

基于非线性自抗扰控制器的 PMSM 直接转矩控制

李少朋 谢源 张凯 贺耀庭

(上海电机学院电气学院 上海 201306)

摘要 针对传统的永磁同步电机(PMSM)直接转矩控制中转矩脉动和磁链脉动较大及转速超调等问题,研究一种基于非线性自抗扰控制的 PMSM 直接转矩控制策略。将传统的 PI 控制器替换成非线性的自抗扰控制器,设计转速环自抗扰控制器。自抗扰控制器中的扩张状态观测器将外部扰动和未知系统的参数的变化进行估计,并通过补偿手段加以控制,提高系统的抗干扰性能。微分跟踪器将给定转速平滑化,使得系统快速跟踪给定的转速信号,提高系统的响应能力。仿真实验验证了该策略的可靠性和有效性。

关键词 永磁同步电机 直接转矩控制 非线性自抗扰控制器 PI 控制器

中图分类号 TP273

文献标志码 A

DOI:10.3969/j.issn.1000-386x.2021.07.008

PMSM DIRECT TORQUE CONTROL BASED ON NONLINEAR ACTIVE DISTURBANCE REJECTION CONTROLLER

Li Shaopeng Xie Yuan Zhang Kai He Yaoting

(College of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract Aiming at the shortcomings of torque ripple and flux linkage ripple in the direct torque control of conventional permanent magnet synchronous motor(PMSM) and the problem of speed overshoot, a direct torque control strategy based on nonlinear auto disturbance rejection control is studied. The traditional PI Controller was replaced by the nonlinear active disturbance rejection controller, and the speed loop active disturbance rejection controller was designed. The extended state observer in ADRC could estimate the external disturbance and the unknown system parameters, and controlled them by means of compensation to improve the system anti-disturbance performance. The differential tracker smoothed the given speed so that the system could quickly track the given speed signal and improve the system's response ability. The simulation results show that the strategy is reliable and effective.

Keywords Permanent magnet synchronous motor Direct torque control Nonlinear active disturbance rejection controller PI controller

0 引言

永磁同步电机拥有响应速度快、输出转矩大及调速范围广的特点,在机器人、航空航天等领域受到广泛应用^[1-2]。对于永磁同步电机的控制策略,目前较为常用的是矢量控制和直接转矩控制(DTC)。矢量控制策略就是对变频器的电流和电压进行控制,获得理想的电流和电压,使得永磁同步电机按照需求得到控制。DTC 策略是对转矩和磁链进行直接控制,控制结构简

单。对比两种控制策略,矢量控制计算较为复杂,不易控制;直接转矩控制结构简单,动态响应快,控制效果突出。但是直接转矩控制存在转矩及磁链脉动较大的问题,使得其应用受到了一定的限制。

针对上述问题,需要对传统的 DTC 控制做一些优化以提高 DTC 的控制性能。文献[3]提出一种基于模型预测控制的 MPC 的 PMSM 最优滑模控制策略,设计出一种最优滑模速度控制器,有效地抑制了超调,提高了系统的启动性能。文献[4]提出了一种二阶滑模控制器来取代传统的 PI 控制,转矩脉动相对传统的直接

转矩控制有较明显的降低,但是其转速控制还是有一定的超调量,且抗扰动能力较弱。文献[5-7]对PMSM外部干扰及不确定项设计了自抗扰控制器,进行观测并预测补偿量,对于扰动量进行估计补偿,提高了系统的抗干扰能力,使得系统运行更加的稳定。文献[8]将PMSM控制系统中的电流环控制器替换成了线性自抗扰控制器(LADRC),对转速的变化有很强的抗干扰性,且大幅度提高了转速响应的能力,抑制了转速的超调。文献[9]采用一种指数趋近率滑模变结构,抑制了抖振并且收敛速度快,使得系统快速稳定,有效地减小了转矩脉动和磁链脉动,但是在负载转矩变化时转矩和转速有一定的超调。文献[10]从定子电阻补偿的角度来对计算过程中磁链进行精确计算,通过将优化后的定子电阻作为估算磁链的参考值,并且采用模糊控制和PI控制结合,来限制系统中定子电阻变化对控制的影响,降低了转矩脉动,但其抗干扰性弱,并且转速有较大的超调,可能在负载转矩变化较大的情况下产生失稳,并且其控制过程较为复杂。

