

# 有界扰动条件下PMSM的扰动观测-积分滑模控制

陈 猛

(山东服装职业学院 信息工程系, 山东 泰安 271000)

**摘要:** 为了提高永磁同步电机在有界扰动下的转速跟踪动态响应性能和鲁棒性, 设计扰动观测-积分滑模控制器。建立PMSM数学模型, 从理论上分析扰动对标称滑模控制器的影响, 采用非线性扰动观测器对匹配扰动和不匹配扰动进行观测和估计; 基于扰动估计结果设计积分滑模控制器, 并证明控制器的Lyapunov稳定性。在阶跃响应实验中, 扰动观测-积分滑模控制器的超调量远小于PID控制和矢量控制方法, 调节时间比PID控制减小了一半, 比矢量控制约减小了21%~22%; 在负载突变工况下, PID控制的转速波动是扰动观测-积分滑模控制器的2倍多, 调节时间远大于积分滑模控制。实验结果表明, 扰动观测-积分滑模控制在电机转速的有界扰动控制中具有较好的动态性能和鲁棒性。

**关键词:** 电机转速控制; 有界扰动; 非线性扰动观测器; 积分滑模控制; 系统鲁棒性

中图分类号: TP273 文献标识码: A 文章编号: 1003-7241(2025)03-0029-06

## Disturbance Observation-integral Sliding Mode Control of PMSM under Bounded Disturbance

CHEN Meng

(Department of Information Engineering, Shandong Vocational Institute of Fashion Technology, Taian 271000 China)

**Abstract:** In order to improve the speed tracking dynamic response and robustness of permanent magnet synchronous motor (PMSM) under bounded disturbances, a disturbance observation integral sliding mode controller is designed. The mathematical model of PMSM is established, and the influence of disturbances on the nominal sliding mode controller is analyzed theoretically. The nonlinear disturbance observer is used to observe and estimate the matched and unmatched disturbances. Based on the disturbance estimation results, an integral sliding mode controller is designed, and the Lyapunov stability of the controller is proved. In the step response experiment, the overshoot of the disturbance observation integral sliding mode controller is far less than that of the PID control and vector control methods, and the adjustment time is reduced by half compared with the PID control and about 21%-22% compared with the vector control. Under the condition of sudden load change, the speed fluctuation of PID control is more than twice that of disturbance observation integral sliding mode controller, and the adjustment time is much longer than that of integral sliding mode control. The experimental results show that the disturbance observation integral sliding mode control has good dynamic performance and robustness in the bounded disturbance control of motor speed.

**Keywords:** motor speed control; bounded disturbance; nonlinear disturbance observer; integral sliding mode control; system robust

### 0 引言

与直流电机和感应电机相比, 永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有体积小、质量轻、功率密度高、免维护等诸多优点, 因此在工业上得到了越来越广泛应用<sup>[1]</sup>。新兴行业对PMSM的控制性能要求越来越高, 但是PMSM电机在控制过程中存在负载时变、电气参数模糊、未建模动态等扰动和不确定性, 使得电机的跟踪精度和速度等性能难以满足要求<sup>[2]</sup>。因此, 研究PMSM电机在扰动和不确定工况下的高精度、快速跟踪控制方法具有重要的现实需求和意义。

为了获得较好的控制性能, 一些先进的控制方法应用于PMSM电机控制当中, 比如变结构控制<sup>[3]</sup>、模型预测控制<sup>[4]</sup>、无模型控制<sup>[5]</sup>、扰动抑制控制<sup>[6]</sup>等。滑模控制是变结构控制的一类控制方法, 首先通过控制作用使系统状态在有限时间到达滑模面, 然后在滑模面上收敛至平衡点, 该方法的滑动模态鲁棒性较好<sup>[7]</sup>。模型预测控制是基于对象精确模型的滚动优化控制方法, 该方法控制测量的实时性可以有效应对扰动问题, 但是对模型精度要求较高。无模型控制是不依赖系统的显式模型进行控制的一类方法, 典型方法包括PI控制、无模型自适应控制等, 该类方法的最大优点是不需要系统的显式模型, 因此在工业实际中应用范围较广, 另外该方法还具有计算量小、简单易实现、鲁棒性强等优点; 其缺点是难以实现较高性

