

# 基于 FOPID+ADRC 的永磁同步电机低速控制

冯光权<sup>1</sup>, 董 涵<sup>1</sup>, 冯浩文<sup>2</sup>

(1. 贵州中航电梯有限责任公司, 贵州 遵义 563000;

2. 湖北汽车工业学院 电气与信息工程学院, 湖北 十堰 442002)

**摘要:** 永磁同步电机 (PMSM, permanent magnet synchronous motor) 是一个非线性、多变量、强耦合系统, 具有不确定的外部干扰; 为了提高其低速运行时的控制精度, 采用一种改进自抗扰控制 (ADRC, active disturbance rejection control) 对其进行控制; 首先通过插值法构建一个新的非线性函数来代替 ADRC 中原有的最优控制函数, 使其在零点处更平滑和连续; 并将此函数应用于扩张观测器 (ESO, extended state observer), 最后将非线性误差反馈率 (NLSEF, nonlinear state error feedback) 用分数阶比例积分微分 (FOPID, fractional-order proportion integration differentiation) 代替以提高其动态性能; 经 MATLAB/SIMULINK 仿真结果表明, 该控制算法在 PMSM 低速控制中比传统 ADRC 具有更快的响应速度和更好的抗干扰能力。

**关键词:** 自抗扰控制; FOPID; 永磁同步电机; 扩张观测器; 微分跟踪器

## Low Speed Control on PMSM Based on FOPID and ADRC

FENG Guangquan<sup>1</sup>, DONG Han<sup>1</sup>, FENG Haowen<sup>2</sup>

(1. China Aviation Guizhou Elevator Co., Ltd., Zunyi 563000, China;

2. School of Electrical&Information Engineering, Hubei University of Automotive Technology, Shiyan 442002, China)

**Abstract:** Permanent magnet synchronous motor (PMSM) is a nonlinear, multi-variable and strongly coupled system with uncertain external interference. In order to improve the control accuracy at low speed, an improved active disturbance rejection control (ADRC) is used to control it. Firstly, a new nonlinear function is constructed by an interpolation method to replace the original optimal control function of the ADRC, which makes it smoother and more continuous at the origin, and this function is applied to the extended state observer (ESO). Finally, the nonlinear state error feedback (NLSEF) is used as the fractional-order proportion integration, the differentiation is substituted to enhance the dynamic performance. The simulation results of MATLAB/SIMULINK show that the proposed control algorithm has faster response speed and better anti-interference ability than the traditional ADRC in PMSM low speed control.

**Keywords:** ADRC; FOPID; PMSM; extended state observer; differential tracker

## 0 引言

永磁同步电机是一种以永磁体为转子的同步电机, 具有高效率、高功率密度、高精度控制和良好的动态响应等优点<sup>[1-2]</sup>。这种电机在许多领域得到了广泛应用, 例如工业生产、交通运输、医疗设备和家用电器等<sup>[3-4]</sup>。近年来, 永磁同步电机得到了越来越多的关注和研究。随着电力电子技术、微电子技术和计算机技术的不断进步, 永磁同步电机的控制性能和应用范围不断扩大<sup>[5]</sup>。同时, 由于稀土永磁材料的价格和供应问题, 研究人员也在探索新的永磁材料<sup>[6]</sup>和磁场强度设计<sup>[7]</sup>方法, 以提高永磁同步电机的性能和降低成本。然而, PMSM 在运行过程中也存在非线性、不确定性和多变量等问题。因此, 研究 PMSM 控制技术具有

重要的背景和意义。

近年来, 学术界广泛关注 FOPID 控制<sup>[8]</sup>。FOPID 控制将传统整数阶 PID 控制器扩展到分数阶 PID 控制器, 引入 FO 微分和分数阶积分两个额外参数<sup>[9]</sup>, 从而扩展了系统的动态调节范围<sup>[10]</sup>。因此, 相比传统 PID, FOPID 控制具有更好的控制性能<sup>[11-12]</sup>。刘红艳等提出了一种 FO 模糊 ADRC 的机械臂轨迹跟踪控制<sup>[13]</sup>, 实现了 FOPID 参数的实时优化, 提高了系统的整体控制性能。张瑶等提出了 HPSO-FOPID 算法<sup>[14]</sup>, 解决了机器人焊接过程中焊缝跟踪性能的问题, 孙浩等设计了一种模糊 FOPID 控制器<sup>[15]</sup>, 利用模糊规则来调整 FOPID 参数, 以提高 FOPID 控制器的响应速度和鲁棒性。

