

# 基于改进 ADRC 的 PMSM 无位置传感器转速控制

冯浩文, 黄海波, 付为伟, 沈佳明

(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) 是一个非线性、多变量、强耦合系统, 具有不确定的外部干扰; 为了提高对其转速控制精度, 采用改进自抗扰控制代替传统自抗扰控制 (ADRC); 通过插值法构建一个新的函数来代替 ADRC 中原有的最优控制函数, 并用线性误差反馈控制率代替非线性误差反馈控制率 (NLSEF) 以此来降低调参难度; 同时建立基于脉振高频注入法和滑模观测器法的位置辨识系统, 以满足 PMSM 转子位置的辨识精度要求; 仿真结果表明, 改进 ADRC 能够在无位置传感器控制方法中取得较好的控制效果, 转子位置估计的误差小于 0.002 rad, 转速估计误差小于 0.02 rad/min, 转速超调量小于 4%, 最大振荡不超过 60 rad/min, 与传统 ADRC 控制器相比系统抗扰动性更强, 电机位置和速度辨识效果也更优。

**关键词:** 自抗扰控制; 无位置传感器; 永磁同步电机

## Position Sensorless Speed Control for PMSM Based on Improved ADRC

FENG Haowen, HUANG Haibo, FU Weiwei, SHEN Jiaming

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

**Abstract:** Permanent magnet synchronous motor is a nonlinear, multivariable, strong coupling system with uncertain external interference. In order to improve the accuracy of its speed control, the improved active disturbance rejection control (ADRC) is used instead of traditional ADRC. A new function is constructed by interpolation to replace original optimal control function in ADRC, and the linear error feedback control rate is used to replace the nonlinear error feedback control rate, so as to reduce the difficulty of parameter adjustment. a position identification system based on pulse high frequency injection method and sliding mode observer method is established to meet the accuracy requirements of permanent magnet synchronous motor (PMSM) rotor position identification. The simulation results show that the improved ADRC can achieve better control effect in the position sensorless control method. The error of rotor position estimation is less than 0.002 rad, the error of speed estimation is less than 0.02 rad/min, the speed overshoot is less than 4%, and the maximum oscillation speed is not more than 60 rad/min. Compared with the traditional ADRC controller, the system has stronger anti disturbance performance, and the identification effect of motor position and speed is also better.

**Keywords:** ADRC; position sensorless; PMSM

## 0 引言

永磁同步电机因其控制简单、效率高、转矩特性好、损耗小等特点而被广泛应用于各种场合<sup>[1]</sup>。目前 PMSM 的控制方法包括矢量控制, 比例积分微分 (PID)、滑模、自适应、预测控制等方法<sup>[2-5]</sup>。由于永磁同步电机是一个非线性、多变量、强耦合的系统, 其应用环境通常是复杂的, 经常存在各种干扰。因此, 这些控制方法难以实现快速、高精度的控制。例如, PID 控制器对被控对象模型参数的变化很敏感, 只对给定反馈的误差进行调整, 很难平衡系统的跟踪性能和抗扰度。滑模控制属于启停控制, 控制量是非连续性的。自适应控制是一个时变非线性系统, 其控制精度低, 难以满足控制要求。预测模型控制虽然不需要调整控制器参数, 但需要控制对象精确的模型参数, 此外, 其评估函数需要在一个控制周期内多次计算, 这对微处理器的精算能力要求很高。这将增加控制系统的成本, 降低

工业生产的效率。自抗扰控制不依赖于目标模型的参数, 能够实时估计和补偿内部和外部干扰。因此, 自抗扰控制器具有较强的抗干扰能力, 可以在永磁同步电机中使用, 并取得较好的控制效果<sup>[6-7]</sup>。

自抗扰控制技术由于精度高、结构简单、抗干扰能力强、响应速度快、参数设置方便等特点, 已经被应用了 20 多年, 这些特点引起了国内外学者的关注。自抗扰控制在电机、飞行、机器人等工业控制类型中的应用已经产生了丰硕的成果。ADRC 技术也在各个领域发挥着重要作用。例如, 将 ADRC 技术应用于怠速控制器, 利用扩张观测器对发动机的干扰负载和摩擦力进行补偿。同时设计了前馈补偿器, 以提高抗扰性能<sup>[8]</sup>。将 ADRC 转化为间接扰动的 Lurie 系统, 然后应用于单输入系统。利用李雅普诺夫定理验证了全局和局部稳定性, 并描述了线性动力学融入 ADRC 的方式。将 ADRC 融入到太阳帆的轨道控制中, 以保持其在日月轨道上的位置<sup>[9]</sup>。ADRC 也被应用于难以控制的

收稿日期: 2022-06-17; 修回日期: 2022-07-13。

作者简介: 冯浩文(1997-), 男, 贵州遵义人, 硕士研究生, 主要从事智能控制方向的研究。

通讯作者: 黄海波(1974-), 男, 湖北十堰人, 博士, 教授, 主要从事汽车电子与智能控制方向的研究。

引用格式: 冯浩文, 黄海波, 付为伟, 等. 基于改进 ADRC 的 PMSM 无位置传感器转速控制[J]. 计算机测量与控制, 2023, 31(1): 79-85.