\*基金项目: 泰安市科技创新发展项目 (2021GX031)

收稿日期: 2023-12-24

能要求的控制中。扰动抑制控制是针对系统扰动进行观测并补偿的一类方法,包括自抗扰控制和状态观测器补偿控制等。文献[8]为了提高电机控制性能,提出了有限控制集和连续控制集组合的预测控制方法,并通过实验验证了该方法的实用性。文献[9]针对强耦合、负载变化、外界扰动的PMSM系统,设计了新型无模型自适应控制器,经验证该控制器对外界扰动具有较好的鲁棒性,且控制精度高于PI控制与标准无模型自适应控制。文献[10]使用滑模扰动观测器估计外界时变扰动,并基于自适应滑模控制设计电流控制器,实现了强抗扰性和电流精确跟踪。

滑模控制因其对内部参数变化和外界扰动的良好鲁棒性而得到了广泛应用,但是滑模控制在应对外界扰动时存在两个问题:一是切换增益需大于集总扰动,才能够使系统状态进入滑模面,而集总扰动是未知的;二是由于不匹配扰动的存在,系统在滑模面上无法滑动到期望平衡点。

针对上述两个问题,本文首先设计了非线性扰动观测器对匹配扰动和不匹配扰动进行观测;而后基于观测结果设计积分滑模控制器,对电机的输入电压进行控制;最后通过实验验证了该控制方法的有效性。

## 1 PMSM系统建模与滑模控制器分析

本节包括两部分核心内容,一是建立PMSM系统的数学模型,二是对扰动作用下非线性系统的标称滑模控制器进行分析。

### 1.1 PMSM系统建模

为了简化PMSM系统的数学模型,结合电机控制实际需求和工作情况,对PMSM电机做以下假设:

- (1) 不考虑涡流损耗、迟滞损耗,铁芯不存在饱和现象;
- (2) 转子绕组的阻忽略不计;
- (3) 磁场分布均匀。

满足上述假设的三相PMSM电机视为理想电机,其在ABC三相静止坐标系下的电压和磁链分别为<sup>[11-12]</sup>:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & & \\ & R & \\ & & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d\varphi_A/dt \\ d\varphi_B/dt \\ d\varphi_C/dt \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$ 分别为三相电压, $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ 分别为三相电流, $\varphi_A$ 、 $\varphi_B$ 、 $\varphi_C$ 分别为三相磁链, $R$ 为定子电阻, $\varphi_f$ 为永磁体的磁链, $\theta$ 为转子转角位置, $L_{aa}$ 、 $L_{bb}$ 、 $L_{cc}$ 为定子绕组自感, $M_{ab}$ 、 $M_{ac}$ 、 $M_{bc}$ 、 $M_{ba}$ 、 $M_{bc}$ 、 $M_{cb}$ 为定子绕组互感。

使用Clack变换和Park变换将三相静止坐标系转换到d-q坐标系,得到PMSM电机在d-q坐标系下的模型为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{-R_s i_d + n_p \omega L_q i_q}{L_d} + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-R_s i_q - n_p \omega L_d i_d}{L_q} - \frac{n_p \omega \varphi_f}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q]}{J} - \frac{B}{J} \omega \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_d$ 、 $i_q$ 为定子电流的d-q轴分量, $R_s$ 为定子电阻, $n_p$ 为极对数, $\omega$ 为电机转速, $L_d$ 、 $L_q$ 为定子电感的d-q轴分量, $u_d$ 、 $u_q$ 为定子电压的d-q轴分量, $J$ 为转动惯量, $B$ 为粘滞摩擦系数。