本文提出了一种改进的自抗扰控制器, 用于永磁同步

收稿日期: 2022-10-08; 修回日期: 2022-11-04。

作者简介: 冯光权(1972-), 男, 贵州遵义人, 高级工程师, 主要从事电梯控制方面的研究。

引用格式: 冯光权, 董 涵, 冯浩文. 基于 FOPID+ADRC 的永磁同步电机低速控制[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(5): 146-152.

电机控制。该方法基于非线性自抗扰控制器的非线性函数, 并解决了原点附近的高频抖振问题<sup>[16]</sup>。首先, 建立了永磁同步电机的动力学方程和数学模型。接着, 采用一种新型的非线性函数替代原有的非线性函数。然后, 使用模糊控制器对 FOPID 的参数进行设置<sup>[17]</sup>。最后, 将 NLSEF 用 FOPID 代替以提高系统的动态性能<sup>[18]</sup>。仿真结果表明, 改进后的自抗扰控制器比传统自抗扰控制器在跟踪精度和抗干扰能力方面表现更好。

### 1 永磁同步电机转速环扰动分析

永磁同步电机的运动方程表示为:

$$T_e - T_L = \frac{1}{p} \cdot (B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt}) + b(t) \quad (1)$$

式中,  $T_L$  为负载转矩;  $p$  为极对数;  $\omega_r$  为电机输出的角速度;  $B$ 、 $J$  分别为电机的摩擦系数和转动惯量;  $b(t)$  为未知扰动。

根据电机的电磁转矩方程可得到电机角速度表示为:

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= \frac{1}{J} [1.5p^2 i_q \psi - B\omega_r - p(T_L + b(t))] = \\ &\alpha i_q^* + a(i_q - i_q^*) - \frac{[B\omega_r - p(T_L + b(t))]}{J} \\ &\alpha i_q^* + \beta(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中:

$$\alpha = \frac{1.5p^2\psi}{J}$$

$$\beta(t) = \alpha(i_q - i_q^*) - \frac{[B\omega_r - p(T_L + b(t))]}{J}$$

式中,  $\psi$  为永磁体的磁链;  $i_q$  为实际电流;  $i_q^*$  为参考电流;  $\beta(t)$  为系统总扰动, 包括  $q$  轴电流环跟踪误差、摩擦、负载和未知扰动。当  $i_q^*$  作为输入,  $\omega_r$  作为输出时, 上述一阶系统中, 磁链, 转动惯量和摩擦系数等参数的变化可视为系统的内部扰动, 而负载的变化可视为系统的外部扰动。

### 2 改进 ADRC 控制器设计

改进 ADRC 控制器框图如图 1 所示, 控制器由三部分组成: 1) 非线性微分跟踪器 (TD, tracking diferentiator) 用于跟踪信号, 包括差分信号; 2) 扩张观测器用于观测系统内部的状态, 估计系统的不可预测状态; 3) FOPID 用于将 TD 和 ESO 的输出进行非线性组合, 结合扰动提供稳定的输出信号。

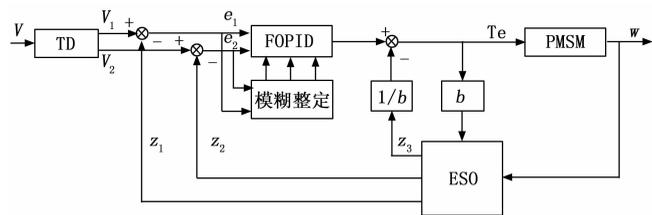


图 1 改进 ADRC 控制框图

#### 2.1 微分跟踪器设计

微分跟踪器的作用是通过自抗扰控制中的非线性函数

将参考信号和输出信号的差值处理后得到平滑的输入信号<sup>[19]</sup>, TD 算法表示为:

$$\begin{cases} v_1(t+h) = v_1(t) + hv_2(t) \\ v_2(t+h) = v_2(t) + h fhan(v_2(t) \\ -v(t), v_2(t), r, h) \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $v(t)$  为输入信号;  $h$  为积分步长;  $r$  为跟踪因子;  $fhan$  为非线性函数。

