无刷直流电机转速伺服系统动态面控制

张震[1], 马瑞卿[1], 吴先宇[2], 肖晨曦[3], 杨剑威[1]

(1.西北工业大学 自动化学院, 陕西 西安 710072; 2.国防科技大学 航天科学与工程学院, 湖南 长沙 410073
3.中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 河北 石家庄 050081)

摘 要:为满足超燃冲压发动机燃油供应系统对电动泵用电机驱动控制精度和响应速度的要求,提出一种新颖的基于扩张状态观测器的动态面控制策略,应用在无刷直流电机(BLDCM)转速伺服系统,有效克服了无刷直流电机的参数摄动和负载扰动。建立基于相电流的电机动态模型,通过扩张状态观测器,在外部扰动模型未知的情况下,观测电机负载转矩用于构造动态面控制器,并证明闭环系统转速一致最终稳定。仿真和试验结果表明,与经典 PID 控制方法相对比,动态面控制策略显著提高了无刷直流电机转速伺服系统的闭环精度和动态性能,对电机参数摄动和负载扰动具有良好的抑制作用。

关 键 词:无刷直流电机;动态面控制;扩张状态观测器;反演控制;转速伺服系统;数字信号处理器;李雅普诺夫函数

中图分类号:TM351 **文献标志码**:A **文章编号**:1000-2758(2017)02-0267-07

超燃冲压发动机(scramjet)凭借其构造简单、重量轻、推重比大等特点,正取代传统发动机成为高速飞行器的理想动力装置[1]。燃油供应系统是超燃冲压发动机控制系统的核心,其性能的优劣直接关系到整个发动机控制系统的性能和可靠性。为满足高推进比和宽飞行范围的需求,超燃冲压发动机燃油供应系统的响应速度和控制精度要具备更高的技术指标,因而对系统中核心部件——燃油电动泵转速伺服系统的研究成为必要的研究热点。

由无刷直流电机(BLDCM)构成的转速伺服系统,充分利用了 BLDCM 具有结构简单、功率密度大、调速性能好、可靠性高、维护方便等特点[2]。无刷直流电机作为一个多变量、非线性的控制系统,在实际应用中存在诸多非理想状况,电机模型不能得到准确的测定,传统的 PID 控制方法在宽调速范围和负载扰动频繁突变时不能取得理想的控制效果。伴随电力电子器件的高频化和微处理器运算性能和采样速度的提升,先进控制策略在 BLDCM 控制系统中的推广成为可能。诸如模型参考自适应[3]、滑模控制[4]、模糊控制[5]等现代控制理论已经逐渐被引入无刷直流电机控制系统,用以改善控制效果,提高运行性能。

但在实际工程应用,模型参考自适应控制对控制模型要求过高,受限于在线参数估计。而滑模控制由于其离散的开关特性导致系统存在抖振现象。模糊控制存在因量化因子与比例参数确定,对负载突变的鲁棒性欠佳。20 世纪末,Krstic 等提出了一种新颖的非线性控制方法-反演控制(backstepping)[6],2000 年,Swaroop 等提出了动态面控制(dynamic surface control,DSC)[7],通过加入低通滤波器解决了反演控制中多次微分导致的“非分爆炸”现象。动态面控制具有控制器设计简单,假设约束条件少等优越性,同时在非线性控制系统中表现出了良好的动态特性和鲁棒性。动态面控制方法在飞行器控制[8]、伺服转台控制[9]、电液伺服位置控制[10]、燃料汽压系统[11]等多种非线性控制系统中都起到了关键作用。另外,扩张观测器用以观测并补偿具有较强不确定性和非线性特征的被控对象,已经被成功地应用在了多种实际对象中[12-15]。但针对电机伺服控制系统的动态面控制研究还并不多见。

