

基于自抗扰的感应电机无模型预测电流控制

贺虎成¹, 徐景哲¹, 谭阜琛², 刘洵文³, 张杰¹, 翟恒¹

(1. 西安科技大学电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054; 2. 苏州汇川联合动力系统有限公司西安分公司, 陕西 西安 710061; 3. 神东煤炭集团, 陕西 神木 719315)

摘要: 针对采用传统比例积分(proportional integral, PI)控制算法的感应电机在面对复杂扰动时控制性能降低的问题, 基于矢量控制系统, 提出了感应电机的自抗扰(active disturbance rejection control, ADRC)无模型预测控制(model-free predictive control, MFPC)方法。首先, 结合转速环和磁链环数学模型, 设计了转速环和磁链环的ADRC控制器, 对负载变化和内参摄动产生的内外扰动进行观测并补偿。其次, 为避免内环控制器对电机参数的依赖, 基于无模型控制原理, 建立了 dq 电流环的超局部方程, 将控制量之外的变量视为干扰量, 并引入非线性扩张状态观测器估计干扰量。最后, 结合预测控制思想设计了电流环控制器, 得到开关状态作用于逆变器。仿真与实验结果表明提出的算法相对PI算法有更好的抗扰性和鲁棒性, 可以有效提高感应电机的动态和稳态性能。

关键词: 感应电机; 自抗扰控制; 无模型控制; 超局部方程; 预测控制

Active disturbance rejection control-based model free predictive current control for an induction motor

HE Hucheng¹, XU Jingzhe¹, TAN Fuchen², LIU Xunwen³, ZHANG Jie¹, ZHAI Heng¹

(1. School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China; 2. Suzhou Inovance Automotive Co., Ltd. Xi'an Branch, Xi'an 710061, China; 3. Shenhua Shendong Coal Group Corporation Limited, Shenmu 719315, China)

Abstract: There is decreased control performance of induction motors employing the traditional proportional integral (PI) control algorithm when facing complex disturbances. Thus a model-free predictive control (MFPC) method based on active disturbance rejection control (ADRC) is proposed using a vector control system for induction motors. First, combining the mathematical models of the speed and magnetic chain loops, ADRC controllers for those loops are designed to observe and compensate for both internal and external disturbances caused by load variations and internal parameter perturbations. Secondly, to avoid the dependence of the inner loop controller on motor parameters, a hyperlocal equation for the dq current loop is established based on the model-free control principle. Variables, except the control variables, are treated as disturbances, and a nonlinear extended state observer is introduced to estimate them. Finally, incorporating predictive control principles, a current loop controller is designed to obtain the switching state signals applied to the inverter. Simulation and experimental results demonstrate that the proposed algorithm exhibits better immunity and robustness than the PI algorithm, and can effectively improve the dynamic and steady state performance of the induction motor.

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

Key words: induction motors; active disturbance rejection control; model free control; hyperlocal equation; predictive control

0 引言

鼠笼式感应电机因其坚固耐用、造价成本低以及维修方便等诸多优点在工业生产中得到了广泛应

用^[1]。感应电机的数学模型具有多变量、高阶、非线性和强耦合的特点^[2], 这增加了电机的控制难度。矢量控制方法的出现, 使得感应电机的转矩电流和励磁电流实现解耦^[3-4], 可以等效为直流电机控制。基于矢量控制方法, 传统的比例积分(proportional integral, PI)控制算法因其易于实现, 故在感应电机的控制器设计中得到了普遍使用, 但PI控制算法在

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)

面对电机参数变化和负载突变时, 电机的运行性能会大幅降低^[5], 因此, 国内外学者提出了多种控制算法来提高电机控制性能。

自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)算法保留了 PI 控制算法不依赖于具体模型的优点, 同时还克服了 PI 控制算法的一些缺陷, 使得被控对象具有优良的抗扰性能^[6-8]。ADRC 算法的控制器设计主要分为 3 个部分^[9], 分别是跟踪微分器(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 state error feedback, NLSEF), 这 3 个部分可以分开独立设计, 最后组成完整的控制器。文献[10]针对定子磁链和 q 轴电流未完全解耦的问题, 提出对自抗扰控制器的扩张状态观测器进行改进, 采用并联型线性扩张状态观测器实现对实际磁链和耦合部分的观测, 并在闭环控制中对耦合部分补偿, 提高了电机控制系统的鲁棒性。文献[11]提出了一种新的非线性自抗扰控制(nonlinear active disturbance rejection control, NLADRC)算法, 用非线性函数代替传统的线性函数, 提高了永磁电机驱动系统的鲁棒性, 同时提出了新的描述函数设计非线性扩张状态观测器, 进一步提高了干扰估计的准确性。文献[12]针对在弱磁控制中采用传统电压反馈的方法, 会在弱磁程度较深时产生振荡甚至失控的问题, 提出了一种基于自抗扰控制的电压反馈弱磁控制方法, 通过实验证明了该方法具有更好的带载能力和稳定性。文献[13]提出了一种基于线性自抗扰控制器的转子无位置传感器磁场定向控制方案, 利用两个线性扩张状态观测器分别估计反电动势和参数摄动, 从估计的反电动势得到转子的位置和速度, 并将估计的总扰动作为电流控制回路的前馈补偿项, 提高了电机内环的稳定性和转子位置估计的准确性。

传统的模型预测电流控制(model predictive current control, MPCC)是一种以离散采样为基础的控制算法^[14-15], 根据被控对象的数学模型构建预测模型, 其控制精度受参数精度影响, 当参数摄动时, 电机稳态性能会受影响^[16-17]。无模型预测电流控制(model-free predictive current control, MFPC)算法被应用在电机内环控制中。文献[18-20]提出了一种基于超局部的无模型预测电流控制方法, 以解决永磁同步电机在内部和外部未知干扰的影响下出现控制性能下降的问题, 有效提高了电机控制的抗干扰性能和鲁棒性。文献[21-22]基于永磁同步电机, 针对采用传统扩张状态观测器估计超局部方程中的干扰量, 会存在观测精度低且易受参数干扰的问题, 提出了采用非线性扩张状态观测器的改进方法, 提

高了电流跟踪精度并减小了电流谐波。文献[23]提出了一种基于超局部方程的鲁棒无模型非奇异终端滑模控制算法, 并将其应用于电机的内外环控制器设计, 可以使电机获得较好的容错性, 同时采用滑模观测器提高了干扰量估计的精度。

为了提高感应电机的抗扰性和鲁棒性, 本文提出了感应电机的 ADRC-MFPC 方法, 其原理框图如图 1 所示。首先, 在分析二阶自抗扰算法原理的基础上, 结合转速环和磁链环数学模型构造外环自抗扰控制器, 利用非线性扩张状态观测器(nonlinear extended state observer, NLESO)观测并补偿电机内参摄动和负载变化产生的总扰动; 其次, 分析电机参数变化下的电流环数学模型, 建立电流超局部方程, 采用 NLESO 观测 d 、 q 轴电流产生的干扰量, 并结合预测控制思想设计内环控制器; 最后, 搭建仿真模型和实验平台对比验证本文所提算法的有效性。

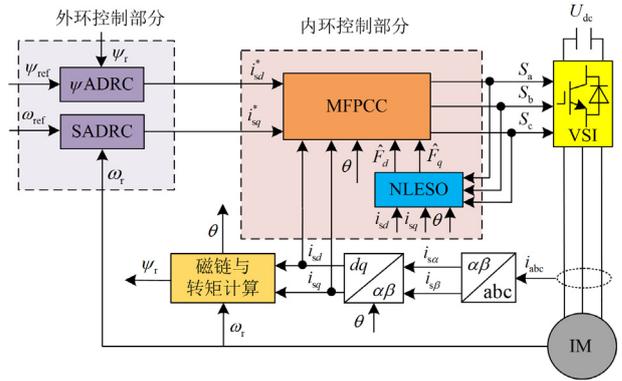


图 1 ADRC-MFPC 控制算法原理框图

Fig. 1 Block diagram of ADRC-MFPC algorithm

1 感应电机数学模型

基于矢量控制方法可以得到感应电机 dq 坐标系下的数学模型, 表示^[24]为

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{n_p L_m}{J L_r} i_{sq} \psi_r - \frac{n_p}{J} T_L \\ \frac{d\psi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sd} + \\ &\quad \omega_1 i_{sq} + \frac{u_{sd}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sq} - \\ &\quad \omega_1 i_{sd} + \frac{u_{sq}}{\sigma L_s} \end{aligned} \right. \quad (1)$$