其表达式如下:

$$\begin{aligned} fhan &\begin{cases} -r \frac{a}{d}, & |a| \leq d \\ -rsgn(a), & |a| > d \end{cases} \\ a &= \begin{cases} v_2 + \frac{y}{h_0}, & |y| \leq d_0 \\ v_2 + \frac{sgn(y)(a_0 - d)}{2}, & |y| > d_0 \end{cases} \quad (4) \\ a_0 &= \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ d_0 &= rh_0 \\ d_0 h_0 d & \\ y &= v_1 - v + hv_2 \end{aligned}$$

TD 利用输入信号的跟踪和滤波特性, 通过安排适当的过渡过程可以有效的缓解设定值突变引起的输出突变和超调, 从而减少响应速度和超调量。

#### 2.2 改进扩张观测器设计

ESO 是 ADRC 的核心部分, 其基本原理是将被控对象的输出扰动扩展为新的状态变量, 并通过特殊的机制建立反馈<sup>[20]</sup>。利用 ESO 可以通过反馈中的补偿来估计未知的外部扰动和内部的变化。ESO 仅受输入和输出信号的影响, 并不依赖于被控对象的数学模型。ESO 算法表示为:

$$\begin{cases} e = Z_1 - \omega \\ Z_1 = Z_2 - \beta_1 f_{at}(e, a_1, \delta) \\ Z_2 = Z_3 - \beta_2 f_{at}(e, a_2, \delta) + b_0 u \\ Z_3 = -\beta_3 f_{at}(e, a_3, \delta) \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $\omega$  为输入信号;  $e$  为观测误差;  $Z_1$  为输入信号的跟踪信号;  $Z_2$  为输入信号的微分信号;  $Z_3$  为系统扰动的观测信号;  $a_1, a_2, a_3$  为跟踪因子;  $\delta$  为滤波因子;  $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  为 ESO 输出误差校正增益;  $b_0$  为补偿因子;  $u$  为系统输出;  $f_{at}(e, a, \delta)$  为最优控制函数, 其表达式为:

$$f_{at}(e, a, \delta) = \begin{cases} |e|^a sgn(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-a}}, & |e| < \delta \end{cases} \quad (6)$$

式中,  $sgn$  为符号函数。

由上式可知,  $\delta$  和  $-\delta$  是该函数的两个分段点, 对该函数求导可得:

$$f'_{at}(e, a, \delta) = \begin{cases} ae^{a-1}, & e > \delta \\ \frac{1}{\delta^{1-a}}, & 0 < e < \delta \end{cases} \quad (7)$$

$$ae^{a-1} \neq \frac{1}{\delta^{1-a}}, e = \delta \quad (8)$$

在不同分段点上, 导数是不同的, 因此, 原函数在段

点处不可导。虽然  $f_{al}$  函数在原点和段点是连续的，但它是不可导的，缺乏连续性和平滑性。因此，对  $f_{al}$  进行改进，得到新的函数  $f_{ml}$ ，使其在原点和段点处具有良好的连续性和平滑性。

当  $|e| > \delta$  时， $f_{ml} = |e|^a \text{sgn}(e)$ ；

当  $|e| < \delta$  时， $f_{ml} = p \sin(e) + qe^2 + r \tan(e)$ 。

这里选择多项式和三角函数相结合的插值法时因为在  $f_{ml}$  函数中  $\delta$  的值通常小于 1，在此区间内， $\sin(e)$  的平滑性由于  $e$ ， $\tan(e)$  的收敛性由于  $e^3$ 。

将  $e = \delta$ ， $-\delta$  带入  $f_{ml}$ ，将  $e = |e|$ ， $0$  带入  $f'_{ml}$  中，可得到新的控制函数：

$$f_{ml} = \begin{cases} |e|^a \text{sign}(e), & |e| > \delta \\ \frac{\delta^a - a \cdot \delta^{a-1} \cdot \cos^2 \delta \cdot \tan \delta}{\sin^3 \delta} \cdot \text{sine} - \frac{\delta^a \cdot \cos \delta - a \cdot \delta^{a-1} \cdot \sin \delta}{\sin \delta \cdot \tan^2 \delta} \cdot \text{tane}, & |e| < \delta \end{cases} \quad (9)$$

