

大粘滞摩擦因数的永磁伺服系统自适应反步控制^{*}

吴 晶, 朱孝勇, 左月飞, 张 超, 全 力
(江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘 要: 对于粘滞摩擦系数大的永磁伺服系统, 传统的自适应反步控制会导致参数辨识结果波动较大、不易稳定、转速跟踪性能较差。设计了一种实时辨识粘滞摩擦因数的自适应反步控制器, 同时对转动惯量、负载转矩和粘滞摩擦因数进行辨识, 提高了对粘滞摩擦因数较大系统的转速跟踪性能和转动惯量及负载转矩辨识精度。所提方法结构简单、易于实现, 在 dSPACE 公司的 DS1103 系统试验平台上对其进行了试验验证, 试验结果表明了所提方法的正确性和有效性。

关键词: 永磁同步电机; 粘滞摩擦因数; 自适应反步控制; 转动惯量

中图分类号: TM 301.2 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2017)12-0030-06

Adaptive Backstepping Control of Permanent Magnet Servo System with Large Viscous Coefficient^{*}

WU Jing, ZHU Xiaoyong, ZUO Yuefei, ZHANG Chao, QUAN Li
(School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: For permanent magnet servo system with large coefficient of viscous friction, traditional adaptive backstepping control could result in fluctuated and unstable identification results and poor performance of speed tracking. Adaptive backstepping controller identifying viscous friction coefficient was proposed, which was used to estimate the inertia, load torque and viscous friction coefficient simultaneously, improved parameter identification accuracy. The method proposed in this paper had merits of simple structure and usability. The validity and accuracy were verified by experiments based on the platform using dSPACE DS1103 system.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); viscous friction coefficient; adaptive backstepping control; inertia

0 引 言

永磁同步电动机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 以其结构简单、运行可靠、高功率密度和高效率等优点, 被广泛应用于工业机器人、精密数控机床和航空航天等伺服系统领域。其控制结构大多采用双闭环的 PI 控制器, 但 PI 控制方法不仅对系统参数的不确定性敏感、抗干扰能力弱, 而且对负载变化的适应能力不强; 而 PMSM 作为伺服电机应用受到未知负载、摩擦等机械参数变化的影响, 线性 PI 控制不能满足控

制性能要求^[1]。对此学者们研究了非线性 PI 控制^[1-2]、滑模控制^[3-4]、模糊控制^[5-6]、神经网络控制^[7]等现代控制算法, 但这些控制策略存在系统抖振或算法较复杂等问题, 因此需要研究更简单的控制方法。

反步控制理论在永磁伺服控制系统的应用引起了广泛的关注^[8-12]。其根据系统控制目标, 基于状态方程来反推出系统的输入, 设计过程简单, 且能保证系统的全局稳定性。文献[8]基于反步法设计控制器, 与 PI 控制相比减少了调节参数数目, 只需调节 3 个参数, 其本质是保留了比例调节

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51477069); 国家自然科学基金项目(51377073)

作者简介: 吴 晶(1992—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机的参数辨识。

朱孝勇(1975—), 男, 博士生导师, 教授, 研究方向为电动汽车驱动控制技术、新型电机设计与控制等。

器而取消积分调节器,系统参数已知且不变时通过精确的静态补偿实现状态的无静差跟踪,具有较快的动态响应。

然而伺服系统经常运行于复杂的工况,系统参数经常发生变化,此时反步控制器会出现较大的稳态误差和动态误差,因此必须对未知参数进行准确地在线估计,与自适应控制相结合实现更好的参数鲁棒性。目前已有文献对系统参数进行辨识实现自适应反步控制。文献[13]对定子电阻和负载转矩进行辨识来提高系统抗干扰能力。文献[14]对负载转矩及粘滞摩擦因数实时辨识,为低速性能的改善提供了新的解决方法。文献[15]对电阻、负载转矩及摩擦因数进行准确辨识,更好地抑制参数变化对速度跟踪性能的影响。可见已有的反步文献主要对定子电阻、负载转矩及粘滞摩擦因数进行自适应辨识,考虑转动惯量变化对转速跟踪性能影响的文献很少。文献[16]设计了转动惯量和负载转矩自适应反步控制器,但设计过程中忽略了粘滞摩擦因数的影响,导致粘滞摩擦因数较大的伺服系统的参数辨识不稳定,影响转速跟踪性能。