式中: ω_r 为转子角速度; n_p 为电机极对数; J 为电机转动惯量; T_L 为负载; ψ_r 为转子磁链; L_m 为定、转子间互感; ω_1 为同步角转速; u_{sd} 、 u_{sq} 、 i_{sd} 、 i_{sq} 分别为定子侧 d 、 q 轴电压、电流分量; R_s 、 R_r 、 L_s 、 L_r 分别为定、转子侧电阻和电感; T_r 为转子时间常数, $T_r = L_r / R_r$; σ 为漏磁系数, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 。

通常采用两电平电压型逆变器(voltage source inverter, VSI)作为感应电机的功率电路,其具体结构如图 2 所示,图中 $S_x(x=1,2,3,4,5,6)$ 为开关管,三相桥臂的开关状态分别用 S_a 、 S_b 、 S_c 来表示,可以表示为

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{下桥臂导通, 上桥臂关断} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $k = a, b, c$ 。

结合式(2),两电平的 VSI 可以组合得到 8 组开关状态,这些开关状态可以形成 8 个电压矢量,利用控制算法可以选出最优电压矢量作用在逆变器上,从而提高电机控制性能和减小开关损耗。

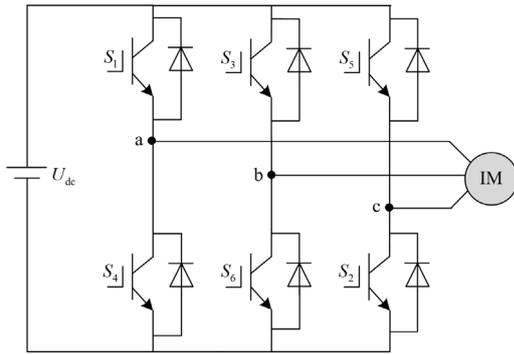


图 2 VSI 功率电路结构

Fig. 2 Power circuit structure of VSI

2 自抗扰控制器设计

图 3 为二阶 ADRC 控制算法的基本原理图^[25]。ADRC 的主要思想是利用 ESO 将输出量 y 中的干扰信号提取出来,并在扰动量对输出产生影响之前进行补偿,可以快速抑制干扰,提高被控对象的抗扰性。图 3 中: v^* 表示控制器的给定值; v_1 和 v_2 分别表示 v^* 的跟踪信号和微分信号; z_1 和 z_2 分别表示 ESO 对被控对象输出观测得到的两个系统状态变量; z_3 表示观测到的系统总扰动; e_1 和 e_2 分别表示经过 TD 得到的微分信号与利用 ESO 得到的系统状态变量之间的误差; u_0 表示经过 NLSEF 处理后得到的控制量; b_0 表示补偿因子; u 表示去除补偿量后得到的控制量。

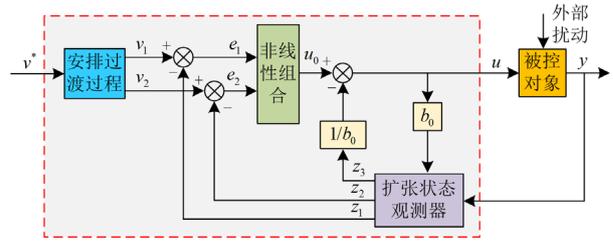


图 3 二阶 ADRC 控制算法原理框图

Fig. 3 Block diagram of second order ADRC control algorithm

本文的被控对象是感应电机,其控制外环包括转速环和磁链环。在设计控制器时需要明确二者数学模型中的变量类型,合理地构造外环自抗扰控制器可以确保电机拥有优良的抗扰性能。

2.1 转速环自抗扰控制器设计

通过感应电机的数学模型可以得到运动方程的扰动模型 $d(t)$, 表示为

$$d(t) = \frac{n_p^2 \Delta L_m}{\Delta J L_r} i_{sq} \Delta \psi_r - \frac{n_p}{\Delta J} T_L + w_1 \quad (3)$$

式中: w_1 表示转速模型中未知部分的扰动; ΔL_m 表示电机互感值的变化量; $\Delta \psi_r$ 表示磁链变化量; ΔJ 表示电机初始转动惯量和工作中的实际转动惯量之间的差值。转动惯量 J 和负载 T_L 在不同工况下都会发生变化。

基于式(3)可以将感应电机的运动方程改写为

$$\frac{d\omega_r}{dt} = b_\omega i_{sq} + f_1 \quad (4)$$

式中: $b_\omega = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} \psi_r$; $f_1 = -\frac{n_p}{J} T_L$ 。

L_m 和 J 等参数的变化量可以视为内扰,负载 T_L 的变化可以看作外扰,利用 NLESO 可以观测式(4)中的总扰动,再通过 NLSEF 消除扰动干扰并输出控制量,转速自抗扰控制器是一阶系统,原理框图如图 4 所示,图 4 中: ω_r^* 表示系统给定转速; ω_r 表示转速给定值的跟踪信号; z_{01} 表示观测器观测到的转速环总扰动; $\hat{\omega}_r$ 表示转速的观测值; b_1 表示转速环控制量的系数。

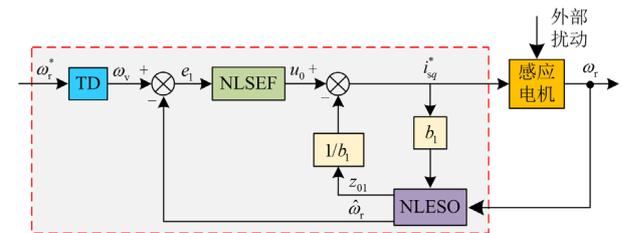


图 4 转速环 ADRC 控制器原理框图

Fig. 4 Block diagram of speed loop ADRC controller

基于图 4 的原理框图, 再结合式(4)可以得到转速环一阶自抗扰控制器 TD 部分的离散数学模型, 表示为

$$\begin{cases} \omega_v(k+1) = \omega_v(k) + T_s \bar{\omega}_v(k) \\ \bar{\omega}_v(k+1) = \bar{\omega}_v(k) + T_s \text{fst}[\omega_v(k) - \omega_r^*(k), \bar{\omega}_v(k), r, h] \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\omega_r^*(k)$ 为 k 时刻系统给定转速; $\omega_v(k)$ 和 $\bar{\omega}_v(k)$ 分别为 k 时刻 TD 输出的跟踪转速及其微分量; $\omega_v(k+1)$ 和 $\bar{\omega}_v(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻 TD 输出的跟踪转速及其微分量; T_s 为离散控制周期; r 、 h 分别为 fst 函数的速度因子和滤波因子。

式(5)中的 fst 函数表达式为

$$\text{fst}(x_1(k) - v, x_2(k), r, h) = \begin{cases} r \frac{a(k)}{d} & |a(k)| \leq d \\ r \text{sign}(a(k)) & |a(k)| > d \end{cases} \quad (6)$$

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

转速环一阶 ADRC 的 NLESO 的数学模型为

$$\begin{cases} \xi_1(k) = \hat{\omega}_r(k) - \omega_r(k) \\ \hat{\omega}_r(k+1) = \hat{\omega}_r(k) + T_s z_{01}(k) - T_s (\beta_1 \text{fal}(\xi_1(k), \alpha, \delta) + b_1 i_{sq}^*(k)) \\ z_{01}(k+1) = z_{01}(k) - T_s \beta_2 \text{fal}(\xi_1(k), \alpha, \delta) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\text{fal}(\xi_1(k), \alpha, \delta)$ 表示非线性函数, 其中 α 为滤波因子, δ 为线宽因子, $\xi_1(k)$ 为 k 时刻转速估计值与转速实际值之间的误差; $\omega_r(k)$ 为 k 时刻电机实际转速值; $\hat{\omega}_r(k)$ 和 $\hat{\omega}_r(k+1)$ 分别为 k 时刻和 $k+1$ 时刻 NLESO 对实际转速的估计值; $z_{01}(k)$ 为 k 时刻转速模型总扰动的估计值; $i_{sq}^*(k)$ 为 k 时刻的转矩电流参考值; β_1 、 β_2 为观测器的误差调节参数。

