

控制与决策

Control and Decision

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

宁博文, 周凤星, 卢少武

引用本文:

宁博文, 周凤星, 卢少武. 基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制[J]. *控制与决策*, 2021, 36(4): 953–958.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

多航天器系统分布式固定时间输出反馈姿态协同跟踪控制

Distributed fixed-time output feedback attitude coordination tracking control for multiple rigid spacecraft

控制与决策. 2021, 36(5): 1049–1058 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0968>

基于变速趋近律的Buck型变换器抗扰动控制

Disturbance rejection control of Buck converters based on variable rate reaching law

控制与决策. 2021, 36(4): 893–900 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1073>

直线同步电动机磁悬浮系统的自适应模糊滑模控制

Adaptive fuzzy sliding mode control for magnetic suspension system of linear synchronous motor

控制与决策. 2021, 36(3): 693–698 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0774>

基于模型依赖驻留时间的异步切换控制

Asynchronous switching control based on mode-dependent average dwell time

控制与决策. 2021, 36(3): 609–618 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0645>

基于强化学习的小型无人直升机有限时间收敛控制设计

Finite time control based on reinforcement learning for a small-size unmanned helicopter

控制与决策. 2020, 35(11): 2646–2652 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0328>

基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制

宁博文[†], 周凤星, 卢少武

(武汉科技大学 冶金自动化与检测技术教育部工程研究中心, 武汉 430081)

摘要: 针对三相异步电机驱动系统, 提出一种基于高阶滑模速度控制器的模型预测转矩控制策略. 为了降低负载扰动对系统运行性能的影响, 设计一种基于二阶 Super-Twisting 滑模技术的速度环控制器, 以代替传统 PI 速度控制器, 并应用 Lyapunov 稳定性理论对其稳定性和鲁棒性进行分析, 得到使速度控制系统收敛的参数范围. 为了提升转矩控制精度, 基于异步电机的数学模型, 采用模型预测转矩控制理论, 以转矩和定子磁链为控制目标设计评价函数, 得到最优输出电压矢量驱动电机运行. 仿真结果表明, 所提出的控制方法能有效提升系统对负载扰动的鲁棒性, 并有效降低转矩波动, 使电机具有良好的动态和静态运行性能.

关键词: 异步电机; Super-Twisting 滑模控制; 速度控制; 模型预测转矩控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2019.0650

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



引用格式: 宁博文, 周凤星, 卢少武. 基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制 [J]. 控制与决策, 2021, 36(4): 953-958.

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller

NING Bo-wen[†], ZHOU Feng-xing, LU Shao-wu

(Engineering Research Center of Metallurgical Automation and Measurement Technology of Ministry of Education, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan 430081, China)

Abstract: This paper proposes a model predictive torque control strategy based on high order sliding mode speed controllers for three-phase induction motor drive systems. To reduce the influence of the load disturbance on system performance, a second order Super-Twisting sliding mode speed loop controller is designed to replace the traditional PI speed controller. The Lyapunov stability theory is used to analyze its stability and robustness, and then parameter range of the speed control system is obtained. To improve the torque control accuracy, the model predictive torque control is adopted based on the mathematical model of induction motors. Then the cost function is designed by controlling the torque and stator flux, so the optimal output voltage vector is obtained to drive the motor. Simulation results show that the proposed control method not only improves the robustness of the system to load disturbance effectively, but also decreases the ripples of torque and flux, so the motor has good dynamic and static performance.

Keywords: induction motor; Super-Twisting sliding-mode control; speed control; model predictive torque control

0 引言

异步电机具有结构简单、性能可靠、响应快速等优点, 在日常生活和工业领域得到了广泛应用^[1]. 磁场定向控制(FOC)和直接转矩控制(DTC)是常用的两种高性能电压源馈电异步电机调速控制技术. 相较于磁场定向控制, 直接转矩控制具有控制结构简单、转矩响应快速的优点. 因而, 自从直接转矩控制在 20 世纪 80 年代被提出并成功应用于异步电机以来, 吸引了众多研究人员的关注, 并逐渐成为研究的

热点^[2].

