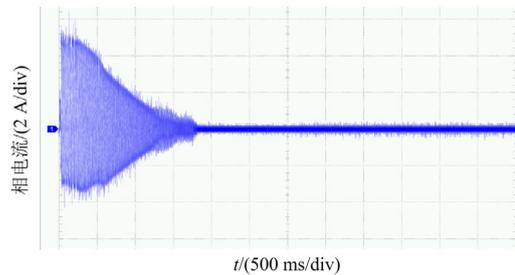


图 14 实验装置图

Fig. 14 Figures of experiment installings



(a) 转速波形



(b) 相电流波形

图 15 空载时传统 MPTC 转速和相电流实验波形

Fig. 15 Speed and phase current experimental waveforms of traditional MPTC under no-load condition

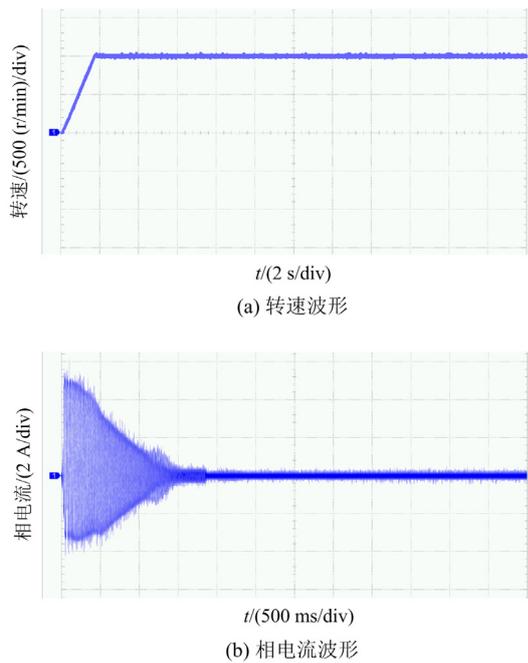


图 16 空载时 ADRC-MPTC 转速和相电流实验波形
Fig. 16 Speed and phase current experimental waveforms of ADRC-MPTC under no-load condition

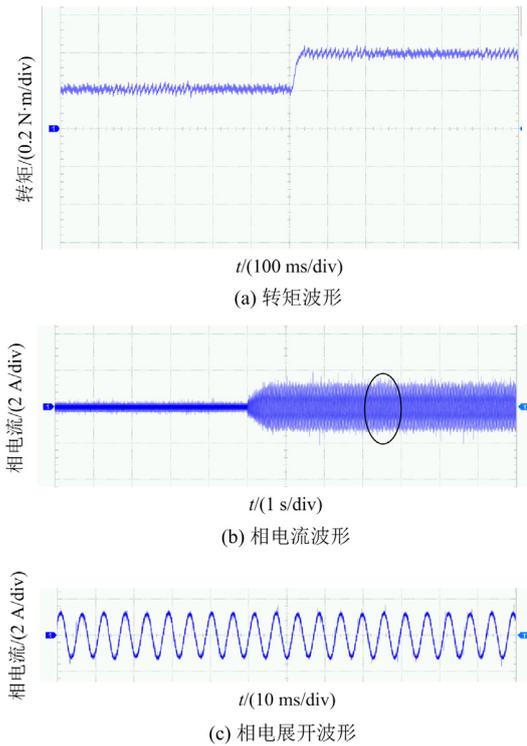


图 18 负载突变时 ADRC-MPTC 转矩和相电流实验波形
Fig. 18 Torque and phase current experimental waveforms of ADRC-MPTC when load mutation