根据转速环的 TD 及 NLESO, 可以将转速环的 NLSEF 构造为

$$\begin{cases} e_1(k) = \omega_v - \hat{\omega}_r \\ u_0(k) = \rho_1 \text{fal}(e_1(k), \alpha, \delta) \\ i_{sq}^*(k) = u_0(k) - z_{01}(k)/b_1 \end{cases} \quad (8)$$

式中: $e_1(k)$ 为 k 时刻给定转速跟踪信号与转速观测值之间的误差; ρ_1 为转速环的系统输出响应速度调节参数。

2.2 磁链环自抗扰控制器设计

将电机模型中的磁链方程改写为

$$\frac{d\psi_r}{dt} = b_\psi i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r \quad (9)$$

式中, $b_\psi = L_m / T_r$ 。

磁链环的自抗扰控制器设计思路与转速环类似, 设计过程不再详细叙述。其控制器各部分离散数学模型可以表示为

$$\text{TD: } \begin{cases} \psi_{rv}(k+1) = \psi_{rv}(k) + T_s \bar{\psi}_{rv}(k) \\ \bar{\psi}_{rv}(k+1) = \bar{\psi}_{rv}(k) + T_s \text{fst}[\psi_{rv}(k) - \psi_r^*(k), \bar{\psi}_{rv}(k), r, h] \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\psi_r^*(k)$ 为 k 时刻系统磁链的参考值; $\psi_{rv}(k)$ 和 $\bar{\psi}_{rv}(k)$ 分别为 TD 输出的跟踪磁链及其微分量; $\psi_{rv}(k+1)$ 和 $\bar{\psi}_{rv}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻 TD 输出的跟踪磁链及其微分量。

$$\text{NLESO: } \begin{cases} \xi_2(k) = \hat{\psi}_r(k) - \psi_r(k) \\ \hat{\psi}_r(k+1) = \hat{\psi}_r(k) + T_s z_{02}(k) - T_s (\beta_1 \text{fal}(\xi_2(k), \alpha, \delta) + b_2 i_{sd}^*(k)) \\ z_{02}(k+1) = z_{02}(k) - T_s \beta_2 \text{fal}(\xi_2(k), \alpha, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\xi_2(k)$ 为磁链估计值与磁链实际值之间的误差; $\psi_r(k)$ 为 k 时刻磁链实际值; $\hat{\psi}_r(k)$ 和 $\hat{\psi}_r(k+1)$ 分别为 k 时刻和 $k+1$ 时刻 NLESO 对实际磁链 $\psi_r(k)$ 的估计值; $z_{02}(k)$ 为 k 时刻磁链模型总扰动的估计值; b_2 为磁链环控制量的系数; $i_{sd}^*(k)$ 为 k 时刻的定子 d 轴电流参考值。

根据磁链环的 TD 及 NLESO, 可以将磁链环的 NLSEF 构造为

$$\begin{cases} e_2(k) = \psi_{rv} - \hat{\psi}_r \\ u_0(k) = \rho_2 \text{fal}(e_2(k), \alpha, \delta) \\ i_{sd}^*(k) = u_0(k) - z_{02}(k)/b_2 \end{cases} \quad (12)$$

式中: $e_2(k)$ 为 k 时刻给定磁链跟踪信号与磁链观测值之间的误差; ρ_2 为磁链环的系统输出响应速度调节参数。

3 无模型预测电流控制器设计

控制外环得到内环的电流参考信号后, 将其与 d 、 q 轴电流反馈信号一并送入内环控制器处理, 最终得到作用于逆变器的开关信号。传统的 MPCC 依赖电机的数学模型, 其控制精度和鲁棒性容易受模型中可变参数和未建模部分的影响, 参数的摄动和建模误差都会影响 d 、 q 轴电流的跟踪性能, 进而导致电机控制性能降低。

考虑电机在不同工况下长期运行, 机体温度升高会引起电气参数变化进而产生扰动电压, 此外逆变器本身的非线性特性也会产生附加电压扰动^[26], 因此将电机模型中的电流环数学模型改写为

$$\frac{di}{dt} = \mathbf{A}i + \mathbf{C}\psi_r + \mathbf{B}(u + f_{\text{par}} + f_{\text{VSI}}) \quad (13)$$

式中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} & \omega_1 \\ -\omega_1 & \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \end{bmatrix}; \quad i = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix};$$

$$u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}; \quad f_{\text{par}} = \begin{bmatrix} v_{sd\text{-par}} \\ v_{sq\text{-par}} \end{bmatrix}; \quad f_{\text{VSI}} = \begin{bmatrix} v_{sd\text{-VSI}} \\ v_{sq\text{-VSI}} \end{bmatrix}。$$

其中: $v_{sd\text{-par}}$ 和 $v_{sq\text{-par}}$ 分别为参数变化引起的电压扰动量在 d 、 q 轴上的分量; $v_{sd\text{-VSI}}$ 和 $v_{sq\text{-VSI}}$ 分别为逆变器非线性特性引起的扰动电压。

由于逆变器的开关频率很高, 电机运动状态的变化速度远不及开关频率的变化速度, 因此 $v_{sd\text{-par}}$ 和 $v_{sq\text{-par}}$ 变化缓慢, 可以近似为不变的量, 而 $v_{sd\text{-VSI}}$ 和 $v_{sq\text{-VSI}}$ 与逆变器开关状态变化相关, 可以视为突变量, 参数变化产生的扰动电压可以表示为

$$\begin{cases} v_{sd\text{-par}} = \sigma \Delta L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{\Delta L_m}{\Delta L_r \Delta T_r} \psi_r + \\ \quad \frac{\Delta R_s \Delta L_r^2 + \Delta R_r \Delta L_m^2}{\Delta L_r^2} i_{sd} - \sigma \Delta L_s \omega_1 i_{sq} \\ v_{sq\text{-par}} = \sigma \Delta L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{\Delta L_m}{\Delta L_r} \omega_r \psi_r + \\ \quad \frac{\Delta R_s \Delta L_r^2 + \Delta R_r \Delta L_m^2}{\Delta L_r^2} i_{sq} + \sigma \Delta L_s \omega_1 i_{sd} \end{cases} \quad (14)$$

式中, ΔL_s 、 ΔL_r 、 ΔL_m 、 ΔR_r 、 ΔR_s 分别表示定、转子绕组自感、绕组互感、定、转子电阻在长期工作后初始值与实际值的偏差。

3.1 电流环超局部模型

依据无模型控制思想, 可以建立一阶单输入单输出的超局部模型^[27], 如式(15)所示。

$$\frac{dy}{dt} = F + \alpha u \quad (15)$$

式中: u 和 y 分别为被控系统的输入和输出; α_u 为

系统的比例因子, 其值可自主选取; F 为在线估计的值, 它是系统的已知与未知部分, 可视为干扰量。

从式(15)的超局部方程可以看出, 该式不涉及电机参数, 仅包含电机的输入输出量, 将其用在 d 、 q 轴电流控制器中, 把 u_{sd}^* 、 u_{sq}^* 和 i_{sd} 、 i_{sq} 分别作为系统的输入量和输出量, 构造 d 、 q 轴的电流超局部模型, 表示为

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = F_d + \alpha_d u_{sd}^* \\ \frac{di_{sq}}{dt} = F_q + \alpha_q u_{sq}^* \end{cases} \quad (16)$$

式中: α_d 和 α_q 分别为系统的比例因子在 d 、 q 轴上的分量; F_d 和 F_q 分别为干扰量在 d 、 q 轴上的分量; u_{sd}^* 和 u_{sq}^* 分别为 d 、 q 轴上的定子电压参考量。