时滞系统, 对不同的时滞系统下的 ADRC 参数整定进行了总结<sup>[10]</sup>。张新华将自抗扰控制技术应用于一种三自由度磁悬浮永磁平面电机, 解决了由于动器偏转时磁通量急剧下降而导致电磁力减小的问题<sup>[11]</sup>。金启兵在双输入双输出时滞系统控制器的设计过程中, 利用自抗扰算法解决了模型缩减误差的问题。该方法减小了降阶误差的影响, 提高了控制系统的抗干扰能力和鲁棒性<sup>[12]</sup>。

然而, 这些 ADRC 技术的应用都是基于传统的 ADRC。传统的 ADRC 非线性函数在原点和分段点附近的平滑度存在很多问题, 这些问题降低了 ADRC 的性能。许多学者试图对 ADRC 进行改进, 以实现更高的精度和更强的抗干扰能力, 并降低传统 ADRC 的局限性。例如, 将 ADRC 中的非线性函数替换为线性函数, 在一定程度上减少了 ADRC 所需的调参数量。但是, 线性的 ADRC 降低了系统的工作效率, 在初始状态容易出现大超调量<sup>[13]</sup>。赵志亮设计了一个由线性幂函数和分数阶幂函数组成的分段平滑函数, 并将新函数应用于非线性 ESO。通过数值模拟对新 ESO 和传统 ESO 进行了比较。新的 ESO 实现了更小的峰值以及比传统 ESO 具有更强的抗噪声能力。但是幂函数的加入增加了线性函数的复杂性和系统的响应时间<sup>[14]</sup>。在另一项研究中, 将非线性 ESO 修改为线性 ESO, 并与最小二乘法相结合。将线性函数应用于非线性误差反馈控制率, 以提高系统的抗干扰能力<sup>[15]</sup>。刘炳友设计了一种新的非线性函数, 该函数通过插值法构造。将新函数应用于 ESO, 获得了优异的性能。然而, 其只对理论进行了分析, 没有进行实际的电机验证, 也没有证实该方法的有效性<sup>[16]</sup>。

机械传感器的安装会增加系统成本、尺寸和重量, 而且其使用环境也会有局限性, 采用无位置传感器方法可以有效解决此类问题。目前主要应用于 PMSM 的位置辨识方法有三大类: 基于定子基波反电动势的方法, 基于电机凸极性的方法和高级智能的神经网络算法<sup>[17-19]</sup>。其中神经网络算法目前并不适用于实际系统中。本文基于非线性自抗扰控制器的非线性函数, 设计了一种用于永磁同步电机的优化自抗扰控制器。首先, 建立了永磁同步电机的动力学方程和数学模型。其次, 设计了一种新型的非线性函数来验证新函数的性能。然后, 建立了改进自抗扰控制器的数学模型和参数设置。最后, 将改进自抗扰控制器与无位置传感器的永磁同步电机相结合进行了系统仿真。优化后的自抗扰控制器在跟踪精度和抗干扰能力方面均优于传统自抗扰控制器。

## 1 系统模型建立

### 1.1 永磁同步电机数学模型

系统的总体框图如图 1 所示, 系统包括 4 个部分: 转速环 ADRC 调节器、电流环 PI 调节器、SVPWM 算法和无位置传感器转速测量部分。其中电流环采用  $i_d=0$  的控制策略, 估算的转速与给定转速做差后传入 ADRC 调节器中。采用脉振高频电压信号注入, 因此只需要在  $d$  轴上施加高频电压。

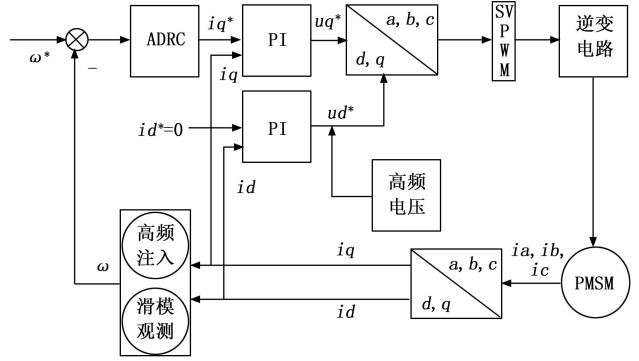


图 1 系统总体框图

在以下条件下建立永磁同步电机的数学模型: 1) 永磁同步电机转子磁场在气隙空间中的分布为正弦波; 2) 磁路为线性, 电感参数恒定, 忽略定子铁心饱和; 3) 忽略铁心涡流和磁滞损耗; 4) 忽略转子绕组的阻尼。PMSM 在  $dq$  旋转坐标系下的电压方程为:

$$U_d = R i_d - \omega_r L_q i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (1)$$

$$U_q = R i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (2)$$

式中,  $i_d$  和  $i_q$  分别为定子电流的  $d$ 、 $q$  分量;  $U_d$  和  $U_q$  分别为定子电压的  $d$ 、 $q$  分量;  $L_d$  和  $L_q$  分别为电感的  $d$ 、 $q$  分量;  $R$  为电机定子绕组的电阻;  $\omega_r$  为电机的角速度;  $\psi$  为永磁体和定子之间的磁链。