收稿日期:2016-09-27 **基金项目**:国家自然科学基金(11272344)资助

作者简介:张震(1986—),西北工业大学博士研究生,主要从事电机驱动控制及并网逆变器控制技术研究。

为了提高无刷直流电机控制系统对参数摄动和负载扰动的抑制性,本文将基于扩张观测器(ESO)的动态面控制(DSC)方法引入到 BLDCM 转速伺服控制系统中。通过分析 BLDCM 的动态模型,利用扩张状态观测器估计负载转矩,提出了一种新颖的动态面控制策略,使 BLDCM 转速伺服系统具有更好的动态响应性能和抗扰动能力。通过 Lyapunov 稳定性分析方法证明控制系统闭环信号一致最终稳定,且稳态跟踪误差小于任意值,仿真和实验均验证了控制策略的有效性。

1 系统描述

1.1 无刷直流电机动态模型

三相 Y 形稀土永磁无刷直流电机,假定三相绕组完全对称,反电势近似为 120°平顶梯形波,磁路不饱和,且不计涡流和磁滞损耗。BLDCM 工作在两相导通 120°电角度三相六状态模式时,结合传统方波电流控制策略,在任意时刻只有两相绕组处于导通状态,直流母线电压只施加于两相绕组,忽略换相引起的电流波动和二极管的压降和续流,把电机整体化考虑[4],则 BLDCM 电压平衡方程可改写为[16]

$$V_s(t) - E(t) = i_s(t)R_s + L_s\frac{\mathrm{d}i_s(t)}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中:$V_s(t)$ 为定子相电压,$E(t) = k_e\omega$,k_e 为反电势系数,ω 为电机角速度,$i_s(t)$ 为定子相电流,R 为绕组相电阻,$R_s = 2R$,且 $L_s = 2(L - M)$,L 为绕组自感,M 为两相绕组间互感。

BLDCM 电磁转矩可以用相电流表示为[17]

$$T_e - T_l = J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} + B\omega \tag{2}$$

式中:T_e 为电磁转矩,T_l 为负载转矩,J 为转动惯量,B 为摩擦系数。

BLDCM 电磁转矩可以用相电流表示为

$$T_e = k_t i_s(t) \tag{3}$$

式中:k_t 为转矩系数。

为了便于动态面控制器设计,联立(1)~(3)式,可以得到电机转速与相电压之间的关系为

$$V_s(t) = \frac{L_sJ}{k_t}\dot{\omega} + \frac{R_sJ + LB}{k_t}\omega + \left(\frac{BR_s}{k_t} + k_e\right)\omega + \frac{T_lR_s}{k_t} \tag{4}$$

定义状态变量 $\boldsymbol{x} = [x_1 \quad x_2]^{\mathrm{T}} = [\omega \quad \dot{\omega}]^{\mathrm{T}}$,则系统的状态空间的表达形式

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = p_1x_2 + p_2x_1 + p_3 + p_4u \\ y = x_1 \end{cases} \tag{5}$$

式中:$p_1 = -\dfrac{R_sJ + LB}{LJ}$,$p_2 = -\dfrac{R_sB + k_tk_e}{LJ}$,$p_3 = -\dfrac{T_lR_s}{LJ}$,$p_4 = \dfrac{k_t}{LJ}$,$u = V_s(t)$。

1.2 系统约束和问题描述

假设 1 理想目标给定转速 x_{1d} 连续并已知,同时其满足 $[x_{1d} \quad \dot{x}_{1d}]^{\mathrm{T}} \in \boldsymbol{\Omega}_d$,其中 $\boldsymbol{\Omega}_d = \{[x_{1d}, \dot{x}_{1d}]: x_{1d}^2 + \dot{x}_{1d}^2 \leqslant B_0\} \subset \mathbf{R}^2$,$B_0$ 为已知正常数。

由(5)式可知,系统输出为电机实际转速,状态 x_2 并无实际物理意义,系统中仅输出量可用于反馈。系统的控制目标为,设计动态面控制器使得电机实际转速可以快速有效地跟踪理想目标转速给定 x_{1d},且误差尽可能小。

2 扩展状态观测器设计

由状态方程(5)式可知,系统负载与扰动 T_l 在实际应用场合不可测。系统中有且仅有电机实际转速信号 x_1 可量测,需要设计一个状态观测器来估计系统中的未测量信号。