3.2 干扰量观测器设计

传统方法采用代数辨识来实现系统中干扰量 F 的在线估计, 但是, 这种方法求解过程较为复杂, 会增加控制器设计的复杂度以及处理器的运算负担。文献[28]通过 ESO 对电机参数变化和逆变器非线性特性造成的干扰量进行观测, 然后再送入控制器运算。本文将电机定子电流作为一个状态变量和输出变量, 因此, 式(13)的电流模型可以改写成状态空间形式, 表示为

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \mathbf{A}_1 i + \mathbf{A}_2 i + \mathbf{B}_1 u + \mathbf{C}_1 \psi_r + \mathbf{F} \\ \frac{d\mathbf{F}}{dt} = \mathbf{f} \end{cases} \quad (17)$$

式中:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s-d} L_{r-d}^2 + R_{r-d} L_{m-d}^2}{\sigma L_{s-d} L_{r-d}^2} & 0 \\ 0 & \frac{R_{s-d} L_{r-d}^2 + R_{r-d} L_{m-d}^2}{\sigma L_{s-d} L_{r-d}^2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & \omega_1 \\ -\omega_1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix}; \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{s-d}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{s-d}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} \frac{L_{m-d}}{\sigma L_{s-d} L_{r-d} T_{r-d}} \\ -\frac{L_{m-d}}{\sigma L_{s-d} L_{r-d}} \omega_r \end{bmatrix};$$

\mathbf{F} 表示实际的干扰矩阵; \mathbf{f} 表示 \mathbf{F} 的变化率矩阵; L_{s-d} 、 L_{r-d} 、 L_{m-d} 、 T_{r-d} 、 R_{s-d} 、 R_{r-d} 分别表示变化后的参数值。

当电机参数发生变化时, 式(17)中的干扰矩阵 \mathbf{F} 可以表示为

$$\mathbf{F} = [\mathbf{A} - \mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2]\mathbf{i} + [\mathbf{B} - \mathbf{B}_1]\mathbf{u} + [\mathbf{C} - \mathbf{C}_1]\boldsymbol{\psi}_r \quad (18)$$

得到扩张状态电流模型后, 鉴于 ADRC 中的 NLESO 不需要电机参数就能实现模型不确定和内外扰动的估计, 本文设计的 d 、 q 轴干扰量观测器数学模型如式(19)所示。

$$\begin{cases} \mathbf{e}_r = \hat{\mathbf{i}} - \mathbf{i} \\ \frac{d\hat{\mathbf{i}}}{dt} = \hat{\mathbf{F}} - k_1 \text{fal}(\mathbf{e}_r, \boldsymbol{\alpha}, \delta) + \mathbf{a}\mathbf{u}^* \\ \frac{d\hat{\mathbf{F}}}{dt} = -k_2 \text{fal}(\mathbf{e}_r, \boldsymbol{\alpha}, \delta) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{sd} \\ \hat{i}_{sq} \end{bmatrix}$; $\hat{\mathbf{F}} = \begin{bmatrix} \hat{F}_d \\ \hat{F}_q \end{bmatrix}$; $\boldsymbol{\alpha} = \begin{bmatrix} \alpha_d \\ \alpha_q \end{bmatrix}$; $\mathbf{u}^* = \begin{bmatrix} u_{sd}^* \\ u_{sq}^* \end{bmatrix}$ 。

其中, \hat{i}_{sd} 和 \hat{i}_{sq} 分别为 d 、 q 轴定子电流估计值; \hat{F}_d 和 \hat{F}_q 分别为 d 、 q 轴干扰量估计值; k_1 、 k_2 为观测器的校正系数; \mathbf{e}_r 为定子电流估计值与实际值之间的误差向量。

3.3 无模型预测电流控制

将式(16)作为无模型预测电流控制算法的预测模型, 经过前向欧拉法离散化处理可得

$$\begin{cases} i_{sd}(k+1) = (\hat{F}_d(k) + \alpha_d u_{sd}^*(k))T_s + i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k+1) = (\hat{F}_q(k) + \alpha_q u_{sq}^*(k))T_s + i_{sq}(k) \end{cases} \quad (20)$$

式中: $i_{sd}(k+1)$ 和 $i_{sq}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻 d 、 q 轴定子电流值; $i_{sd}(k)$ 和 $i_{sq}(k)$ 分别为 k 时刻 d 、 q 轴定子电流值; $u_{sd}^*(k)$ 和 $u_{sq}^*(k)$ 分别为 k 时刻 d 、 q 轴定子电压参考值; $\hat{F}_d(k)$ 和 $\hat{F}_q(k)$ 分别为 k 时刻 F_d 和 F_q 的估计值。

在无模型预测电流控制中, 一般采用价值函数 J_n 来体现系统在有限的 N_p 步预测时间长度内的预期控制性能。将 8 组开关状态依次代入预测模型计算系统被控量预测值, 再结合系统参考值依次计算出 8 组开关状态各自对应的价值函数, 从中选择令价值函数值最小的一组输出, 其表达式为

$$\begin{cases} J_n = \|i_{sd}^*(k) - i_{sd,n}(k+1)\|^2 + \|i_{sq}^*(k) - i_{sq,n}(k+1)\|^2 \\ \mathbf{S} = \min(J_n) \quad n = 0, 1, \dots, 7 \end{cases} \quad (21)$$

式中: $\mathbf{S} = [S_a \ S_b \ S_c]^T$; $i_{sd,n}(k+1)$ 和 $i_{sq,n}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻 8 个参考电压矢量计算后得到的预测电流 d 、 q 轴分量。

由于运算器需要计算时间, 所以最终输出的开关状态依据上一个采样周期的数据计算得到, 造成

控制信号的输出总是比电流变化慢一个预测时间长度, 即在 k 时刻选择的最优电压矢量应用到逆变器时已经是 $k+2$ 时刻了。为了提高控制精度, 本文设计的电流内环采用二步预测^[29]来减小电流误差, 可以将 MFPPCC 算法的数学模型归纳为

$$\begin{cases} i_{sd}(k+1) = (\hat{F}_d(k) + \alpha_d u_{sd}^*(k))T_s + i_{sd}(k) \\ i_{sq}(k+1) = (\hat{F}_q(k) + \alpha_q u_{sq}^*(k))T_s + i_{sq}(k) \\ i_{sd,n}(k+2) = (\hat{F}_d(k) + \alpha_d u_{sd,n}^*(k+1))T_s + i_{sd}(k+1) \\ i_{sq,n}(k+2) = (\hat{F}_q(k) + \alpha_q u_{sq,n}^*(k+1))T_s + i_{sq}(k+1) \\ J_n = \|i_{sd}^*(k) - i_{sd,n}(k+2)\|^2 + \|i_{sq}^*(k) - i_{sq,n}(k+2)\|^2 \\ \mathbf{S} = \min(J_n) \quad n = 0, 1, \dots, 7 \end{cases} \quad (22)$$

式中: $u_{sd,n}^*(k)$ 和 $u_{sq,n}^*(k)$ 分别为 k 时刻对应的 8 个参考电压矢量 d 、 q 轴分量; $i_{sd,n}(k+2)$ 和 $i_{sq,n}(k+2)$ 分别为 $k+2$ 时刻 8 个参考电压矢量计算后得到的预测电流 d 、 q 轴分量。

由于控制周期 T_s 很小, k 时刻与 $k+2$ 时刻的参考值可以取等, 即

$$\begin{cases} i_{sd}^*(k) = i_{sd}^*(k+2) \\ i_{sq}^*(k) = i_{sq}^*(k+2) \\ \hat{F}_d(k+1) = \hat{F}_d(k) \\ \hat{F}_q(k+1) = \hat{F}_q(k) \end{cases} \quad (23)$$

将 $k+2$ 时刻计算得到的最优开关状态 \mathbf{S} 在 $k+1$ 时刻作用到逆变器上, 可以减小预测延时对电机控制的影响。本文设计的 MFPPCC 算法原理图如图 5 所示。

