

永磁同步电机调速系统自抗扰控制策略的研究^{*}

崔东明^{1,2}, 任俊杰^{1,2}, 黄济文², 田慕琴^{1,2}

(1. 太原理工大学 矿用智能电器技术国家地方联合工程实验室, 山西 太原 030024;

2. 太原理工大学 电气与动力工程学院, 山西 太原 030024)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)在工业领域的应用十分广泛。针对 PI 控制器无法解决快速性和稳定性之间的矛盾且抗扰能力弱的问题,在 PMSM 矢量控制系统的转速环中用自抗扰控制(ADRC)控制器代替 PI 控制器。利用 Simulink 分别对基于 ADRC 和基于 PI 控制的 PMSM 矢量控制系统进行仿真,对 2 种策略的控制效果进行对比。利用 dSPACE 试验平台对仿真结果进行了初步的验证。结果表明,ADRC 有效地抑制了扰动,转速调节快速且无超调,提高了系统的控制性能。

关键词: 永磁同步电机; 矢量控制; 自抗扰; dSPACE 试验平台

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)05-0014-07

doi: 10.12177/emca.2021.014

Research on Active Disturbance Rejection Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Regulation System^{*}

CUI Dongming^{1,2}, REN Junjie^{1,2}, Huang Jiwen², TIAN Muqin^{1,2}

(1. National & Provincial Joint Engineering Laboratory of Mining Intelligent Electrical Apparatus Technology, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;

2. College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) is widely used in the industrial field. PI controller of PMSM cannot deal with the contradiction between fastness and stability, and the anti-disturbance ability is weak. In order to solve these problems, the active disturbance rejection controller (ADRC) is used instead of PI controller in the speed loop of PMSM vector control system. Simulink is used to simulate the vector control system of PMSM based on ADRC and PI control respectively, and the control performances of the two strategies are compared. Then, the dSPACE experimental platform is used to verify the simulation results. The results show that the ADRC effectively suppresses the disturbance, the speed is adjusted quickly without overshoot, and the control performance of the system is improved.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); vector control; active disturbance rejection; dSPACE experimental platform

0 引言

永磁同步电机(PMSM)应用于许多性能要求

高的行业^[1],这些行业的快速发展则又对 PMSM 的调速系统提出了更高的控制要求,例如需要保证系统具备较高的调速精度。目前电机控制系统

收稿日期: 2021-01-04; 收到修改稿日期: 2021-03-12

^{*} 基金项目: 山西省重点研发计划资助项目(201803D121008);山西省面上青年基金项目(201901D211043)

作者简介: 崔东明(1995—),男,硕士研究生,研究方向为电机与电器。

任俊杰(1984—),男,博士,讲师,研究方向为先进电机控制技术与电气控制。

黄济文(1995—),男,硕士研究生,研究方向为新型电机理论及其控制技术。

中大量采用的 PI 控制器,由于其“利用误差来控制误差”^[2],在对电机的转速进行控制时,不可避免地出现超调,且 PI 控制器的参数设计仍旧主要依靠经验,无法实现参数的自适应调节。

自抗扰控制 (ADRC) 是 PI 控制基础上的创新^[3], 其凭借强大的鲁棒性和突出的瞬态响应性能, 受到越来越多的关注。2013 年, 美国 TI 公司发布最新的基于 ADRC 算法的控制芯 InstaSPIN-Motion。中国各个高校先后就 ADRC 应用于电机控制领域进行了研究。文献[4]将变增益 ADRC 应用于 PMSM 的伺服控制系统中, 结果表明与采用传统的 PI 控制器相比, 系统在添加负载时转速波动小、无超调、抗干扰性能卓越。文献[5]将 ADRC 策略应用于直驱式永磁曳引系统, 有效解决了电梯起动时的倒溜问题。

本文通过 MATLAB 仿真,对 2 种控制策略下电机起动所需时间、电机转速超调量、加载时转速的波动量以及加载转速恢复所需要的时间等进行对比,验证了 ADRC 对 PMSM 的转速控制迅速且无超调,具有更好的控制性能。

1 PMSM 数学模型

PMSM 的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \psi_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压; i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴电流; ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 、 q 轴磁链; L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感; ω 为电机转子电角速度。