本文同时考虑了影响伺服系统转速环跟踪性能的转动惯量、负载转矩及粘滞摩擦因数的变化,对三个参数同时辨识,实现自适应反步控制。首先给出了传统自适应反步控制器设计过程,分析了传统自适应反步未辨识摩擦因数对辨识结果的影响;接着推导了实时辨识粘滞摩擦因数的自适应反步控制器;最后在 dSPACE 公司的 DS1103 系统试验平台上对本文所提方法进行试验验证,试验结果表明了参数辨识准确、收敛速度快,说明系统具有良好的参数鲁棒性和转速跟踪性能。

1 PMSM 数学模型

本文以交流伺服系统中通常采用的表贴式 PMSM 为研究对象。PMSM 在转子磁场定向的同步旋转坐标系下的机械运动方程为

$$\dot{\Omega} = \frac{k_t}{J} i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B\Omega}{J} \quad (1)$$

定子电压方程为

$$\dot{i}_d = -\frac{R}{L} i_d + p_n \Omega i_q + \frac{u_d}{L} \quad (2)$$

$$\dot{i}_q = -\frac{R}{L} i_q - p_n \Omega i_d - \frac{p_n \Omega}{L} \psi_f + \frac{u_q}{L} \quad (3)$$

式中: J ——系统的转动惯量, $\text{kg} \cdot \text{m}^2$;

B ——系统的粘滞摩擦因数, $\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$;

T_L ——负载转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$;

Ω ——机械角速度, rad / s ;

K_t ——转矩常数, $\text{N} \cdot \text{m} / \text{A}$;

i_d, i_q —— d, q 轴电流, A ;

u_d, u_q —— d, q 轴电压, V ;

p_n ——电机极对数;

ψ_f ——永磁磁链, Wb ;

R ——定子电阻, Ω ;

L ——定子电感, H 。

2 系统控制器设计

2.1 传统的自适应反步控制器设计

永磁伺服系统的控制目标是速度跟踪,定义角速度跟踪误差 $e = \Omega^* - \Omega$, 则跟踪误差状态方程为

$$\dot{e} = \dot{\Omega}^* + \frac{B}{J} \Omega + \frac{T_L}{J} - \frac{k_t}{J} i_q \quad (4)$$

取如下正定函数

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad (5)$$

对式(5)求导并令

$$\dot{V} = e\dot{e} = -ke^2 \quad (6)$$

式(6)表明,令 $\text{de}/\text{dt} = -ke$ ($k > 0$) 即可使系统渐近稳定,结合式(4)可得转速环的控制量为

$$i_q = \frac{1}{k_t} (J\dot{\Omega}^* + B\Omega + T_L + kJe) \quad (7)$$

为实现电流跟踪,定义 i_q 和 i_d 的跟踪误差分别为 $e_q = i_q^* - i_q$ 、 $e_d = i_d^* - i_d$, 电流跟踪误差的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_q = \dot{i}_q^* + \frac{R}{L} i_q + p_n \Omega i_d - \frac{u_q}{L} + \frac{p_n \psi_f}{L} \Omega \\ \dot{e}_d = \frac{R}{L} i_d - p_n \Omega i_q - \frac{u_d}{L} \end{cases} \quad (8)$$

取如下正定函数

$$V_1 = V + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} e_q^2 \quad (9)$$

求导可得

$$\dot{V}_1 = -ke^2 + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \quad (10)$$

令 $\text{de}_q/\text{dt} = -k_1 e_q$ 、 $\text{de}_d/\text{dt} = -k_2 e_d$ ($k_1 > 0, k_2 > 0$)

即可使系统渐近稳定,于是可得电流环的控制量 u_d, u_q 为

$$\begin{cases} u_q = L \left(k_1 e_q + \dot{i}_q^* + \frac{R}{L} i_q + p_n \Omega i_d + \frac{p_n \Omega}{L} \psi_f \right) \\ u_d = R i_d - p_n L \Omega i_q + k_2 L e_d \end{cases} \quad (11)$$