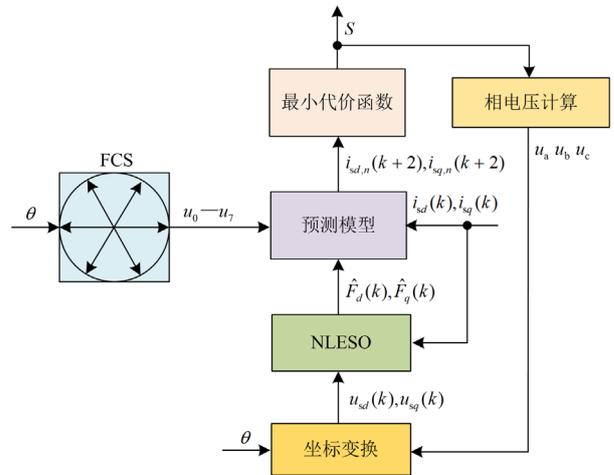


图 5 MFPPCC 算法原理框图

Fig. 5 Block diagram of MFPPCC algorithm

算法流程为: 将由开关状态通过坐标变换得到定子电压参考矢量在 d, q 轴的分量 $u_{sd}(k)$ 和 $u_{sq}(k)$, 由 NLESO 得到干扰量估计值在 d, q 轴上的分量 $\hat{F}_d(k)$ 和 $\hat{F}_q(k)$, 实时采样处理得到定子电流反馈值在 d, q 轴的分量 $i_{sd}(k)$ 和 $i_{sq}(k)$ 一并送入预测模型, 经过迭代运算得到预测电流值, 然后利用价值函数选择最优开关组合输出后将其作用到逆变器上。

4 仿真分析

为了验证本文提出控制算法的合理性, 通过 Matlab/Simulink 仿真平台对 ADRC-MFPCC 算法与 PI 算法作进一步对比分析。仿真所采用的电机功率较大, 电压较高, 电机的参数按表 1 取值, 从启动、稳态和动态 3 个方面对比研究两种控制算法下的电机性能。

表 1 仿真电机参数

Table 1 Simulation motor parameters

参数名称	值
额定功率 P_N/kW	400
额定电压 U_N/V	1140
额定转速 $n_N/(r/min)$	1485
额定频率 f_N/Hz	50
极对数 n_p	2
定、转子电阻 $R_s, R_r/\Omega$	0.087, 0.228
互感 L_m/H	0.0347
定、转子电感 $L_s, L_r/H$	0.003 53, 0.0355

图 6 为电机启动时两种控制算法在转速、转矩和磁链 3 个方面的启动性能仿真结果对比, 此时电机为空载状态, 转速给定为 1485 r/min。从图 6 可以看出, 电机启动阶段 PI 算法对应的转速有明显的超调, 而 ADRC-MFPCC 算法对应的转速平滑地上升到给定值且无超调, ADRC-MFPCC 算法启动时的冲击转矩持续时间比 PI 算法短, 相比于 PI 算法, ADRC-MFPCC 算法启动时磁链无超调。综上, ADRC-MFPCC 算法解决了电机启动时快速性和超调性之间的矛盾, 可以有效改善电机的启动性能, 实现平滑启动。

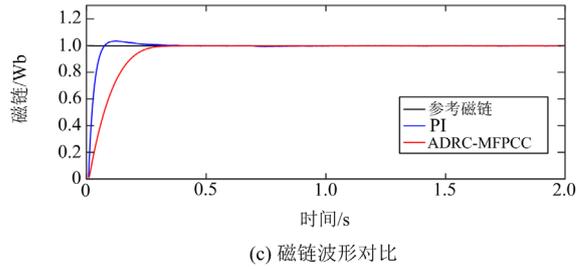
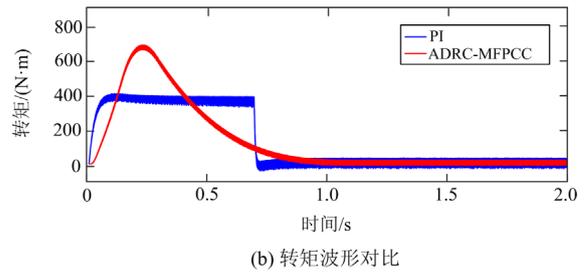
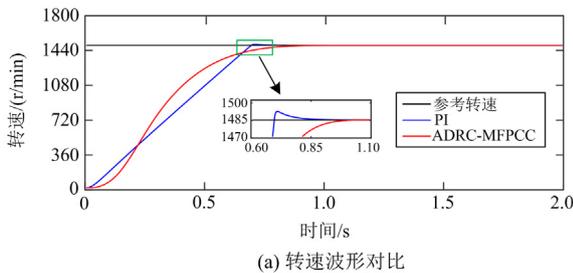
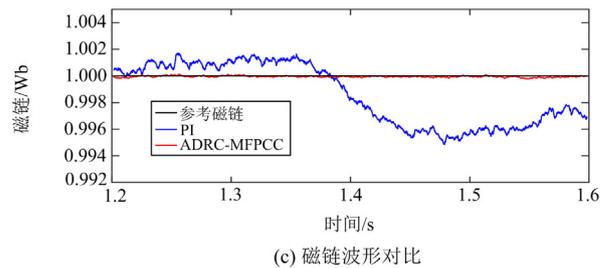
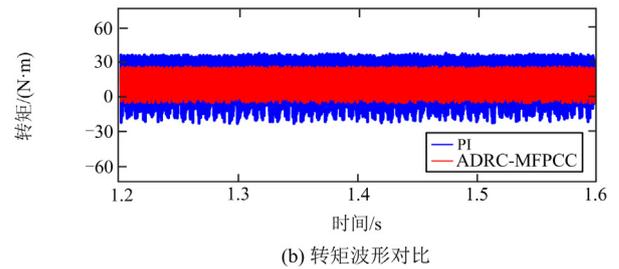
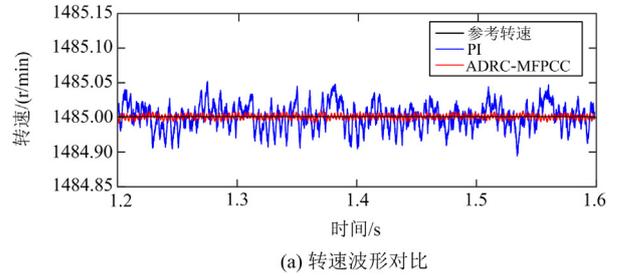
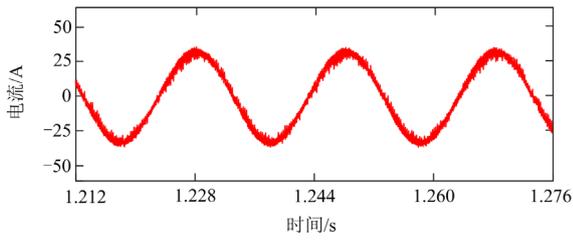


图 6 两种控制算法的启动性能对比

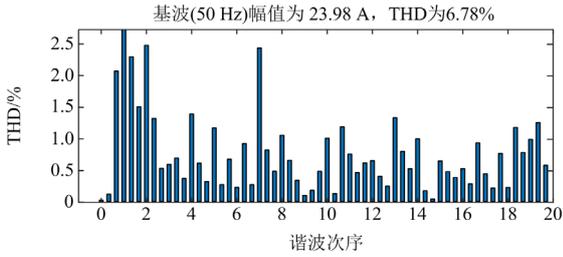
Fig. 6 Comparison of startup performance between two control algorithms