由(2)式改写 BLDCM 电磁转矩平衡方程为

$$\dot{\omega} = -\frac{B}{J}\omega - \frac{1}{J}T_l + \frac{1}{J}T_e \tag{6}$$

根据扩张状态观测器的设计思想,取 $[z_1 \quad z_2]^{\mathrm{T}} = [\omega \quad T_l]^{\mathrm{T}}$,观测器输入 $u' = T_e$,定义观测误差 $e_1 = z_1 - x_1$,根据此设计二阶非线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_{01}\mathrm{fal}(e_1, \alpha_1, \delta) + b_0u' \\ \dot{z}_2 = -\beta_{02}\mathrm{fal}(e_1, \alpha_2, \delta) \end{cases} \tag{7}$$

式中,$\beta_{01}, \beta_{02} > 0$ 为扩张状态观测器系数,b_0 为控制量增益,取值为 $1/J$ 的估计值,$0 < \alpha_i < 1$,非线性幂函数 $\mathrm{fal}(e_1, \alpha_i, \delta)$ 定义为

$$\mathrm{fal}(e_1, \alpha_i, \delta) = \begin{cases} \dfrac{e_1}{\delta^{1-\alpha_i}} & |e_1| \leqslant \delta \\ |e_1|^{\alpha_i}\mathrm{sign}(e_1) & |e_1| > \delta \end{cases} \tag{8}$$

3　动态面控制器设计

为实现电机实际转速可以快速有效地跟踪理想目标转速给定 x_{1d},且误差尽可能小。本文采用动态面方法设计控制器 u ,利用类似于 backstepping 的反向递归算法,设计动态面控制器的步骤如下:

第一步　x_1 为电机实测转速,x_{1d} 为理想目标转速给定,定义第一个误差面

$$S_1 = x_1 - x_{1d} \tag{9}$$

对 S_1 求导

$$\dot{S}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = x_2 - \dot{x}_{1d} \tag{10}$$

设计虚拟控制信号 $\bar{x}_2$

$$\bar{x}_2 = \dot{x}_{1d} - c_1 S_1 \tag{11}$$

式中, c_1 为控制器正常设计参数。为避免出现“微分爆炸”,设计一个时间常数为 τ_2 的低通滤波器,取 x_{2d} 为 $\bar{x}_2$ 通过 $1/(\tau_2 s + 1)$ 的输出,定义

$$\tau_2 \dot{x}_{2d} + x_{2d} = \bar{x}_2, x_{2d}(0) = \bar{x}_2(0) \tag{12}$$

第二步　定义第二个误差面

$$S_2 = x_2 - x_{2d} \tag{13}$$

对 S_2 求导

$$\dot{S}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} = p_1 x_2 + p_2 x_1 + p_3 + p_4 u - \dot{x}_{2d} \tag{14}$$

设计实际控制器

$$u = \frac{1}{p_4}(-p_1 x_2 - p_2 x_1 - p_3 + \dot{x}_{2d} - c_2 S_2) \tag{15}$$

式中, c_2 为控制器正常设计参数。

4　稳定性分析

采用动态面控制策略的 backstepping 算法设计过程较为简单并具有一定的规律性。本文对闭环控制系统进行描述,采用基于 Lyapunov 方法对系统稳定性进行了分析。

通过低通滤波器后的信号 x_{2d} 产生的滤波误差定义为

$$y_2 = x_{2d} - \bar{x}_2 \tag{16}$$

由(12)式、(16)式,得

$$y_2 = -\tau_2 \dot{x}_{2d} \tag{17}$$

由设计动态面控制器的虚拟控制信号和实际控制信号,对误差面求导

$$\dot{S}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = x_2 - \dot{x}_{1d} = S_2 + y_2 + \bar{x}_2 - \dot{x}_{1d} = S_2 + y_2 - c_1 S_1 \tag{18}$$

$$\dot{S}_2 = p_1 x_2 + p_2 x_1 + p_3 + p_4 u - \dot{x}_{2d} = -c_2 S_2 \tag{19}$$

对滤波误差(16) 式求导

$$\dot{y}_2 = \dot{x}_{2d} - \dot{\bar{x}}_2 = -\frac{y_2}{\tau_2} - (\ddot{x}_{1d} - c_1 \dot{S}_1) \tag{20}$$

