

文章编号: 1004-924X(2016)03-0582-08

永磁同步电机调速系统的自抗扰控制

周 涛

(洛阳师范学院 物理与电子信息学院, 河南 洛阳 471022)

摘要: 提出了一种利用反双曲正弦函数的一阶自抗扰控制器, 以提高永磁同步电机正弦波脉宽调制 (SPWM) 调速系统的跟踪精度。研究了永磁同步电机转速环的数学模型; 分别设计了一阶跟踪微分器和二阶扩张状态观测器, 利用李雅普诺夫函数分析了它们的收敛性; 构造了转速环的一阶自抗扰控制器, 同时证明了一阶自抗扰控制误差系统的渐近稳定性。最后, 将该新型一阶自抗扰控制器作为永磁同步电机的转速调节器, 分析了自抗扰控制永磁同步电机的 SPWM 调速系统。仿真实验表明: 自抗扰控制调速系统速度阶跃跟踪的调整时间约为 0.15 s, 稳态误差小于 0.28 r/min; 同一调速系统正弦响应的最大跟踪误差约为 17 r/min。与 PI 控制调速系统相比, 自抗扰控制永磁同步电机调速系统阶跃响应快速而平稳, 无超调, 稳态误差小; 另外, 系统正弦响应的跟踪性能好, 跟踪误差小。

关键词: 永磁同步电机; 一阶自抗扰控制器; 反双曲正弦函数; 调速系统; 渐近稳定

中图分类号: TM351; TP273 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20162403.0582

Active disturbance rejection control of speed governing system for PMSM

ZHOU Tao

(College of Physics and Electronics Information, Luoyang Normal University, Luoyang 471022, China)

* Corresponding author, E-mail: zhoutao041@163.com

Abstract: A first-order Active Disturbance Rejection Controller (ADRC) with an arc-hyperbolic sine function was presented to increase the tracking precision of the Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) speed governing system of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM). A mathematical model for the velocity loop of the PMSM was studied. Then a first-order tracking differentiator and a second-order extended state observer were designed respectively and their convergences were analyzed by using the Lyapunov function. The first-order ADRC of the velocity loop was constructed, and the asymptotic stability of the first-order ADRC error system was verified. Finally, the designed first-order ADRC was used as the rotating speed adjuster of the SPWM, and the SPWM speed governing system with the ADRC was analyzed. Simulation experiments demonstrate that the speed step response adjustment time of the SPWM speed governing system with the ADRC is 0.15s, the steady error is less than 0.28 r/min, and the maximum sine tracking error is 17 r/min. As compared with a PI controller, the governing system with the ADRC is characterized by fast and stable step response, smaller stable error and no overshoot. Moreover, it shows better sine tracking performance and smaller tracking errors.

Key words: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM); first-order Active Disturbance Rejection Controller (ADRC); arc-hyperbolic sine function; speed governing system; asymptotic stability

收稿日期: 2015-08-06; 修订日期: 2015-10-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61273161); 河南省科技攻关计划资助项目 (No. 142102210474); 河南省教育厅科学技术研究重点项目 (No. 14A413007)

1 引言

正弦波永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有定子三相分布绕组和永磁转子,在磁路结构和绕组分布上保证定子绕组中的感应电动势具有正弦波形,施加的定子电压和电流也为正弦波,一般通过交流PWM变压变频器提供。由于采用了稀土金属永磁,因此,容量相同时电机的体积小、重量轻;转动惯量小,允许脉冲转矩大,可获得较高的加速度,动态性能好。定子电流与转子永磁磁通互相独立,控制系统简单,转矩恒定性好,脉动小,可以获得较宽的调速范围,适用于跟踪雷达、飞行仿真转台、机器人等场合。目前,实际的永磁同步电机调速系统通常采用PID控制器^[1-2],系统的响应速度和精度有限,难以满足高性能的控制要求,因此,永磁同步电机调速系统非线性控制算法已成为研究热点。