稳态时,有:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \omega \psi_d \end{cases} \quad (2)$$

dq 坐标系下 PMSM 磁链及转矩方程^[6] 为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d \dot{i}_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q \dot{i}_q \end{cases} \quad (3)$$

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

式中: ψ_f 为磁链; T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数。

对于常用的表贴式 PMSM, 有 $L_d = L_q$, 当矢量控制系统中 d 轴电流环电流 $i_d = 0$ 时, 式(4)可近似为

$$T_e = 3/2 p \psi_{fi} i_a \quad (5)$$

由式(5)得,电机输出转矩可以通过控制 i_q 调节,即 PMSM 矢量控制的理论基础^[7]。

PMSM 的运动方程为

$$T_e = T_L + \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{p} B\omega \quad (6)$$

式中: T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为阻尼系数。

2 ADRC 设计

2.1 ADRC 简介

在 ADRC 中,跟踪微分器(TD)对输入信号取微分,得到优化后的输入信号。扩张状态观测器(ESO)能够对系统的总扰动进行观测并给出相应的扩张信号。TD 产生的微分信号与 ESO 得到的扩张状态作差之后作为非线性反馈控制律(NLSEF)的输入,NLSEF 通过引入非线性控制律,对差值进行非线性组合^[8]。图 1 所示为 ADRC 结构框图。

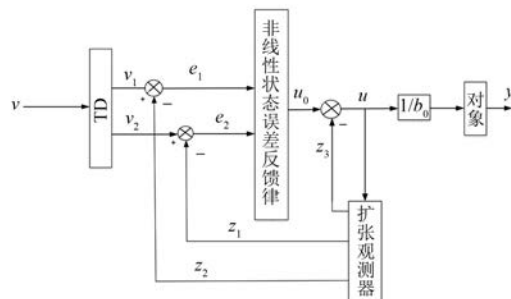


图 1 ADRC 结构框图

其中:TD 对输入信号 v 进行优化,得到优化信号 v_1 及其微分信号 v_2 ;ESO 观测系统的总扰动和输出 u ,给出相应的扩张状态 $z_1, z_2, \dots, z_{n+1}$,之后 v_1, v_2 分别与 z_1, z_2 作差得到 e_1, e_2 作为 NLSEF 的输入;在 NLSEF 中引入合适的非线性函数对输入信号进行处理,便可得到相应的输出信号 u_0 。

2.2 ADRC 设计

对于本文所设计的 ADRC, 电流给定是连续的^[9-10], 并不存在时滞现象, 因此不需要设计 TD。

将电机建模中负载的增加或减少、摩擦力矩、控制系统本身、电机传感器与执行机构等构成系

统的总扰动 f 。 $\hat{f}$ 为估计值,由线性扩张状态观测器(LESO)进行估计,并予以补偿,从而有效地抑制扰动对 PMSM 调速控制产生的影响。

通常,一阶线性系统为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (7)$$

据此,可初步建立 ESO 如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}})$ 为纠错函数,用以补偿误差。

定义状态

$$\begin{cases} x_1 = y \\ x_2 = f \end{cases} \quad (9)$$

对 $\mathbf{y} = f + bu$ 求导得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + bu \\ \dot{x}_2 = f = h \end{cases} \quad (10)$$

式中: b 为控制器增益。

添加状态变量 e 来表示未知外部扰动,则有:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ h \end{bmatrix} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{e} \\ \mathbf{y} &= [1 \quad 0] \mathbf{x} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (11)$$

则可得 ESO 方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_2 + bu + \mathbf{L}_1(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \dot{\hat{x}}_2 = \mathbf{L}_2(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \hat{x}_1 \end{cases} \quad (12)$$

当 ESO 能够及时捕捉未知扰动的信息时,有:

$$\begin{cases} u = \frac{-\hat{f} + u_0}{b} \\ \dot{y} = f + b \frac{-\hat{f} + u_0}{b} = (f - \hat{f}) + u_0 = u_0 \end{cases} \quad (13)$$