因 x_1、x_2 有界,则 x_{1d}、x_{2d}、S_1 均有界,由(16)、(17)、(23)、(24)、(25) 式可知,存在非负连续函数 B_2,使得

$$\dot{y}_2 \leqslant -\frac{y_2}{\tau_2} - B_2(x_{1d}, \dot{x}_{1d}, \ddot{x}_{1d}, S_1, S_2, y_2) \tag{21}$$

考虑如下紧集

$$\boldsymbol{\Omega}_1 = \{(x_{1d}, \dot{x}_{1d}, \ddot{x}_{1d}) : x_{1d}^2 + \dot{x}_{1d}^2 + \ddot{x}_{1d}^2 < \xi\}$$

$$\boldsymbol{\Omega}_2 = \{S_1^2 + S_2^2 + y_2^2 < 2p, p > 0\} \tag{22}$$

可以得到 $\boldsymbol{\Omega}_1 \times \boldsymbol{\Omega}_2$ 仍为一紧集,因此连续函数 $|B_2| \in \boldsymbol{\Omega}_1 \times \boldsymbol{\Omega}_2$, $|B_2|$ 在 $\boldsymbol{\Omega}_1 \times \boldsymbol{\Omega}_2$ 上存在最大值记为 M_2。

考虑系统输出闭环、虚拟控制信号和滤波误差,定义 Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2}S_1^2 + \frac{1}{2}S_2^2 + \frac{1}{2}y_2^2 \tag{23}$$

设计控制系统的稳定性定理如下:

定理 1　针对无刷直流电机转速伺服系统(4),利用扩张观测器(7),在假设一的条件下,取初始状态,满足 $V(0) \leqslant p$,设计动态面控制律,并选择合适的控制参数 c_1、c_2、p ,能够确保控制系统闭环信号一致最终稳定,且稳态跟踪误差小于任意值。

证明　对定义的 Lyapunov 函数(23)求导,有

$$\dot{V} = S_1\dot{S}_1 + S_2\dot{S}_2 + y_2\dot{y}_2 \leqslant$$

$$S_1(S_2 + y_2 - c_1 S_1) + S_2(-c_2 S_2) + y_2\left(-\frac{y_2}{\tau_2} - (\ddot{x}_{1d} - c_1\dot{S}_1)\right) =$$

$$S_1 S_2 + S_1 y_2 - c_1 S_1^2 - c_2 S_2^2 - \frac{1}{\tau_2}y_2^2 + y_2 B_2 \leqslant$$

$$|S_1||S_2| + |S_1||y_2| - c_1 S_1^2 - c_2 S_2^2 - \frac{1}{\tau_2}y_2^2 + |y_2||B_2| \tag{24}$$

应用 Young 不等式,由(24) 式可得

$$\dot{V} \leqslant \frac{S_1^2 + S_2^2}{2} + \frac{S_1^2 + y_2^2}{2} - c_1 S_1^2 - c_2 S_2^2 - \frac{1}{\tau_2}y_2^2 + \frac{y_2^2 B_2^2}{2} + \frac{1}{2} =$$

$$(1 - c_1)S_1^2 + \left(\frac{1}{2} - c_2\right)S_2^2 +$$

$$\left(\frac{1}{2}-\frac{1}{\tau_2}+\frac{B_2^2}{2}\right)y_2^2+\frac{1}{2} \tag{25}$$

选取合适的控制参数,满足:$r>0$,$c_1 \geqslant 1+r$,$c_2 \geqslant 1/2+r$,$1/\tau_2 \geqslant {M_2}^2/2+1/2+r$,则

$$\dot{V} \leqslant -rS_1^2-rS_2^2-\left(\frac{1}{2}B_2^2-\frac{1}{2}M_2^2-r\right)y_2^2+\frac{1}{2}=$$

$$-2rV+\left(\frac{M_2^2}{2M_2^2}B_2^2-\frac{M_2^2}{2}\right)y_2^2+\frac{1}{2}=$$

$$-2rV+\left(\frac{B_2^2}{M_2^2}-1\right)\frac{M_2^2\,y_2^2}{2}+\frac{1}{2} \tag{26}$$