文献[3]设计了一种积分型滑模变结构控制器,并将负载转矩观测器的值反馈到滑模控制器。文献[4]利用传统自抗扰控制器提高永磁同步电机速度伺服系统的性能。文献[5]设计了一种基于自抗扰控制器的永磁同步电机角位置伺服系统。文献[6]设计了基于预测函数控制的速度控制器,以减小永磁同步电机的转矩波动。文献[7]在非线形控制模型中引入命令滤波器的算法,使得反推法的状态量与控制量同时满足饱和约束。文献[8]提出了基于动态滑模控制的永磁同步电机伺服系统位置和速度一体控制方法。文献[9]利用一种迭代二次规划法处理由输入-输出反馈线性化导致的非线性约束。文献[10]提出一种永磁同步电机全速范围的无传感器两自由度电流控制器。文献[11]提出一种永磁同步电机全状态反馈调速算法,采用基于前馈通道的神经网络改善电机负载变化时的系统动态性能。

目前,针对永磁同步电机自抗扰控制的相关文献,都是采用传统的自抗扰控制算法,缺乏充分的理论证明,本文提出一种利用反双曲正弦函数的一阶自抗扰控制器,并对其各组成部分及控制系统的稳定性进行了完整的理论证明。分析了正弦波脉宽调制(SPWM)调速系统。

首先分析永磁同步电机转速环的数学模型。然后,分别设计一阶跟踪微分器(TD)和二阶扩张状态

观测器(ESO),利用李雅普诺夫函数分析其收敛性,并构造转速环的一阶自抗扰控制器,证明一阶自抗扰控制误差系统渐近稳定。接着,分析自抗扰控制永磁同步电机SPWM调速系统的结构。最后,进行自抗扰控制永磁同步电机调速系统仿真实验,以验证系统的性能。

2 永磁同步电机转速环的数学模型

采用按转子磁链定向 $i_d = 0$ 矢量控制的永磁同步电机转速环数学模型为^[5]:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2} \frac{n_p \phi_r}{J} i_q - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J}, \quad (1)$$

式中: ω_m 为转子的机械角速度, J 为负载与电机等效的转动惯量, n_p 为电机的极对数, ϕ_r 为转子磁链, B 为电机与负载摩擦系数, T_L 为负载转矩, i_q 为q轴电流。

如果以q轴电流 i_q 作为控制输入量,转子的机械角速度 ω_m 为输出量,则永磁同步电机调速系统为一阶系统。因此,可选择一阶自抗扰控制器作为转速环控制器。

3 转速环自抗扰控制器的设计

根据自抗扰控制的分离性原理,TD、ESO和状态误差反馈律3个主要组成部分可以分别独立设计。

3.1 一阶跟踪微分器(TD)

利用反双曲正弦函数 $\text{arsh}()$ 构造的一阶跟踪微分器为^[12]:

$$\begin{cases} e = v_1 - v_0 \\ \dot{v}_1 = -R \cdot \text{arsh}(k \cdot e), \end{cases} \quad (2)$$

式中: v_0 为设定输入量, v_1 为系统的过渡过程,参数 $R > 0$, $k > 0$ 。利用式(2)可获得 v_0 的理想响应输出 v_1 。

下面分析系统(2)的稳定性。

证明:

假设 v_0 为恒定值,则 $\dot{e} = \dot{v}_1$ 。

取李雅普诺夫函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} e^2 \quad (3)$$

故:

$$\dot{V}_1 = e \dot{e} = -eR \cdot \text{arsh}(k \cdot e) \leq 0. \quad (4)$$

当且仅当 $e=0$ 时, $\dot{V}_1 = 0$,所以,系统(2)在 $e=0$ 的邻域内渐近稳定。

可根据设定输入信号 v_0 的函数形式, 调整 TD(2) 中参数 R 的值。参数 R 主要影响 TD 的跟踪性能, 当增大 R 时, TD 的响应速度增加, 跟踪误差减小。通常 k 取接近 1 的值。

仿真实验表明, TD 中参数 R 的取值范围较大, 参数值的选择具有较大的灵活性。TD 的跟踪效果主要影响自抗扰控制系统的响应速度。

3.2 二阶扩张状态观测器(ESO)

对于一阶系统:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f(x_1) + b_0 u \\ y = x_1, \end{cases} \quad (5)$$

式中: x_1 为系统的状态变量, $f(x_1)$ 为系统的未知扰动, u 为控制输入, 参数 $b_0 > 0$ 。

令 $x_2 = f(x_1)$, 并记 $\dot{x}_2 = w(t)$, 则一阶系统(5)的二阶扩张系统为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b_0 u \\ \dot{x}_2 = w(t) \\ y = x_1. \end{cases} \quad (6)$$