### 1.2 扰动存在的标称滑模控制器分析

以二阶非线性系统为例,分析扰动对标称滑模控制器的性能影响。二阶非线性系统记为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1(t) \\ \dot{x}_2 = a(x) + b(x)u + d_2(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $(x_1, x_2)$ 为系统状态, $u$ 为控制量, $a(x)$ 、 $b(x)$ 为状态量的非线性函数, $d_1(t)$ 、 $d_2(t)$ 均为系统扰动。根据文献[13]对扰动的定义,与 $u$ 处于同一通道的扰动 $d_2(t)$ 称为匹配扰动,与 $u$ 不在同一通道的扰动 $d_1(t)$ 称为不匹配扰动。要求扰动 $d_1(t)$ 、 $d_2(t)$ 是收敛的。

在标称滑模控制中,滑模面和滑模控制律设计为<sup>[14]</sup>:

$$\begin{cases} s = k_1 x_1 + x_2 \\ u = -\frac{k_1 x_2 + \eta_1 \operatorname{sgn}(s) + a(x)}{b(x)} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $s$ 为滑模面, $k_1 > 0$ 为可调节参数, $\eta_1$ 为切换增益。

(1) 扰动对趋向滑模面过程的影响。对滑模面 $s$ 求导,并将式(3)和滑模控制律 $u$ 代入,得:

$$\dot{s} = -\eta_1 \operatorname{sgn}(s) + k_1 d_1(t) + d_2(t) \quad (5)$$

将系统的集总扰动记为 $d = \sup |k_1 d_1(t) + d_2(t)|$ ,结合式(5)可知,若能选取 $\eta_1 > d$ 则能够保证系统状态在有限时间内一定能够滑动到滑模面上。

(2) 扰动对滑模运动的影响。令 $s = k_1 x_1 + x_2 = 0$ ,并将式(3)代入,得:

$$\dot{x}_1 + k_1 x_1 = d_1(t) \quad (6)$$

分析式(6)可知,由于不匹配扰动 $d_1(t)$ 的存在,系统无法收敛于期望平衡点 $(0, 0)$ 。这意味着标称滑模控制对不匹配扰动不具备充分的鲁棒性。

## 2 有界扰动条件下的积分滑模控制

### 2.1 包含扰动的状态空间方程

考虑包含扰动的PMSM电机在d-q坐标系下的扰动模型,为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{-R_s i_d + n_p \omega L_q i_q}{L_d} + \frac{u_d}{L_d} + f_d \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-R_s i_q - n_p \omega L_d i_d}{L_q} - \frac{n_p \omega \varphi_f}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} + f_q \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q]}{J} - \frac{B}{J} \omega + f_\omega \end{cases} \quad (7)$$

式中： $f_d, f_q, f_\omega$ 为参数不确定性和外界噪声产生的干扰。

选择两个状态量为：

$$\begin{cases} x_1 = \omega_r - \omega \\ x_2 = -\frac{n_p [(L_d - L_q) i_d + \varphi_f] i_q}{J} \end{cases} \quad (8)$$

式中： $\omega_r$ 为电机设定转速。

为了简化表达，令： $k_{11} = -\frac{n_p [(L_d - L_q) i_d + \varphi_f]}{J}$ 、 $k_{21} = \frac{n_p (L_d i_d + \varphi_f)}{L_q}$ 、 $k_{22} = -\frac{R_s}{L_q}$ 、 $k_{23} = \frac{1}{L_q}$ 、 $d_1 = \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}_r - f_\omega$ 、 $d_2 = k_{11} f_q$ ，则对状态量求导，得到含干扰的状态空间方程为：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + d_1 \\ \dot{x}_2 = k_{11} k_{21} x_1 + k_{22} x_2 + k_{11} k_{23} u_q - k_{11} k_{21} \omega_r + d_2 \end{cases} \quad (9)$$

根据前文对干扰的定义方法， $d_1$ 为不匹配干扰， $d_2$ 为匹配干扰。且只要准确估计出扰动量 $f_\omega, f_q$ ，就能够给出干扰 $d_1, d_2$ 的估计值。