自抗扰控制技术是韩京清^[11]提出的一种新型的控制策略,其吸收了经典控制技术的精华并作进一步的发展。自抗扰控制技术不依赖被控对象的精确数学模型,可以通过对系统状态的观测,得到系统扰动并加以补偿消除误差,使得控制量得到精确的控制。本文对于传统的直接转矩控制(DTC)加以改进,控制策略基于传统的最优开关表控制。文献[4]针对PI控制器在控制过程中不能满足非线性系统控制要求等问题,将其替换成了滑模控制器;本文为增加抗干扰能力,减少超调量,设计了ADRC取代传统PI转速控制器,并搭建仿真模型对本文控制策略进行验证。

1 永磁同步电机的数学模型

以三相表贴式永磁同步电机(Surface Permanent Magnet Synchronous Motor, SPMSM)为研究对象,采用文献[8]中的永磁同步电机的d-q轴的数学模型,永磁同步电机的d-q轴数学模型如下。

定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega_e\psi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega_e\psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q 为定子电压在d-q轴上的分量; i_d 、 i_q 为定

子电流在d-q轴的电流分量; ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链在d-q轴上磁链分量; ω_e 为电角度; R 为定子电阻。永磁同步电机的数学模型中忽略了电动机的铁芯饱和、磁滞和涡流损耗等影响因素^[12]。

将式(2)代入式(1),可得定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (3)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q [i_d (L_d - L_q) + \psi_f] \quad (4)$$

运动方程为:

$$T_e - T_L - B\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (5)$$

式中: L_d 、 L_q 为定子电感在d-q轴分量; ψ_f 为转子磁链; p_n 为极对数; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; ω_r 为转速; B 为摩擦常数。式(4)是针对三相内置式永磁同步电机建立的数学模型,而对于三相表贴式的永磁同步电机,定子电感满足 $L_d = L_q = L_s$ 的条件,其中 L_s 为等效同步电感,则此表贴式永磁同步电机模型的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \psi_f i_q \quad (6)$$

2 基于ADRC控制器设计

2.1 ADRC原理

ADRC由跟踪-微分器(Tracking differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended state observer, ESO)、非线性状态误差反馈控制率(Nonlinear state error feedback, NLSEF)三部分组成,其中ESO是ADRC的核心组成部分^[13]。系统的控制效果取决于ESO总扰动的观测和NLSEF的补偿。对于一个 n 阶的被控对象,ADRC原理图如图1所示。

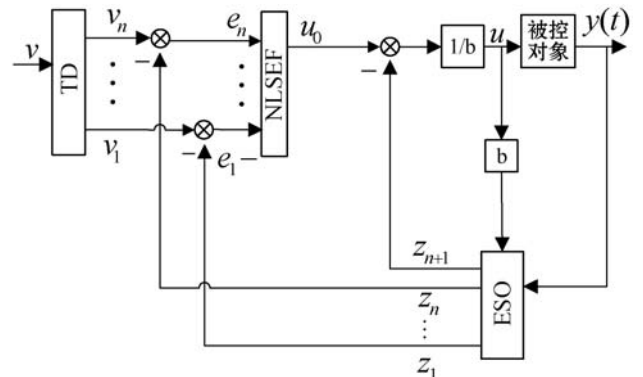


图1 自抗扰控制器原理图

图1中: $v(t)$ 为外部给定信号即参考信号, $v(t)$ 经过TD过程得到 v_1 , v_1 为 $v(t)$ 的微分信号; v_n 为 $v(t)$ 经过TD得到的 $n-1$ 阶微分信号; $y(t)$ 为被控对象的输出信号; z_1, z_2, \dots, z_n 分别为ESO实时估计的被控对象的状态变量,而 z_{n+1} 为ESO估计出的被控对象所受的扰动,并将其变成一个新的状态即扩张出来的扰动状态; e_1, e_2, \dots, e_n 分别为经过TD过程得到的微分信号与ESO状态观测出来的信号的误差信号; $u_0(t)$ 是经过NLSEF得到的被控对象初始控制变量, $u(t)$ 是经过估计补偿后的最终控制量; b 为补偿因子, b 值的精确性在很大程度上会影响估计精度。