构造系统(6)的扩张状态观测器为^[13]:

$$\begin{cases} e_1 = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01} \cdot e_1 + b_0 u \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot e_1), \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\beta_{01} > 0, \beta_{02} > 0, \beta_{03} > 0$ 。适当选取参数 β_{01}, β_{02} 和 β_{03} 的值, 系统(7)可实现对扩张系统(6)状态变量的估计, 即保证 $z_1 \rightarrow x_1, z_2 \rightarrow x_2$ 。

下面分析系统(7)的收敛性。

证明:

不妨假设 $w(t) = w > 0$ 为恒定值。

令 $e_1 = z_1 - y, e_2 = z_2 - x_2$ 。由系统(7)和系统(6)可得误差系统:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - \beta_{01} \cdot e_1 \\ \dot{e}_2 = -\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot e_1) - w. \end{cases} \quad (8)$$

令 $e_{21} = e_1, e_{22} = e_2 - \beta_{01} \cdot e_1$, 则系统(8)可转化为:

$$\begin{cases} \dot{e}_{21} = e_{22} \\ \dot{e}_{22} = -\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot e_{21}) - \beta_{01} \cdot e_{22} - w. \end{cases} \quad (9)$$

取系统(9)的李雅普诺夫函数^[14]:

$$V_2 = \int_0^{e_{21}} 2\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot \tau) d\tau + e_{22}^2. \quad (10)$$

则至少存在一点 $\gamma \in [0, e_{21}]$, 使得:

$$\begin{aligned} V_2 &= \int_0^{e_{21}} 2\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot \tau) d\tau + e_{22}^2 \\ &= 2\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot \gamma) \cdot e_{21} + e_{22}^2. \end{aligned} \quad (11)$$

根据反双曲正弦函数的性质, 又由 $\beta_{02} > 0$,

$\beta_{03} > 0$, 可知:

$$V_2 = 2\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot \gamma) \cdot e_{21} + e_{22}^2 > 0, \quad (12)$$

同时:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= 2e_{22}\beta_{02} \text{arsh}(\beta_{03}e_{21}) + \\ &2e_{22}[-\beta_{02} \cdot \text{arsh}(\beta_{03} \cdot e_{21}) - \beta_{01} \cdot e_{22} - w] \\ &= -2e_{22}[\beta_{01}e_{22} + w]. \end{aligned} \quad (13)$$

当 $e_{22} > \frac{w}{\beta_{01}}$, 或者 $e_{22} < -\frac{w}{\beta_{01}}$ 时, $\dot{V} < 0$ 。

同理, 在 $w(t) = w < 0$ 时, 当 $e_{22} > -\frac{w}{\beta_{01}}$, 或者 $e_{22} < \frac{w}{\beta_{01}}$ 时, $\dot{V} < 0$ 。

当且仅当 $e_{22} = 0$ 时, $\dot{V} = 0$, 所以, 系统(9)渐近稳定。

在 ESO(7) 中, 参数 β_{01} 影响 ESO 的收敛域, 一般取 $\beta_{01} - \beta_{02}\beta_{03} > 0$ 。ESO 的估计精度, 对自抗扰控制系统性能影响较大。

3.3 一阶自抗扰控制器(ADRC)

取状态误差反馈律和控制律为:

$$\begin{cases} e_3 = v_1 - z_1 \\ u_0 = k_1 \text{arsh}(k_2 e_3) \\ u = u_0 - \frac{z_2}{b_0}, \end{cases} \quad (14)$$

式中: 参数 $k_1 > 0, k_2 > 0$ 。

一阶自抗扰控制器由一阶 TD、二阶 ESO、状态误差反馈律和控制律组成, 其结构如图 1 所示。

下面分析一阶自抗扰控制系统的稳定性。证明:

设一阶系统(5)的设定输入为 v_0 , 令 $e_4 = y - v_0 = x_1 - v_0$, 并将 $u = u_0 - \frac{z_2}{b_0}$ 代入, 则得到一阶系统(5)的误差系统

$$\begin{cases} e_4 = x_1 - v_0 \\ \dot{e}_4 = f(x_1) + b_0 u_0 - z_2 - \dot{v}_0. \end{cases} \quad (15)$$

由于 ESO(7) 的收敛性: $z_1 \rightarrow x_1, z_2 \rightarrow x_2$ 。而且, 由于 TD(2) 的良好跟踪性能, $v_1 = v_0$, 故 $e_4 \approx -e_3$ 。