## 2.2 扰动观测器设计

本节通过设计非线性扰动观测器<sup>[15-16]</sup>对扰动量进行估计，扰动观测器设计的核心是设计控制增益。为了准确估计出扰动量 $f_\omega, f_q$ ，以式(2)中转速方程和 $q$ 轴方程为基础，选择2个状态量为 $z=(z_1, z_2)=(i_q, \omega)$ ，以电机实际转速为输出，则状态方程为：

$$\begin{cases} \dot{z} = f(z) + g u_q + r \\ y = \omega \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{式中: } f(z) = \begin{bmatrix} \frac{-R_s z_1 - n_p z_2 L_d i_d - n_p z_2 \varphi_f}{L_q} \\ \frac{n_p [(L_d - L_q) i_d z_1 + \varphi_f i_q] - B z_2}{J} \end{bmatrix}, g = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}, r = \begin{bmatrix} f_q \\ f_\omega \end{bmatrix}.$$

提出一种新型非线性扰动观测器对式(10)中的扰动量矩阵 $r$ 进行估计，为：

$$\begin{cases} \dot{p} = -l(p - lz) - l[f(z) + g u_q] \\ \hat{r} = p + lz \end{cases} \quad (11)$$

式中： $p = \text{diag}(p_1, p_2)$ 为中间变量(也可称为内部变量)， $l = \text{diag}(l_1, l_2)$ 为观测器增益， $\hat{r}$ 为扰动量矩阵 $r$ 的估计值。

扰动量估计误差记为 $e_d = r - \hat{r}$ ，对 $e_d$ 求导并将式(10)代入，得：

$$\dot{e}_d = \dot{r} - l \cdot e_d \quad (12)$$

引理：参考文献[17]可知，在干扰 $d_1, d_2$ 有界的前提下，选择观测器增益 $l > 0$ ，就能够保证 $\lim_{t \rightarrow \infty} e_d = 0$ ，即扰动估计误差渐进收敛于0。

则由扰动观测器可以估计出扰动量 $\hat{f}_\omega, \hat{f}_q$ ，进而得到不匹配扰动 $d_1(t)$ 和匹配扰动 $d_2(t)$ 分别为：

$$\begin{cases} \hat{d}_1 = \frac{B\omega}{J} + \dot{\omega}_r - \hat{f}_\omega \\ \hat{d}_2 = k_{11} \hat{f}_q \end{cases} \quad (13)$$

## 2.3 积分滑模控制器设计

本文以减小电机转速跟踪误差、提高跟踪速度为控制目标，设计滑模控制器时考虑以下两个因素：(1)不匹配扰动的存在使系统无法收敛于期望平衡点(0, 0)，因此在滑模面中引入 $\hat{d}_1(t)$ 进行补偿；(2)为了减小电机的转速跟踪误差，将转速误差积分项引入到滑模面中。得到积分滑模面为：

$$\sigma = c_1 x_1 + x_2 + c_2 \int x_1(\tau) d\tau + \hat{d}_1 \quad (14)$$

式中： $c_1 > 0, c_2 > 0$ 均为可调节参数。控制参数 $c_1, c_2$ 越大则电机对转速的响应速度越快，但同时也会增加系统的抖振；相反地，控制参数 $c_1, c_2$ 越小则电机对转速的响应速