对于一阶系统:

$$\dot{y} = f(y, w(t), t) + bu \quad (7)$$

式中: $w(t)$ 为外扰作用; $f(y, w(t), t)$ 为综合了外扰和内扰的总扰动; u 为控制量。令 $x = y$,将式(7)转换成状态方程:

$$\dot{x} = f(x, w(t), t) + bu \quad (8)$$

控制的目的是将式(7)变成形如 $y = u_0$ 的线性积分串联标准型,使得控制更加简单。式(8)状态方程经过TD过程,得到的数学模型为:

$$v_1 = fhan(v_1 - v(t), r_0, h_0) \quad (9)$$

式(9)中非线性函数 $fhan(x, r_0, h_0)$ 定义如下:

$$\begin{cases} d = r_0 h_0 \\ d_0 = dh_0 \\ y = v_1 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8r_0 |y|} \\ a = \begin{cases} \frac{a_0 - d}{2} \text{sign}(y) & |y| > d_0 \\ \frac{y}{h_0} & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ fhan(x, r_0, h_0) = - \begin{cases} r_0 \text{sign}(a) & |a| > d \\ r_0 \frac{a}{d} & |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (10)$$

式中: r_0 为TD中跟踪速度因子, r_0 值越大跟踪速度越快反之越慢,但是 r_0 大小要根据过渡过程的快慢及系统的承受能力来决定; h_0 为系统的采样周期。

式(8)中所示一阶系统的ESO数学模型为:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} fal(e, \alpha_1, \delta) + bu \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} fal(e, \alpha_2, \delta) \end{cases} \quad (11)$$

式中: z_1 为系统输出 y 的跟踪信号; z_2 为ESO对系统扰动的估计值,其中包括系统的外扰动和内扰动,判断ESO是否可以正常工作需要检测信号 z_1 是否可以

准确地观测到系统的输出信号; α_1, α_2 为非线性因子,其值的调整规则为 $0 < \alpha_2 < \alpha_1 < 1$,如果 $\alpha_2 = \alpha_1 = 1$,则函数就变为线性函数; δ 为滤波因子, $\delta > 0$; β_{01}, β_{02} 为可调参数; e 为TD跟踪信号与 z_1 观测信号误差值; $fal(e, \alpha, \delta)$ 为非线性函数。函数 $fal(e, \alpha, \delta)$ 表达式如下:

$$fal(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sign}(e) & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & |e| \leq \delta \end{cases} \quad (12)$$

式(8)所示的一阶系统的NLSEF的数学模型如下:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0 = \beta_1 fal(e_1, \alpha_3, \delta_1) \\ u = \begin{cases} u = u_0 - \frac{z_2}{b} & b = 1 \\ u = \frac{u_0 - z_2}{b} & b \neq 1 \end{cases} \end{cases} \quad (13)$$

式中: α_3 为非线性因子; δ_1 为滤波因子。式(13)中对于最终控制输出的量 u 给出了两种控制结构,对于控制结构的选取工程实践中的试验值进行选取。其中: $b = 1$ 时的控制结构,可以针对归一化后的对象,即串联积分器的形式,增益为1; $b \neq 1$ 时的控制结构,为对于当前的增益有相对精确的判断,并且其增益不是1。对于控制量输出结构的划分,目的是为了在调节参数的过程中减少调节次数,降低控制工程中的复杂程度。

2.2 ADRC 控制器设计

由永磁同步电机的运动方程可得:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{T_L}{J} - \frac{B\omega_r}{J} \quad (14)$$

由式(14)可以得出对系统外部干扰的影响量为 T_L, T_L 的变动为系统的外扰; B, J 为系统建模过程中的不确定项,即为内扰。这些扰动会对系统的控制精度,系统的响应速度产生影响。基于ADRC原理,将系统受到的扰动和记为 $w(t)$:

$$w(t) = -\frac{T_L}{J} - \frac{B\omega_r}{J} \quad (15)$$

式中: $w(t)$ 即总扰动。基于电机的运动方程,转速环控制输出的信号为电磁转矩的给定信号,得出速度控制环的控制律为:

$$\omega_r = bT_e^* + w(t) \quad (16)$$

式中: b 为补偿因子; T_e^* 为给定电磁转矩信号; $w(t)$ 为系统的非线性不确定项,系统本身不知道其具体的数学表达式。基于ADRC理论,非线性的不确定项 $w(t)$ 通过ESO估计出来,不需要辨识其本身的数学表达式,只要通过ESO实时的估计出扰动量并将其进行精

