

# 基于时变扩张状态观测器的永磁同步电动机滑模控制研究

陈广国

贵州航天林泉电机有限公司 贵州 贵阳 550081

**【摘要】**：为了满足永磁同步电动机（PMSM）伺服系统快速性和鲁棒性的要求，抑制外部扰动和参数变化对系统性能的影响，提出一种基于时变扩张状态观测器的改进型滑模控制方法(DOMSMC)。首先，建立含有转矩扰动的 PMSM 的数学模型。然后，建立时变扩张状态观测器，实时观测 PMSM 所受到的扰动，并提供一个观测值来控制输入。同时，采用基于改进型趋近率的滑模控制方法来提高转速收敛的快速性，且抑制抖振。利用 Lyapunov 定理对控制系统的稳定性进行了分析验证。最后，通过实验验证了该方法有效地提高了收敛速度，同时明显地抑制了负载转矩扰动对系统性能的影响。

**【关键词】**：永磁同步电机；时变扩张状态观测器；改进型趋近率；抖振

DOI:10.12417/2705-0998.26.07.016

## 引言

永磁同步电动机(PMSM)具有显著的优势，这引起了许多设计人员的研究。由于其高效率、大扭矩惯性比、结构简单、易于维修，它在工业中得到广泛的应用<sup>[1]</sup>。传统的线性控制器，如比例-积分-微分(PID)和极点配置常常用于许多控制系统中；然而这些控制器对外部干扰、被控对象的参数变化很敏感，不能满足速度跟踪的高性能要求<sup>[2]</sup>。

因此，为实现工业伺服系统期望的性能，现代非线性控制已经成为研究人员主要的研究方向。文献<sup>[3]</sup>设计一种新的自适应控制方法，克服了系统内部参数变化对伺服系统性能的影响，但是该方法实现过程复杂，同时没有考虑外部扰动的影响。文献<sup>[4]</sup>是基于自适应模糊逻辑的控制器，它展示出了对参数不确定性的鲁棒性，因为要对 PMSM 的数学模型进行离散化处理，同时需要对控制变量进行预测，最后再进行模糊化处理，过程复杂且控制参数较多，不方便实际操作。文献<sup>[5]</sup>提出了自适应反推控制，结合了神经网络对参数不确定性进行估计，但是在种方法中，由于反推一些可用的非线性量可能没有得到有效应用。

滑模控制因其良好的抗干扰能力而得到广泛应用<sup>[6-7]</sup>。滑模面上的轨迹运动不受来自输入通道的干扰的影响，即所谓的匹配输入干扰。然而，PMSM 的负载转矩扰动不满足匹配条件时，系统性能会受到这种不确定性的严重影响<sup>[8]</sup>。文献<sup>[9]</sup>提出了基于干扰观测器的滑模控制方法，可以较好的观测系统受到的扰动，同时抑制系统的高频微分抖振，但是干扰观测器是基于系统的详细数学模型而建立的，当系统的数学模型出现未知项后，干扰观测器的设计将成为问题。

经过上述讨论，本文提出了一种时变扩张状态观测器和改进型趋近率的滑模控制相结合的方案，目的是抑制转矩扰动的影响并提高 PMSM 伺服系统的收敛速度。假设扰动是不会消失的，而且有界的。建立基于指数收敛的干扰观测器，对转矩扰动进行实时监测，并反馈到转速环的滑模控制中。之后转速

环采用改进型趋近率的滑模控制方法，在距离滑模面远时收敛速度快，距离滑模面近时收敛速度变慢，有效缩短收敛时间的同时还抑制了抖振。通过实验证明所提出的控制方案可以在短时间内将 PMSM 转速跟踪到设定转速，抑制了抖振的同时也有效抑制了扰动对转速的影响。

## 1 数学模型

使用 Parks 变换，可以在 d-q 坐标系中将 PMSM 的数学模型描述为

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - B\omega \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{p\omega L_d}{L_q} i_d - \frac{\psi_f p}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q} \quad (2)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{p\omega L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \quad (3)$$

其中  $i_d$ 、 $i_q$  和  $u_d$ 、 $u_q$  分别是 d 轴和 q 轴的定子电流和定子电压。 $L_d$ 、 $L_q$  是 d 轴和 q 轴的定子电感， $\psi_f$  是永磁体磁链。 $R$  是定子电阻， $\omega$  表示机械角速度， $p$  是极对数。