永磁同步电机的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中,  $T_e$  为电磁转矩;  $p$  为极对数; 通常情况下  $L_d = L_q = 1$ , 因此转矩方程可以简化成:

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

此外, 永磁同步电机的运动方程为:

$$T_e - T_L - B\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (5)$$

式中,  $T_L$  为负载转矩;  $\omega$  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。

### 1.2 改进 ADRC 控制器数学模型

ADRC 控制器由三部分组成: 1) 非线性微分跟踪器 (TD, tracking differentiator) 用于跟踪信号, 包括差分信号; 2) 扩张观测器 (ESO, extended state observer) 用于观测系统内部的状态, 估计系统的不可预测状态; 3) 非线性误差反馈控制率 (NLSEF, nonlinear state error feedback control law) 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。一阶 ADRC 控制器可表示为:

TD:

$$\begin{cases} e_0 = v^* - v_1 \\ v_1 = -r_0 f_{d1}(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (6)$$

ESO:

$$\begin{cases} e = z_1 - y \\ \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b_0 u(t) \\ \dot{z}_2 = \beta_2 f_{al}(e_1, \alpha_1, \delta_1) \end{cases} \quad (7)$$

NLSEF:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0(t) = k f_{al}(e_2, \alpha_2, \delta_2) \\ u = u_0(t) - \frac{z_2}{b_0} \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $e_0, e_1, e_2$  为误差信号;  $v^*$  为 TD 输入信号;  $v_1$  为  $v^*$  的跟踪信号;  $r_0$  为速度因子;  $y$  为被控对象的输出信号;  $z_1$  为  $y$  的跟踪信号;  $z_2$  为扰动观测值;  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$  为跟踪因子;  $\delta_0, \delta_1, \delta_2$  为滤波因子;  $\beta_1, \beta_2$  为 ESO 输出误差校正增益;  $b_0$  为补偿因子;  $k$  为调节器增益;  $f_{al}$  为最优控制函数, 其表达式为:

$$f_{al}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| < \delta \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\operatorname{sgn}$  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:

$$f'_{al}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \alpha e^{\alpha-1}, & e > \delta \\ \frac{1}{\delta^{1-\alpha}}, & 0 < e < \delta \end{cases} \quad (10)$$

$$\alpha e^{\alpha-1} \neq \frac{1}{\delta^{1-\alpha}}, e = \delta \quad (11)$$

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,  $f_{ml} = |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e)$ ;

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

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  $e = |\delta|, 0$  带入  $f'_{ml}$  中, 可得到最终中的改进最优控制函数:

$$f_{ml} = \begin{cases} |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \\ \frac{\delta^\alpha - \alpha \cdot \delta^{\alpha-1} \cdot \cos^2 \delta \cdot \tan \delta}{\sin^3 \alpha} \cdot \operatorname{sine} - \frac{\delta^\alpha \cdot \cos \delta - \alpha \cdot \delta^{\alpha-1} \cdot \sin \delta}{\sin \delta \cdot \tan^2 \delta} \cdot \operatorname{tane}, & |e| < \delta \end{cases} \quad (12)$$

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

从图 2 中可以看出新函数在原点处和段点处具有更好的连续性和平滑性。

在保证控制质量的情况下减少整定参数, 将 NLSEF 用

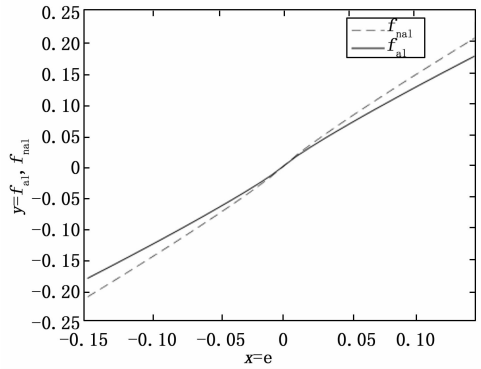


图 2  $f_{al}$  和  $f_{ml}$  对比图

线性控制率代替, 其表达式为:

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ u_0(t) = k e_1 \\ u = u_0(t) - \frac{z_2}{b_0} \end{cases} \quad (13)$$

至此, 改进 ADRC 控制器设计完成, 其原理框图如图 3 所示。

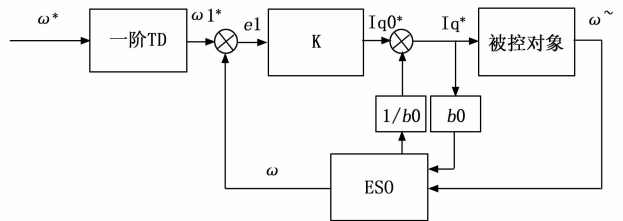


图 3 改进 ADRC 原理图

## 2 无位置传感器算法

### 2.1 基于滑模观测器的 PMSM 位置辨识

由于滑模控制在滑动模式下具有高频抖动, 因此估算的反电动势中也将存在抖动现象。基于反正切函数的转子位置估计方法会将这种抖动直接引入到反正切函数的除法当中, 导致误差被放大, 因此采用锁相环系统来提取转子位置信息, 其框图如图 4 所示。