考虑系统 i_q^* 中噪声较大,因此将电流环的控制量式(11)简化为

$$\begin{cases} u_q = R i_q + p_n \Omega (\psi_f + L i_d) + k_1 L e_q \\ u_d = R i_d - p_n \Omega L i_q + k_2 L e_d \end{cases} \quad (12)$$

由于实际系统中转动惯量 J 和负载转矩 T_L 容易发生变化,式(7)中 J 和 T_L 的值通常未知,假设它们的估计值分别为 $\hat{J}$ 和 $\hat{T}_L$,定义参数估计误差为

$$\begin{cases} \tilde{J} = \hat{J} - J \\ \tilde{T}_L = \hat{T}_L - T_L \end{cases} \quad (13)$$

将式(7)中的参数 J 和 T_L 分别用其估计值代替,则系统实际控制量为

$$i_q = \frac{1}{k_i} (\hat{J} \dot{\Omega}^* + B \Omega + \hat{T}_L + k \hat{J} e) \quad (14)$$

将式(14)代入式(4)可得

$$\dot{e} = -k e - \frac{\tilde{J}}{J} (k e + \dot{\Omega}^*) - \frac{\tilde{T}_L}{J} \quad (15)$$

取如下正定函数

$$V_2 = \frac{1}{2} e^2 + \frac{1}{2aJ} \tilde{J}^2 + \frac{1}{2bJ} \tilde{T}_L^2 \quad (a > 0, b > 0) \quad (16)$$

对式(16)求导可得

$$\dot{V}_2 = -\frac{\tilde{J}}{J} k e^2 + \frac{\tilde{J}}{J} \left(\frac{\dot{\tilde{J}}}{J} - \dot{\Omega}^* e \right) + \frac{\tilde{T}_L}{J} \left(\frac{\dot{\tilde{T}_L}}{b} - e \right) \quad (17)$$

考虑到 J 及其估计值均始终为正数,因此式中的第一项始终是负数,只要令后两项为零,则可保证系统渐近收敛,于是参数的自适应律为

$$\begin{cases} \dot{\hat{J}} = \dot{J} + J = \dot{J} = a \dot{\Omega}^* e \\ \dot{\hat{T}_L} = \dot{T}_L + \hat{T}_L = \dot{T}_L = b e \end{cases} \quad (18)$$

可得转动惯量和负载转矩的辨识公式为

$$\begin{cases} \hat{J}(t) = a \int \dot{\Omega}^* e dt + \hat{J}(0) \\ \hat{T}_L(t) = b \int e dt + \hat{T}_L(0) \end{cases} \quad (19)$$

式中: $\hat{J}(0), \hat{T}_L(0)$ ——估计转动惯量及负载转矩的初始值。

由式(14)和式(19)可得传统自适应反步转速控制器结构框图如图1所示。转动惯量及负载转矩初始值在积分器中设置。参数 k 影响转速的跟踪性能, k 越大,转速跟踪性能越好,但 k 不能无限增大,否则会导致噪声太大。自适应参数 a, b 取值太小容易导致参数辨识收敛速度慢,而取值太大则会使辨识结果振荡不收敛,需根据系统实际情况选取。

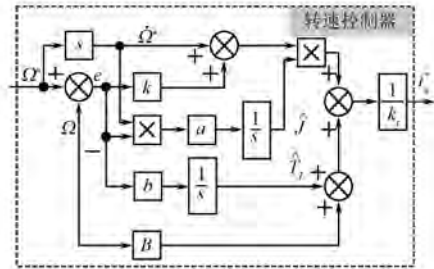


图1 传统的自适应反步转速控制器结构框图

此外,由电机运动方程可知,转动惯量 J 与角速度变化率 d/dt 以乘积的形式存在,只有角速度变化率不为零时才能辨识出 J ,因此试验中给定正弦转速。

2.2 传统自适应反步控制器存在的问题

传统的自适应反步控制器把粘滞摩擦因数当成已知且不变,但实际伺服系统中粘滞摩擦因数 B 往往未知且容易发生变化,导致传统自适应反步转速控制器跟实际电机模型之间存在一个与摩擦力矩 $B\Omega$ 有关的误差。从式(19)的辨识公式来看,转动惯量和负载转矩辨识结果与模型误差有关。若系统粘滞摩擦因数较小则不会对辨识结果产生太大影响,但对于存在较大粘滞摩擦因数的伺服系统来说,未实时辨识粘滞摩擦因数的传统自适应反步转速控制器受摩擦项 $B\Omega$ 影响,导致辨识结果随速度变化而变化。试验中转速给定为正弦信号,导致转动惯量、负载转矩辨识结果产生较大的波动,影响转速跟踪性能。