确的补偿,就可以使得系统得到相应的控制。根据 2.1 节中的 ADRC 数学模型,将给定信号 ω_r^* 和 PMSM 的实际转速 ω_r 作为系统的输入信号,以电机转矩 T_e 为控制的输出量。由于补偿因子已知且不为 1,所以采用第二种控制结构进行,控制结构图如图 2 所示。

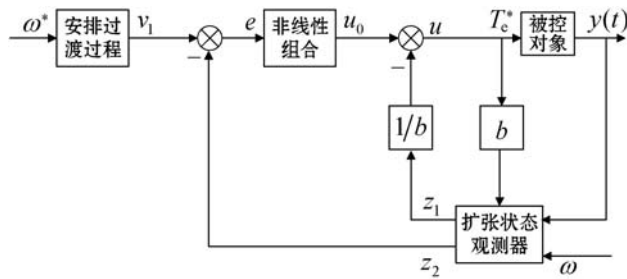


图 2 ADRC 速度控制器结构图

3 仿真及结果分析

为验证上述方法的可行性和稳定性,基于 MATLAB/Simulink 搭建传统的 DTC 和改进后的 DTC 进行仿真比较研究。改进后的控制框图如图 3 所示。

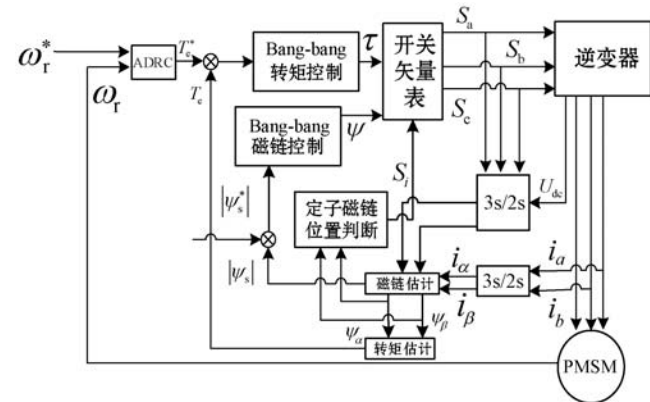


图 3 ADRC-PMSM 控制框图

仿真过程中的永磁同步电机参数如下:极对数 $P_n = 4$, 定子电感 $L_d = L_q = 8.5 \text{ mH}$, 定子电阻 $R = 12.9 \Omega$, 永磁磁链 $\psi_f = 0.175 \text{ Wb}$, 转动惯量 $J = 0.0008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 粘滞摩擦系数 $B = 0.001 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$, 额定转速为 1200 rad/min , 额定转矩 $T_N = 2 \text{ N} \cdot \text{m}$, 额定功率 $P_N = 600 \text{ W}$, 额定电压 $U_N = 311 \text{ V}$ 。

为了对上述理论的验证,本文将传统的 PI-DTC 控制与基于 ADRC 改进后的 ADRC-DTC 控制分别进行仿真实验并进行对比分析。本文做了如下对比实验:设置转速 $n = 600 \text{ rad/min}$, 电机在初始负载转矩为 $0 \text{ N} \cdot \text{m}$, 0.2 s 后负载转矩为 $1.5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 滞环控制器的切换范围分别设置如下:转矩控制器为 $[-0.1, 0.1]$, 磁链控制器为 $[-0.002, 0.002]$ 。

图 4 所示为 ADRC 与 PI 控制的转速仿真结果波形。ADRC 系统启动过程快并且没有超调,可以看出

系统达到给定转速时间大概 0.04 s , 动态性能好, 转速响应快。突加负载时即在 0.2 s 的时刻, 转速有较小波动, 转速在 0.2005 s 时刻达到稳定。

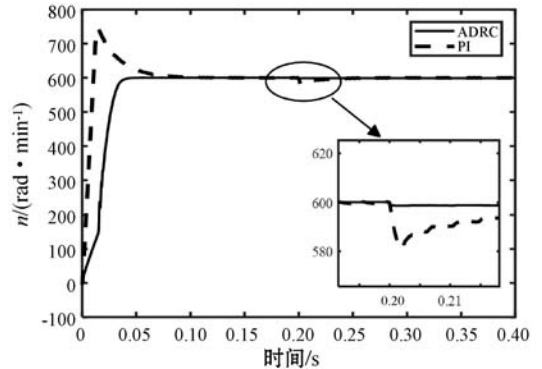


图 4 ADRC-DTC 转速与 PI-DTC 转速响应波形

相比而言,图 4 中的传统 PI-DTC 控制启动过程有极大的超调并且系统到达给定转速的时间为 0.1 s 左右, 达到稳定运行状态所需时间长, 其跟随系统的动态性能远低于 ADRC-DTC。在 0.2 s 时, 突加负载, 转速有小幅波动, 并且达到稳定时刻在 0.25 s 左右, 大于 ADRC-DTC 系统的恢复时间。由此也说明了 ADRC 策略的动态性能好, 提高了系统的动态性能和抗干扰性并且极大地抑制了转速的超调。