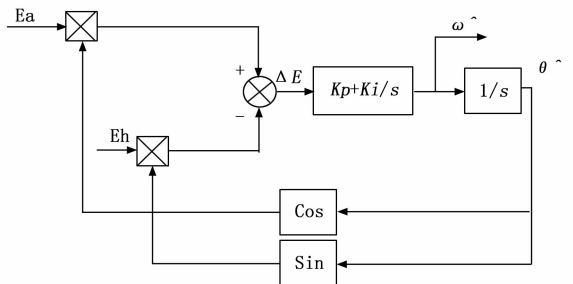


图 4 基于 PLL 的 SMO 框图

当  $|\hat{\theta}_e - \theta_e| < \pi/6$  时, 可认为  $\sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \approx \hat{\theta}_e - \theta_e$ , 由图 4 可得到如下关系式:

$$\Delta E = -\dot{E}_a \cos \hat{\theta}_e - \dot{E}_e \sin \hat{\theta}_e = k \sin \hat{\theta}_e \cos \hat{\theta}_e - k \cos \theta_e \sin \hat{\theta}_e = k \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \approx k(\hat{\theta}_e - \theta_e) \quad (14)$$

此时,图 4 的等效框图如图 5 所示。

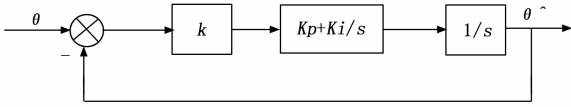


图 5 基于 PLL 的 SMO 的等效框图

根据图 5 可得由  $\dot{\theta}_e$  到  $\theta_e$  的传递函数:

$$G(s) = \frac{\dot{\theta}_e}{\theta_e} = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (15)$$

$$\text{式中, } \xi = \sqrt{kK_i}, \omega_n = \frac{K_p}{2} \sqrt{\frac{k}{K_i}}$$

### 2.2 基于脉振高频注入的 PMSM 位置辨识

脉振高频注入法是利用 PMSM 的凸极效应,在  $d$  轴电压上注入一个单相高频正弦波激励,则  $q$  轴电流中会产生对应的高频信号,对该信号进行适当的处理后,传入位置观测器进行位置辨识,得到最终的转子位置。不同于反电动势的估计方法,该方法不依赖于被控对象的模型,适用于低速转动的电机。注入的高频电压信号为:

$$\begin{cases} \dot{u}'_d = u_m \cos\omega_m t \\ \dot{u}'_q = 0 \end{cases} \quad (16)$$

式中,  $u_m$  为高频电压信号的幅值,  $\omega_m$  为高频电压信号的频率。

根据文献 [20] 中高频电压和电流的关系式可将高频电流简化为:

$$\begin{cases} i'_d = \frac{u_m \sin\omega_m t}{\omega_m (L^2 - \Delta L^2)} (L + \Delta L \cos 2\tilde{\theta}_c) \\ i'_q = \frac{u_m \sin\omega_m t}{\omega_m (L^2 - \Delta L^2)} \Delta L \sin 2\tilde{\theta}_c \end{cases} \quad (17)$$

式中,  $\tilde{\theta}_c$  为转子位置估计误差角。

由式 (17) 可得知,如果  $d$  轴和  $q$  轴电感值不同,则在估计转子同步速旋转坐标系中,转子位置估计误差角  $\tilde{\theta}_c$  和 高频电流分量的幅值都与有关,当转子位置估计误差角为 0 时,  $q$  轴高频电流等于 0,因此可以对  $q$  轴高频电流进行适当的信号处理后作为转子位置跟踪观测器的输入信号,以此获得转子的位置和速度。

为了获得转子的位置和速度,可先对  $q$  轴高频电流进行幅值调制,经低通滤波器 (LPF) 后得到转子位置跟踪观测器的输入信号,即:

$$f(\tilde{\theta}_c) = \frac{u_m \Delta L}{2\omega_m (L^2 - \Delta L^2)} \sin 2\tilde{\theta}_c \quad (18)$$

如果转子估算误差足够小,则可以把该误差信号线性化,即:

$$f(\tilde{\theta}_c) = \frac{u_m (L_d - L_q)}{4\omega_m L_d L_q} \sin 2\tilde{\theta}_c \approx 2k\tilde{\theta}_c \quad (19)$$

$$\text{式中, } k = \frac{u_m (L_d - L_q)}{4\omega_m L_d L_q}$$

文献 [20] 中详细介绍了脉振高频注入法用于转子位置估计的算法设计,其框图如图 6 所示。

将  $q$  轴电流分量响应经过带通滤波器 (BPF) 滤波得到高频电流分量  $i_q$ ,将此高频电流分量与高频正弦信号相乘再

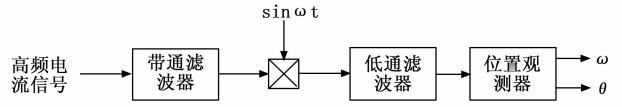


图 6 高频注入法转子位置估计框图

经过低通滤波器 LPF 后即可得到转子位置估计器的输入信号,转子位置估计器是由一个 PI 调节器和一个积分器组成的。从 PI 调节器输出的估计转速经过积分器就得到估计的转子位置。