由于受到滞环控制器结构的限制, 传统直接转矩控制方法存在转矩和定子磁链波动大的缺点, 对电机的运行性能造成影响, 因此需要对其进行改进. 近年来, 随着高速微控制器的快速发展, 有限集模型预测转矩控制(FCS-MPTC)在电机调速系统中的应用也得到了越来越多的关注^[3-5]. FCS-MPTC 将电机和逆变器作为一个整体进行设计, 能充分考虑到控制系统的数字化特性. 该方法通过引入非线性约束条件, 并

收稿日期: 2019-05-11; 修回日期: 2019-11-16.

基金项目: 国家自然科学基金项目(51975433, 51975430); 湖北省自然科学基金项目(2018CFB144).

责任编辑: 张国山.

[†]通讯作者. E-mail: ningbowen@wust.edu.cn.

进行在线优化过程,实现对电机驱动系统转矩和磁链的解耦控制,获取最优开关状态驱动电机运行. FCS-MPTC能有效减小转矩波动,显著提升电机的转矩动态性能.

在异步电机调速系统中,其外环速度控制器通常采用线性PI控制器. 异步电机本质上是一个多变量、强耦合的非线性控制对象,对内部参数变化和外部负载扰动十分敏感. 因此,为了进一步提升电机速度响应性能,滑模控制^[6-9]、自抗扰控制^[10-12]、反推控制^[13-15]等非线性控制方法被广泛应用于异步电机速度控制中. Super-Twisting滑模控制(ST-SMC)是一种高阶滑模控制方法,不仅保持了一阶滑模控制动态响应快速、鲁棒性强的优点,且能有效削弱一阶滑模控制器中存在的抖振现象^[16]. 文献[17]应用Super-Twisting方法设计了速度滑模观测器,实现了永磁同步电机的无速度传感器运行. 文献[18]为了减弱干扰信号对定子磁链观测的影响,设计了基于Super-Twisting方法的磁链滑模观测器,有效提升了异步电机定子磁链的观测精度. 文献[19-20]提出了基于Super-Twisting方法的永磁同步电机直接转矩控制方法,分别设计了转矩和磁链滑模控制器,以提升系统动态响应性能.

本文针对异步电机调速控制系统,提出一种基于高阶Super-Twisting滑模速度控制器的模型预测转矩控制方法. 通过设计Super-Twisting滑模控制器来代替传统的PI速度控制器,以增强系统对外界负载扰动的抗干扰能力,并通过Lyapunov稳定性理论分析其稳定性. 进一步,应用模型预测转矩控制(MPTC)实现对转矩和定子磁链的解耦控制,以减小电机的转矩波动和电流谐波,使电机控制系统具有良好的响应性能. 最后,通过仿真对比验证所提出方法的有效性.

1 异步电机数学模型

三相异步电机在静止坐标系下的数学模型可以由以下方程表示:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt}, \quad (1)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r}{dt} - j\omega \boldsymbol{\psi}_r, \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r, \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r = L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r. \quad (4)$$

其中: \mathbf{u}_s 、 \mathbf{i}_s 分别为定子电压和电流矢量, \mathbf{i}_r 为转子电流矢量, $\boldsymbol{\psi}_s$ 、 $\boldsymbol{\psi}_r$ 分别为定子和转子磁链矢量, R_s 、 R_r 分别为定子和转子电阻, ω 为转子电气角速度, L_s 、 L_r 和 L_m 分别为定子电感、转子电感和互感.

转矩方程表示为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \boldsymbol{\psi}_s \times \mathbf{i}_s. \quad (5)$$

其中: T_e 为电机电磁转矩, n_p 为极对数.