为了对比  $f_{al}$  和  $f_{ml}$  的区别，这里取  $\delta = 0.01$ ， $a = 0.25$ ，对比图如图 2 所示。

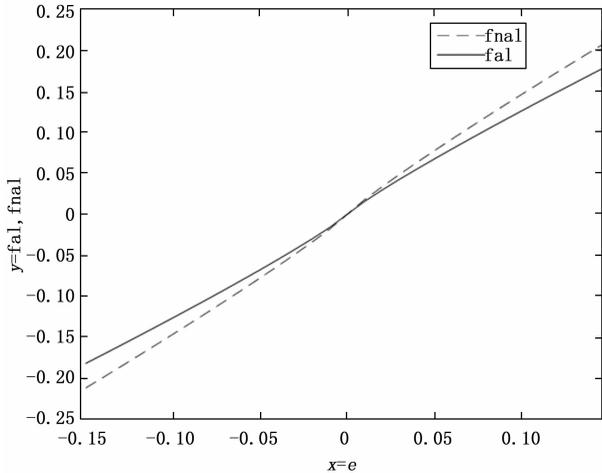


图 2  $f_{al}$  和  $f_{ml}$  对比图

改进 ESO 的表达式为：

$$\begin{cases} e = Z_1 - \delta \omega \\ Z_1 = Z_2 - \beta_1 f_{ml}(e, a_1, \delta) \\ Z_2 = Z_3 - \beta_2 f_{ml}(e, a_2, \delta) + b_0 u \\ Z_3 = -\beta_3 f_{ml}(e, a_3, \delta) \end{cases} \quad (10)$$

### 2.3 模糊分数阶 PID 控制器设计

FOPID 是传统整数阶 PID 的扩展，其传递函数表达式为：

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu, \quad (\lambda, \mu > 0) \quad (11)$$

式中， $K_p$  为比例常数； $K_i$  为积分常数； $K_d$  为微分常数； $\lambda$  和  $\mu$  分别为积分项阶数和微分项阶数。

定义误差和误差变化率分别为  $e(t)$  和  $\dot{e}(t)$ ，将误差和误差变化率作为模糊规则的输入，FOPID 中 5 个待调节的参数作为模糊规则的输出。并将它们的模糊子集记为：负大 (FD)；负中 (FZ)；负小 (FX)；零 (NO)；正小 (ZX)；正中 (ZZ)；正大 (ZD)。其中， $K_p$ ， $K_i$ ， $K_d$ ， $e$

$(t)$ ， $\dot{e}(t)$  的论域为  $\{-3, 3\}$ ， $\lambda$  的论域为  $\{-0.6, 0.6\}$ ， $\mu$  的论域为  $\{-0.9, 0.9\}$ 。表 1~5 分别是  $K_p$ ， $K_i$ ， $K_d$ ， $\lambda$ ， $\mu$  的模糊规则表。

表 1  $K_p$  模糊规则表

$e(\dot{e})$	FD	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZD
FD	ZD	ZD	ZZ	ZZ	ZX	NO	NO
FZ	ZD	ZD	ZZ	ZX	ZX	NO	NO
FX	ZZ	ZZ	ZZ	ZZ	NO	FX	FX
NO	ZZ	ZZ	ZX	FX	FX	FZ	FZ
ZX	ZX	ZX	NO	FX	FX	FZ	FZ
ZZ	ZX	NO	FX	FZ	FZ	FZ	FD
ZD	NO	NO	FZ	FZ	FZ	FD	FD

表 2  $K_i$  模糊规则表

$e(\dot{e})$	FD	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZD
FD	FD	FD	FZ	FZ	FX	NO	NO
FZ	FD	FD	FZ	FX	FX	NO	NO
FX	FD	FZ	FX	FX	NO	ZX	ZX
NO	FZ	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZZ
ZX	FZ	FX	NO	ZX	ZX	ZZ	ZD
ZZ	NO	NO	ZX	ZX	ZZ	ZD	ZD
ZD	NO	NO	ZX	ZZ	ZZ	ZD	ZD