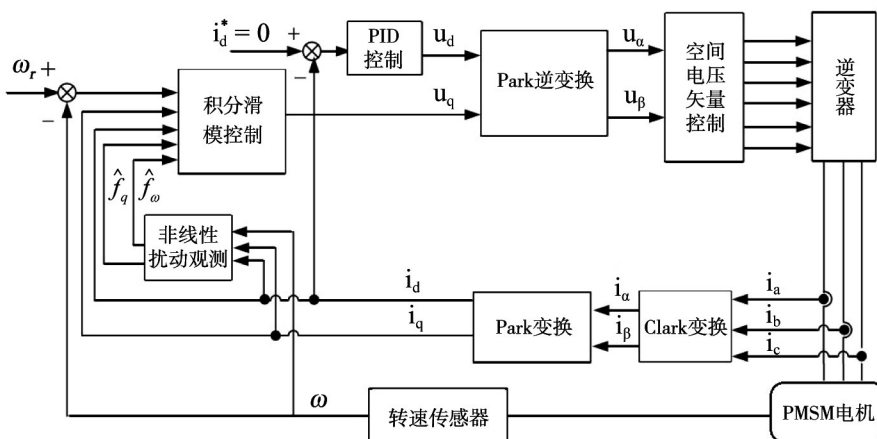


图1 有界扰动条件下的积分滑模控制

度越慢,但同时会减小系统的抖振。

设计滑模趋近控制律为 $\dot{\sigma} = -\varepsilon \text{sgn}(\sigma)$ ,其中 $\varepsilon > 0$ 为切换增益。将式(9)代入到控制律中,得到 $q$ 轴控制电压为:

$$u_q = -\frac{1}{B} \begin{bmatrix} k_{11}k_{21}x_1 + k_{22}x_2 + c_1(x_2 + \hat{d}_1) \\ +c_2x_1 - k_{11}k_{21}\omega_r + \hat{d}_2 + \varepsilon \text{sgn}(\sigma) + \hat{d}_1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

按照上述设计,得到PMSM电机在有界扰动作用下的积分滑模控制方案如图1所示,其中电流环PID控制器参数为 $k_p=9, k_i=87, k_d=2$ 。

### 2.4 Lyapunov 稳定性分析

本节基于Lyapunov理论<sup>[18-19]</sup>对积分滑模控制器的稳定性进行证明。对滑模面进行求导:

$$\dot{\sigma} = c_1\dot{x}_1 + \dot{x}_2 + c_2x_1 + \dot{\hat{d}}_1 \quad (16)$$

将式(9)和 $q$ 轴控制电压式(15)代入,并进一步化简得:

$$\begin{aligned} \dot{\sigma} = & c_1x_2 + c_1\dot{d}_1 + (k_{11}k_{21}x_1 + k_{22}x_2 + k_{11}k_{21}\omega_r + d_2) \\ & - [k_{11}k_{21}x_1 + k_{22}x_2 + c_1(x_2 + \hat{d}_1) + c_2x_1 + k_{11}k_{21}\omega_r \\ & + \hat{d}_2 + \varepsilon \text{sgn}(\sigma) + \hat{d}_1] + c_2x_1 + \dot{\hat{d}}_1 \end{aligned} \quad (17)$$

整理,得:

$$\dot{\sigma} = -\varepsilon \text{sgn}(\sigma) + c_1(d_1 - \hat{d}_1) + (d_2 - \hat{d}_2) \quad (18)$$

设计Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (19)$$

则其导数为:

$$\begin{aligned} \dot{V} = \sigma \dot{\sigma} = & [-\varepsilon \text{sgn}(\sigma) + c_1(d_1 - \hat{d}_1) + (d_2 - \hat{d}_2)] \sigma \\ \leq & [-\varepsilon \text{sgn}(\sigma) + c_1e_{d1} + e_{d2}] |\sigma| \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $e_{d1}, e_{d2}$ 分别为扰动量 $d_1, d_2$ 的估计误差。

由式(20)可知,只要能够保证 $\varepsilon > \sup |k_1d_1(t) + d_2(t)|$ 就能够保证 $\dot{V} < 0$ ,即保证了积分滑模控制器在Lyapunov意义下的稳定性。

## 3 实验与分析

### 3.1 搭建实验平台

本实验所用电机为130MB150A型的表贴式PMSM,电机参数如表1所示。

表1 电机参数

参数	数值	参数	数值
额定转速/(r/min)	1 000	转动惯量/(kg·m <sup>2</sup> )	0.002 7
额定功率/kW	1.5	永磁体磁链/Wb	0.32
线电阻/ $\Omega$	1.84	磁极对数	4
线电感/mH	6.65		