图 7 为电机在到达空载稳态阶段后, 两种控制算法在转速、转矩、磁链和电流 4 个方面的稳态性能仿真结果对比。从图 7(a)~图 7(c)中可以看出,

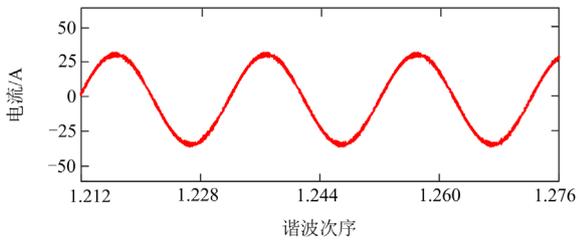




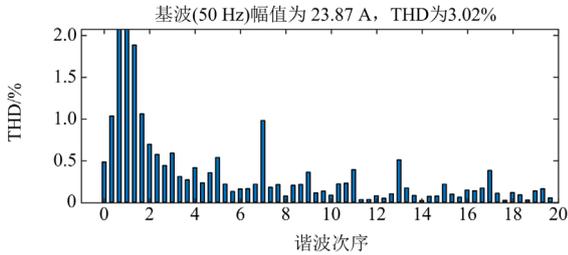
(d) PI算法的A相电流波形



(e) PI算法的A相电流THD



(f) ADRC-MFPC算法的A相电流波形



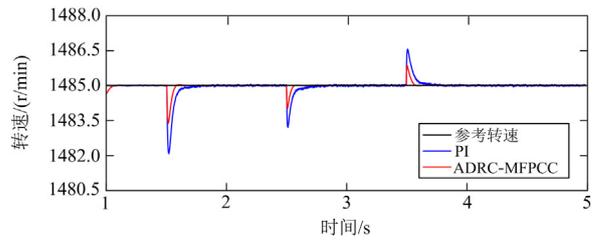
(g) ADRC-MFPC算法的A相电流THD

图7 两种控制算法的稳态性能对比

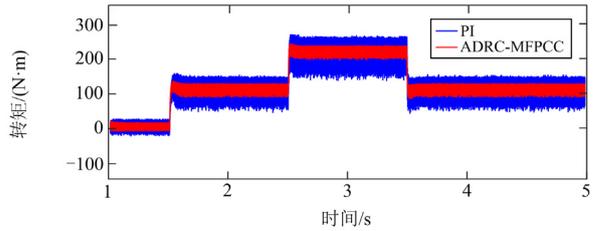
Fig. 7 Comparison of steady-state performance between two control algorithms

ADRC-MFPC算法相比于PI算法在到达给定转速后的稳态阶段有更小的转速脉动、转矩脉动和磁链脉动。从图7(d)~图7(g)可以看出,ADRC-MFPC算法相比于PI算法有效降低了电流的谐波含量,使电流波形更加光滑,具有更好的正弦度。

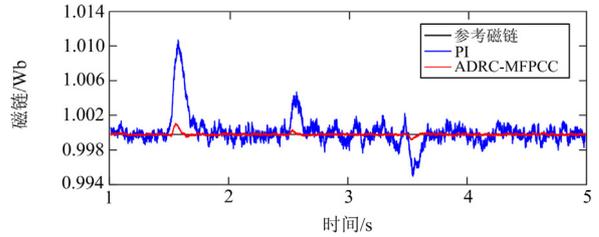
图8为电机发生内参摄动时,在变载条件下,两种控制算法在转速、转矩和磁链3个方面的动态性能对比。设置内参分别为 $2R_s$ 和 $0.6L_m$,变载条件:在 $t=1.5\text{ s}$ 时,电机的给定负载为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$,在 $t=2.5\text{ s}$ 时给定负载由 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 阶跃到 $200\text{ N}\cdot\text{m}$,然后在



(a) 变载时的转速波形对比



(b) 变载时的转矩波形对比



(c) 变载时的磁链波形对比

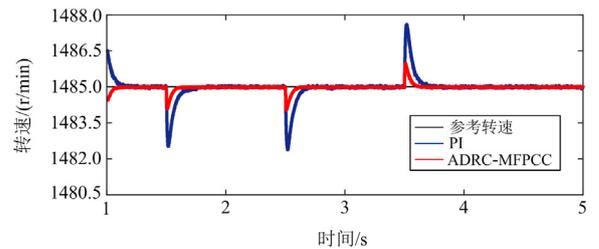
图8 内参摄动时两种控制算法的动态性能对比

Fig. 8 Dynamic performance comparison of two control algorithms under internal parameter perturbations

$t=3.5\text{ s}$ 时,给定负载由 $200\text{ N}\cdot\text{m}$ 阶跃到 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

图9为电机发生外部扰动时,在变载条件下,两种控制算法在转速、转矩和磁链3个方面的动态性能对比。设置外扰为 $1.3J$,变载条件:在 $t=1.5\text{ s}$ 时,电机的给定负载为 $100\text{ N}\cdot\text{m}$,在 $t=2.5\text{ s}$ 时给定负载由 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 阶跃到 $200\text{ N}\cdot\text{m}$,然后在 $t=3.5\text{ s}$ 时,给定负载由 $200\text{ N}\cdot\text{m}$ 阶跃到 $100\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

从图8、图9中可以看出,在电机参数变化及外部扰动时进行加减载操作,ADRC-MFPC算法相比于PI算法有更小的转速跌落量,可以显著降低转矩恶化程度,减小转矩波动量,抑制磁链变化幅



(a) 变载时的转速波形对比

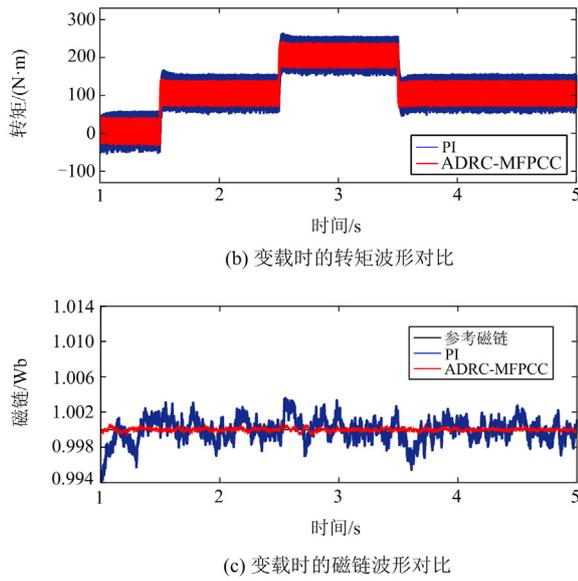


图 9 外部扰动时两种控制算法的动态性能对比

Fig. 9 Dynamic performance comparison of two control algorithms under external perturbations

度。因此, 当电机发生参数变化或外部存在扰动时, 本文提出的 ADRC-MFPC 算法在跟踪精度和动态调节方面具有优良的控制性能。

5 实验验证

为了验证本文所提控制策略的可行性和有效性, 搭建了感应电机变频控制实验平台, 如图 10 所示。由于实验环境限制, 实验采用小功率电机测试, 实验电机的参数如表 2 所示, 该控制算法在 TMS320F28335 上实现。

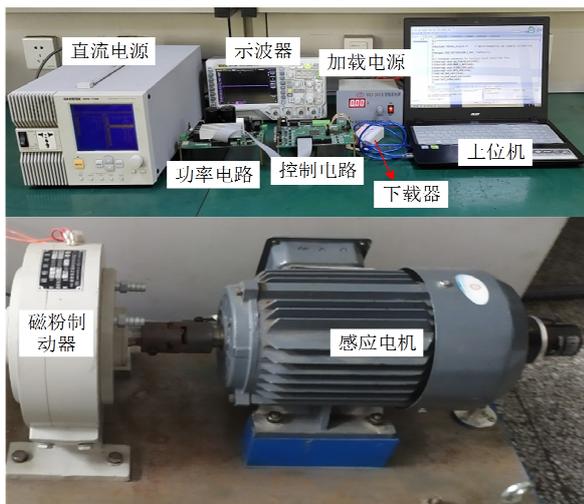


图 10 感应电机变频控制实验平台

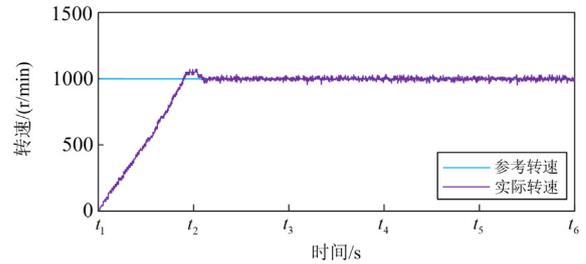
Fig. 10 Experimental platform of induction motor variable frequency control