3 实时辨识粘滞摩擦因数的控制器设计

对粘滞摩擦因数较大的系统,必须实时在线辨识粘滞摩擦因数 B ,重新对控制器进行设计。假设

粘滞摩擦因数辨识值为 $\hat{B}$, 定义其估计误差为

$$\tilde{B} = \hat{B} - B \quad (20)$$

将式(7)中的参数 J 、 T_L 和 B 分别用其估计值代替, 可得系统实际控制量为

$$i_q = \frac{1}{k_t} (\hat{J}ke + \hat{J}\dot{\Omega}^* + \hat{T}_L + \hat{B}\Omega) \quad (21)$$

将式(21)代入式(4)可得

$$\dot{e} = -ke - \frac{\hat{J}}{J}(ke + \dot{\Omega}^*) - \frac{\hat{T}_L}{J} - \frac{\tilde{B}}{J}\Omega \quad (22)$$

取正定函数

$$V'_2 = \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2aJ}\dot{J}^2 + \frac{1}{2bJ}\dot{T}_L^2 + \frac{1}{2cJ}\dot{B}^2 \quad (23)$$

$(a > 0, b > 0, c > 0)$

求导可得

$$\begin{aligned} \dot{V}'_2 = & -\frac{\hat{J}}{J}ke^2 + \frac{\hat{J}}{J}\left(\frac{\dot{J}}{a} - \dot{\Omega}^*e\right) + \\ & \frac{\hat{T}_L}{J}\left(\frac{\dot{T}_L}{b} - e\right) + \frac{\tilde{B}}{J}\left(\frac{\dot{B}}{c} - \Omega e\right) \end{aligned} \quad (24)$$

显然式中的第一项始终是个负数, 因此只要令后三项为零, 即可保证系统渐近收敛, 于是有

$$\begin{cases} \frac{\dot{J}}{a} - \dot{\Omega}^*e = 0 \\ \frac{\dot{T}_L}{b} - e = 0 \\ \frac{\dot{B}}{c} - \Omega e = 0 \end{cases} \quad (25)$$

可得出转动惯量、负载转矩和粘滞摩擦因数辨识公式为

$$\begin{cases} \hat{J}(t) = a \int \dot{\Omega}^* e dt + \hat{J}(0) \\ \hat{T}_L(t) = b \int e dt + \hat{T}_L(0) \\ \hat{B}(t) = c \int \Omega e dt + \hat{B}(0) \end{cases} \quad (26)$$

式中: $\hat{J}(0)$ 、 $\hat{T}_L(0)$ 、 $\hat{B}(0)$ ——估计转动惯量、负载转矩及粘滞摩擦因数的初始值。

由式(26)可得实时辨识粘滞摩擦因数的控制器结构框图如图2所示。自适应参数 c 跟参数 a 、 b 取值原则一样, 根据系统实际情况选取。

4 试验验证

为验证本文方法的有效性, 对 PMSM 伺服系

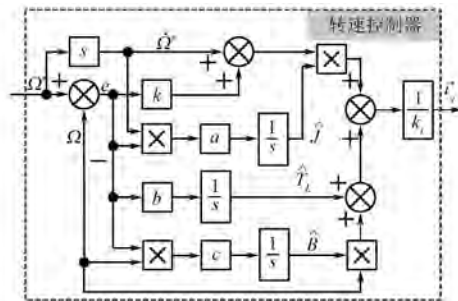


图2 实时辨识粘滞摩擦因数的控制器结构框图

统进行试验验证, 所用 PMSM 参数如表1所示。

表1 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率 P_N/kW	0.75	交轴电感 L_q/mH	3.2
额定电压 U_N/V	220	直轴电感 L_d/mH	3.2
极对数 p_n	4	额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	3 000
转矩常数 $k_t/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1})$	0.59	额定转矩 $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	2.4
定子电阻 R/Ω	1.17	转动惯量 $J/(\text{g}\cdot\text{m}^2)$	1.8