另外,在实验平台中接入了一台伺服电机,将其设置在制动模式下,可以为PMSM提供不同大小的负载。参考文献[20]中的实验台搭建方法,电机之间的连接如图2所示。



图2 实验电机连接方式

实验平台整体工作原理如图3所示。图中实验主机主要用于对实验采集数据的处理;实时控制机用于对实验模型、控制算法进行解码和运算,与驱动器进行实时的数据交互;通用性伺服驱动器为市面已有的驱动器,研发型伺服驱动器为本文设计的积分滑模控制器。

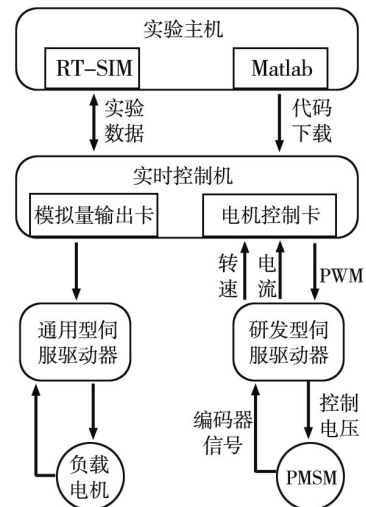
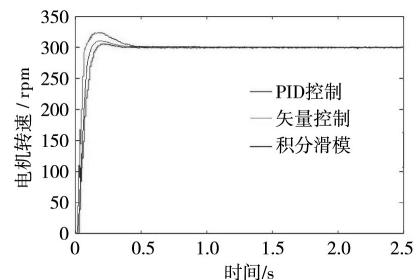
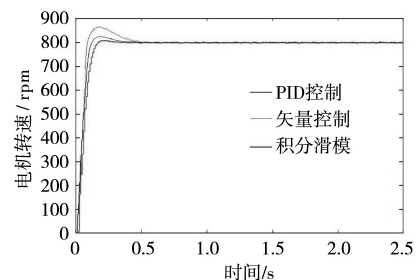


图3 实验平台工作原理

### 3.2 动态响应过程对比与分析



(a) 300 r/min 响应过程



(b) 800 r/min 响应过程

图4 实验电机连接方式

对PMSM电机设置两个期望转速,分别为300 r/min和800 r/min。通过对比不同控制算法的阶跃响应过

程,验证扰动观测-积分滑模控制器的动态性能。分别使用PID控制、文献[21]矢量控制、本文扰动观测-积分滑模控制方法对电机转速进行跟踪控制,经过调试和不断试凑,PID控制器参数为 $k_p=0.04$ 、 $k_i=0.5$ 、 $k_d=0.01$ ;矢量控制参数按照文献[10]中设置;积分滑模控制器参数为 $c_1=15$ 、 $c_2=1.8 \times 10^{-5}$ 、 $\varepsilon=10$ ,扰动观测器参数: $l_1=l_2=15$ 。三种控制方法的阶跃响应结果如图4所示。

表2 阶跃响应参数

转速	方法	超调量/(r/min)	调节时间/s
300 r/min	PID控制	48	0.68
	矢量控制	16	0.41
	积分滑模控制	4	0.32
800 r/min	PID控制	71	0.79
	矢量控制	18	0.51
	积分滑模控制	8	0.40

由图4给出的阶跃响应过程可以看出:300 r/min和800 r/min的阶跃响应规律相似,PID控制阶跃响应的超

调量最大,其次为矢量控制,本文扰动观测-积分滑模控制的超调量最小。统计三种控制算法阶跃响应的超调量和调节时间,如表2所示。

结合图4和表2中数据,在300 r/min和800 r/min的阶跃响应中,扰动观测-积分滑模控制的超调量均最小,其次为矢量控制方法,PID控制的超调量较大;从调节时间的角度看,积分滑模控制的调节时间约为PID控制的1/2,比矢量控制约减小了21%~22%。这是因为本文控制方法中首先使用非线性观测器对扰动量进行估计,而后基于扰动估计值设计积分滑模控制参数,实现了对扰动的针对性设计,有效提高了电机转速控制的动态性能。