表 2 实验电机参数

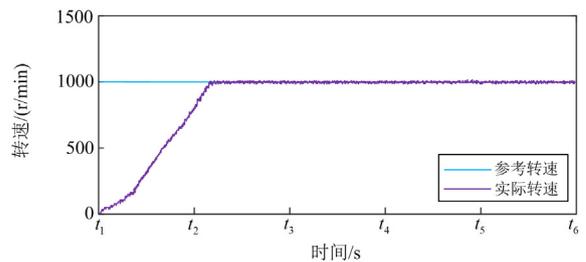
参数名称	值
额定功率 P_N /kW	1.1
额定电压 U_N /V	380
额定转速 n_N /(r/min)	1400
额定频率 f_N /Hz	50
极对数 n_p	2
定、转子电阻 $R_s, R_r/\Omega$	6.75, 5.82
互感 L_m /H	0.223
定、转子电感 L_s, L_r /H	0.223, 0.328

本文从稳态和动态两个方面, 通过实验对比本文提出的 ADRC-MFPC 算法与 PI 算法之间的性能差异, 实验时给定转速为 1000 r/min。

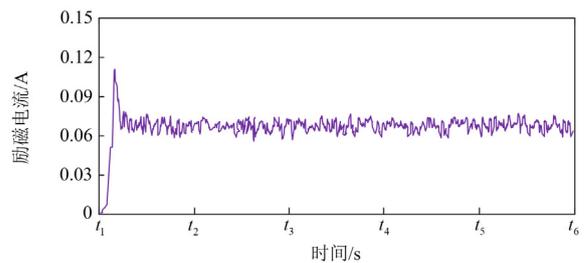
图 11 为电机从启动到稳态的性能波形图, 从图 11 中可以看出, 电机启动时 PI 算法对应的转速和励磁电流存在一定的超调, ADRC-MFPC 算法基本没有超调, 且转速和励磁电流达到给定值后, 相对于 PI 算法, ADRC-MFPC 算法转速和励磁电流波动更小, 能够更加平稳地跟踪给定值。PI 算法对



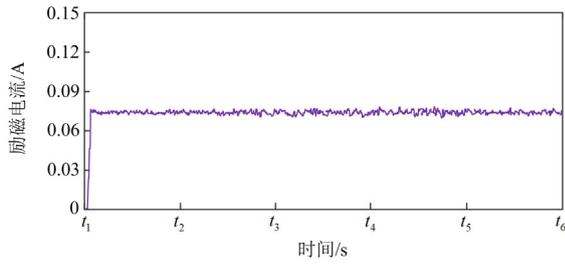
(a) PI 转速波形



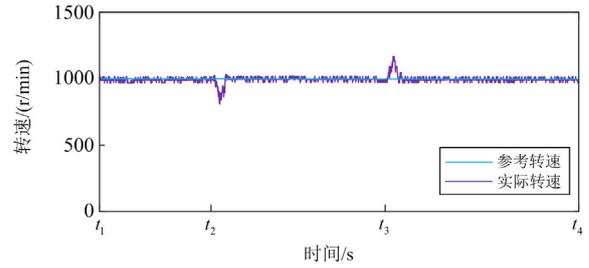
(b) ADRC-MFPC 转速波形



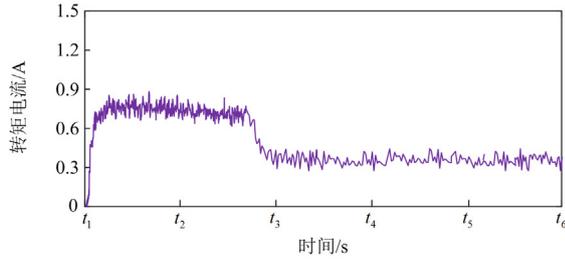
(c) PI 励磁电流波形



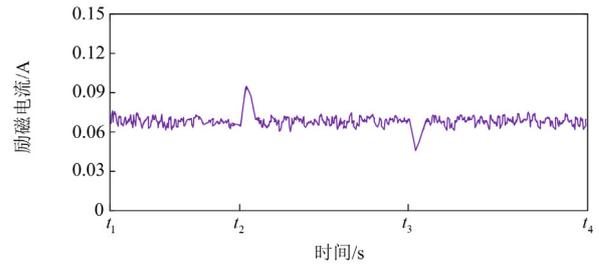
(d) ADRC-MFPCC励磁电流波形



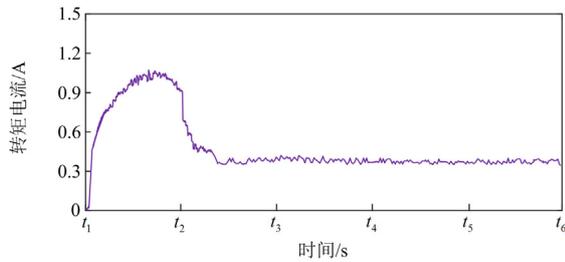
(b) ADRC-MFPCC转速波形



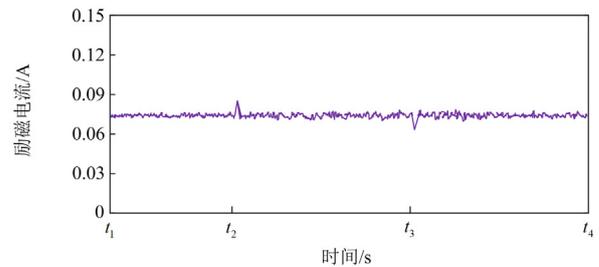
(e) PI转矩电流波形



(c) PI励磁电流波形



(f) ADRC-MFPCC转矩电流波形



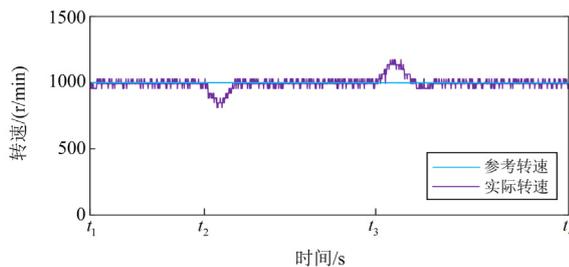
(d) ADRC-MFPCC励磁电流波形

图 11 电机从启动到稳态的性能波形图

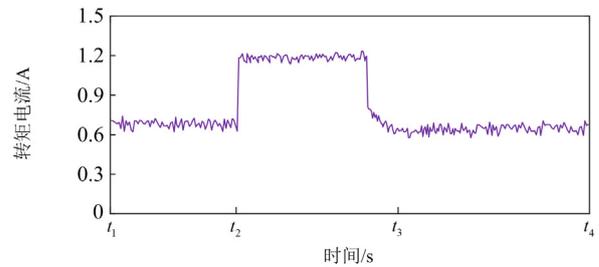
Fig. 11 Performance waveform of motor from start to stability

应的转矩电流冲击在启动时持续时间较长，而 ADRC-MFPCC 算法启动转矩电流更加平滑且冲击时间较短，稳定后 ADRC-MFPCC 算法相对于 PI 算法的转矩电流波动更小。实验结果进一步验证了本文提出的控制算法有更好的启动和稳态性能。

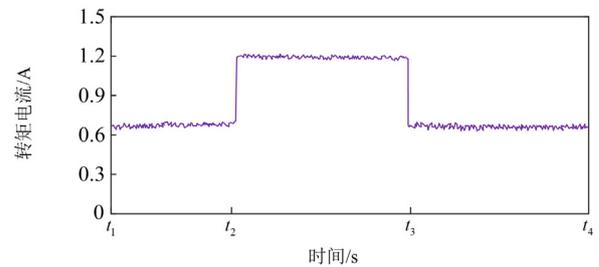
图 12 为电机加减速时的动态性能波形，从图 12 中可以看出，电机分别在 t_2 和 t_3 时刻加载和减载，ADRC-MFPCC 算法对应的转速在加减速时的跌落量和恢复时间都要小于 PI 算法，ADRC-MFPCC 算法对应的励磁电流在加减速时的变化量要远小于 PI