当电机参数发生变化、负载转矩突变时传统 MPTC 和 ADRC-MPTC 的实验波形如图 19 和图 20 所示。

由图 19 可知,在参数失配情况下当负载转矩发生突变时,传统 MPTC 策略经过 200 ms 后,转矩重新跟随其参考值,且转矩脉动较大,而 ADRC-MPTC

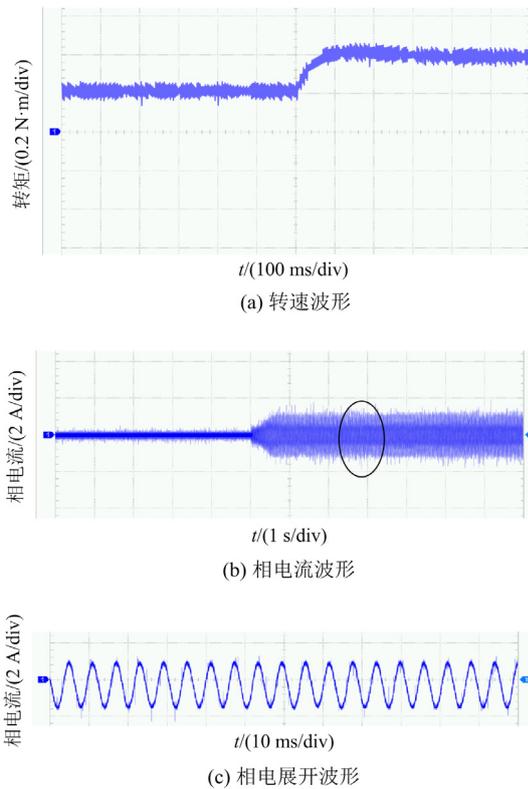


图 17 负载突变时传统 MPTC 转矩和相电流实验波形
Fig. 17 Torque and phase current experimental waveforms of traditional MPTC when load mutation

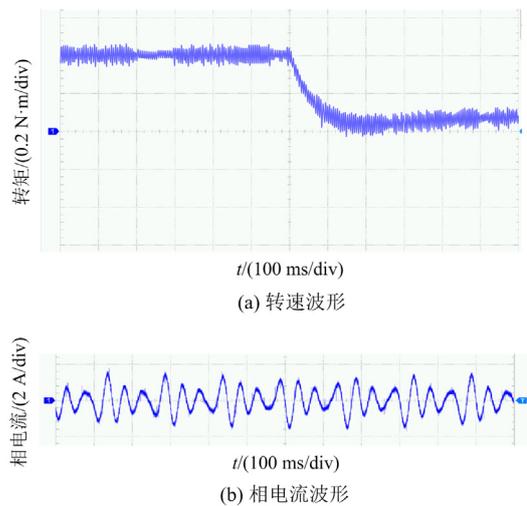


图 19 参数失配、负载转矩突变下传统 MPTC 实验波形
Fig. 19 Experimental waveforms of traditional MPTC when parameter mismatch and load mutation

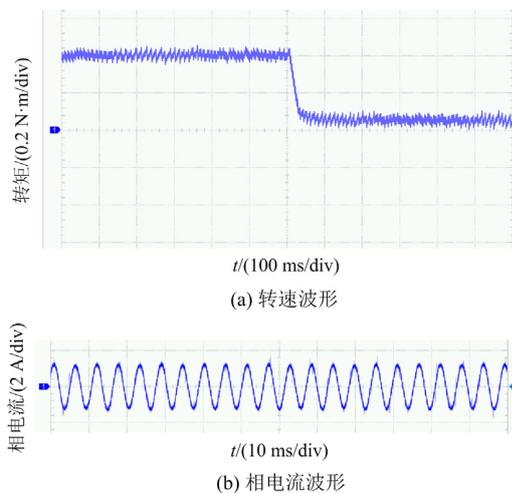


图 20 参数失配、负载转矩突变下 ADRC-MPTC 实验波形
Fig. 20 Experimental waveforms of traditional ADRC-MPTC when parameter mismatch and load mutation

策略只需 50 ms 转矩就可以跟随其参考值，且转矩脉动较小；与此同时，传统 MPTC 策略的相电流发生严重畸变且电流波形出现明显毛刺，而 ADRC-MPTC 策略的相电流并无明显畸变且正弦度较好。