表 3  $K_d$  模糊规则表

$e(\dot{e})$	FD	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZD
FD	ZX	FX	FD	FD	FD	FZ	ZX
FZ	ZX	FX	FD	FD	FD	FZ	ZX
FX	NO	FX	FZ	FZ	FX	FX	NO
NO	NO	FX	FX	FX	FX	FX	NO
ZX	NO						
ZZ	ZD	FX	ZX	ZX	ZX	ZX	ZD
ZD	ZD	ZZ	ZZ	ZZ	ZX	ZX	ZX

表 4  $\lambda$  模糊规则表

$e(\dot{e})$	FD	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZD
FD	FD	FD	FZ	FZ	FX	NO	NO
FZ	FD	FD	FZ	FX	FX	NO	ZX
FX	FZ	FZ	FZ	FX	NO	ZX	ZX
NO	FZ	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZZ
ZX	FX	FX	NO	ZX	ZX	ZZ	ZZ
ZZ	FX	ZO	ZX	ZZ	ZZ	ZZ	ZD
ZD	NO	NO	ZZ	ZZ	ZZ	ZD	ZD

图 3 为  $K_p$  的隶属度函数图，其余 4 个参数的隶属度函数图除论域不同外，其他的都相同。

$K_p$ ， $K_i$ ， $K_d$ ， $\lambda$ ， $\mu$  根据模糊规则表调整如下：

$$\begin{cases} K_p = K'_p + \Delta K_p \\ K_i = K'_i + \Delta K_i \\ K_d = K'_d + \Delta K_d \\ \lambda = \lambda' + \Delta \lambda \\ \mu = \mu' + \Delta \mu \end{cases} \quad (12)$$

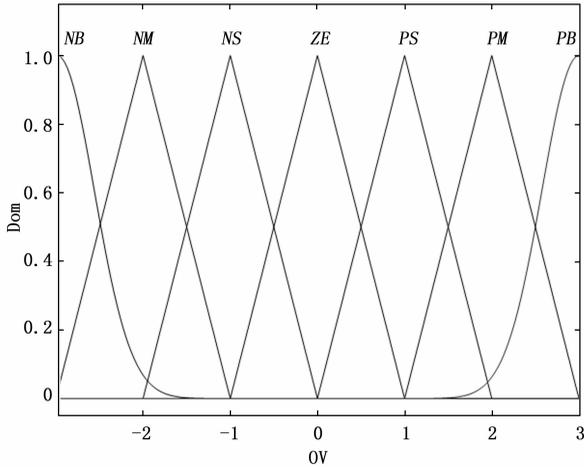


图 3  $K_p$  的隶属度函数图

式中,  $K'_p, K'_I, K'_D, \lambda', \mu'$  为预设值,  $\Delta K_p, \Delta K_I, \Delta K_D, \Delta \lambda, \Delta \mu$  为变化值。至此, 改进 ADRC 控制器设计完成。

表 5  $\mu$  模糊规则表

$e(\dot{e})$	FD	FZ	FX	NO	ZX	ZZ	ZD
FD	ZD	ZD	ZZ	ZZ	ZX	NO	NO
FZ	ZD	ZD	ZZ	ZX	ZX	NO	FX
FX	ZZ	ZZ	ZZ	ZX	NO	FX	FX
NO	ZZ	ZZ	ZX	NO	FX	FZ	FZ
ZX	ZX	ZX	NO	FX	FX	FZ	FZ
ZZ	ZX	NO	FX	FZ	FZ	FZ	FD
ZD	NO	NO	FZ	FZ	FZ	FD	FD

### 2.4 系统稳定性分析

将上述电机模型写成:

$$\dot{s} = m(t) + U_1 \quad (13)$$

二阶 ESO 的数学模型为:

$$\begin{cases} \dot{e} = z_1 - s \\ \dot{z}_1 = z_2 - b_1 e + U_1 \\ \dot{z}_2 = -b_2 f_{ml} \end{cases} \quad (14)$$

设  $s_1 = s, s_2 = m(t), \omega(t) = -m(t)$ , 式 (13) 可表示为如下表达式:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = s_2 + U \\ \dot{s}_2 = -\omega(t) \end{cases} \quad (15)$$