PMSM 的动力学模型是高度非线性的。假设 1：式 (1) 中的不确定参数  $T_L$  是有界的，且  $|T_L| \leq T_L^*$ ， $T_L^*$  是负载转矩扰动的最大界限。

对于表贴式 PMSM， $L_s = L_d = L_q$ ，电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_f i_q \quad (4)$$

## 2 基于 VGESO 的改进型滑模控制

### 2.1 时变扩张状态观测器

扩张状态观测器(ESO)是自抗扰控制(ADRC)的核心，它不需要知道系统的精确数学模型，只需调节合适的增益参数就可

以对系统所到的扰动进行精确观测。由式(1)和式(4)得到机械运动方程

$$\dot{\omega} = \frac{3P\psi_f}{2J} i_q - \frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega \quad (5)$$

式中

$$b_0 = \frac{3P\psi_f}{2J}, \quad F = -\frac{T_L}{J} - \frac{B}{J} \omega \quad (6)$$

式(5)重新改写为

$$\dot{\omega} = b_0 i_q + F \quad (7)$$

其中  $b_0$  为电流  $i_q$  的增益项,  $F$  为系统受到的内外扰动的总和。常数增益扩张状态观测器的表达式如下

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 e_0 + b_0 i_q \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 e_0 \end{cases} \quad (8)$$

其中  $z_1$  是转速  $\omega$  的跟踪信号,  $z_2$  是扰动  $F$  的观测值,  $\beta_1$ 、 $\beta_2$  是输出误差校正因子。但是常值增益 ESO 在增益参数过大, 且系统的初始状态和 ESO 的初始状态之间的差距较大时, 会出现峰值问题。为了解决这个问题, 引入时变增益扩张状态观测器(VGESO)。

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 r(t) e_0 + b_0 i_q \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 r^2(t) e_0 \end{cases} \quad (9)$$

其中  $r(t)$  为时变增益, 定义为

$$r(t) = \begin{cases} (bt)^a & 0 \leq t < \frac{1}{b} \\ 1 & t \geq \frac{1}{b} \end{cases} \quad (10)$$

为了进一步减轻由初始速度估计误差引起的初始峰化现象并改善 VGESO 的估计性能, 以类似于<sup>[11]</sup>的方式改进了 VGESO 的结构。

$$\begin{cases} \dot{e}_0 = z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 r(t) e_0 + b_0 i_q \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 r(t) [\dot{e}_0 + \beta_1 r(t) e_0] \end{cases} \quad (11)$$

## 2.1 VGESO 的稳定性证明

根据式(11), 令  $x_1$  表示转速  $\omega$ ,  $x_2$  表示扰动  $F$ ,  $u$  表示电流  $i_q$ ,  $\dot{f}$  表示扰动  $F$  的导数, 扩张状态观测器的状态方程

$$\begin{cases} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{cases} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{f} \quad (12)$$

令  $e_1 = z_1 - x_1$ ,  $e_2 = z_2 - x_2$ ,  $L_1 = \beta_1 r(t)$ ,  $L_2 = \beta_2 r(t)$  根

据式(8)和式(12)得

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 - L_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -L_2 e_2 - F \end{cases} \quad (13)$$

令  $Y_1 = e_1$ ,  $Y_2 = e_2 - L_1 e_1$ , 得

$$\begin{cases} \dot{Y}_1 = Y_2 \\ \dot{Y}_2 = -(L_1 + L_2) Y_2 - L_1 L_2 Y_1 - F \end{cases} \quad (14)$$

上式的特征方程为

$$\lambda^2 + (L_1 + L_2)\lambda + L_1 L_2 = 0 \quad (15)$$

根据 Hurwitz 定理, 二阶系统稳定的充分必要条件是  $(L_1 + L_2) > 0$  和  $L_1 L_2 > 0$ 。因为  $\omega_c > 0$ ,  $r(t)$  在  $t \in [0, +\infty)$  大于零, 所以二阶微分方程的零解 ( $e_1 = 0$ ,  $e_2 = 0$ ) 是全局渐进稳定的。

当考虑扰动  $F$  时, 系统存在稳态误差。当  $|F| \leq F_0$  时, 其中  $F_0$  是一个大于零的常数。当系统达到稳定状态时, 有

$$\begin{cases} \dot{Y}_1 = Y_2 = 0 \\ \dot{Y}_2 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

