

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2108675

永磁同步电机位置伺服系统改进变结构自抗扰控制

张 臻, 周扬忠

(福州大学福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350116)

摘 要:为进一步提高传统变结构自抗扰控制器的控制精度,增强永磁伺服驱动系统的抗干扰能力,提出一种改进变结构自抗扰控制策略。该方法在基于变结构原理设计的扩张状态观测器中引入位置、速度的观测误差以实现状态变量的无差估计,采用基于指数趋近律设计的非线性状态误差反馈控制律实现线性控制与非线性控制的平滑过渡,并在此基础上引入位置跟踪误差,提高伺服系统的跟踪性能。通过实验分析比较了改进变结构自抗扰控制与传统变结构自抗扰控制两种控制策略,结果显示改进控制策略较传统控制策略的位置跟踪误差减少了约 30%。当负载突变时,传统控制策略的跟踪误差约为负载突变前最大跟踪误差的 3.4 倍,而改进变结构自抗扰控制策略仍能准确跟踪给定信号。

关键词: 永磁同步电机; 自抗扰控制; 变结构控制; 复合控制; 频域分析

中图分类号: TM383.4 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

An improved variable structure active disturbance rejection control for the permanent magnet synchronous motor position servo system

Zhang Zhen, Zhou Yangzhong

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China)

Abstract: To further improve the control accuracy of the traditional variable structure active disturbance rejection control device and enhance the anti-interference ability of the permanent magnet servo drive system, an improved variable structure active disturbance rejection control strategy is proposed. This method introduces the observation errors of position and velocity into the extended state observer designed based on the variable structure principle to realize the error-free estimation of the state variables, adopts the nonlinear state error feedback control law based on the exponential reaching law design to realize the smooth transition between linear control and nonlinear control, introduces position tracking error on this basis to improve the tracking performance of the servo system. Through experimental analysis, two control strategies of improved variable structure active disturbance rejection control and traditional variable structure active disturbance rejection control are compared. Results show that the position tracking error of the improved control strategy is reduced by about 30% compared with the traditional control strategy. When the load changes suddenly, the tracking error of the traditional control strategy is about 3.4 times the maximum tracking error before the load change, while the improved variable structure ADRC strategy can still track the given signal accurately.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; active disturbance rejection control; sliding mode control; compound control; frequency domain analysis

0 引 言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)作为典型的非线性多变量强耦合系统,特别是作为伺服驱动应用受到齿槽间隙、摩擦及未知机械参数等非线性因素的影响,使得线性控制难以满足高控制性能的要

求^[1]。为实现高性能伺服控制,增强系统的控制精度、鲁棒性和响应速度,各类非线性控制算法不断被提出,如神经网络控制、模糊控制、滑模控制(sliding-mode control, SMC)和自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)等先进控制策略^[2]。但并非某一种控制策略能解决交流永磁伺服系统中遇到的所有问题,因此,复合控制策略为实现伺服系统的高性能控制,提供了新的有效途径^[3]。

在各类非线性控制策略中,ADRC 具有较好的鲁棒性,较高的控制精度以及较弱的模型依赖度,在众多控制领域得到了广泛应用。针对交流伺服系统,在自抗扰控制策略的基础上结合其他控制算法构成复合控制策略,既能克服单一控制策略存在的缺陷,又能提高伺服闭环控制系统的整体性能,如神经网络自抗扰控制^[4]、模糊自抗扰控制^[5]、预测自抗扰控制^[6]、滑模自抗扰控制等复合控制策略。目前关于滑模自抗扰控制的研究可概述为两方面内容:1)滑模控制器与扩张状态观测器模块的复合应用^[7-9];2)采用滑模控制原理重构自抗扰控制器实现形式的变结构应用^[10-13]。文献[8]在 PMSM 速度闭环控制系统中,利用扩张状态观测器(extended state observer, ESO)估计的系统扰动实时更新 SMC 的控制律,进而减小由于滑模切换函数增益取值过大导致的系统抖振问题。文献[9]将 ESO 观测的总扰动用于补偿滑模控制律,进而实现 PMSM 的位置闭环控制。文献[10]提出一种具有滑模控制律的非线性状态误差反馈控制律(nonlinear state error feedback, NLSEF),减少了速度控制器可调参数的个数。文献[11]将 SMC 应用于 ESO 的设计中,用于估计负载扰动,并将估计的负载转矩作为前馈补偿以提高 PMSM 调速系统的抗扰能力。文献[12]利用变结构控制原理对传统的二阶速度自抗扰控制器进行设计,分别将 SMC 应用于 ESO 模块与 NLSEF 模块,在提高系统控制性能的同时减小了自抗扰控制估计能力受限的问题。但在 PMSM 位置伺服控制中基于变结构原理设计的自抗扰控制器的研究并不多见。文献[13]将基于变结构设计的 ESO 用于位置速度双闭环的控制系统中,然而仅进行了仿真验证。