异步电机的运动方程表示为

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_r - T_l). \quad (6)$$

其中: J 为转动惯量, B 为摩擦系数, T_l 为负载转矩, ω_r 为电机机械角速度,且 $\omega = n_p \omega_r$.

2 Super-Twisting滑模速度控制器设计

2.1 控制器设计

应用Super-Twisting滑模控制技术设计速度环控制器,使得电机转速可以快速准确地跟踪给定参考转速,并增强控制系统对负载扰动及参数变化的鲁棒性,同时减小抖振现象. 为此,首先选取速度控制环节的滑模面为

$$s = \omega_r^* - \omega_r, \quad (7)$$

其中 ω_r^* 为速度给定.

依据Super-Twisting滑模控制理论,可以设计速度滑模控制器的转矩输出如下式,以保证控制系统在有限时间到达滑模面:

$$T_e = \lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) + \int_0^t \beta \text{sign}(s) dt. \quad (8)$$

其中: λ 和 β 为增益系数,且 $\lambda > 0, \beta > 0$; $\text{sign}()$ 为符号函数.

对式(7)求取一阶微分可得

$$\frac{ds}{dt} = -\lambda |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \frac{1}{J} \int_0^t \beta \text{sign}(s) dt + e, \quad (9)$$

其中 $e = \frac{B\omega_r + T_l}{J}$.

进一步,对式(9)化简,得

$$\frac{ds}{dt} = -\lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \int_0^t \beta_1 \text{sign}(s) dt + e. \quad (10)$$

其中: $\lambda_1 = \frac{\lambda}{J}, \beta_1 = \frac{\beta}{J}$.

选取状态变量 ξ 为

$$\xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) \\ \int_0^t \beta_1 \text{sign}(s) dt \end{bmatrix}. \quad (11)$$

对状态变量 ξ 求取导数可得

$$\frac{d\xi}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{|s|^{-\frac{1}{2}}}{2} \left(-\lambda_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) - \int_0^t \beta_1 \text{sign}(s) dt + e \right) \\ \beta_1 \text{sign}(s) \end{bmatrix} = -|s|^{-\frac{1}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (\lambda_1 \xi_1 + \xi_2 - e) \\ -\beta_1 \xi_1 \end{bmatrix}. \quad (12)$$

进一步,对式(12)化简,可得

$$\frac{d\xi}{dt} = -|s|^{-\frac{1}{2}}(A\xi - \rho). \quad (13)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\lambda_1 & \frac{1}{2} \\ -\beta_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \rho = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}e \\ 0 \end{bmatrix}.$$

为了验证速度环控制系统的稳定性,构造如下 Lyapunov 函数:

$$V = \xi^T p \xi. \quad (14)$$

其中 p 为正定矩阵, 以使得函数 $V > 0$,

$$p = \begin{bmatrix} \frac{1}{4}\lambda_1^2 + 2\beta_1 & \frac{1}{4}\lambda_1 \\ \frac{1}{4}\lambda_1 & 1 \end{bmatrix}.$$

为了对系统稳定性进行分析,对式(14)求导数,可得

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\xi}^T p \xi + \xi^T p \dot{\xi} = \\ &= -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T (A^T p + pA) \xi + \frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \rho^T p \xi + \frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T p \rho. \end{aligned} \quad (15)$$

当选取 $\delta > 0$ 并满足 $|\frac{1}{2}e| \leq \delta|\xi_1|$ 时,式(15)可以进一步简化为

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T (A^T p + pA) \xi + \frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} p \xi + \\ &= \frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T p \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \xi = -\frac{1}{|s|^{\frac{1}{2}}} \xi^T Q \xi. \end{aligned} \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} Q &= A^T p + pA - p \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} p = \\ &= \frac{\lambda_1}{4} \begin{bmatrix} \lambda_1^2 + 6\beta_1 - 2\delta(\lambda_1 + 8\frac{\beta_1}{\lambda_1}) & \lambda_1 - \delta \\ \lambda_1 - \delta & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (17)$$