由 $|B_2| \leqslant M_2$,取 $r \geqslant 1/4p$,则

$$\dot{V} \leqslant -2\times\frac{1}{4p}\times p+\frac{1}{2}=0 \tag{27}$$

由(27)式可以得到 V 也在紧集内,即如果 $V(0) \leqslant p$,则 $V \leqslant p$。

因此,选择合适的控制参数 c_1、c_2、τ_2,能够确保控制系统闭环信号一致最终稳定,且稳态跟踪误差小于任意值。

5 仿真分析与实验验证

5.1 仿真研究

本节针对采用动态面控制的无刷直流电机转速伺服系统在 Matlab/simulink 环境下进行仿真分析。设计试验样机参数为额定功率 11 kW,额定电压 270 V,额定转速 14 000 r/min,额定转矩 7.5 N·m,转动惯量 2×10^{-5} kg·m^2,反电势系数 0.04 V/(rad·s^{-1}),相电阻 0.8Ω,相电感 0.1 mH,极对数为 2。控制系统采用单转速闭环控制,控制结构如图 1 所示。由位置传感器反馈信号计算实际转速,相电流计算电磁转矩,通过扩张状态观测器观测,可以得到负载转矩。

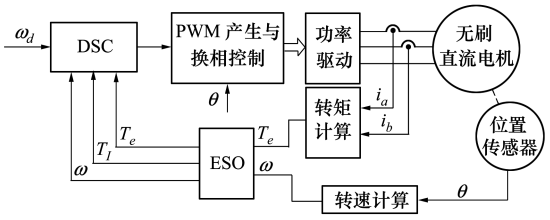


图 1 基于扩张观测器的动态面控制结构图

仿真中设计状态观测器,选取参数为 $\beta_{01}=7\,000$,$\beta_{02}=1\times10^7$,$b_0=50\,000$,$\alpha_1=0.75$,$\alpha_2=0.25$,$\delta_1=0.1$,$\delta_2=20$。动态面控制器选取参数为 $c_1=11$,$c_2=10.5$,$\tau_2=0.01$。负载转矩设置为 5N·m ± 10% 随机扰动。

本文提出的动态面控制方法仿真结果如图 2 至图 5 所示。

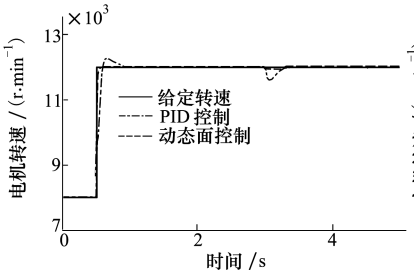


图 2 动态面控制阶跃响应仿真波形

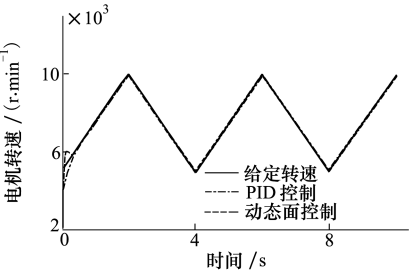


图 3 动态面控制转速跟踪仿真波形

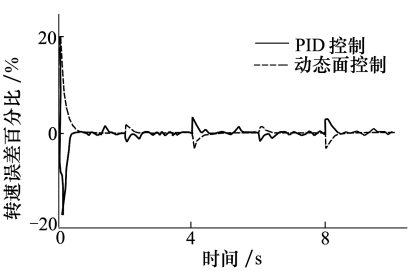


图 4 转速跟踪误差仿真波形

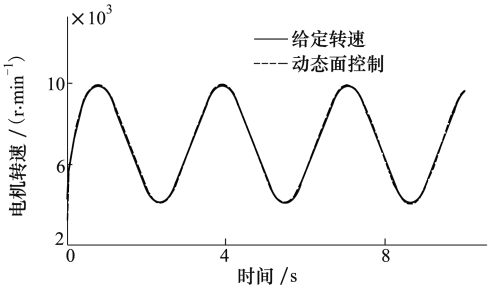


图 5 组电阻变化转速跟踪仿真波形

图 2 为带负载变化的动态面控制阶跃响应曲线。给定指令转速由 8 000 r/min 阶跃至 12 000 r/min,当在 3 s 时刻,负载转矩由 5 N·m 增加至 7 N·m,可以看出动态面控制与传统的 PID 控制相对比,转速响应更快,并且有效地抑制了超调,同时在负载突变时,控制系统转速波动较小,表明控制方法对负载的变化不敏感。