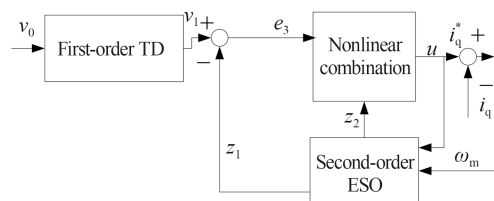


图 1 一阶自抗扰控制器的结构框图

Fig. 1 Block diagram of the first-order ADRC

假设输入量 v_0 为恒定值或者缓变信号, 则 $\dot{v}_0 \approx 0$ 。同时, 代入控制律 u_0 , 误差系统(15)则转化为:

$$\begin{cases} \dot{e}_4 = x_1 - v_0 \\ \dot{e}_4 = -b_0 k_1 \text{arsh}(k_2 e_4), \end{cases} \quad (16)$$

取李雅普诺夫函数:

$$V_3 = \frac{1}{2} e_4^2, \quad (17)$$

显然:

$$\dot{V}_3 = -e_4 b_0 k_1 \text{arsh}(k_2 e_4) \leq 0. \quad (18)$$

当且仅当 $e_4=0$ 时, $\dot{V}_3 = 0$, 所以, 系统(16)渐近稳定。

4 自抗扰控制永磁同步电机SPWM调速系统

采用一阶自抗扰控制的永磁同步电机SPWM调速系统的结构如图2所示。

图2中ADRC为转速控制器, 两个PI模块分别为 d 轴、 q 轴电流控制器。根据绝对式光电编码器的输出, 编码器处理模块分别计算出电机转子的机械角度 θ_1 和电角度 θ_2 , 以及转子的机械转速 n_m 。根据转子的电角度 θ_2 , Cordic模块分别计算出 $\sin\theta_2$ 和 $\cos\theta_2$ 值。根据电流传感器测量的电机定子两相电流 i_a, i_b 的值, Clark变换模块将三相电流 i_a, i_b 和 i_c 的值转换成二相静止 α - β 坐标系中的电流值 i_α 和 i_β 。根据电流值 i_α 和 i_β , 以及 $\sin\theta_2$ 和 $\cos\theta_2$, Park变换模块计算出以同步转速 n_0 旋转的两相 d - q 坐标系中的电流值 i_d 和 i_q 。Clark和Park变换将三相静止坐标系同步电机模型转换成两相旋转 d - q 坐标系模型, 在两相旋转 d - q 坐标系中, 实现对永磁同步电机的转速和电流的双闭环矢量控制。

dq - abc 变换模块将两相旋转坐标下的参考电压 u_d^*, u_q^* 变换为三相坐标系下的三相正弦电压瞬时指令 u_a, u_b 和 u_c 信号。根据 u_a, u_b, u_c 和载波信号, SPWM发生器模块产生六路载波SPWM驱动脉冲信号。IGBT三相逆变器产生频率和幅值可调的三相正弦电压信号, 分别输入电机的三相定子绕组。