令: $\mathbf{z} \rightarrow \mathbf{x}, z_1 \rightarrow y, z_2 \rightarrow f$,则所设计的 LESO 为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\mathbf{z} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix}$ 为 LESO 的增益矩阵; β_1, β_2 为待解量; $\hat{\mathbf{y}}$ 为观测值。

对应的矩阵形式方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix} (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}) \quad (15)$$

由 PMSM 的转矩方程及运动方程得转速的一阶微分形式为

$$\dot{\omega} = \frac{Ni_q - T_L - pB\omega}{J} \quad (16)$$

简化为如下形式:

$$\dot{\omega} = f + b_s i_q \quad (17)$$

当 $b_s i_q = u_0 - \hat{f}$ 时,经过扰动补偿,得到控制器的控制律为如下比例环节:

$$\dot{y} = u_0 = K_{ps}(Q - z_1) \quad (18)$$

控制器的增益矩阵 $\mathbf{L}$ 求法如下。经过参数化,将观测器的极点设置在 $-\omega_0$ 处, ω_0 为观测器带宽^[11]。

$$\lambda(s) = |s\mathbf{I} - \mathbf{A}| = \begin{vmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{vmatrix} - \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 \\ -\beta_2 & 0 \end{bmatrix} = \begin{vmatrix} s + \beta_1 & -1 \\ \beta_2 & s \end{vmatrix} \quad (19)$$

即: $\lambda(s) = s(s + \beta_1) + \beta_2 = s^2 + \beta_1 s + \beta_2$ 。

将增益矩阵两个特征值都设为 ω_0 :

$$\omega_0 = \lambda_1 = \lambda_2 \quad (20)$$

$$\lambda(s) = (s + \omega_0)^2 = s^2 + 2\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (21)$$

得: $\mathbf{L} = [\beta_1 \quad \beta_2]^T = [2\omega_0 \quad \omega_0^2]^T$ 。

本文所提的转速环 ADRC 如图 2 所示。

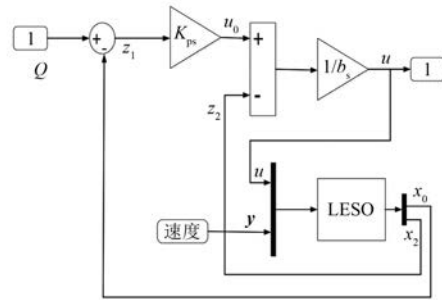


图2 一阶 ADRC

本文利用比例环节代替 NLSEF, u 所代表的是经扰动补偿后的控制信号,即交轴电流的参考值 i_q^* , Q 所代表的是速度给定的参数信号, z_2 所代表的是 ESO 观测的系统扰动, z_1 所代表的是 ESO 观测的速度输出, u_0 所代表的是经过由比例环节代替的 NLSEF 作用后输出的控制信号。

3 仿真及试验结果分析

在 Simulink 中搭建的仿真模型如图 3 所示。

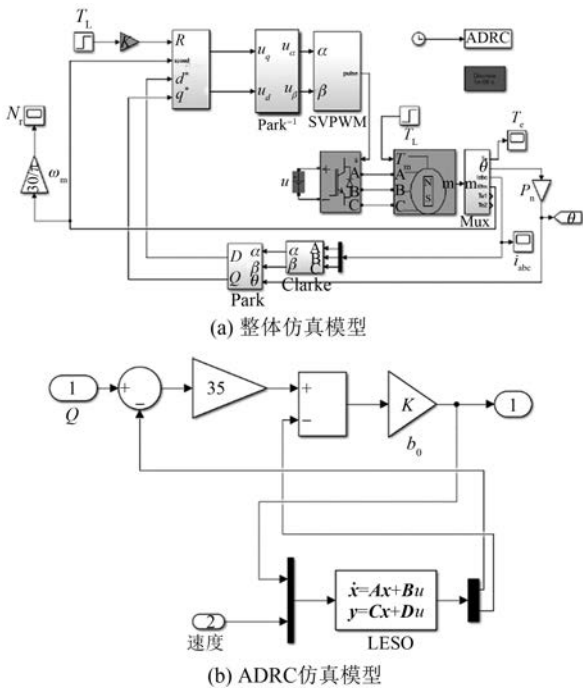


图 3 仿真模型

利用 Simulink 对传统 PI 控制和 ADRC 分别进行了仿真并进行结果比较分析。仿真中采用的 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数名称	参数值
d 轴电感 L_d/H	0.108
q 轴电感 L_q/H	0.237
定子电阻 R_s/Ω	2.483
转动惯量 $(\text{J} \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{m}^{-2})$	0.007 1
设定转速 $n/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	300, 600
额定功率/kW	2.2
额定电压/V	380
额定电流/A	5