图 3 为转速三角波动态跟踪曲线,图 4 为转速跟踪误差百分比曲线,给定指令转速范围 5 000 ~

10 000 r/min,频率 0.25 Hz,结果表明,相较于 PID 控制转速存在小范围波动,动态面控制方法同样取得了更好的跟踪效果,稳态转速几乎未发生明显波动,同时误差最终明显小于 PID 控制,可提高工程应用转速控制精度。

随着电机运转温度的变化,相电阻也会随之变化,设计给定转速信号 $x_{1d}=3\ 000\sin(2t)+7\ 000$,相电阻在 4 s 时从 0.8 Ω 增加到 1.0 Ω(增幅 20%)。参数变化前后转速响应对比如图 5 所示。实际转速跟踪正弦波给定信号曲线基本保持不变,证明动态面控制方法对相电阻参数变化具有较好的干扰抑制作用。

5.2　试验结果

试验系统设计采用 TI 公司的高性能 DSP TMS320F28335,配合三菱公司智能功率模块(IPM)组成试验控制器,负载为电机拖动燃油齿轮泵,在真实负载环境下可以更为有效的验证控制方法对未知负载扰动的抑制效果。试验系统如图 6 所示,控制器驱动电机泵转动,电磁阀组负责油路切换,实现负载的突变。

图 7 为本文所提动态面控制方法在阶跃响应下的转速跟踪曲线,给定指令转速由 8 000 r/min 阶跃至 12 500 r/min,由图可知,控制方法取得了很好的跟踪效果,转速稳态误差基本小于 2%。可以看出本文所提动态面控制方法有效地抑制了转速超调,并且具有很好的快速性。

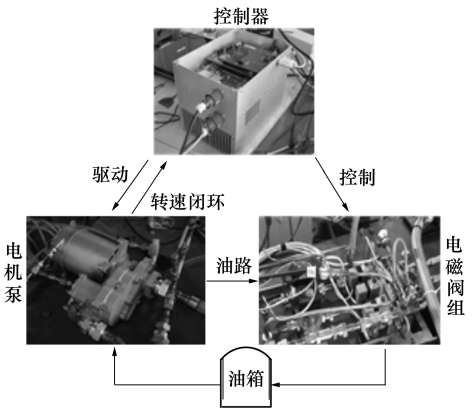


图 6　试验系统框架

图 8 为动态面控制方法在负载突变时的转速跟踪曲线,给定指令转速 8 000 r/min 不变,燃油回路采用三路并联电磁阀控制通断,电磁阀组从全开状态间隔 5 s 逐个关闭两路,实现燃油泵负载的 2 次突变。如图 8 中所示,2 次负载突变所引起的转速波动误差均小于 100 r/min,并且具有很好的快速恢复能力。

图 9 为控制器跟踪变频三角波指令转速曲线,给定指令转速范围 9 000~13 000 r/min,4 个控制周期频率分别为 2 Hz、3 Hz、4 Hz、5 Hz,反馈转速能够很好的跟踪给定指令转速的变化,也说明了动态面控制方法具有很好的快速响应能力。