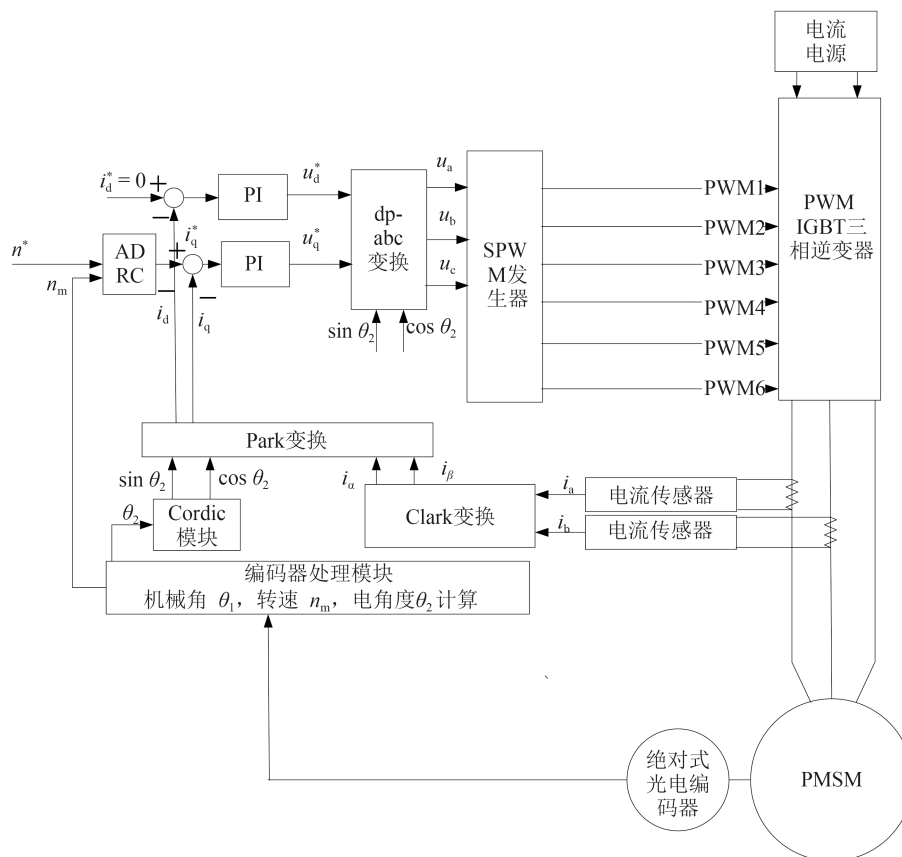


图2 自抗扰控制永磁同步电机SPWM调速系统的结构图

Fig. 2 Block diagram of PMSM speed governing system with ADRC

根据设定的转速值 n^* 与电机实际转速值 n_m , 利用一阶自抗扰控制器输出 q 轴电流 i_q 的指令 i_q^* 。同时, 令 d 轴指令电流 $i_d^* = 0$, 通过PI控制器保持 d 轴电流 $i_d = 0$, 从而实现 d 轴和 q 轴电流的解耦。

5 仿真实验

根据图2建立自抗扰控制永磁同步电机SPWM调速系统的Simulink模型, 进行仿真实验。仿真实验中永磁同步电机的参数为: 定子相电阻 $R_s = 0.1 \Omega$, d 轴电感 $L_d = 0.006 \text{ H}$, q 轴电感 $L_q = 0.006 \text{ H}$, 永磁体产生的定子绕组磁链 $\lambda = 0.4 \text{ V}\cdot\text{s}$, 转矩系数 $C_m = 1.8 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{A}$, 转动惯量 $J = 0.029 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, 摩擦系数 $F = 0.0004924 \text{ N}\cdot\text{m}/\text{s}$, 极对数 $p = 3$, 母线电压 $U_{dc} = 300 \text{ V}$, 额定转速 $2000 \text{ r}/\text{min}$ 。电机的初始条件: $n_m = 0 \text{ r}/\text{min}$, 即 $\omega_m = 0 \text{ rad}/\text{s}$, $\theta_1 = 0^\circ$, $i_a = 0 \text{ A}$, $i_b = 0 \text{ A}$, 负载力矩 $T_L = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

第一步: 进行PI控制的永磁同步电机仿真实验。其中转速控制器采用PI调节器, 比例系数为 $k_p = 10$, 积分系数为 $k_i = 0.1$ 。 d 轴和 q 轴电流控制器都为PI, 比例系数均为 $k_p = 5$, 积分系数均为 $k_i = 0.1$ 。电机的负载力矩 $T_L = 5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

首先, 进行速度阶跃跟踪仿真实验, 电机的设定转速为 $n^* = 1000 \text{ r}/\text{min}$, 则PI控制速度阶跃跟踪如图3所示, PI控制速度阶跃跟踪误差如图4所示。然后, 三组PI控制器的参数均保持不变, 进行速度正弦跟踪仿真实验。电机的设定转速为 $n^* = 1000 \sin(\pi t) (\text{r}/\text{min})$, 则PI控制速度正弦跟踪如图5所示, PI控制速度正弦跟踪误差如图6所示。

图3和图4表明PI控制速度阶跃跟踪的调整时间约为1 s, 稳态误差约为 $1.07 \text{ r}/\text{min}$ 。图5和图6表明, 在PI速度控制器参数不变的情况下, 其正弦跟