为了使得系统稳定,需要满足 $\dot{V} < 0$ 的稳定性条件,即上述对称矩阵 Q 为正定矩阵. 对于实对称矩阵 Q , 其为正定的充要条件是其各阶顺序主子式 $\Delta_i > 0$. 则当控制器参数满足下式条件时,可以保证矩阵 Q 为正定的:

$$\begin{cases} \lambda_1^2 + 6\beta_1 - 2\delta(\lambda_1 + 8\frac{\beta_1}{\lambda_1}) - (\lambda_1 - \delta)^2 > 0, \\ \lambda_1 > 0, \\ \beta_1 > 0. \end{cases} \quad (18)$$

那么,参数 λ_1 和 β_1 满足以下关系:

$$\begin{cases} \lambda_1 > \frac{8}{3}\delta, \\ \beta_1 > \frac{\lambda_1 \delta^2}{6\lambda_1 - 16\delta}. \end{cases} \quad (19)$$

通过上述分析可知,当参数 λ_1 和 β_1 满足上述条件时,式(8)所表示的滑模速度控制器输出 T_e 可以使速度控制系统实现滑模运动,并渐近收敛于状态原点.

2.2 鲁棒性分析

考虑到系统内部的参数变化及外部干扰的影响,速度控制系统表示为

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_r - T_l) + d. \quad (20)$$

其中 d 为速度控制系统所有扰动之和,且 d 有界. 对式(7)求取一阶微分,并将式(20)代入,得

$$\frac{ds}{dt} = -\frac{\lambda}{J}|s|^{\frac{1}{2}}\text{sign}(s) - \frac{1}{J} \int_0^t \beta \text{sign}(s) dt + e - d. \quad (21)$$

此时选取 $\delta > 0$ 并满足 $|\frac{1}{2}(e-d)| \leq \delta|\xi_1|$, 则当上述参数 λ_1 和 β_1 满足式(19)的条件时,依上述分析过程可知在存在系统内部参数变化及外部干扰情况下,速度控制系统仍能够保持稳定.

3 模型预测转矩控制器设计

在设计了外环滑模速度控制器之后,依据模型预测转矩控制理论设计转矩和定子磁链内环控制器,以代替滞环控制器. 依据模型预测转矩控制原理,内环控制器的设计步骤包括3步,分别是磁链估计,定子磁链和转矩预测,以及评价函数优化.

3.1 磁链估计

为了避免磁链电压观测模型中直流电压波动所造成的积分累积误差的影响,在此应用电流观测模型对当前采样时刻的转子磁链和定子磁链进行观测. 将式(4)代入(2)中,可以得到电机转子磁链 ψ_r 为

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_s + j\omega \tau_r \psi_r, \quad (22)$$

其中 $\tau_r = L_r/R_r$ 为转子时间常数.

进一步地,依据式(4)得到转子电流 i_r , 并将其代入式(2)中,可以求得电机定子磁链 ψ_s 为

$$\psi_s = L_m \left(\frac{\psi_r - L_m i_s}{L_r} \right) + L_s i_s. \quad (23)$$

为了估算出当前时刻的磁链值,对式(22)和(23)进行离散化,得到 k 时刻电机转子磁链 ψ_r 和定子磁链 ψ_s 分别为

$$\psi_r(k) = \frac{\tau_r}{T_s(1-j\omega\tau_r)} \psi_r(k-1) + \frac{L_m}{1-j\omega\tau_r} i_s(k), \quad (24)$$

$$\psi_s(k) = k_r \psi_r(k) + \sigma L_s i_s(k). \quad (25)$$

其中: T_s 是采样周期, $k_r = L_m/L_r$ 是转子耦合系数, $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ 是漏感系数.