ADRC 转速环参数为, $\omega_0 = 4\ 000$, $K_{ps} = 35$; $Q = 2.483$; $b_s = 1.5 \times p \times \psi_f / J = 1.5 \times 2 \times 0.93 / 0.007\ 1$ 。

电流环采用 PI 控制器, 其参数设计为, $K_p = 44$; $K_i = 5$ 。

在基于 PI 控制器的矢量控制系统中, 转速环: $K_p = 0.115$; $K_i = 2.7$ 。 d 、 q 轴电流环: $K_p = 44$;

$K_i = 5$ 。

分别设定转速值为 300 r/min 和 600 r/min, 在 $t = 0.8\ \text{s}$ 时加 $3\ \text{N} \cdot \text{m}$ 负载。图 4 为 $n = 300\ \text{r/min}$ 时 2 种控制器作用下的电机转速波形。

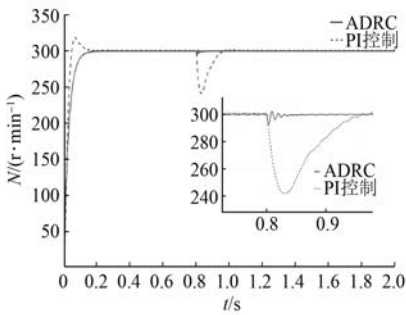


图 4 $n = 300\ \text{r/min}$ 转速波形

当 2 种控制器的参数与 $n = 300\ \text{r/min}$ 时的参数对应相等时, 在利用 ADRC 的系统中, 电机起动阶段, 转速上升曲线比较平滑, 无超调, 转速在 $0.13\ \text{s}$ 达到给定值 $300\ \text{r/min}$ 。而在利用 PI 控制的系统中, 起动阶段, 电机转速超调, 达到 $300\ \text{r/min}$ 用时 $0.13\ \text{s}$ 。在 $t = 0.8\ \text{s}$ 突加 $3\ \text{N} \cdot \text{m}$ 负载, ADRC 作用下系统转速波动为 $7\ \text{r/min}$, 而 PI 控制器作用下的系统转速波动为 $64\ \text{r/min}$; 在利用 ADRC 的系统中转速重新到达 $300\ \text{r/min}$ 用时 $0.05\ \text{s}$, 利用 PI 控制的系统用时 $0.2\ \text{s}$ 。

图 5 为转速给定 $300\ \text{r/min}$ 下 ADRC 及 PI 控制 2 种控制策略下的 q 轴电流波形。

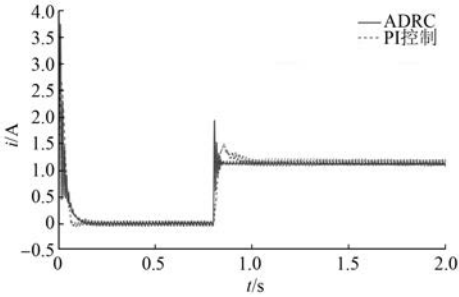
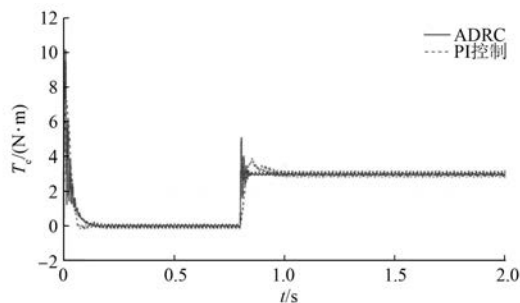