试验平台如图3所示。试验平台基于 dSPACE 公司实时仿真系统 DS1103, 逆变器开关频率为 10 kHz, 转速环和电流环采样周期及系统的计算步长均为 0.1 ms。试验平台主要由 DS1103、控制板、PMSM、联轴器及负载电机构成。试验系统存在较大的粘滞摩擦因数。由于电机按正弦转速给定, 转速时刻在变化, 不便于对系统施加额外的负载转矩, 故试验中的负载转矩只由负载电机摩擦产生。

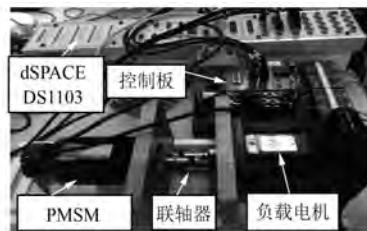


图3 试验平台

4.1 传统自适应反步控制器的试验验证

给定转速为 $500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}/5 \text{ Hz}$ 的正弦信号, 控制器参数设置 $k=80$ 、 $a=1\times 10^{-6}$ 、 $b=1$ 。转动惯量初值 $J_{\text{est}}(0)$ 分别为 $1 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 和 $3 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 时的试验结果如图4所示。由图4的(a)、(b)可看出转动惯量辨识值在 $1.6\sim 2.0 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 范围内波动, 负载转

矩估计值在 $-0.2 \sim 0.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 内波动, 辨识结果不准确, 有明显的波动, 验证了传统的自适应反步存在问题的理论分析的正确性。由图 4 的(c)、(d)可看出由于参数辨识值不准确, 导致转速跟踪误差较大, 为 $\pm 40 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。

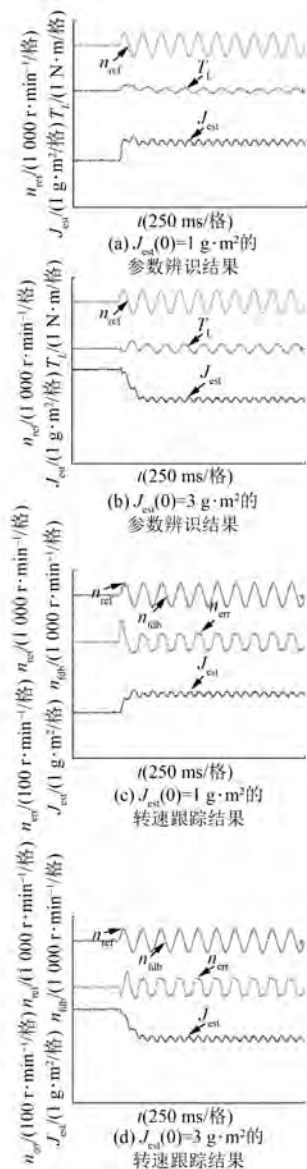


图4 传统自适应反步控制器的试验结果

4.2 实时辨识粘滞摩擦因数控制器的试验验证

给定 $500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}/5 \text{ Hz}$ 的正弦转速, 控制器参数设置 $k=80$ 、 $a=1\times 10^{-6}$ 、 $b=1$ 、 $c=0.0005$ 。转动惯量初值 $J_{\text{est}}(0)$ 分别为 $1 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 和 $3 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 时的试验结果如图 5 所示。由图 5 的(a)、(b)可看出无论估计转动惯量初值大于或小于真实惯量值, 惯量辨识值均稳定收敛至 $1.8 \text{ g}\cdot\text{m}^2$, 惯量初值为

$3 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 时经过两个周期 0.4 s , 惯量即可收敛至真实值; 惯量初值为 $1 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 时收敛速度更快, 经过一个周期 0.2 s 即可稳定至真实值, 负载转矩辨识值为 0, 粘滞摩擦因数经过 0.5 s 即可得到辨识值为 $0.012 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1}$ 。由图 5 的(c)、(d)可看出转动惯量在达到真实值前转速跟踪误差较大, 一旦惯量收敛至真实值, 那么转速跟踪误差则从 $\pm 100 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 减小到 $\pm 10 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 。