观测器的稳态误差可以表示为:

$$\begin{cases} |e_1| \leq \frac{w_0}{\beta_1 \beta_2} \\ |e_2| \leq \frac{w_0}{\beta_2} \end{cases} \quad (17)$$

## 2.2 基于 VGESO 的改进型滑模控制

滑模控制是一种非线性鲁棒控制方法。它用于在存在有界不确定性干扰的情况下, 强迫系统快速到达滑模面, 并迅速抵达设定点。由变结构理论发展而来的滑模控制技术, 以其对系统参数不确定性和外部干扰的鲁棒性引起了研究者和设计人员的关注, 并进行了许多研究。定义积分滑模面为

$$s = c \int e_1 dt + e_1 \quad (18)$$



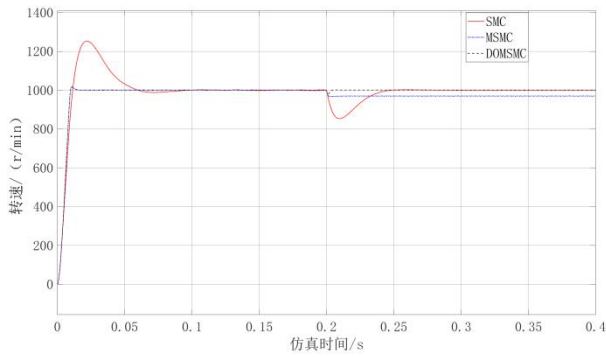


图 2 工况①下三种控制的速度对比

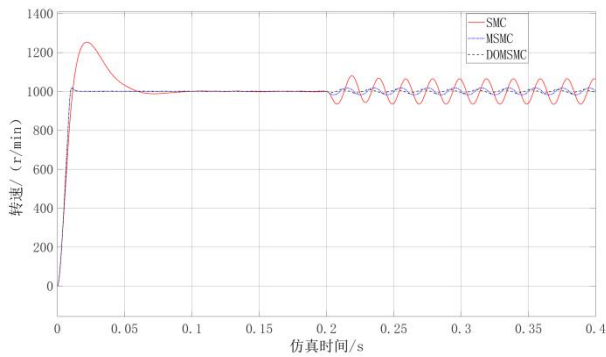


图 3 工况②下三种控制的速度对比

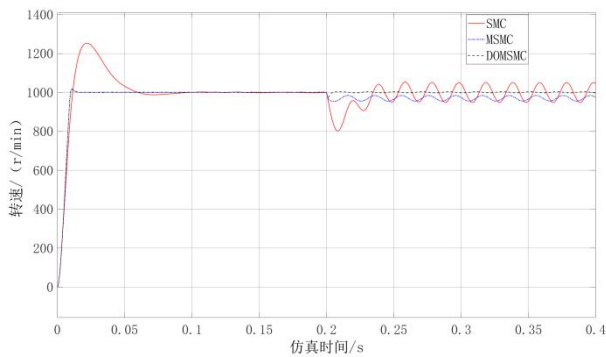


图 4 工况③下三种控制的速度对比

从上面三种控制策略在三种工况下的仿真图可以得出，普通 SMC 的上升时间为 7.5ms，无干扰观测器的改进型滑模控制的上升时间为 6.5ms，有干扰观测器的改进型滑模控制的上升时间为 6.5ms。普通 SMC 的转速超调量为 1253 r/min，无干扰观测器的改进型滑模控制的超调量为 1019 r/min，有时变干扰观测器的改进型滑模控制的超调量为 1019 r/min。通过对比可以得出，MSMC 和 DOMSMC 方法的响应速度比普通 SMC 的响应速度更快，同时 MSMC 和 DOMSMC 方法的超调量比普通 SMC 的超调量更低。