### 3.3 鲁棒性对比与分析

为了对控制器及控制系统的鲁棒性进行验证,以800 r/min为转速跟踪目标,待电机转速稳定后3 s时突然施加3.5 Nm的负载,该阶跃负载持续4 s后撤掉,从而实现电机负载增大突变和减小突变的情况。

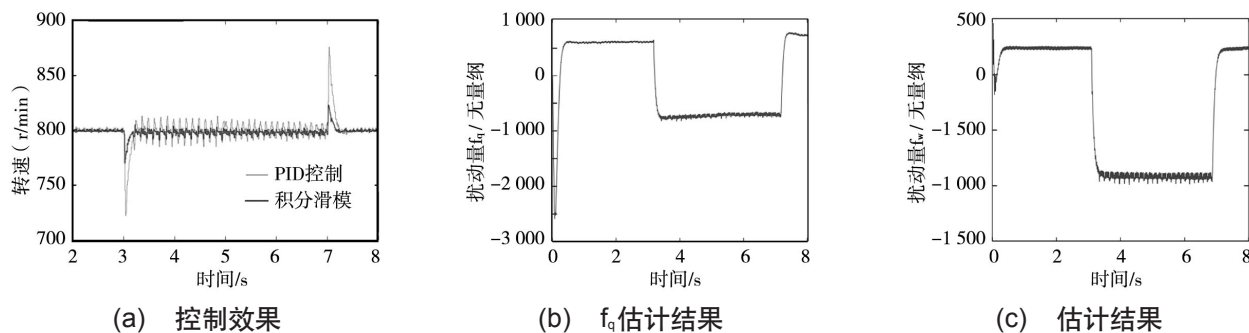


图5 负载突变的控制结果

分别使用PID控制器和本文扰动观测-积分滑模控制器对上述过程进行控制,控制器参数设置同3.2节不变。两种控制器的控制效果如图5(a)所示,扰动观测器对扰动的估计结果如图5(b)和5(c)所示。

由图5(a)可以看出,当出现负载突变的情况时,PID控制的转速波动与调节时间明显大于积分滑模控制;从图5(b)和5(c)可以看出,观测器在3 s~7 s对扰动量的估计值为恒定值,与负载的突变时间一致,与负载变化规律也一致,说明扰动观测器对系统扰动具有较高的估计精度,能够准确估计扰动变化规律。计算PID控制和积分滑模控制在负载突变瞬时的转速最大波动和调节时间,结果如表3所示。

表3 负载突变的控制性能参数

参数	负载突增		负载突降	
	PID控制	积分滑模	PID控制	积分滑模
转速波动/(r/min)	-77	-30	+76	+22
调节时间/s	0.31	0.24	0.46	0.22

结合表3和图5(a)可知,当电机出现负载突变的情况时,PID控制的负载波动较大,是积分滑模控制转速波动的2

倍多;从负载突变时的调节时间看,PID控制的调节时间远大于积分滑模控制。上述数据表明,扰动观测-积分滑模控制在负载突变等扰动工况下具有较好的鲁棒性,系统受到的转速波动较小,且能够快速恢复到稳定工作状态。这是因为本文控制方法中首先使用非线性观测器对扰动量进行估计,而后基于扰动估计值设计积分滑模控制参数,实现了对扰动的针对性设计,有效提高了系统的鲁棒性。

## 4 结束语

本文研究了PMSM电机在有界扰动下的转速跟踪控制问题,设计了非线性观测器对匹配干扰和不匹配干扰进行观测,基于干扰的观测结果设计积分滑模控制器。经实验验证得出以下结论:(1)在阶跃响应实验中,积分滑模控制的调节时间短于矢量控制和PID控制,超调量也小于矢量控制和PID控制,表现出了最好的动态性能;(2)在负载突变实验中,积分滑模控制的转速波动最小,恢复到稳定状态的调节时间最短,表现出了最好的系统鲁棒性。

(下转第109页)