3.2 定子磁链和转矩预测

依据转矩预测控制理论,控制变量为下一时刻的定子磁链和转矩值. 由于无法直接获取下一时刻的定子磁链和转矩值,需要由 k 时刻获取的电机变量值,对 $k+1$ 时刻的电机定子磁链和转矩进行预测. 利用前向欧拉法对式(1)进行离散化,预测得到 $k+1$ 时刻的定子磁链为

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s(\mathbf{u}_s(k) - R_s \mathbf{i}_s(k)). \quad (26)$$

进一步由式(1)~(4),可以预测得到 $k+1$ 时刻的定子电流为

$$\mathbf{i}_s(k+1) = \left(1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma}\right) \mathbf{i}_s(k) + \frac{T_s}{T_s + \tau_\sigma} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left(\frac{k_r}{\tau_r} - j\omega(k)k_r \right) \psi_r(k) + \mathbf{u}_s(k) \right\}. \quad (27)$$

其中: $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$ 表示等效电阻, $\tau_\sigma = \sigma L_s / R_\sigma$ 表示等效时间常数.

依据式(26)和(27),可以预测得到 $k+1$ 时刻的转矩为

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} n_p \psi_s(k+1) \times \mathbf{i}_s(k+1). \quad (28)$$

由式(26)~(28)可知,依据所输出的电压矢量可以预测得到相对应的定子磁链和转矩.

3.3 评价函数优化

模型预测转矩控制以转矩和定子磁链波动之和最小化为原则选取输出最优的电压矢量,为此评价函数定义如下:

$$g_i = |T_e^* - T_e(k+1)|_i + k_\psi |\psi_s^* - \psi_s(k+1)|_i, \quad i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}. \quad (29)$$

T_e^* 为通过上述 Super-Twisting 滑模速度控制器得到的转矩给定值, ψ_s^* 为定子磁链的给定参考值, $T_e(k+1)$ 和 $\psi_s(k+1)$ 分别为转矩和定子磁链预测值, k_ψ 为权重系数. 进一步,可以通过遍历方式,将逆变器所有可输出的电压矢量预测得到的转矩和定子磁链值依次代入到评价函数中,求取出最优电压矢量,并将其所对应的开关状态在 $k+1$ 时刻作用于逆变器.

综上所述,本文提出的基于 Super-Twisting 滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制系统如图1所示.

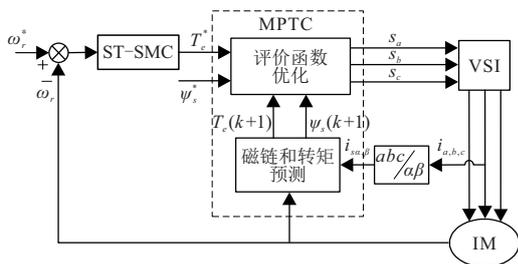


图1 控制系统

4 仿真结果和分析

为了验证本文所提控制方法的有效性,依据图1所示的控制系统,在 Matlab/Simulink 中搭建系统模型进行仿真,并与 PI 型直接转矩控制方法进行比较研究. 仿真所用异步电机的参数为: $P_N = 2.2 \text{ kW}$, 额定电压 $U_N = 380 \text{ V}$, 额定频率 $f_N = 50 \text{ Hz}$, 额定转矩 $T_N = 14 \text{ N} \cdot \text{m}$; 极对数 $n_p = 2$; 定子电感 $L_s = 230 \text{ mH}$, 转子电感 $L_r = 230 \text{ mH}$, 互感 $L_m = 221 \text{ mH}$, 定子电阻 $R_s = 3.126 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 1.879 \Omega$; 电机转动惯量 $J = 0.012 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$. 滑模控制器参数为 $\lambda = 3.5, \beta = 70$, 权重系数 $k_\psi = 25$; PI 控制器参数为 $k_p = 0.45, k_i = 3.2$; 定子磁链给定 $\psi_s^* = 0.91 \text{ Wb}$, 速度环输出限幅为 $T_e = \pm 30 \text{ N} \cdot \text{m}$.