### 2.3 两种位置辨识法比较分析

以上两种方法在实际应用中都能对转子位置进行估计,但两种方法使用的转速范围不同,高频电压注入法适用于低速运转的电机,而滑模观测器法适用于中高速运转的电机。在空载的情况下,电机设定转速从 300 r/min 阶跃到 2 000 r/min。设置仿真时间为 0.4 s,每个转速区间仿真时间为 0.2 s,并在 0.2 s 时将高频注入法切换为滑模观测器法,图 7 为高频注入法下的转子位置估计曲线,图 8 为滑模观测器法下的转子位置估计曲线,图 9 为估计误差曲线。

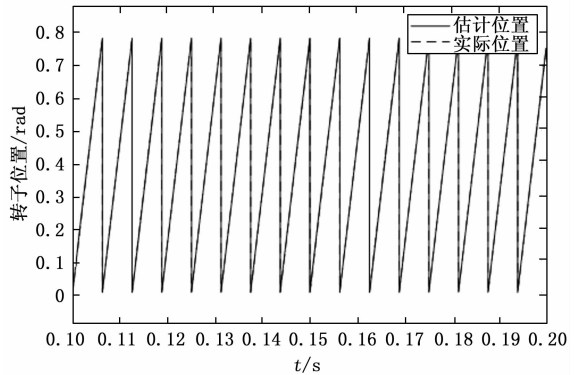


图 7 高频注入法下转子位置估计图

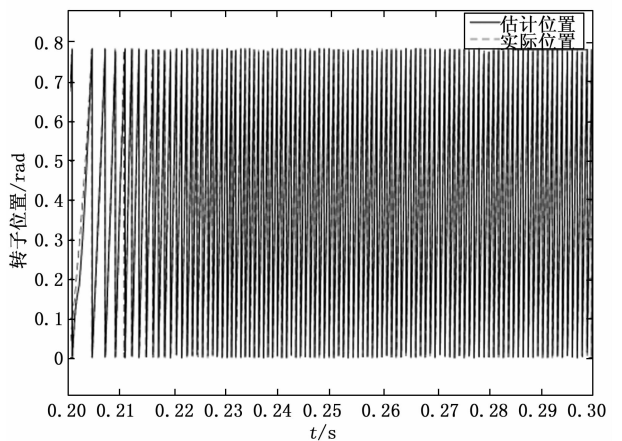


图 8 滑模观测法下转子位置估计图

由图 7,图 8 可看出,对转子位置的估计值与实际数值重合较好,两种位置估算法都展现了较好的稳态性能。由图 9 误差变化曲线可看出,在电机刚进行启动和转速变化的时刻,转子位置估计的误差较大。由于在这 2 个时刻,系统的瞬态变化较大,对电流和电压的冲击较大,但持续变化时间

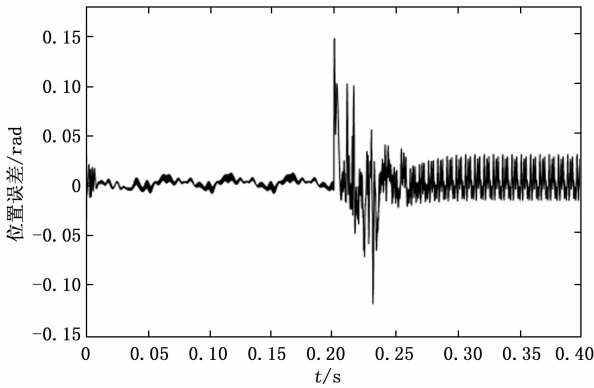


图 9 转子位置误差

很短, 随着电机稳定运行后转子位置估计误差逐渐减小。

### 3 仿真与分析

本文主要研究的是用改进 ADRC 控制器代替传统 ADRC 控制器, 分别将两种位置估算法与改进 ADRC 相结合, 与 ADRC 控制器做出对比, 验证其控制精度。

根据图 1 的系统框图在 SIMULINK 下建立仿真模型, 仿真模型如图 10。

仿真采用的 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 永磁同步电机参数表

参数名称	参数值
定子电阻 $R$	$0.33 \Omega$
直轴电感 $L_d$	$0.0052 \text{ mH}$
交轴电感 $L_q$	$0.0174 \text{ mH}$
极对数 $p$	2
额定转矩 $T$	$1.05 \text{ Nm}$
转动惯量 $J$	$0.008 \text{ kg}$

ADRC 控制器中的参数如图 11 所示。

将所有参数设置完成后, 设置仿真时间为  $0.8 \text{ s}$ , 进行下列的仿真实验。

在高频注入法的位置估计控制下, 设置额定转速为  $1000 \text{ r/min}$ , 并在  $0.2 \text{ s}$  时加载  $1 \text{ Nm}$  的负载, 得到如图 12 和图 13 所示的转速变化波形和转速误差波形。

从图 12 可以看出, 改进 ADRC 控制器从启动到稳定用时更少, 且超调量不超过  $4\%$ , 在  $0.2 \text{ s}$  加上负载后, 最大振荡不超过  $60 \text{ r/min}$ , 从图 13 可以看出, 采用改进 ADRC 估计的转速误差不超过  $0.02 \text{ r/min}$ , 与传统 ADRC 控制器相比, 改进 ADRC 能使速度环保持较强的抗扰能力, 且转速估计值误差更小。