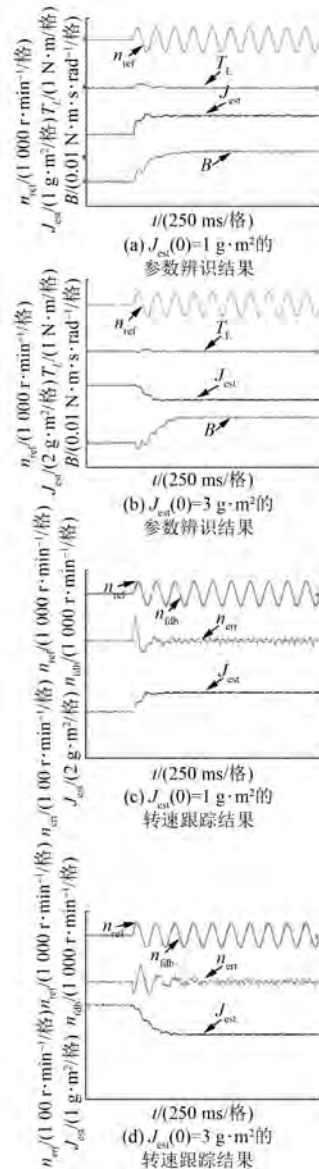
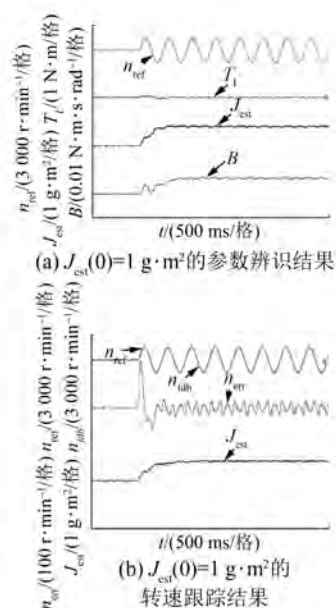


图5 跟踪 $500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}/5 \text{ Hz}$ 正弦转速的试验结果

改变电机转速为 $1500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}/2 \text{ Hz}$, $k=80$ 、 $a=2\times 10^{-7}$ 、 $b=0.5$ 、 $c=5\times 10^{-5}$ 。惯量初值 $J_{\text{est}}(0)$ 为 $1 \text{ g}\cdot\text{m}^2$ 的试验结果如图 6 所示。可看出只需经过一个周期 0.5 s , 惯量即可收敛至 $1.8 \text{ g}\cdot\text{m}^2$, 负载辨

图6 跟踪 $1500 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}/2 \text{ Hz}$ 正弦转速的试验结果

识值稳定至 0, 粘滞摩擦因数经过 1 s 可收敛至 $0.006 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1}$ 。一旦惯量收敛至真实值, 转速跟踪误差减小到 $\pm 20 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 。

图 5 和图 6 表明, 本文所提算法能在不同转速幅值及频率和不同初始惯量值同时实现转动惯量、负载转矩和粘滞摩擦因数的准确辨识, 且转速跟踪误差小, 验证了本文设计方法的正确性和有效性。

让电机以恒定转速运行, 空载测量 q 轴电流值, 以转速 n 为横坐标, 转矩 T_e 为纵坐标, 可得图 7 所示的转矩-转速曲线, 曲线斜率即为粘滞摩擦因数。粘滞摩擦因数与转速关系曲线如图 8 所示。

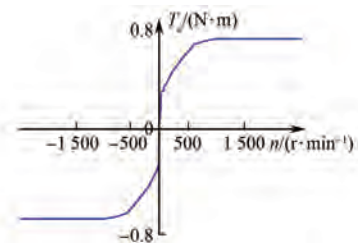


图7 转矩-转速曲线

从图 7 和图 8 可明显看出粘滞摩擦因数随转速不同而变化, 转速越大粘滞摩擦因数越小。试验辨识的粘滞摩擦因数为平均值, 与给定正弦转速的幅值有关。从图 8 可看出 $1500 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 的粘

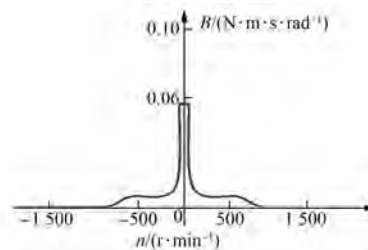


图8 粘滞摩擦因数-转速曲线

滞摩擦因数平均值比 $500 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 的粘滞摩擦因数平均值小, 验证了图 6 的粘滞摩擦因数辨识结果比图 5 辨识值小。