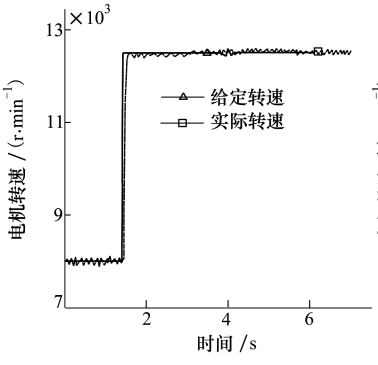


图 7　阶跃响应转速跟踪曲线

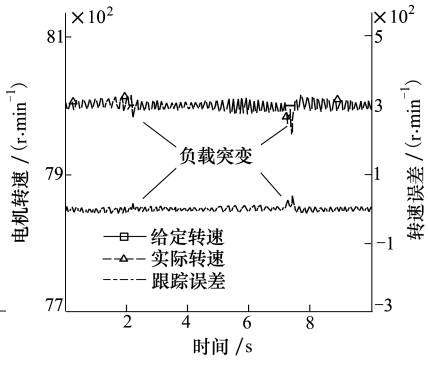


图 8　负载突变转速跟踪响应曲线

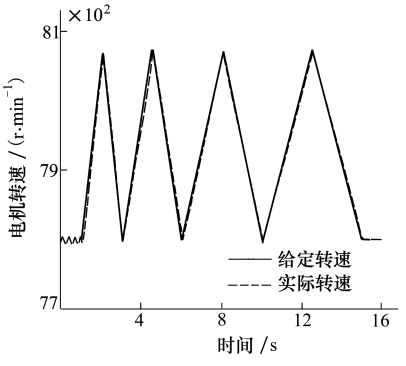


图 9　转速动态跟踪曲线

6　结　论

针对超燃冲压发动机对燃油供应系统高精度、快响应以及负载频繁切换的设计需求,本文结合无刷直流电机控制系统多变量、非线性的特点,基于扩张状态观测器来估计系统扰动,设计了一种新颖的无刷直流电机转速伺服系统动态面控制方法。通过一阶低通滤波器的引入,克服了传统非线性 Back-

stepping 控制方法中“微分爆炸”的缺点。设计的控制器在无需外部约束条件的情况下,降低参数摄动和负载扰动等不确定因素对控制系统的影响。仿真和试验的结果表明本文所提动态面控制方法在阶跃响应,动态跟踪以及参数摄动的情况下,均表现出了良好的负载扰动抑制和快速响应特性。使得电机在宽调速范围内且负载频换突变的情况下,均具有很好的调速、稳速能力,以及高精度、快响应的转速伺服性能,控制方法的有效性得到了验证。

参考文献:

[1] Fry R S. A Century of Ramjet Propulsion Technology Evolution[J]. Journal of Propulsion and Power, 2004, 20(1): 27-58

[2] 李钟明,刘卫国,刘景林,等. 稀土永磁电机[M]. 北京:国防工业出版社,1999
Li Zhongming, Liu Weiguo, Liu Jinglin, et al. Rare Earth Permanent Magnet Electrical Machines[M]. Beijing, National Defend Industry Press, 1999 (in Chinese)

[3] 纪志成,李晓庆,沈艳霞. 无刷直流电机的模型参考模糊自适应方法及实验研究[J]. 电工技术学报, 2006,21(1):75-81
Ji Zhicheng, Li Xiaoqing, Shen Yanxia. Model Reference Fuzzy Adaptive Approach and Experiment Study for Brushless DC Motor[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2006, 21(1):75-81 (in Chinese)

[4] 夏长亮,刘均华,俞卫,李志强. 基于扩张状态观测器的永磁无刷直流电机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2006,26(20):139-143
Xia Changliang, Liu Junhua, Yu Wei, Li Zhiqiang. Variable Structure Control of BLDCM Based on Extended State Observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(20):139-143 (in Chinese)

[5] 夏长亮,郭培健,史婷娜,王明超. 基于模糊遗传算法的无刷直流电机自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2005,25(11):129-133
Xia Changliang, Guo Peijian, Shi Tingna, Wang Mingchao. Control of Brushless DC Motor Using Genetic Algorithm Based Fuzzy Controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(11):129-133 (in Chinese)

[6] Krstic M, Kanellakopoulous I, Kokotovic P. Nonlinear and Adaptive Control Design[M]. NY, Wiley Interscience, 1995

[7] Swaroop D, Hedrick J K, Yip P P, Gerdes J C. Dynamic Surface Control for a Class of Nonlinear Systems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2000,45(10): 1893-1899

[8] Zou A M, Kumar K D, Hou Z G. Quaternion-Based Adaptive Output Feedback Attitude Control of Spacecraft Using Chebyshev Neural Networks[J]. IEEE Trans on Neural Networks, 2012, 21(9):1457-1471