首先对两种控制方法的启动性能进行验证. 在给定转速 1000 r/min , 额定负载 $14 \text{ N} \cdot \text{m}$ 条件下,电机启动的速度响应对比波形如图2所示. 从图2可以看出,PI 型直接转矩控制方法在启动时存在 $\sigma = 5\%$ 的超调量,而本文所提出的控制方法无超调且调节时间更短.

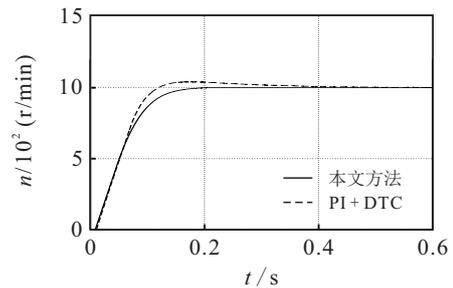


图2 额定负载启动速度响应波形

两种控制方法的动态加减速性能对比如图3所示,电机带负载 $7 \text{ N} \cdot \text{m}$, 转速初始给定为 1000 r/min , 在 0.5 s 时加速至 1500 r/min , 在 1 s 时减速至 1000 r/min . 从图3可以看出,当速度给定发生突变时,本文提出的控制方法转速调节时间更短且无超调.

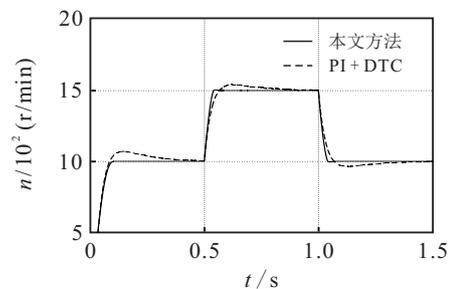


图3 速度变化时响应波形

进一步对两种控制方案的抗扰动性能进行比较. 电机转速 1000 r/min , 初始时刻带额定负载 $14 \text{ N} \cdot \text{m}$ 运行, 在 0.5 s 减小负载至 $7 \text{ N} \cdot \text{m}$, 在 1 s 增加负载至额定值, 此时速度响应对比波形如图4所示, 两种控制

方法的转矩响应曲线如图5所示. 从图4可以看出, 本文提出的控制方法在负载扰动时, 速度波动更小且恢复时间更短, 具有更好的抗干扰性能. 同时, 从图5可以看出, 本文提出的控制方法转矩波动更小, 进一步通过下式对转矩波动进行分析可知, PI型直接转矩控制的转矩波动为 $2.5775\text{ N}\cdot\text{m}$, 而本文方法的转矩波动为 $1.8376\text{ N}\cdot\text{m}$, 转矩波动减小了29%.

$$T_{\text{rip}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (T_e^*(i) - T_e(i))^2}. \quad (30)$$

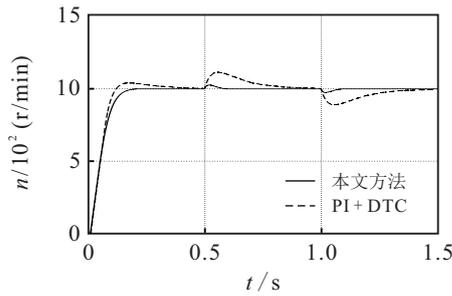
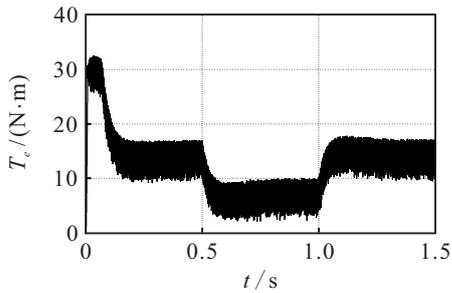
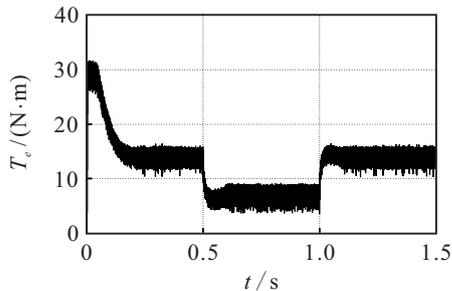