图 5 为 ADRC-DTC 控制转矩仿真图。可以看出, 在 0.2 s 时刻加入负载转矩扰动, 转矩波动小并且迅速稳定达到所给定的转矩值。突加转矩时, 转矩波动值最大达到 $2.1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 波动范围为 $1.25 \sim 1.7 \text{ N} \cdot \text{m}$, 从波动到稳定的时间为 0.201 s 。

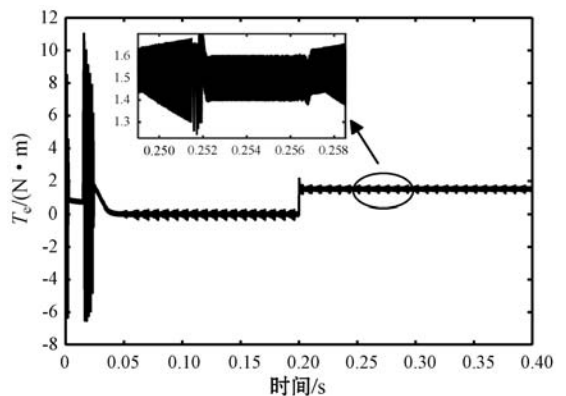


图 5 ADRC-DTC 转矩波形

图 6 为传统 PI-DTC 控制转矩仿真图, 在 0.2 s 时加负载转矩扰动, 转矩波动较大最大值达到 $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 并且达到稳定的时间较长。转矩的波动范围为 $0.51 \sim 2.25 \text{ N} \cdot \text{m}$, 波动幅度较大。从系统稳定的时间上看, 图 6 的响应速度远不如图 5 的转矩响应速度。由此可以看出本文控制方式可以有效降低转矩脉动, 并且可以迅速达到稳定, 提高了系统的控制精度和系统的稳定性。

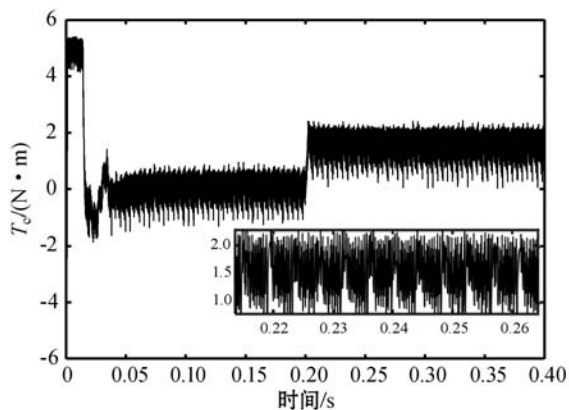


图6 PI-DTC转矩波形

图7为电磁转矩的对比图。可以看出,本文提出的控制策略对转矩脉动的抑制效果十分有效,证明了本文策略的优越性。图8所示为ADRC与PI控制输出的参考转矩对比图。可以看出经ADRC输出的转矩参考值更加平稳,并且输出的参考转矩值更加精确。