5 结论

1) 针对传统 MPTC 策略系统脉动大、抗干扰能力差等缺点，本文提出一种基于 ADRC 的改进型鲁棒 MPTC 策略。

2) 针对传统 *fal* 函数缺乏连续性和平滑性问题，引入一种连续且平滑的新型 *fal* 函数，进一步提高了 ADRC 的性能。

3) 针对传统价值函数存在权重系数且调试繁琐问题，设计了一种无权重系数的价值函数，简化了设计过程。

4) 通过仿真和实验，验证了 ADRC-MPTC 控制策略有效降低了系统脉动，提高了系统的控制性能和参数鲁棒性。

参考文献

- [1] 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.
SHU Chaojun, LIU Linzhi. Parameter-adaptive dead-beat predictive current control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(4): 175-184.
- [2] 龙丹, 唐润忠, 吴公平, 等. 考虑参数失配的 PMSM 鲁棒无差拍预测电流控制[J]. 电力科学与技术学报, 2023, 38(4): 113-122, 168.
LONG Dan, TANG Runzhong, WU Gongping, et al. Robust deadbeat predictive current control for PMSM considering parameter mismatch[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2023, 38(4): 113-122, 168.
- [3] 陈滨斐, 李家玉, 范晨阳, 等. 考虑隔磁桥饱和的切向式永磁电机电枢磁场解析建模[J]. 电力工程技术, 2023, 42(3): 196-205.
CHEN Zhenfei, LI Jiayu, FAN Chenyang, et al. Analytical modeling of armature magnetic field in spoke-type permanent magnet machine considering saturation of magnetic bridge[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(3): 196-205.
- [4] 曹亚丽, 曹竣奥, 宋昕, 等. 一种改进滑模观测器的 PMSM 矢量控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(16): 104-111.
CAO Yali, CAO Jun'ao, SONG Xin, et al. Research on vector control of PMSM based on an improved sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(16): 104-111.
- [5] 许观达, 肖飞, 连传强, 等. 三相永磁同步电机单电流传感器矢量控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 104-111.
XU Guanda, XIAO Fei, LIAN Chuanqiang, et al. A vector control strategy using a single current sensor for a three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 104-111.
- [6] 苏丹丹, 李浩东, 尹延周, 等. 改进的永磁同步电机模型预测直接转矩控制策略[J]. 河北大学学报(自然科学版), 2020, 40(6): 666-672.
SU Dandan, LI Haodong, YIN Yanzhou, et al. Improved model predictive direct torque control strategy for permanent magnet synchronous motors[J]. Journal of Hebei University (Natural Science Edition), 2020, 40(6): 666-672.
- [7] GULZAR M M. Designing of robust frequency stabilization using optimized MPC-(1+PIDN) controller for high order interconnected renewable energy based power systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 180-193.
- [8] 李自成, 易亚文, 王后能, 等. 基于有限集电流预测控制的永磁同步电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(8): 13-18, 28.
LI Zicheng, YI Yawen, WANG Houneng, et al. Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motor based on finite set current predictive control[J]. Electric Machines & Control Application, 2020, 47(8): 13-18, 28.
- [9] 郭鑫, 颜黎明, 田顺, 等. 基于自校正模型的永磁同步电机鲁棒预测转矩控制[J]. 电气工程学报, 2021, 16(3): 9-16.
GUO Xin, YAN Liming, TIAN Shun, et al. Robust predictive torque control of PMSM using self-correcting model[J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 16(3): 9-16.
- [10] 夏长亮, 张天一, 周湛清, 等. 结合开关表的三电平逆变器永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 83-92, 110.
XIA Changliang, ZHANG Tianyi, ZHOU Zhanqing, et al. Model predictive torque control with switching table for