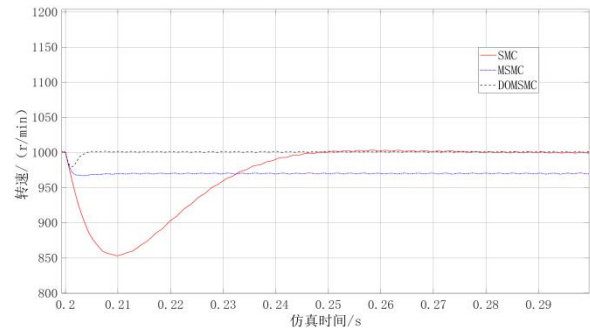


图 5 工况①下三种控制的局部速度对比

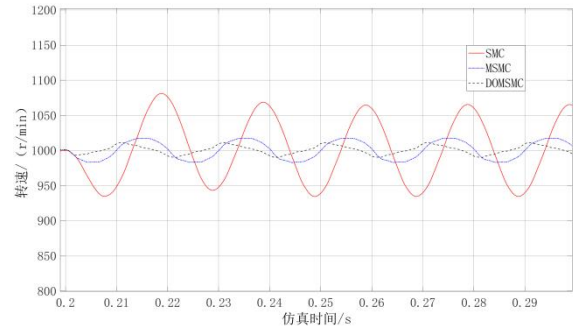


图 6 工况②下三种控制的局部速度对比

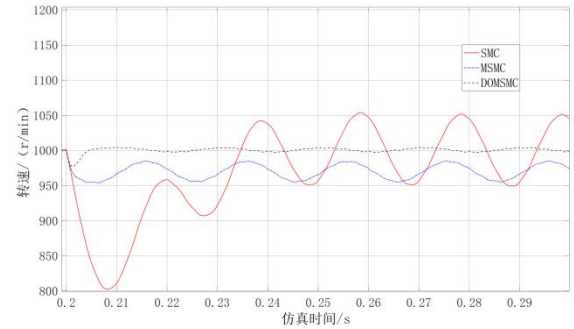


图 7 工况③下三种控制的局部速度对比

从上面的三个局部速度对比可以得出，在工况①下，MSMC 下系统受到转矩扰动之后转速降到 970 r/min，回不到设定值，抗扰能力差。在工况②和工况③下，MSMC 下系统受到转矩扰动后，对扰动的响应速度比 DOMSMC 的响应速度慢，而波动的幅值也比 DOMSMC 的幅值大很多。说明 DOMSMC 方法能实时监测转矩扰动，并及时进行有效补偿。

#### 4 结论

本文为了提高 PMSM 伺服系统的抗干扰能力，采用时变扩张观测器观测 PMSM 伺服系统所受到的扰动量，在线补偿到转速环的滑模控制中，极大的消除了扰动对伺服系统性能的影响；提出改进型趋近率的滑模控制方法，根据系统状态点相距滑模面的距离，调节趋近速度，不仅能快速收敛，还能有效避免抖振，为实际的伺服系统应用提供了新方法。

#### 参考文献:

[1] 郭庆鼎,孙益标,王丽梅等.现代永磁电动机交流伺服系统[M].北京:中国电力出版社,2006.

- [2] 刘金琨. 滑模变结构控制 MATLAB 仿真:基本理论与设计方法[M]. 北京:清华大学出版社,2019.
- [3] Kim E K, Kim J, Nguyen H T, et al. Compensation of Parameter Uncertainty Using an Adaptive Sliding Mode Control Strategy for an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive[J]. IEEE Access, 2019: 11913-11923.
- [4] Islam Benhamida, Aissa Ameer, Katia Kouzi, Bachir Gaoui. Torque Ripple Minimization in Predictive Torque Control Method of PMSM Drive Using Adaptive Fuzzy Logic Modulator and EKF Estimator[J]. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2019, 30(6): 1007-1018.
- [5] Ting C S, Chang Y N, Shi B W, et al. Adaptive backstepping control for permanent magnet linear synchronous motor servo drive[J]. Electric Power Applications Iet, 2015, 9(3): 265-279.
- [6] 林城美, 杨静. 基于变指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(05): 18-21.
- [7] 霍召晗, 许鸣珠. 永磁同步电机滑模调速系统新型趋近律控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 16-21.
- [8] Das B, Mhaskar P. Adaptive output-feedback Lyapunov-based model predictive control of nonlinear process systems[J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2018, 28(5): 1597-1609.
- [9] Ali N, Rehman A U, Alam W, et al. Disturbance Observer Based Robust Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Journal of Electrical Engineering and Technology, 2019, 14(6): 2531-2538.
- [10] Liu Y, Yu J, Yu H, et al. Barrier Lyapunov functions-based adaptive neural control for permanent magnet synchronous motors with full-state constraints[J]. IEEE Access, 2017: 10382-10389.
- [11] Zhao L, Cheng H, Wang T. Sliding mode control for a two-joint coupling nonlinear system based on extended state observer. ISA Trans, 2018; 73: 130-40.