传统变结构自抗扰控制器具有实现形式简单、动态响应快等优点。但传统变结构 ESO 由于其观测精度很大程度上取决于观测的扰动项,使其在观测过程中存在较大的估计误差;此外传统变结构 NLSEF 由于其存在零点处的快速切换,使得伺服系统的跟踪性能较差,尤其是带载情况下的跟踪误差较大。本文提出一种改进变结构自抗扰控制器,通过在变结构 ESO 中引入位置与速度的观测误差,进而实现观测器的无差估计;采用基于指数趋近律设计了 NLSEF,使系统快速到达滑模面后实现线性控制与非线性控制的平滑过渡,并在此基础上引入位置跟踪误差,进一步提高系统的跟踪性能。通过与传统变结构自抗扰控制策略进行实验比较,可得改进变结构自抗扰控制器具有更强的鲁棒性和更好的控制精度。

1 PMSM 的数学模型

基于 $d-q$ 坐标系下的隐极式 PMSM 电磁转矩方程为:

$$T_e = 1.5n_p\psi_f i_q \quad (1)$$

式中: T_e 为电磁转矩,单位为 $N\cdot m$; i_q 为 q 轴定子电流,单

位为 A ; n_p 为极对数; ψ_f 为转子永磁体磁链,单位为 Wb 。

采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略,PMSM 的机械运动方程为:

$$\begin{cases} \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \\ \frac{d\omega_m}{dt} = -\frac{B}{J_m}\omega_m - \frac{T_L}{J_m} + \frac{T_e}{J_m} \end{cases} \quad (2)$$

式中: θ_m 为转子位置角,单位为 rad ; ω_m 为机械角速度,单位为 rad/s ; J_m 为系统的转动惯量,单位为 $kg\cdot m^2$; B 为系统的粘滞摩擦系数,单位为 $N\cdot m\cdot s/rad$; T_L 为负载转矩,单位为 $N\cdot m$ 。

联立式(1)和(2)可得:

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = -\frac{B}{J_m}\frac{d\theta_m}{dt} - \frac{T_L}{J_m} + \frac{1.5n_p\psi_f}{J_m}i_q \quad (3)$$

令状态变量 $x_{p1} = \theta_m, x_{p2} = \omega_m$; 系统总扰动 $a_{p1}(\omega_m, t) = -\frac{T_L}{J_m} - \frac{B}{J_m}\frac{d\theta_m}{dt}$; 位置控制增益 $b_p = (1.5n_p\psi_f)/J_m$; 系统输入量 i_q 用变量 u_p 表示; 系统输出量设为 y_p ; 并将总扰动扩张为新的状态变量 x_{p3} , 则式(3)可改写为如下形式的扩张状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{x}_{p1} = x_{p2} \\ \dot{x}_{p2} = x_{p3} + b_p u_p \\ \dot{x}_{p3} = \dot{a}_{p1}(x_{p2}, t) \\ y_p = x_{p1} \end{cases} \quad (4)$$

2 传统变结构自抗扰控制器设计

2.1 跟踪微分器

跟踪微分器(tracking differentiator, TD)的方程为^[14]:

$$\begin{cases} \dot{v}_{p1} = v_{p2} \\ \dot{v}_{p2} = fh \\ fh = fst(v_{p1} - \theta_m^*, v_{p2}, r_p, h_0) \end{cases} \quad (5)$$

式中: v_{p1} 为过渡过程实际位置给定值, v_{p2} 为过渡过程实际位置给定值的近似微分量, θ_m^* 为位置给定信号。 $f_{st}(x_1, x_2, r, h)$ 为最速函数,其表达式为:

$$\begin{cases} d = rh^2 \\ a_0 = hx_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ f_y = [\text{sign}(y+d) - \text{sign}(y-d)]/2 \\ a = (a_0 + y) \cdot f_y + a \cdot (1 - f_y) \\ f_a = [\text{sign}(a+d) - \text{sign}(a-d)]/2 \\ f_{st} = -r(a/d) \cdot f_a - r \cdot \text{sign}(a)(1 - f_a) \end{cases} \quad (6)$$

综上所述,选取参数 k_1 , 只要满足 $k_1 > q$, 就有 $\dot{V}(x) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt}(s_1'^2(t)) = s_1'(t)s_1''(t) \leq 0$, 则 $s_1'(t)$ 能在一定时间内趋于0, 进而保证了观测器能渐近稳定且较快收敛到实际值。