- neutral point clamped three-level inverter-fed permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 83-92, 110.
- [11] 李耀华, 秦辉, 苏锦仕, 等. 永磁同步电机级联模型预测转矩控制优化[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(4): 16-25.
LI Yaohua, QIN Hui, SU Jinshi, et al. Optimization of cascaded model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(4): 16-25.
- [12] 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.
- [13] 熊永跃, 李光中, 石川东, 等. 改进型永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 湖南工业大学学报, 2022, 36(2): 15-23.
XIONG Yongyue, LI Guangzhong, SHI Chuandong, et al. Improved model predictive control of permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2022, 36(2): 15-23.
- [14] 李耀华, 刘洋, 孟祥臻. 一种表面式永磁同步电机有限状态集模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(8): 33-43.
LI Yaohua, LIU Yang, MENG Xiangzhen. Finite control set model predictive direct torque control of surface permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(8): 33-43.
- [15] 张晓光, 张亮, 侯本帅. 永磁同步电机优化模型预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(16): 4800-4809, 4905.
ZHANG Xiaoguang, ZHANG Liang, HOU Benshuai. Improved model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(16): 4800-4809, 4905.
- [16] 史涇澍, 马红如, 陈卓易, 等. 永磁同步电机模糊代价函数预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(1): 1-8.
SHI Cenwei, MA Hongru, CHEN Zhuoyi, et al. Fuzzy turning of weight coefficient in model predictive torque control of PMSM[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(1): 1-8.
- [17] 牛峰, 李奎, 王尧. 永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(12): 60-67, 74.
NIU Feng, LI Kui, WANG Yao. Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous machines[J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(12): 60-67, 74.
- [18] 李耀华, 杨启东, 秦玉贵, 等. 基于模糊控制的永磁同步电机动态有限状态集模型预测转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 94-103.
LI Yaohua, YANG Qidong, QIN Yugu, et al. Predictive torque control for permanent magnet synchronous motor based on dynamic finite state set model fuzzy control[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(9): 94-103.
- [19] 兰志勇, 罗杰, 李延昊, 等. 基于快速选择表的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(21): 5749-5757.
LAN Zhiyong, LUO Jie, LI Yanhao, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on fast selection table[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(21): 5749-5757.
- [20] 刘述喜, 孙超俊, 杜文睿, 等. 改进的永磁同步电机双矢量模型预测转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(6): 30-36.
LIU Shuxi, SUN Chaojun, DU Wenrui, et al. Improved dual-vector model predictive torque control for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(6): 30-36.
- [21] 刘坤, 高琳. 永磁同步电机的改进模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(1): 10-17.
LIU Shen, GAO Lin. Improved model predictive direct torque control for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(1): 10-17.
- [22] 李祥林, 薛志伟, 阎学雨, 等. 基于电压矢量快速筛选的永磁同步电机三矢量模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1666-1678.
LI Xianglin, XUE Zhiwei, YAN Xueyu, et al. Voltage vector rapid screening-based three-vector model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1666-1678.
- [23] 周湛清, 夏长亮, 陈炜, 等. 具有参数鲁棒性的永磁同步电机改进型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(5): 965-972.
ZHOU Zhanqing, XIA Changliang, CHEN Wei, et al. Modified predictive torque control for PMSM drives with parameter robustness[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(5): 965-972.
- [24] 周立, 李京明, 周越鹏, 等. 基于 GPIO 的永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(6): 145-153.
ZHOU Li, LI Jingming, ZHOU Yuepeng, et al. Model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor based on GPIO[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(6): 145-153.

收稿日期: 2023-07-09; 修回日期: 2023-11-26

作者简介:

贺虎成(1977—), 男, 博士, 教授, 研究方向为运动控制技术、智能自动化装置、电能质量分析与抑制、电力电子技术; E-mail: hhch1@126.com

邵贺(1997—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子和电机控制技术。E-mail: sawher1997@163.com

(编辑 张颖)