图 5 $n = 300\ \text{r/min}$ q 轴电流波形

从图 5 可以看出, 电机起动时, ADRC 系统的起动电流较大, 加载后 ADRC 控制的电流响应较快, 加载后电流到达稳定用时更短。

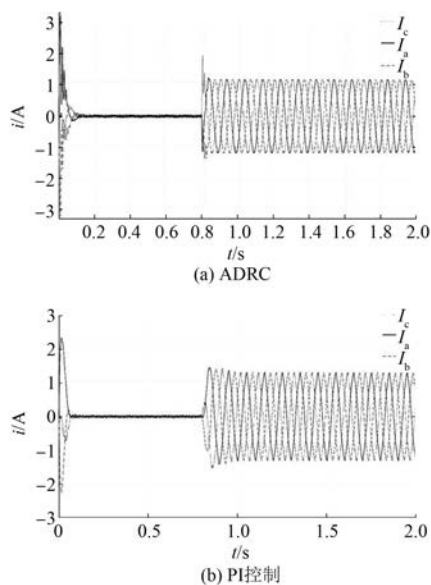
图 6 为转速给定 $300\ \text{r/min}$ 下 ADRC 及 PI 控制 2 种控制策略作用下的输出转矩波形。

从图 6 可以看出, 对应于 q 轴电流, 起动阶段 ADRC 系统的起动转矩较大, ADRC 控制的转矩

图6 $n = 300$ r/min 输出转矩波形

变化较平稳,加载后输出转矩的响应更为迅速。

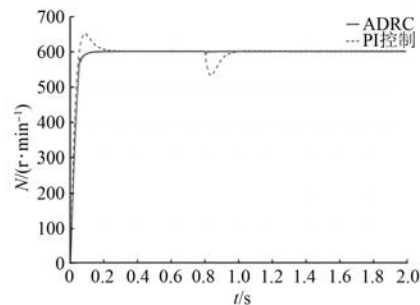
图7为转速为300 r/min时ADRC及PI控制2种控制策略下的三相电流波形。

图7 $n = 300$ r/min 三相电流波形

空载时,电机三相电流在零附近波动,带负载情况下,电机转速稳定后,三相电流为平滑稳定的正弦波形。

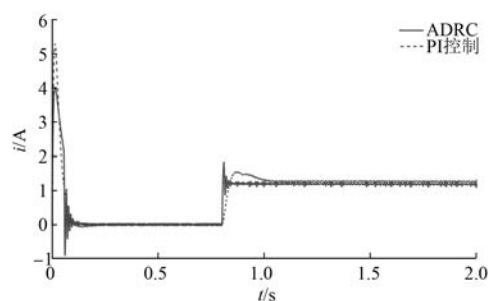
图8为转速为600 r/min时的ADRC和PI控制器控制下的电机转速波形。

2种控制器的参数与 $n = 300$ r/min时的参数对应相等。在利用ADRC的系统中,电机起动阶段,转速上升曲线较平滑,无超调,转速在0.18 s达到给定值600 r/min。而利用PI控制器的系统中,转速超调明显,在0.34 s时,转速达到600 r/min。当 $t = 0.8$ s加入负载时,ADRC作用下系统转速波动为9 r/min,而PI控制器作用下的系统转速波动为74 r/min;在利用ADRC的系统中转速重新到达600 r/min用时0.05 s,利用PI