图4 负载变化时速度响应波形



(a) PI+DTC方法



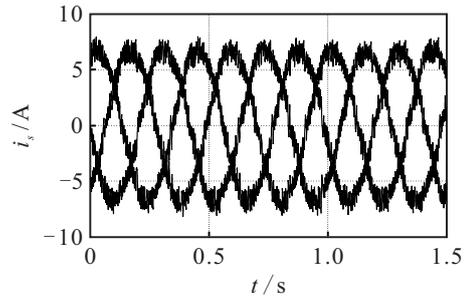
(b) 本文控制方法

图5 负载变化时转矩响应波形

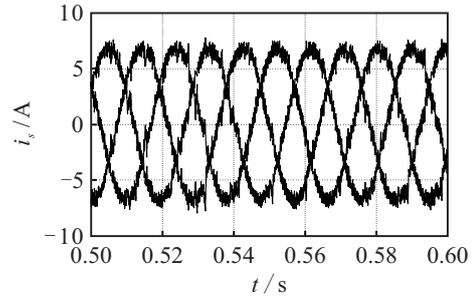
电机在额定负载 $14\text{ N}\cdot\text{m}$, 转速 1000 r/min 稳态运行时的三相电流波形如图6所示. 从图6可以看出, 本文控制方法的电流更为平滑. 进一步, 在 $0.5\text{ s} \sim 0.6\text{ s}$ 时间段内取3个电流周期, 对三相定子电流的谐波含量(THD)进行比较分析, 其比较结果如表1所示.

表1 三相定子电流谐波含量 %

相电流	i_a	i_b	i_c
PI+DTC	12.3	12.62	12.33
本文方法	9.87	9.43	9.68



(a) PI+DTC方法



(b) 本文控制方法

图6 稳态运行时电流响应波形

从表1可以看出, 本文控制方法显著减小了三相定子电流的谐波含量.

5 结论

本文研究了一种基于Super-Twisting滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制方法. 为了改善系统的抗扰动能能力, 提升驱动系统的动静态响应性能, 设计了Super-Twisting滑模控制器来代替传统的PI速度控制器, 并分析了其稳定性和鲁棒性. 为了改善传统直接转矩控制中转矩波动大的缺点并减小电流谐波, 基于模型预测控制理论设计了模型预测转矩控制器. 仿真结果验证了所提出控制方法的有效性和正确性.

参考文献(References)

- [1] Uddin M, Hafeez M. FLC-Based DTC scheme to improve the dynamic performance of an IM drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(2): 823-831.
- [2] Tang L X, Zhong L M, Rahman M F, et al. A novel direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive with Low ripple in flux and torque and fixed switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(2): 346-354.
- [3] 缪仲翠, 余现飞, 张文宾, 等. 三相六开关容错逆变器驱动异步电机 FCS-MPTC[J]. 控制与决策. 2020, 35(6): 1377-1383. (Miao Z C, Yu X F, Zhang W B, et al. Three-phase six-switch Fault-tolerant inverter drives induction motor FCS-MPC[J]. Control and Decision, 2020, 35(6): 1377-1383.)
- [4] Cortes P, Kazmierkowski M P, Kennel R M, et al.