[9] Guozhu Zhang, Jie Chen, Zhiping Lee. Adaptive Robust Control for Servo Mechanisms with Partially Unknown States via Dynamic Surface Control Approach[J]. IEEE Trans on Control Systems Technology, 2010, 18(3): 723-731

[10] 方一鸣,许衍泽,李建雄. 具有输入饱和的电液伺服位置系统自适应动态面控制[J]. 控制理论与应用, 2014,31(4): 511-518
Fang Yiming, Xu Yanze, Li Jianxiong. Adaptive Dynamic Surface Control for Electro-Hydraulic Servo Position System with Input Saturation[J]. Control Theory & Applications, 2014, 31(4): 511-518 (in Chinese)

[11] 崔志强,刘吉臻. 燃料-汽压系统锅炉蒸汽压力动态面控制[J]. 中国电机工程学报,2012,32(26):103-108
Cui Zhiqiang, Liu Jizhen. Dynamic Surface Control for Boiler Steam Pressure of Fuel-steam Pressure System[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(26):103-108 (in Chinese)

[12] 陈强,南余荣,邢科新. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机混沌系统自适应滑模控制[J]. 物理学报, 2014,63(22): 117-124
Chen Qiang, Nan Yurong, Xing Kexin. Adaptive Sliding-Mode Control of Chaotic Permanent Magnet Synchronous Motor System Based on Extended State Observer[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(22):117-124 (in Chinese)

[13] Liu H X, Li S H. Speed Control for PMSM Servo System Using Predictive Functional Control and Extended State Observer[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1171-1183

[14] Li S H, Yang J, Chen W H, Chen X. Generalized Extended State Observer Based Control for Systems with Mismatched Uncertainties[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2012, 59(12):4792-4802

[15] 王礼鹏,张化光,刘秀翀,侯利民. 基于扩张状态观测器的 SPMSM 调速系统的滑模变结构反步控制[J]. 控制与决策, 2011,26(4):553-557
Wang Lipeng, Zhang Huaguang, Liu Xiuchong, Hou Limin. Backstepping Controller Based on Sliding Mode Variable Structure for Speed Control of Spmsm with Extended State Observer[J]. Control and Decision, 2011, 26(4):553-557 (in Chinese)

[16] Thirusakthimurugan P, Dananjayan P. A Novel Robust Speed Controller Scheme for PMBLDC Motor[J]. ISA Transactions, 2007,46(4):471-477

[17] 张庆超,马瑞卿,张震,骆光照. 基于霍尔位置信号的无刷直流电机电磁转矩观测[J]. 电工技术学报,2015,30(10):187-195
Zhang Qingchao, Ma Ruiqing, Zhang, Zhen, Luo Guangzhao. Electromagnetic Torque Observation of Brushless DC Motor Based on Hall Position Signals[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2015, 30(10):187-195 (in Chinese)

Dynamic Surface Control for Permanent Magnet Brushless DC Motor Speed Servo System

Zhang Zhen[1], Ma Ruiqing[1], Wu Xianyu[2], Xiao Chenxi[1], Yang Jianwei[1]

(1.School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China;
2.College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;
3.The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Due to the requirements of control precision and response speed for pump motor drive applied to scramjet fuel feed system, This paper proposes a novel dynamic surface control (DSC) base on extended state observer (ESO) applied in the brushless DC motor (BLDCM) speed servo system. This method solves the problem of the variation of motor parameters and the disturbance of load torque. A simplified dynamic model of BLDCM is designed based on the phase currents. By the ESO, the torque of BLDCM can be evaluated exactly with partially unknown states of external disturbance, and a controller is developed through the DSC technique. A stability analysis is given, showing that the control law can guarantee uniformly ultimate boundedness of the solution of the closed-loop system. Compare with the traditional PID controller, the simulated and experimental results show that the control precision and dynamic performance of the system can be significantly improved by using the proposed strategy. Furthermore, the robustness for changes of motor parameters and load torque disturbance can be guaranteed.

Keywords: brushless DC motor; dynamic surface control; extended state observer; backstepping; speed servo system; digital signal processor; Lyapunov function