在基于滑模观测器的无位置控制系统进行仿真, 设置初始转速为  $1000 \text{ r/min}$ , 在  $0.2 \text{ s}$  时转速突变为  $1500 \text{ r/min}$ , 在  $0.3 \text{ s}$  时加载  $1 \text{ Nm}$  的负载, 得到的转速波形如图 14 所示。

从图 14 可以看出, 无论是在转速突变还是在负载突变的情况下, 改进 ADRC 的跟踪能力和抗扰能力始终都要优于传统 ADRC 控制器。

通过以上波形图可知, 无论采用哪种无位置传感器的控制方法, 改进 ADRC 的控制的抗干扰能力; 跟踪能力和控制精度都要始终优于传统的 ADRC 控制。

在高频注入法的位置估计控制下, 设置额定转速为  $600 \text{ r/min}$ , 并在  $0.2 \text{ s}$  时加载  $1 \text{ Nm}$  的负载, 得到转子位置估计图如图 15 所示, 转子位置估计误差图如图 16 所示。

从图 15 可以看出, 在 ADRC 控制下能取得较好的转子位置辨识波形。从图 16 可以看出传统 ADRC 控制器在启动和负载突变时误差会较大, 而改进 ADRC 控制器的误差始终保持保持在  $0.002 \text{ rad}$  左右。