设  $e_1 = z_1 - s_1, e_2 = z_2 - s_2, e = e_1$ , 则状态误差方程为:

$$\begin{cases} \dot{s}_1 = e_2 - b_1 e_1 \\ \dot{s}_2 = \omega(t) - b_2 f_{ml} \end{cases} \quad (16)$$

将下列动态反馈补偿应用于系统:

$$U_1 = U_{10} - z_2 \quad (17)$$

由于 ESO 采用非线性结构, 难以用传统观测器设计理论分析。因此, 结合自稳定性理论<sup>[21]</sup>分析本算法的稳定性。

定义以下函数来分析 ADRC+FOPID 的稳定性:

$$v_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n p_{2i}^2(e_{1i}, e_{2i}) \quad (18)$$

$$p_{2i} = \begin{cases} |q_{2i}(e_{1i}, e_{2i})|, & |q_{2i}(e_{1i}, e_{2i})| > p_{1i} \\ p_{1i}(e_{1i}), & |q_{2i}(e_{1i}, e_{2i})| \leq p_{1i}(e_{1i}) \end{cases} \quad (19)$$

$$q_{2i}(e_{1i}, e_{2i}) = e_{2i} - e_{1i} + k p_{1i}(e_{1i}) \operatorname{sign}(e_{1i}) \quad (20)$$

$$p_{1i}(e_{1i}) = \frac{b_2}{k b_1} |f_{ml}|, k > 1 \quad (21)$$

根据文献 [21] 中的自稳定性判断条件, 只需要证明下列条件成立:

$$b_1^2 > (1+k) c_2 b_2 \sigma_1^{m_1-1} \quad (22)$$

$$b_1 p_{2i} > \frac{c_2}{c_2-1} \omega (c_2 > 1, i=1, \dots, n) \quad (23)$$

也就是  $v_1 < 0$  时, 系统是稳定的。

证明: 设

$$V_1 = \sum_{i=1}^n p_{2i}(e_{1i}, e_{2i}) \dot{p}_{2i}(e_{1i}, e_{2i}) =$$

$$q_{2i} \dot{q}_{2i} = q_{2i} \left[ \frac{q_{2i}}{e_{2i}} \cdot \dot{e}_{2i} + \frac{q_{2i}}{e_{2i}} \cdot \dot{e}_{2i} \right] <$$

$$q_{2i} \left[ -b_2 f_{ml} + \frac{q_{2i}}{e_{1i}} (q_{2i} - k p_{1i}(e_{1i}) \operatorname{sign}(e_{1i})) \right] =$$

$$q_{2i} \omega + \frac{q_{2i}^2}{e_{1i}} - q_{2i} \left( b_2 \frac{f_{ml}}{p_{1i}} + k \frac{q_{2i}}{e_{1i}} p_{1i} \operatorname{sign} \right) =$$

$$q_{2i} \omega - b_2 q_{2i}^2 + k q_{2i}^2 \left| \frac{d p_{1i}}{d e_{1i}} \right| + k^2 p_{1i} \left| \frac{d p_{1i}}{d e_{1i}} \right| \quad (24)$$

将式 (22) 和 (23) 两式带入式 (24) 当中, 可得下式:

$$\begin{aligned} V_1 &\leq \frac{c_2-1}{c_2} b_1 q_{2i} p_{2i} - b_1 q_{2i}^2 + (1+k) q_{2i}^2 \frac{b_2}{b_1} = \\ &\quad - \frac{1}{c_2} b_1 q_{2i}^2 + (1+k) q_{2i}^2 \frac{b_2}{b_1} \left| \frac{d f_{ml}}{d e_{1i}} \right| \end{aligned} \quad (25)$$

通过上式建立以下表达式:

$$b_1^2 > (1+k) c_2 b_2 \left| \frac{d f_{ml}}{d e_{1i}} \right| \quad (26)$$

假设  $d f_{ml} = |e_{1i}|^{m_1}$ , 当  $e_{1i} \rightarrow 0, b_1 \rightarrow \infty$  时将式 (9) 带入到式 (26) 当中, 可以求得  $b_1^2 > (1+k) c_2 b_2 |\delta_1|^{m_1-1}$ 。