(a) PI转速波形



(e) PI转矩电流波形



(f) ADRC-MFPCC转矩电流波形

图 12 电机加减速时动态性能波形图

Fig. 12 Dynamic performance waveforms of motor loading and unloading

算法, 而转矩电流的变化也反映了 ADRC-MFPCC 算法比 PI 算法具有更好的动态响应效果和抗扰性能。

6 结论

1) 为了提高感应电机的动稳态性能和抗扰动能力, 提出了一种感应电机的 ADRC-MFPCC 方法。

2) 根据转速环和磁链环的数学模型, 设计了转速环和磁链环的 ADRC 控制器, 利用 NLESO 和 NLSEF 对负载变化和参数摄动造成的干扰进行估计和补偿, 提高了系统的动态性能。

3) 建立了电流环扰动数学模型, 基于无模型控制思想构造了 d, q 轴电流超局部方程以避免参数变化对内环控制的影响, 利用 NLESO 设计了干扰量观测器, 结合预测控制思想设计了 MFPCC 电流环控制器, 增强了系统的鲁棒性。

4) 通过大功率电机的仿真和小功率电机的实验, 验证了所提出的控制算法具有较好的启动和稳态性能, 提高了系统的动态响应和抗干扰能力。

参考文献

- [1] 周涛, 陈中, 王毅, 等. 计及异步电机频率响应的电力系统最低惯量评估[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 22-31.
ZHOU Tao, CHEN Zhong, WANG Yi, et al. Evaluation of minimum inertia in power systems considering frequency response of induction machines[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(20): 22-31.
- [2] 吴璇, 赵文彬, 朱瑞. 鼠笼异步式风机的新型控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 43-51.
WU Xuan, ZHAO Wenbin, ZHU Rui. A novel control method of a squirrel cage asynchronous generator for a wind turbine[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 43-51.
- [3] 贺虎成, 孙磊, 张玉峰, 等. 基于矢量控制的异步电机自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 120-125.
HE Hucheng, SUN Lei, ZHANG Yufeng, et al. Asynchronous motor active disturbance rejection control based on vector control[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 120-125.
- [4] AZZOUG Y, SAHRAOUI M, PUSCA R, et al. High performance vector control without AC phase current sensors for induction motor drives: simulation and real-time implementation[J]. ISA Transactions, 2021, 109: 295-306.
- [5] 贺虎成, 汪沁, 张晨阳, 等. 采煤机牵引系统双电机功率平衡控制策略[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(1): 121-131.
HE Hucheng, WANG Qin, ZHANG Chenyang, et al. Dual motor power balance control strategy for shearer traction system[J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(1): 121-131.
- [6] 韩京清. 自抗扰控制技术[J]. 前沿科学, 2007(1): 24-31.
HAN Jingqing. Auto disturbances rejection control technique[J]. Frontier Science, 2007(1): 24-31.
- [7] ZUO Y, GE X, ZHENG Y. An adaptive active disturbance rejection control strategy for speed-sensorless induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(3): 3336-3348.
- [8] 高志强. 自抗扰控制的传承与发展[J]. 控制理论与应用, 2023, 40(3): 593-595.
GAO Zhiqiang. ADRC: the deep roots and the latest developments[J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(3): 593-595.
- [9] DU C, YIN Z, LIU J, et al. A speed estimation method for induction motors based on active disturbance rejection observer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8429-8442.
- [10] 李志鹏, 那少聃. 改进型 ADRC 的感应电机定子磁场定向矢量控制[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2020, 32(4): 604-610.
LI Zhipeng, NA Shaodan. Research on stator field oriented vector control of induction motor based on improved ADRC[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications (Natural Science Edition), 2020, 32(4): 604-610.
- [11] ZHU L, ZHANG G, JING R, et al. Nonlinear active disturbance rejection control strategy for permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(3): 2119-2129.
- [12] 李思毅, 苏健勇, 杨贵杰. 基于自抗扰控制的永磁同步电机弱磁控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(23): 6135-6144.
LI Siyi, SU Jianyong, YANG Guijie. Flux weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejection control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(23): 6135-6144.
- [13] QU L, QIAO W, QU L. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless control for permanent magnet synchronous motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 35(6): 6175-6184.
- [14] 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.
- [15] RODRIGUEZ J, GARCIA C, MORA A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives—part I: basic concepts and advanced strategies[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(4): 3927-3942.
- [16] PRINCE, HATI A S, KUMAR P. An adaptive neural fuzzy interface structure optimisation for prediction of energy consumption and airflow of a ventilation system[J]. *Applied Energy*, 2023, 337.
- [17] KUMAR P, HATI A S. Sensor-less speed control of ventilation system using extended Kalman filter for high performance[C]// 2021 IEEE 8th Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, November 11-13, 2021, Dehradun, India: 1-6.
- [18] SAFAEI A, MAHYUDDIN M N. Adaptive model-free control based on an ultra-local model with model-free parameter estimations for a generic SISO system[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 4266-4275.
- [19] HU M, YANG F, LIU Y, et al. Finite control set model-free predictive current control of a permanent magnet synchronous motor[J]. *Energies*, 2022, 15(3): 1045.
- [20] 曹晓冬, 杨世海, 陈宇沁, 等. 基于无模型预测控制的PMSM鲁棒调速系统[J]. *电力电子技术*, 2019, 53(10): 43-47.
CAO Xiaodong, YANG Shihai, CHEN Yuqin, et al. Model-free model predictive control method for PMSM robust speed control system[J]. *Power Electronics*, 2019, 53(10): 43-47.
- [21] ZHANG Y, JIN J, HUANG L. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 68(2): 993-1003.
- [22] 刘欣, 王正阳, 王晓远. 引入 ESO 的永磁超环面电机无模型预测电流控制[J/OL]. *北京航空航天大学学报*: 1-17[2024-01-02]. DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0495.
LIU Xin, WANG Zhengyang, WANG Xiaoyuan. Model-free predictive current control for permanent magnet toroidal motor with extended state observer[J/OL]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*: 1-17[2024-01-02]. DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0495.
- [23] ZHAO K, YIN T, ZHANG C, et al. Robust model-free nonsingular terminal sliding mode control for PMSM demagnetization fault[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 15737-15748.
- [24] HE H, LIU B, WANG Q, et al. Active disturbance rejection control-based robust model predictive current control for induction motor[J]. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2022, 17(6): 3413-3425.
- [25] 曹正策, 楚育博. 基于自抗扰的永磁同步电机矢量控制系统[J]. *武汉大学学报(工学版)*, 2020, 53(1): 67-71.
CAO Zhengce, CHU Yubo. Active disturbance rejection vector control system for PMSMs[J]. *Engineering Journal of Wuhan University*, 2020, 53(1): 67-71.
- [26] ZHAO B, LI H, MAO J. Double-objective finite control set model-free predictive control with DSVM for PMSM drives[J]. *Journal of Power Electronics*, 2019, 19(1): 168-178.
- [27] WANG Y, LI H, LIU R, et al. Modulated model-free predictive control with minimum switching losses for PMSM drive system[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 20942-20953.
- [28] YUAN X, ZUO Y, FAN Y, et al. Model-free predictive current control of SPMSM drives using extended state observer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 69(7): 6540-6550.
- [29] AGUSTIN C A, YU J T, CHENG Y S, et al. A synchronized current difference updating technique for model-free predictive current control of PMSM drives[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 63306-63318.
- 收稿日期: 2024-01-22; 修回日期: 2024-05-22
作者简介:
贺虎成(1977—), 男, 博士, 教授, 研究方向为运动控制技术、电力电子技术、智能自动化装置、电能质量分析与控制等; E-mail: hhc1@126.com
徐景哲(1998—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电机控制技术; E-mail: 1214308821@qq.com
谭阜琛(1998—), 男, 硕士, 研究方向为电机控制技术。
E-mail: tfc2734001668@163.com
- (编辑 许威)