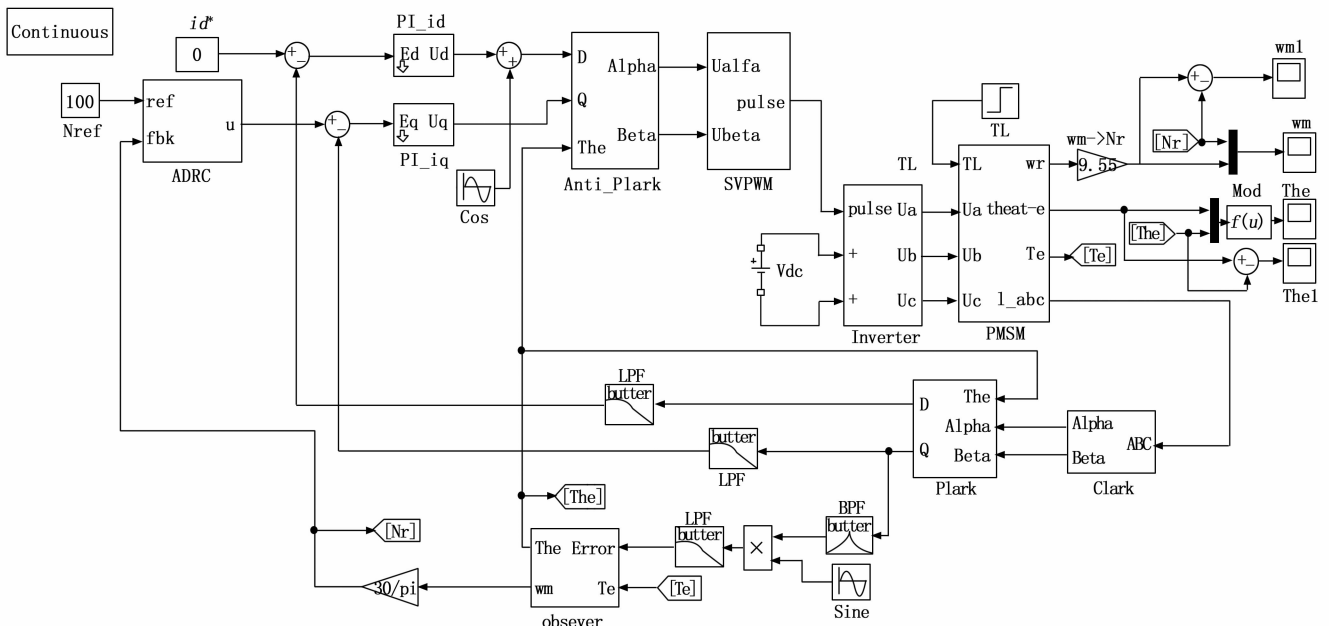


图 10 系统仿真模型



图 11 ADRC 参数设置图

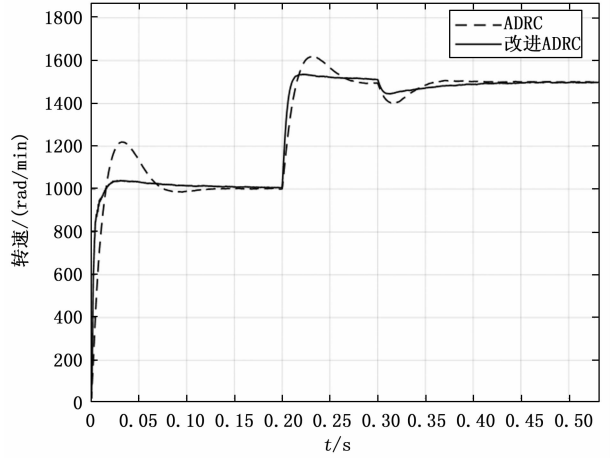


图 14 滑模观测器法下转速变化对比图

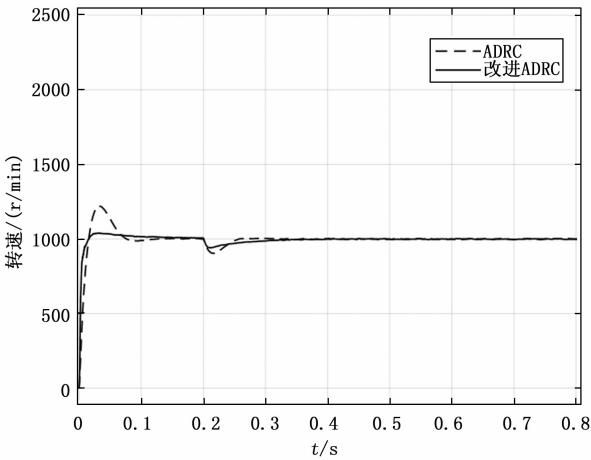


图 12 高频注入法的转速对比图

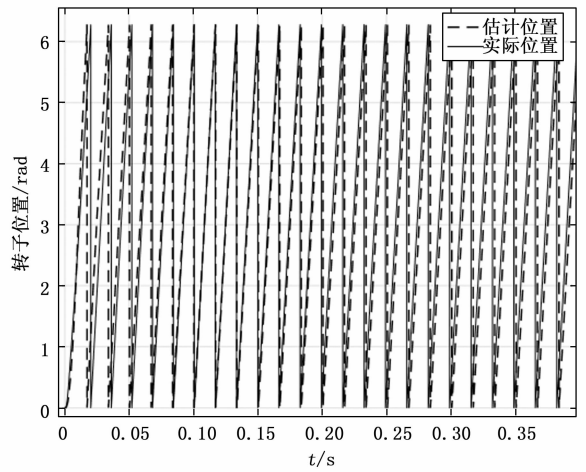


图 15 改进 ADRC 控制下基于高频电压注入法转子估计位置图

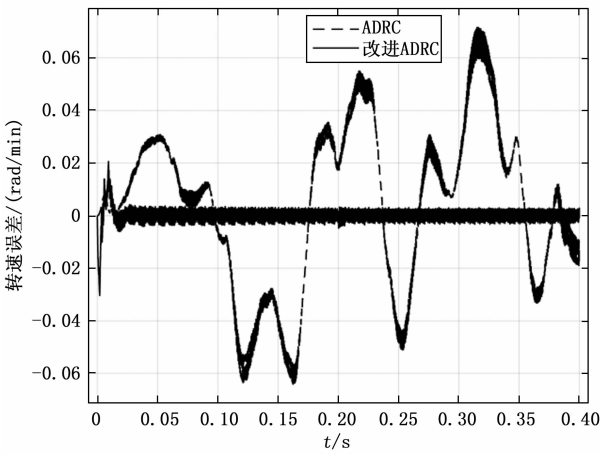


图 13 转速估计误差对比图

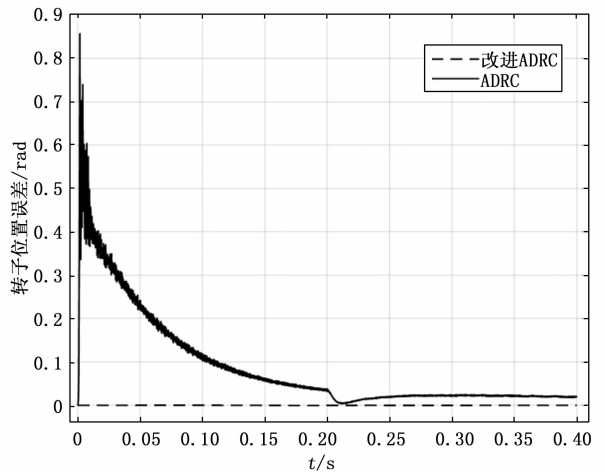


图 16 高频注入法下两种控制下转子位置误差图

在滑模观测器法的位置估计控制下，设置额定转速为 2 000 r/min，并在 0.2 s 时加载 1 Nm 的负载，得到转子位置估计图如图 17 所示。转子估计误差如图 18 所示。

从图 17 可以看出转子在 0.2 s 负载时间间隔内的估计出的位置与实际的位置，在加上负载的瞬间，转子的估计位置与实际值存在一定的差值。从图 18 的误差变化曲线图