5 结 语

大摩擦因数的伺服系统参数辨识结果不准确, 转速跟踪误差较大。本文设计了一种同时辨识粘滞摩擦因数、转动惯量和负载转矩的自适应反步转速控制器, 有效减小了转速跟踪误差。该方法结构简单, 易于实现。试验结果表明系统的参数辨识值准确稳定, 1 s 以内即可收敛至真实值, 辨识速度快、精度高, 具有良好的转速跟踪性能和参数鲁棒性。

【参考文献】

- [1] 王江, 王静, 费向阳. 永磁同步电动机的非线性 PI 速度控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 125-130.
- [2] 王瑞萍, 皮佑国. 基于分数阶 PI 速度控制器的永磁同步电动机控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11): 69-75.
- [3] 黄庆, 黄守道, 冯焱径, 等. 基于变结构自抗扰的永磁电动机速度控制系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 31-39.
- [4] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电动机滑模变结构调速系统新型趋近率控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24): 77-82.
- [5] 刘栋良, 崔言飞, 赵晓丹, 等. 基于反推控制的永磁同步电动机速度的模糊控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 38-44.
- [6] LI S, GU H. Fuzzy adaptive internal model control schemes for PMSM speed-regulation system[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(4): 767-779.

(下转第 73 页)

- 699.
- [15] SAITO A, SUZUKI H, KUROISHI M, et al. Efficient forced vibration reanalysis method for rotating electric machines [J]. Journal of Sound and Vibration, 2015(334): 388-403.
- [16] GALEA M. High performance, direct drive machines for aerospace applications [D]. Nottingham: University of Nottingham, 2013.
- [17] FARRELL P E, MADDISON J R. Conservative interpolation between volume meshes by local Galerkin projection [J]. Comp Methods Appl Mech Engrg, 2011(200): 89-100.
- [18] 赵天环, 高国旺, 王卫民, 等. 基于 ANSYS 的开关磁阻电机定子振动模态分析 [J]. 电机与控制应用, 2013, 40(5): 6-9.
- [19] DOS-SANTOS F L M, ANTHONIS J, NACLERIO F, et al. Multiphysics NVH modeling: Integrated simulation of a switched reluctance motor drivetrain for an electrical vehicle [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1): 469-476.
- [20] SARRAZIN M, JANSSENS K, AUWERAER H V D. Virtual car sound synthesis technique for brand sound design of hybrid and electric vehicles [C] // SAE Brasil International Noise and Vibration Colloquium 2012, 2012: 2-9.

收稿日期: 2017 -05 -05

(上接第 35 页)

- [7] 王同旭, 马鸿雁, 聂沐晗. 电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(S1): 43-47.
- [8] 王家军, 赵光宙, 齐冬莲. 反推式控制在永磁同步电动机速度跟踪控制中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 95-98.
- [9] 刘栋良, 郑谢辉, 崔丽丽. 无速度传感器永磁同步电机反推控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 67-72.
- [10] 付培华, 陈振, 丛炳龙, 等. 基于反步自适应滑模控制的永磁同步电机位置伺服系统 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 288-293, 301.
- [11] 徐艳平, 雷亚洲, 马灵芝, 等. 基于反推控制的永磁同步电机新型直接转矩控制方法 [J]. 电工技术学报, 2015, 30(10): 83-89.
- [12] TING C, CHANG Y, SHI B, et al. Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive [J]. IET Electr Power Appl, 2015, 9(3): 265-279.
- [13] 刘栋良, 王家军, 崔丽丽. 永磁同步电机参数自适应调速控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 159-165.
- [14] 郭阎彦, 刘锐, 史婷娜, 等. 基于反推自适应控制的永磁同步电机摩擦力矩补偿策略 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 76-84.
- [15] ZHOU J, WANG Y. Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Proceedings-Electric Power Applications, 2002, 149(2): 165-172.
- [16] 范仁凯. 直接驱动永磁同步电机的转速跟踪控制 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.

收稿日期: 2017 -02 -24

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部