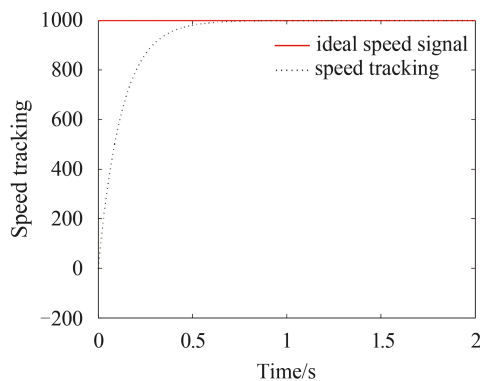


图3 PI控制速度阶跃跟踪

Fig. 3 Speed step tracking of system with PI

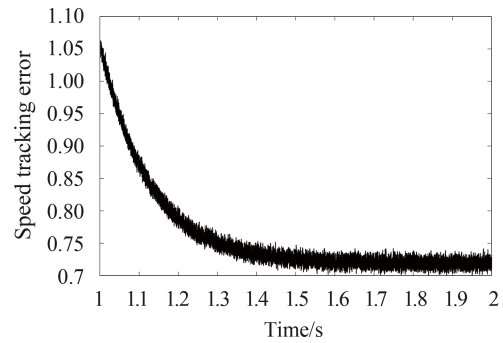


图4 PI控制速度阶跃跟踪误差

Fig. 4 Speed step tracking error of system with PI

踪的滞后时间大, 最大跟踪误差约为 $360 \text{ r}/\text{min}$ 。说明PI控制永磁同步电机SPWM调速系统的鲁棒性

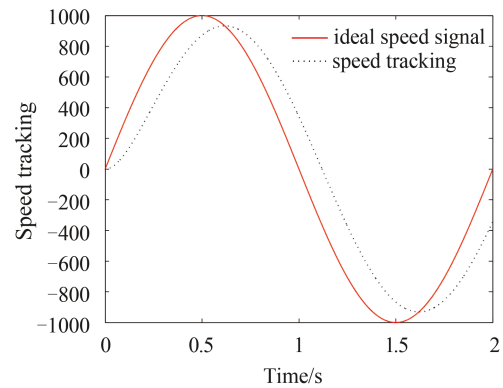


图5 PI控制速度正弦跟踪

Fig. 5 Speed sine tracking of system with PI

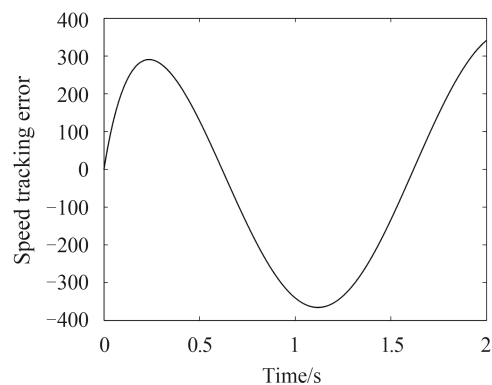


图6 PI控制速度正弦跟踪误差

Fig. 6 Speed sine tracking error of system with PI

差, 精度低。

第二步: 进行自抗扰控制永磁同步电机调速系统仿真实验。其中转速控制器采用一阶自抗扰控制器。 d 轴和 q 轴电流控制器都为PI, 两个PI的比例

系数均为 $k_p=5$, 积分系数均为 $k_i=0.1$, 参数与第一步实验相同。电机的负载力矩 $T_L=5\text{ N}\cdot\text{m}$ 。首先, 进行速度阶跃跟踪仿真实验, 其中, TD(2)的参数: $R=650, k=1$; ESO(7)的参数: $\beta_{01}=500, \beta_{02}=150, \beta_{03}=1, b_0=30$; 非线性组合(14)的参数: $k_1=30, k_2=1$ 。电机的设定转速为 $n^*=1\ 000\text{ r/min}$, 则自抗扰控制速度阶跃跟踪如图7所示, 自抗扰控制速度阶跃跟踪误差如图8所示。