3.2 改进变结构非线性状态误差控制律的设计

为提高系统在滑模面趋近运动过程中的趋近速度, 减少不连续项的切换增益, 变结构趋近律采用指数趋近律替代传统变结构 NLSEF 中采用的等速趋近律; 在快速趋近滑模平面后, 指数趋近律项几乎不起作用, 此时主要依靠控制器中的线性部分发挥作用, 由此根据系统状态变化实现非线性控制到线性控制的平滑过渡。为进一步提高系统的控制精度, 使伺服电机能严格跟随给定信号, 将位置跟踪误差 ε_{p1} 反馈至控制函数 u_0 中, 可得改进变结构 NLSEF 为:

$$\begin{cases} u_0 = -c_3\varepsilon_{p2} - k_3\varepsilon_{p1} - k_4s_2' - k_2\text{sign}(s_2') \\ u_p = (u_0 - z_{p3})/b_p \end{cases} \quad (14)$$

式中: k_2 为滑模切换向量函数增益; c_3 为滑模面参数; k_3 、 k_4 均为正常数; 此时滑模切换向量函数 $s_2' = c_3\varepsilon_{p1} + \varepsilon_{p2}$; 并有 $\dot{\varepsilon}_{p2} = u_0$ 。

根据 Lyapunov 稳定性要求, 对滑模切换向量函数 $s_2'(t)$ 取导, 并代入式(14), 可得:

$$\dot{s}_2'(t) = -k_3\varepsilon_{p1} - k_4s_2'(t) - k_2\text{sign}(s_2') \quad (15)$$

又因 ε_{p1} 为有限值, 令 $d = \max\{-k_3\varepsilon_{p1}\}$, 则有:

$$\begin{aligned} s_2'(t)s_2''(t) &= s_2'(t)[-k_3\varepsilon_{p1} - k_4s_2'(t) - k_2\text{sign}(s_2')] = \\ &= -k_3\varepsilon_{p1}s_2'(t) - k_4s_2'^2(t) - k_2|s_2'(t)| \leq \\ &= -k_2|s_2'(t)| - k_4s_2'^2(t) + d|s_2'(t)| = \\ &= -|s_2'(t)|(k_2 - d) - k_4s_2'^2(t) \end{aligned} \quad (16)$$

选取参数 k_2 , 只要满足 $k_2 > d$, 不等式 $\dot{V}(x) = \frac{1}{2} \cdot$

$\frac{d}{dt}(s_2'^2(t)) = s_2'(t)s_2''(t) \leq 0$ 即满足, 进而确保了被控系统的稳定性。

4 改进变结构自抗扰控制器的频域分析

4.1 改进变结构扩张状态观测器的收敛性

为简化分析, 忽略滑模切换函数的影响, 仅考虑系统到达滑模面后稳态的情况。根据式(10)可得 z_{p1} 、 z_{p2} 、 z_{p3} 的传递函数为^[15]:

$$\begin{cases} z_{p1}(s) = \frac{b_p s}{(s+c_1)(s^2+2c_2s+c_2^2+c_1)} u_p + \frac{(2c_2+c_1)s^2+(c_1+c_2^2+2c_1c_2)s+c_1^2+c_1c_2^2}{(s+c_1)(s^2+2c_2s+c_2^2+c_1)} x_{p1} \\ z_{p2}(s) = \frac{b_p s}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} u_p + \frac{2c_2s^2+(c_1+c_2^2)s}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} x_{p1} \\ z_{p3}(s) = \frac{-b_p(c_2s+c_2^2+c_1)}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} u_p + \frac{c_2s^3+(c_2^2+c_1)s^2}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} x_{p1} \end{cases} \quad (17)$$

此时观测误差的传递函数为:

$$\begin{bmatrix} e_{p1} \\ e_{p2} \\ e_{p3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{b_p s}{(s+c_1)(s^2+2c_2s+c_2^2+c_1)} \\ \frac{b_p s}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} \\ \frac{b_p s(s+c_2)}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} \end{bmatrix} u_p - \begin{bmatrix} \frac{s^3}{(s+c_1)(s^2+2c_2s+c_2^2+c_1)} \\ \frac{s^3}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} \\ \frac{s^3(s+c_2)}{s^2+2c_2s+c_2^2+c_1} \end{bmatrix} x_{p1} \quad (18)$$

分别选取 u_p 、 x_{p1} 幅值为 K 的阶跃信号 $u_p = K/s$ 、 $x_{p1} = K/s$, 可得改进变结构扩张状态观测器的稳态误差为:

$$\begin{cases} e_{p1}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s e_{p1} = 0 \\ e_{p2}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s e_{p2} = 0 \\ e_{p3}(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s e_{p3} = 0 \end{cases} \quad (19)$$