当  $q_{2i}(e_{1i}, e_{2i}) \leq p_{1i} e_{1i}$  时:

$$V_1 = \left( \frac{b_2}{k b_1} \right)^2 |f_{ml}| \times \left| \frac{d f_{ml}}{d e_{1i}} \right| (e_{1i}) \operatorname{sign}(e_{1i}) =$$

$$\left( \frac{b_2}{k b_1} \right)^2 |f_{ml}| \times \left| \frac{d f_{ml}}{d e_{1i}} \right| \frac{e_{1i} \dot{e}_{1i}}{e_{1i}}$$

设  $\left( \frac{b_2}{k b_1} \right)^2 \left| \frac{f_{ml}}{e_{1i}} \right| \left| \frac{d f_{ml}}{d e_{1i}} \right| = F$ , 则  $V_1 = F e_{1i} \dot{e}_{1i} =$

$$F e_{1i} (e_{2i} - b_1 e_{1i}) \leq F e_{1i} (-k p_{1i} \operatorname{sign}(e_{1i}) + p_{1i}) = F (-k p_{1i} |e_{1i}| + p_{1i} e_{1i}) < -F (k-1) p_{1i} |e_{1i}| < 0$$

至此, 系统稳定性证明完毕, 系统是稳定的。

### 3 仿真分析

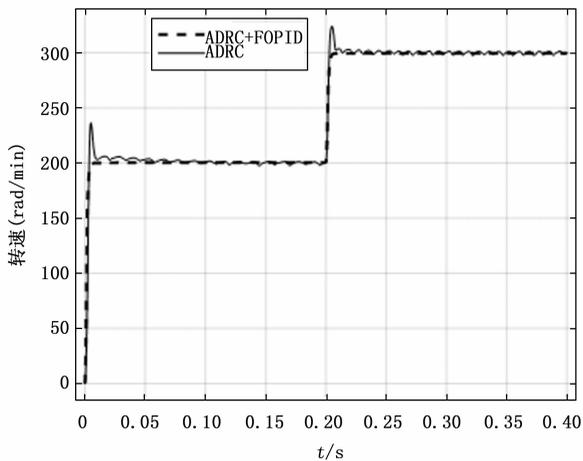
本文主要研究的是用 FOPID+ADRC 控制器代替传统 ADRC 控制器, 将该控制器与 PMSM 相结合, 与 ADRC 控制器做出对比, 验证其控制精度。在相同的输入条件下分别对传统 ADRC 和 ADRC+FOPID 进行仿真, 验证所提出的 ADRC+FOPID 在永磁同步电机中的性能。系统仿真模型如图 4 所示。

仿真采用的 PMSM 参数如表 6 所示。

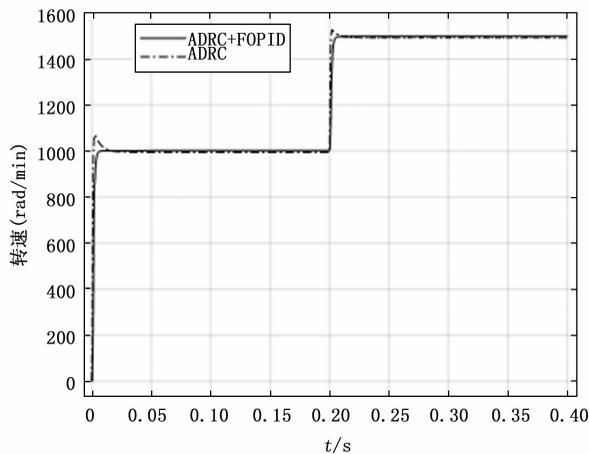


由图 5 (a), (b) 可以看出, 电机在 100 rad/min 和 200 rad/min 低速运行时, ADRC+FOPID 的超调量、响应速度以及达到稳态的时间均要优于传统 ADRC, 由图 5 (c) 可以看出在 1 000 rad/min 时两者的控制效果区别很小, 因此可以得出一个结论: ADRC+FOPID 在电机低速空载运行时的控制效果要明显优于传统 ADRC。