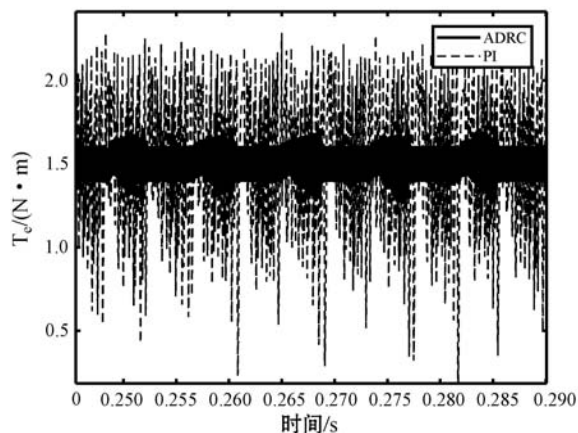


图7 电磁转矩对比图

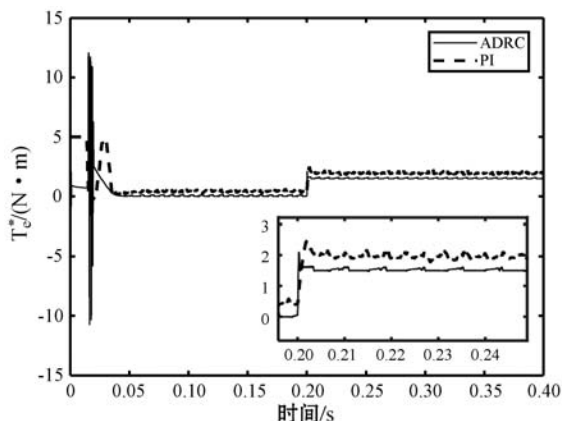


图8 参考转矩对比图

图9为ADRC-DTC与PI-DTC的磁链脉动对比曲线。可以看出ADRC-DTC磁链的波动范围值为0.004 Wb。PI-DTC控制的磁链曲线的波动范围为0.01 Wb。对比两种方法的控制效果,可以看出ADRC-DTC有效地降低了磁链的波动幅度,抑制了磁链的大幅脉动。

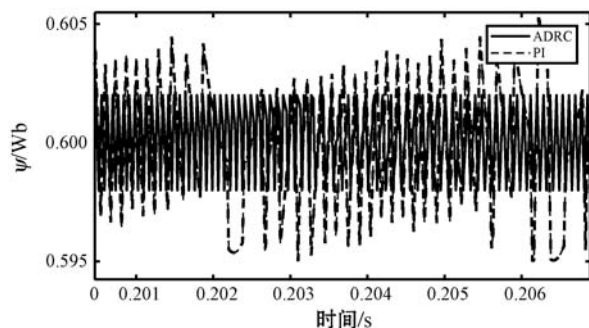


图9 ADRC-DTC磁链与PI-DTC磁链对比波形

4 结语

为了解决传统PI-DTC控制中的超调频繁、超调量大以及动态响应速度慢等问题,本文将自抗扰控制理论引入转速环,取代传统DTC控制中的PI控制器,与传统的PI-DTC控制进行比较,并且使用MATLAB/Simulink进行仿真实验,结论如下:

(1) 转速环采用自抗扰控制器的PMSM-DTC系统比转速环采用PI控制器的PMSM-DTC系统的动态响应速度提高了0.06 s,并且能够极大地抑制转速的超调。

(2) 转速环采用自抗扰控制器,PMSM-DTC系统有快速的转矩响应速度。在突加负载转矩后的0.01 s内,转矩就达到了稳定。并且该系统对转矩脉动有一定的抑制,相比于传统的PI-DTC控制转矩脉动降低了74.13%。

(3) 转速环采用自抗扰控制器,PMSM-DTC系统的磁链脉动有了一定的降低,相比于传统的PI-DTC控制,磁链脉动降低了66.66%。

(4) 转速环采用了自抗扰控制器,取代PI控制器,提高了系统的抗干扰性和鲁棒性。

参考文献

- [1] 高华鑫. 基于变结构自抗扰的车用PMSM模型预测控制[J]. 计算机应用与软件, 2018, 35(6): 83-87, 137.
- [2] 赵军勇, 高华鑫, 苏宁. 基于无速度传感器的PMSM反步终端滑模控制[J]. 计算机应用与软件, 2019, 36(1): 132-136, 175.
- [3] 郑江平, 李超. 基于MPC的永磁同步电机最优滑模控制[J]. 计算机应用与软件, 2018, 35(7): 38-42, 68.
- [4] 万东灵, 赵朝会, 孙强. 基于二阶滑模的永磁同步电机SVM-DTC[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(6): 34-39.
- [5] 盖江涛, 黄守道, 黄庆, 等. 基于负载观测的永磁电机驱动系统自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 29-36.