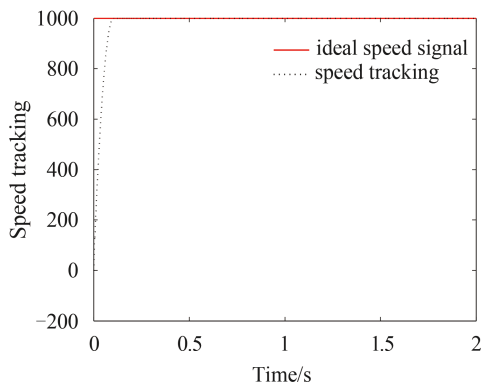


图7 自抗扰控制速度阶跃跟踪

Fig. 7 Speed step tracking of system with ADRC

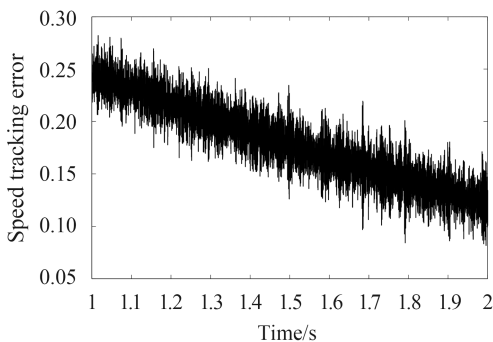


图8 自抗扰控制速度阶跃跟踪误差

Fig. 8 Speed step tracking error of system with ADRC

然后, 进行速度正弦跟踪仿真实验, 一阶自抗扰控制器的参数与阶跃跟踪试验完全相同, 两组PI控制器的参数也保持不变。电机的设定转速 $n^*=1\ 000\sin(\pi t)(\text{r/min})$, 角频率为 $\pi(\text{rad/s})$, 则自抗扰控制速度正弦跟踪如图9所示, 自抗扰控制速度正弦跟踪误差如图10所示。

图7和图8表明, 自抗扰控制速度阶跃跟踪的调整时间约为0.15 s, 稳态误差小于0.28 r/min。图9和图10表明, 在ADRC速度控制器参数不变的情况下, 其正弦跟踪的滞后时间小, 最大跟踪误差约

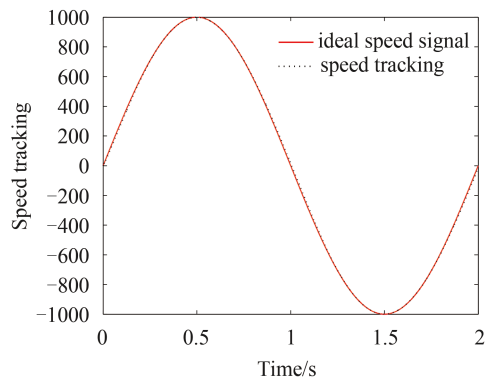


图9 自抗扰控制速度正弦跟踪

Fig. 9 Speed sine tracking of system with ADRC

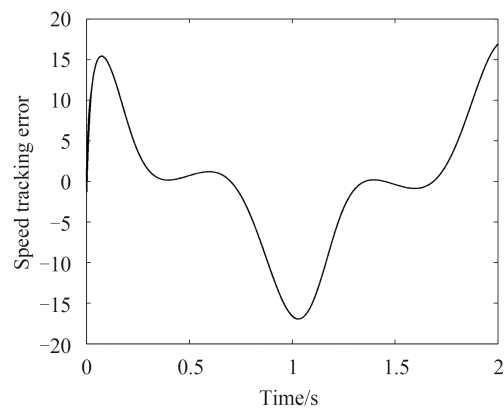


图10 自抗扰控制速度正弦跟踪误差

Fig. 10 Speed sine tracking error of system with ADRC

为17 r/min。说明ADRC控制永磁同步电机SPWM调速系统的鲁棒性好, 调速精度高。实验证明d轴和q轴电流控制器也可采用上述ADRC, 从而进一步提高调速系统的精度和鲁棒性。

6 结论

本文提出一种利用反双曲正弦函数的一阶自抗扰控制器, 并分别证明了一阶TD、二阶ESO以及一阶自抗扰控制系统的渐近稳定性。采用该新型一阶自抗扰控制器作为永磁同步电机的转速调节器。自抗扰控制永磁同步电机SPWM调速系统的仿真实验表明:系统速度阶跃跟踪的调整时间约为0.15 s, 稳态误差小于0.28 r/min; 同一调速系统正弦响应的最大跟踪误差约为17 r/min。与PI转速控制器调速系统相比, 系统阶跃响应快速而平稳, 无超调, 稳态误差小。同时, 采用相同一阶ADRC的系统正弦响应的跟踪性能好, 跟踪误差较小。该一

阶自抗扰控制器同样适用于永磁同步电机 SVPWM调速系统。自抗扰控制永磁同步电机调速

系统可应用于精密飞行仿真转台、跟踪雷达、光电平台、数控机床等领域,具有较高的应用价值。

参考文献:

- [1] 李洪文, 邓永停, 王建立. 永磁同步电机速度控制器的全数字化集成[J]. 光学精密工程, 2015, 23 (4): 1105-1112.
LI H W, DENG Y T, WANG CH L. Digital integration of PMSM speed controller based on FPGA[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2015, 23(4): 1105-1112. (in Chinese)
- [2] 李洪文. 基于内模PID控制的大型望远镜伺服系统[J]. 光学精密工程, 2009, 17(2): 328-332.
LI H W. Servo system of large telescope based on internal model PID control method [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(2): 328-332. (in Chinese)
- [3] 李政, 胡广大, 崔家瑞等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431-435.
LI Zh, HU G D, CUI J R *et al.*. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(3): 431-435. (in Chinese)
- [4] 陈茂胜. 基于自抗扰控制永磁同步电机伺服系统研究[J]. 微电机, 2013, 46(12): 51-54.
CHEN M SH. Research on PMSM servo system using ADRC[J]. *MICROMOTORS*, 2013, 46(12): 51-54. (in Chinese)
- [5] 孙凯, 许镇琳, 盖廓等. 基于自抗扰控制器的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 43-46.
SUN K, XU Zh L, GAI K *et al.*. A novel position controller of PMSM servo system based on active-disturbance rejection controller[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(15): 43-46. (in Chinese)
- [6] 邓永停, 李洪文, 王建立等. 基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J]. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1598-1604.
DENG Y T, LI H W, WANG J L *et al.*. Speed control for PMSM based on predictive functional control and disturbance observer[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(6): 1598-1604. (in Chinese)
- [7] 王琨, 骆敏舟, 李可等. 基于状态约束的永磁同步电机的优化控制算法[J]. 电机与控制学报, 2015, 19 (2): 33-38.
WANG K, LUO M ZH, LI K *et al.*. Control algorithm optimization of permanent magnet synchronous motor based on state constraints[J]. *Electric Machines and Control*, 2015, 19 (2): 33-38. (in Chinese)
- [8] 许叙遥, 林辉. 基于动态滑模控制的永磁同步电机位置速度一体化设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(5): 77-81.
Xu X Y, Lin H. Integrated design for permanent magnet synchronous motor servo systems based on dynamic sliding mode control[J]. *TRANSACTIONS OF CHINA ELECTROTECHNICAL SOCIETY*, 2014, 29(5): 77-81. (in Chinese)
- [9] 孔小兵, 刘向杰. 永磁同步电机高效非线性模型预测控制[J]. 自动化学报, 2014, 40(9): 1958-1965.
KONG X B, LIU X J. Efficient nonlinear model predictive control for permanent magnet synchronous motor[J]. *ACTA AUTOMATICA SINICA*, 2014, 40(9): 1958-1965. (in Chinese)
- [10] Seilmeier, Markus; Piepenbreier, Bernhard. Sensorless control of PMSM for the whole speed range using two-degree-of-freedom current control and HF test current injection for low-speed range[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014.8, 30(8): 4394-4403.
- [11] Grzesiak, Lech; Tarczewski, Tomasz. State feedback control with ANN based load torque feedforward for PMSM fed by 3-level NPC inverter with sinusoidal output voltage wave form[J]. *Lecture Notes in Electrical Engineering*, 2014.8, 325: 73-90.
- [12] 周涛. 基于反双曲正弦函数的跟踪微分器[J]. 控制与决策, 2014, 29(6): 1239-1242.
ZHOU T. Tracking differentiator based on inverse hyperbolic sine function[J]. *Control and Decision*, 2014, 29(6): 1239-1242. (in Chinese)
- [13] 周涛. 基于反双曲正弦函数的扩张状态观测器[J]. 控制与决策, 2014.8, 30(5): 943-946.
ZHOU T. Extended state observer based on inverse hyperbolic sine function[J]. *Control and Decision*, 2014.8, 30(5): 943-946. (in Chinese)
- [14] 周林阳, 王生捷. 基于反正切非线性函数的自抗扰控制[J]. 上海交通大学学报, 2013, 47(7): 1043-1048.
ZHOU L Y, W SH J. An improved ADRC based on nonlinear arctangent function[J]. *Journal of Shanghai Jiao Tong University*, 2013, 47(7): 1043-1048. (in Chinese)

作者简介:



周 涛 (1970-), 男, 河南洛阳人, 副教授, 2010年于同济大学获得博士学位, 主要从事精密伺服系统、非线性控制的研究。

E-mail: zhoutao041@163.com