在电机空载时进行转速突变的试验, 分别设置初始转速为 200 rad/min 和 1 000 rad/min, 并在 0.2 S 后突变为 300 rad/min 和 1 500 rad/min。其转速控制对比图如图 6 (a), (b) 所示。



(a) 200 rad/min 突变到 300 rad/min



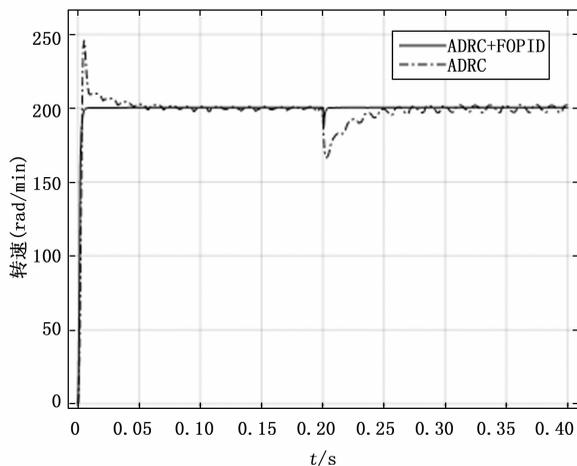
(b) 1000 rad/min 突变到 1500 rad/min

图 6 空载转速突变试验对比图

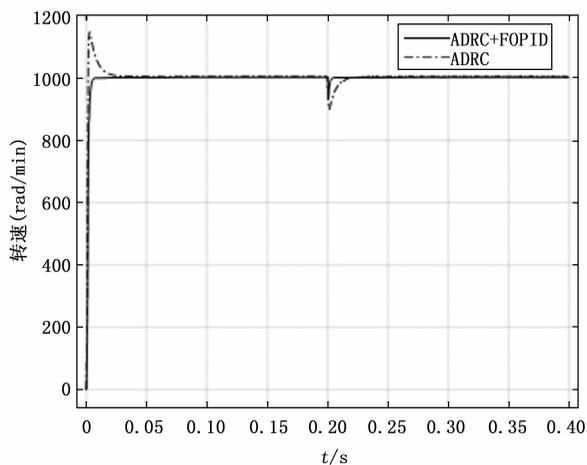
由图 6 (a) 可以看出在传统 ADRC 控制下, 电机不能在低速情况下稳定运行, 而 ADRC+FOPID 则可以使电机稳定运行, 且具有良好的转速跟踪特性。由图 6 (b) 可以看出电机在高速运行时, ADRC+FOPID 只是略优于传统 ADRC, 都能使得电机稳定运行, 且都具有良好的转速跟踪特性。因此可以得出一个结论: 当电机低速运行时: ADRC+FOPID 相比于传统 ADRC 具有良好的控制效果和稳定的跟踪性能, 但在高速运行时两者的控制效果相差甚微。

在电机空载时进行加载试验, 给定初始转速分别为

200 rad/min 和 1 000 rad/min, 并在 0.2 S 时加上 10 N · m 的负载, 得到图 7 (a), (b) 所示的转速控制对比图。



(a) 200 rad/min 加负载



(b) 1000 rad/min 加负载

图 7 加载试验对比图

由图 7 (a) 可以看出, 电机在 200 rad/min 低速运行时, 当受到干扰后, 传统 ADRC 并不能使得系统恢复稳定, 而 ADRC+FOPID 能够使得系统快速恢复稳定运行。由图 7 (b) 可以看出, 电机在 1 000 rad/min 高速运行时, 两种控制方法均能在系统受到干扰后恢复稳定, 但 ADRC+FOPID 的恢复速度要优于传统 ADRC。因此可以得出一个结论: ADRC+FOPID 的鲁棒性和抗干扰能力要优于传统 ADRC。

#### 4 结束语

本文以 PMSM 为研究对象, 设计了一款 ADRC+FOPID 控制器, 该控制器由三部分组成: TD, ESO, FOPID。ESO 中新的函数改善了原点的连续性和平滑性, TD 改善了信号的过渡过程, FOPID 改善了系统的控制效果。将该控制器与传统的 ADRC 控制器进行对比试验, 验证其控制效果。结果表明, 在电机低速运行时, ADRC+FOPID 的跟踪效果, 响应速度, 鲁棒性及抗干扰能力均要