图8 $n = 600$ r/min 转速波形

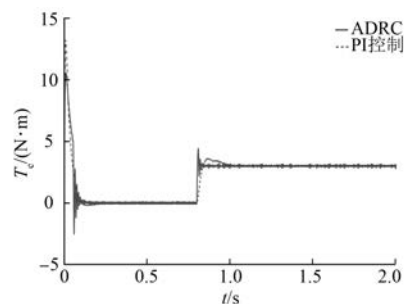
控制器的系统用时0.2 s。

图9为转速给定600 r/min下ADRC及PI控制2种控制策略作用下的 q 轴电流波形。

图9 $n = 600$ r/min q 轴电流

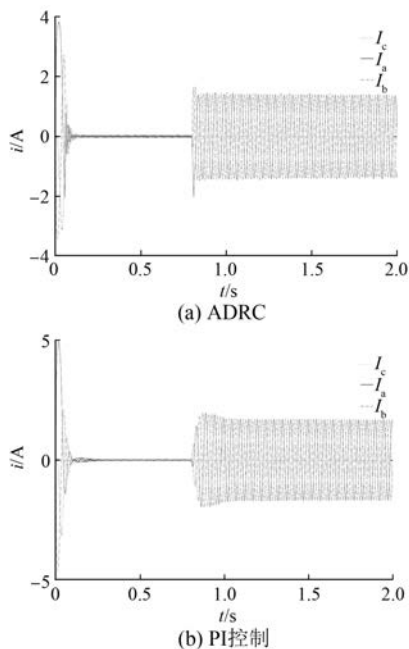
从图9可以看出,与 $n = 300$ r/min不同,电机起动时,ADRC系统的起动电流较小,加载后电流到达稳定用时更短,响应较快。

图10为转速给定600 r/min下ADRC及PI控制2种控制策略作用下的输出转矩波形。

图10 $n = 600$ r/min 输出转矩波形

从图10中可以看出,与给定转速300 r/min不同,对应于 q 轴电流,PI控制系统的起动转矩较大,加载后,与PI控制相比,ADRC系统的输出转矩响应更为迅速。

图11为 $n = 600$ r/min时ADRC及PI控制器作用下的三相电流波形。

图 11 $n = 600 \text{ r/min}$ 三相电流波形

与 300 r/min 相同,电机三相电流的波形为平滑稳定的正弦波。

综上,利用 ADRC 的电机控制系统中,电机的起动更为平稳,无超调。在添加负载时,ADRC 控制下系统的动态性能远强于 PI 控制。此外,ADRC 控制器中,一组参数可以适用于不同的转速,但在 PI 控制器中,控制器对参数要求较高,当给定转速由 300 r/min 变化到 600 r/min 时,起动阶段电机转速的超调更为明显。PI 控制策略在不同转速工况时,电机起动阶段超调量发生变化,加载后,电机转速波动明显,但是采用 ADRC 控制方式下不会出现上述问题。

4 dSPACE 平台试验验证

仿真结束后,综合仿真总结出的规律,利用 dSPACE 平台对仿真结果进行试验验证。2 种控制器中电流环的 PI 参数相同, $K_p = 15$, $K_i = 100$, PI 控制中转速环 $K_p = 0.8$, $K_i = 15$, ADRC 控制系统中转速环参数与 Simulink 仿真所用参数一致,电机所加负载均相等。图 12 为所用 dSPACE 试验平台,图 13 为试验所用电机。电机参数与仿真中一致。

试验中,通过控制图 14 所示的电阻模拟电机的加载运行。



图 12 dSPACE 试验平台

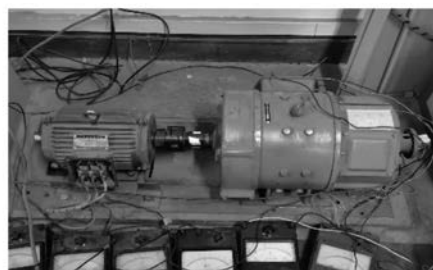


图 13 试验所用电机

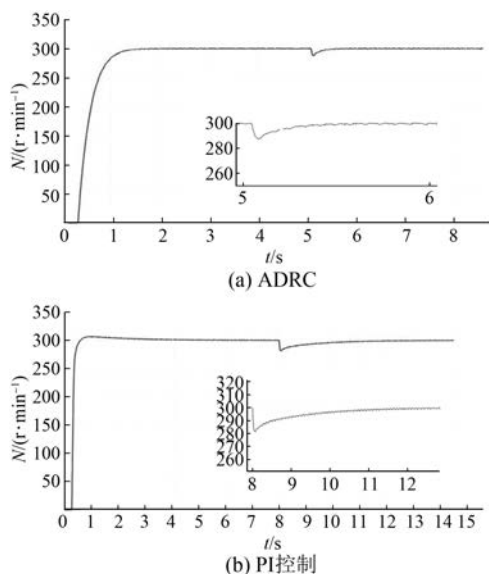
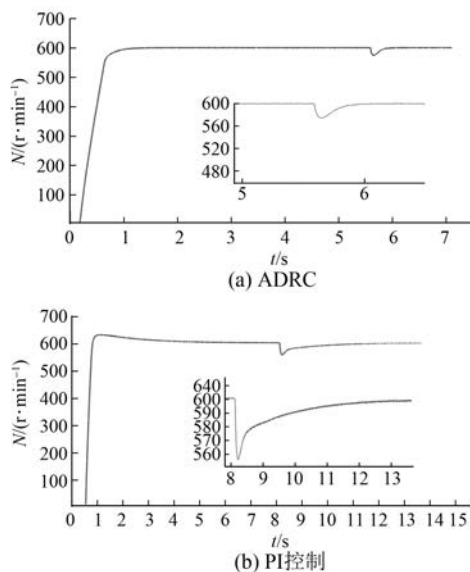