- Predictive control in power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.
- [5] Zhang Y C, Yang H T. Two-vector-based model predictive torque control without weighting factors for induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1381-1390.
- [6] Xu Z, Rahman M F. Direct torque and flux regulation of an IPM synchronous motor drive using variable structure control approach[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2487-2498.
- [7] 滕青芳, 靳宇星, 李姝媛. 基于全局快速终端滑模转速调节器的PMSM驱动系统模型预测电流控制[J]. 信息与控制, 2017, 46(6): 691-697.
(Teng Q F, Jin Y X, Li S Y. Model predictive current control for PMSM drive system based on global fast terminal sliding mode speed regulator[J]. Information and Control, 2017, 46(6): 691-697.)
- [8] 侯利民, 王怀震, 李勇, 等. 带扰动补偿的离散滑模SPMSM模型预测电流控制[J]. 信息与控制, 2017, 46(2): 186-191.
(Hou L M, Wang H Z, Li Y, et al. Model predictive current control for SPMSM using discrete sliding-mode control based on disturbance compensation[J]. Information and Control, 2017, 46(2): 186-191.)
- [9] Xu Z, Rahman M F. Comparison of a sliding observer and a Kalman filter for direct-torque-controlled IPM synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4179-4188.
- [10] Teng Q F, Li G F, Zhu J G, et al. ADRC-based model predictive current control for PMSMs fed by three-phase four-switch inverters[C]. IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference. Hefei: IEEE, 2016: 2724-2731.
- [11] 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 H C, Sun L, Zhang Y F, et al. Asynchronous motor active disturbance rejection control based on vector control[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 120-125.)
- [12] 祁世民, 楚远征, 王永. 永磁同步电机自抗扰控制系统设计与仿真[J]. 信息与控制, 2017, 46(2): 218-223.
(Qi S M, Chu Y Z, Wang Y. Design and simulation of the ADRC system of a permanent magnet synchronous motor[J]. Information and Control, 2017, 46(2): 218-223.)
- [13] Xu Y, Lei Y, Sha D. Backstepping direct torque control of permanent magnet synchronous motor with RLS parameter identification[C]. The 17th International Conference on Electrical Machines and Systems. Hangzhou: IEEE, 2014: 573-578.
- [14] 张兴华, 唐其太. 考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2016, 31(8): 1509-1512.
(Zhang X H, Tang Q T. Adaptive backstepping control of interior permanent magnet synchronous motors considering parameter and load uncertainties[J]. Control and Decision, 2016, 31(8): 1509-1512.)
- [15] Foo G, Rahman M F. Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach[J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(5): 413-421.
- [16] Gonzalez T, Moreno J A, Fridman L. Variable gain super-twisting sliding mode control[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(8): 2100-2105.
- [17] Liang D L, Li J, Qu R H. Super-twisting algorithm based sliding-mode observer with online parameter estimation for sensorless control of permanent magnet synchronous machine[C]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Milwaukee: IEEE, 2016: 1-8.
- [18] 潘月斗, 陈涛, 陈泽平. 感应电机Super-twisting算法定子磁链观测器设计[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(5): 60-67.
(Pan Y D, Chen T, Chen Z P. Design of Super-twisting algorithm stator flux observer for induction motor[J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(5): 60-67.)
- [19] Lascu C, Boldea I, Blaabjerg F. Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives[C]. The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE, 2013: 3171-3176.
- [20] 苗敬利, 郑大伟, 周重霞. 基于混合滑模控制器和反正切观测器的SPMSM直接转矩控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(9): 1831-1839.
(Miao J L, Zheng D W, Zhou C X. Direct torque control of SPMSM based on hybrid sliding mode controller and arctangent observer[J]. Control and Decision, 2019, 34(9): 1831-1839.)

作者简介

宁博文(1987—), 男, 讲师, 博士, 从事电力电子与电力传动的研究, E-mail: ningbowen@wust.edu.cn;

周凤星(1952—), 男, 教授, 博士生导师, 从事异步电机故障诊断等研究, E-mail: zhoufengxing@wust.edu.cn;

卢少武(1984—), 男, 副教授, 博士, 从事伺服驱动系统的研究, E-mail: shawn2013@wust.edu.cn.

(责任编辑: 齐 霁)