本文的网络在对不同场景的遥感图像测试时发现在对原始图像存在阴影和模糊背景的图像测试效果还不是很理想,今后可以考虑增加图像预处理模块,加大图像的锐度、去除阴影等干扰信息,或者考虑增加阴影分割学习,对图像阴影部分的分割线进行学习,并达到能够预测阴影分割线的效果,网络在不同场景的遥感图像下将具有更强的鲁棒性。

参 考 文 献

- [1] 熊伟,蔡咪,吕亚飞,等. 基于神经网络的遥感图像海陆语义分割方法[J]. 计算机工程与应用,2020,56(15):221-227.
- [2] Long J, Shelhamer E, Darrell T. Fully convolutional networks for semantic segmentation[C]//IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. IEEE,2015:3431-3440.
- [3] Ronneberger O, Fischer P, Brox T. U-Net: Convolutional networks for biomedical image segmentation[C]//2015 International Conference on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention. Springer,2015:234-241.
- [4] Lin G, Milan A, Shen C, et al. RefineNet: Multi-path refinement networks for high-resolution semantic segmentation[C]//2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition(CVPR). IEEE, 2017:5168-5177.
- [5] Badrinarayanan V, Kendall A, Cipolla R. SegNet: A deep convolutional encoder-decoder architecture for image segmentation[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence,2017,39(12):2481-2495.
- [6] Yu F, Koltun V, Funkhouser T. Dilated residual networks[C]//2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. IEEE,2017:472-480.
- [7] Chen L C, Geige P, Iasonas K, et al. Semantic image segmentation with deep convolutional nets and fully connected CRFs[EB]. arXiv:1412.7062,2015.
- [8] Chen L C, Papandreou G, Kokkinos I, et al. DeepLab: Semantic image segmentation with deep convolutional nets, atrous convolution, and fully connected CRFs[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis & Machine Intelligence, 2018,40(4):834-848.
- [9] Chen L C, Papandreou G, Schroff F, et al. Rethinking atrous convolution for semantic image segmentation[EB]. arXiv:1706.05587,2017.
- [10] Chen L C, Zhu Y, Papandreou G, et al. Encoder-decoder with atrous separable convolution for semantic image segmentation[C]//European Conference on Computer Vision,2018:801-818.
- [11] Yang M, Yu K, Zhang C, et al. DenseASPP for semantic segmentation in street scenes[C]//2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition,2018:3684-3692.
- [12] Huang G, Liu Z, Maaten L V D, et al. Densely connected convolutional networks[C]//2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition(CVPR),2017.
- [13] Hu J, Shen L, Albanie S, et al. Squeeze-and-excitation networks[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence,2020,42(8):2011-2023.
- [14] Woo S, Park J, Lee J Y, et al. CBAM: Convolutional block attention module [C]//European Conference on Computer Vision,2018.
- [15] Huang G, Liu S, Maaten L V D, et al. CondenseNet: An efficient densenet using learned group convolutions [EB] arXiv:1711.09224,2017.
- [16] Russakovsky O, Deng J, Su H, et al. Imagenet large scale visual recognition challenge [J]. International Journal of Computer Vision,2015,115(3):211-252.
- [17] Zhang X, Zhou X, Lin M, et al. Shufflenet: An extremely efficient convolutional neural network for mobile devices [EB]. arXiv:1707.01083,2017.
- [18] Lin D, Dai J, Jia J, et al. ScribbleSup: Scribble-supervised convolutional networks for semantic segmentation[C]//2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition(CVPR),2016.

(上接第45页)

- [6] 滕青芳,李国飞,朱建国,等. 基于扩张状态观测器的无速度传感器容错逆变器驱动永磁同步电机系统自抗扰模型预测转矩控制[J]. 控制理论与应用,2016,33(5):676-684.
- [7] 陈凌翔,李月超. 基于模型预测控制的永磁同步电机改进自抗扰控制研究[J]. 微特电机,2018,46(10):70-74.
- [8] 曾岳南,周斌,郑雷,等. 永磁同步电机一阶线性自抗扰控制器的设计[J]. 控制工程,2017,24(9):1818-1822.
- [9] 吕刚震,郝润科,黄家豪. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 电子测量技术,2018,41(21):42-46.
- [10] 董绍江,胡宇,王艳,等. 一种改进的永磁同步电机直接转矩控制方法[J]. 北京化工大学学报(自然科学版),2019,46(3):105-111.
- [11] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策,1998(1):19-23.
- [12] 贾洪平,孙丹,贺益康. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报,2006,26(20):134-138.
- [13] 刘英培,栗然,梁海平. 基于最小二乘支持向量机优化自抗扰控制器的永磁同步电机直接转矩控制方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(27):4654-4664.