图 14 外接电阻

试验的结果如图 15 和图 16 所示。

由图 15 可以看出,在起动阶段,ADRC 作用下的电机转速变化平稳,无超调,电机转速在 1.5 s 左右即到达给定值,加载后,电机转速波动 11 r/min ,转速恢复稳定用时 0.5 s 。而在利用 PI 控制器的电机控制系统中,电机转速有超调,起动阶段到达给定转速用时 3 s ,加载后,电机转速波动 18 r/min 转速用时 4 s 到达稳定值。

当给定转速由 300 r/min 变化到 600 r/min 时,ADRC 作用下的电机转速变化仍旧非常平滑,在 ADRC 系统中,起动阶段与加载后转速恢复到稳定值分别用时 1.1 s 和 0.2 s ,加载后电机转速波动 22 r/min 。然而在 PI 控制系统中,起动阶段,电机转速的超调更加严重,起动阶段电机转速稳定在给定转速值用时 4.5 s ,加载后转速波动

图 15 $n = 300 r/min$ 转速试验波形图 16 $n = 600 r/min$ 转速试验波形

42 r/min, 恢复稳定用时 5 s。

通过试验,验证了 ADRC 系统在电机起动阶段控制效果更为平稳,加载后转速波动较小,转速恢复稳定用时明显短于 PI 控制系统。此外,也验证了同一组 ADRC 参数可以适用于不同电机转速工况。

5 结 语

本文将 ADRC 应用于 PMSM 的矢量控制系统转速控制环节,通过 MATLAB 仿真对 ADRC 以

及 PI 控制器的控制性能进行了比较。结果表明,与 PI 控制器相比,ADRC 对电机的转速控制性能更优越,起动阶段电机转速无超调,运行中抗干扰能力强,电机的转矩变化更平稳。在转速给定不一致时,无需对 ADRC 中的控制参数进行重新设置,同样可以获得优良的控制效果。而 PI 控制方式下,同一组控制参数,当电机给定转速由 300 r/min 变为 600 r/min 时,PI 控制器的控制效果有所降低。利用 dSPACE 试验平台对仿真结果进行了初步验证。

【参考文献】

- [1] 谢涛,高桂革,王杰. 基于滑模控制器的 PMSM 的矢量控制系统研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(3): 6.
- [2] 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.
- [3] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19.
- [4] 张磊,鲁凯,田伟,等. 永磁同步电机伺服系统的变增益自抗扰控制器设计[J]. 微特电机, 2020, 48(8): 35.
- [5] 王高林,徐进,张国强,等. 直驱式永磁曳引系统无称重传感器起动控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4207.
- [6] 刘亚旋. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机调速系统的研究与实现[D]. 广州: 广东工业大学, 2016.
- [7] 胡长岭,王东平. PMSM 矢量控制研究[J]. 工业控制计算机, 2020, 33(6): 155.
- [8] 朱家兴,符玉珊. 自抗扰控制器设计[J]. 科技风, 2019(34): 29.
- [9] 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.
- [10] 丁曙光,刘维维,叶运骅,等. 基于自抗扰控制技术的表贴式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 微电机, 2019, 52(3): 31.
- [11] 朱士加,王颖,贺春光,等. 一阶 LADRC 的风电并网控制及其稳定性分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2020, 32(7): 33.