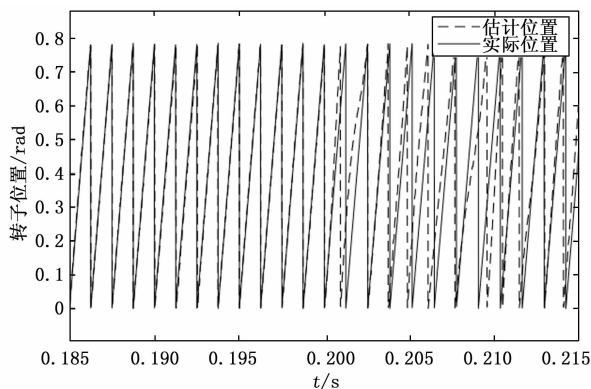


图 17 改进 ADRC 控制下基于滑模观测器法转子估计位置图

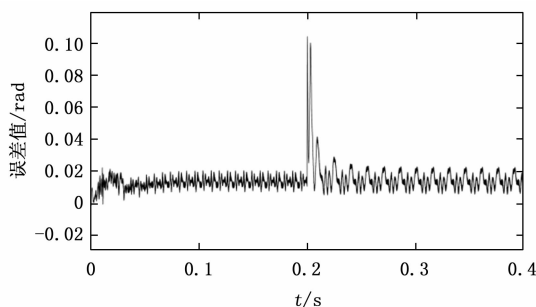


图 18 滑模观测器法下转子位置估计误差变化曲线图

可以看出此时的估计误差为 0.1 rad, 随后在较短的时间内误差逐渐的缩小, 准确的估计出转子位置。说明该算法具有较强的抗干扰能力, 鲁棒性也较好。

#### 4 结束语

本文以 PMSM 为研究对象, 设计了一款改进的 ADRC 控制器, 并将其应用于 PMSM 的无位置传感器控制当中。通过与传统 ADRC 控制器下的仿真对比, 改进 ADRC 能够在无位置传感器控制方法中取得较好的控制效果, 转子位置估计的误差小于 0.002 rad, 转速估计误差小于 0.02 rad/min, 速超调量小于 4%, 最大振荡不超过 60 rad/min, 无论采用何种无位置传感器控制, 改进 ADRC 的转速控制和转子位置估计均优于传统 ADRC 控制器, 跟踪能力和抗干扰能力也更强。该方法能有效提高系统的控制精度和可靠性。后续将针对系统的电流环的噪声较大以及如何平滑切换两种无位置传感器算法等问题做出改进, 争取做到更好的控制效果。

#### 参考文献:

[1] KANG K. Realtime detection of the dynamic eccentricity in permanent-magnet synchronous motors by monitoring speed and back emf induced in an additional winding [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64 (9): 7191-7200.  
 [2] 张会娟, 姚艳艳, 刘建娟, 等. 基于矢量控制的永磁同步电机控制方法研究 [J]. 计算机测量与控制, 2021, 29 (1): 77-81.  
 [3] JUNG J W. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 2015, 30 (2): 900-908.

[4] LIU J. Torque ripple minimization of PMSM based on robust ILC via adaptive sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (4): 3655-3671.  
 [5] XIE Y. Data-driven adaptive fractional order PI control for PMSM servo system with measurement noise and data dropouts [J]. ISA Transactions, 2018, 75 (1): 172-188.  
 [6] SIRA-RAMÍREZ. On the control of the permanent magnet synchronous motor; an active disturbance rejection control approach [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2014, 22 (5): 2056-2063.  
 [7] LI X. Active disturbance rejection control: theoretical results summary and future researches [J]. Control Theory & Applications, 2017, 3: 281-295.  
 [8] KANG E, HONG S, SUNWOO M. Idle speed controller based on active disturbance rejection control in diesel engines [J]. International Journal of Automotive Technology, 2016, 17 (6): 937-945.  
 [9] QI X, LI J, XIA Y. On the robust stability of active disturbance rejection control for SISO systems [J]. Circuits Systems & Signal Processing, 2016, 36: 1-17.  
 [10] WANG L J, LI Q, TONG C N. Overview of active disturbance rejection control for systems with time-delay [J]. Control Theory & Applications, 2013, 30: 1521-1533.  
 [11] LOU Z, ZHANG K. Active disturbance rejection station-keeping control for solar-sail libration-point orbits [J]. Journal of Guidance Control & Dynamics, 2016, 39: 1-5.  
 [12] ZHANG X H. Treedegree-of-freedom positioning control of magnetically levitated permanent magnet planar motor using active disturbance rejection control scheme [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2017, 9 (7): 21-31.  
 [13] LIU Y. Linear active disturbance rejection control for pressurized water reactor power [J]. Annals of Nuclear Energy, 2018, 111: 22-30.  
 [14] Z-L. A nonlinear extended state observer based on fractional power functions [J]. Automatica, 2017, 81: 286-296.  
 [15] ZHAO L. Optimized linear active disturbance rejection control for pneumatic servo systems via least squares support vector machine [J]. Neurocomputing, 2017, 242: 178-186.  
 [16] LIU B. Speed control for permanent magnet synchronous motor based on an improved extended state observer [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2018, 10 (1): 21-31.  
 [17] 尚喆, 赵荣祥, 窦淑振. 基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27 (3): 23-27.  
 [18] 杨杰, 樊卫华, 朱孟韬, 等. 一种永磁同步电机转子初始位置检测方法 [J]. 计算机测量与控制, 2017, 25 (3): 33-35.  
 [19] 任钊月, 张金亮, 简炜, 等. 基于 LM 算法神经网络的 PMSM 转子位置估算 [J]. 湖北汽车工业学院学报, 2022, 36 (1): 47-51.  
 [20] 徐艳平, 王海垠, 钟彦儒. 基于脉振高频信号注入法的 PMSM 无传感器控制 [J]. 电气传动, 2009, 39 (1): 11-14.