式(19)表明, 改进变结构扩张观测器具有很好的收敛效果和观测能力; 理论上可实现系统状态变量和总扰动的无差估计。

根据式(17)可得 z_{p1} 与实际位置 x_{p1} 之间的传递函数为:

$$G_1(s) = \frac{z_{p1}(s)}{x_{p1}(s)} = \frac{(2c_2+c_1)s^2+(c_1+c_2^2+2c_1c_2)s+c_1^2+c_1c_2^2}{(s+c_1)(s^2+2c_2s+c_2^2+c_1)} \quad (20)$$

选取 $c_2 = 100$, c_1 变化和选取 $c_1 = 100$, c_2 变化时分别对应的频域特性曲线如图2所示。由图2可知, 随着 c_1 、 c_2 的增加, 幅频曲线后移, 系统增益频带增大, ESO 估计误差的收敛速度加快, 相位滞后变小, 但同时高频带增益的增加, 使得对噪声的放大作用变强。

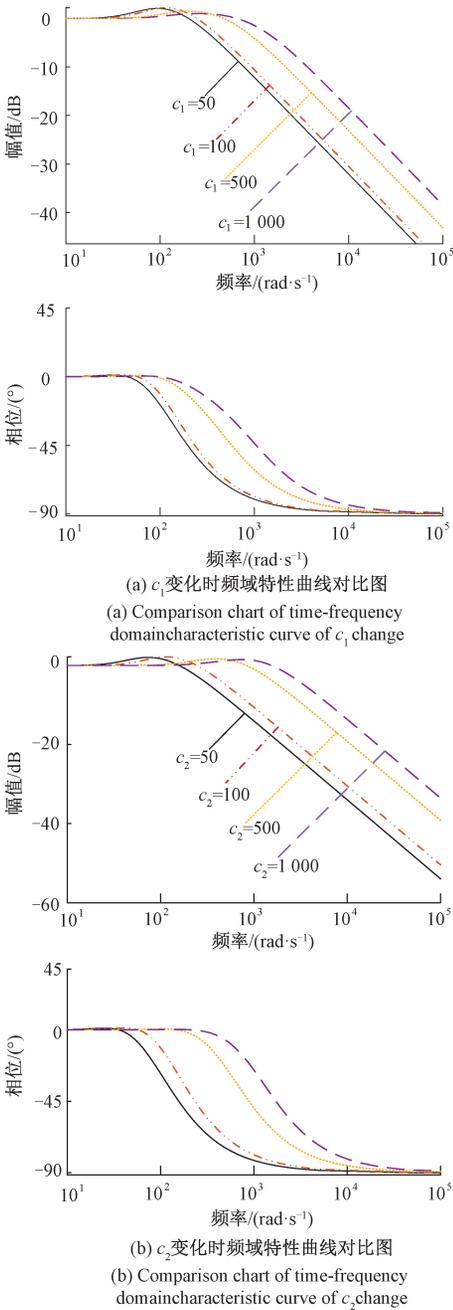


图 2 $G_1(s)$ 的 Bode 图

Fig. 2 Bode diagram of $G_1(s)$

4.2 改进变结构自抗扰控制器的抗扰特性

当忽略观测器的估计误差,经扰动补偿后的被控对象可等效为串联积分系统,但在实际的工程应用中估计误差总是存在的。故针对上述系统,引入改进变结构扩张状态观测器的估计误差;且为简化分析,仅考虑系统到达滑模面后稳态的情况,此时的闭环系统可表示为:

$$\begin{aligned} \ddot{y}_p &= a_{p1} + b_p u_p = a_{p1} - z_{p3} + c_3 v_{p2} - c_3 z_{p2} + k_3 v_{p1} - \\ k_3 z_{p1} &= -e_{p3} - c_3 e_{p2} - k_3 e_{p1} - c_3 s y_p - k_3 y_p + \\ &(c_3 s + k_3) v_{p1} \end{aligned} \quad (21)$$

对式(21)进行 Laplace 变换:

$$y_p = \frac{-e_{p3} - c_3 e_{p2} - k_3 e_{p1} + (c_3 s + k_3) v_{p1}}{s^2 + c_3 s + k_3} \quad (22)$$

忽略符号函数项的影响,根据式(11)可得总扰动与观测误差之间的传递函数为:

$$\begin{cases} G_{e1}(s) = \frac{e_1(s)}{a_{p1}(s)} = -\frac{s}{(s + c_1)(s^2 + 2c_2 s + c_2^2 + c_1)} \\ G_{e2}(s) = \frac{e_2(s)}{a_{p1}(s)} = -\frac{s}{s^2 + 2c_2 s + c_2^2 + c_1} \\ G_{e3}(s) = \frac{e_3(s)}{a_{p1}(s)} = -\frac{s(s + c_2)}{s^2 + 2c_2 s + c_2^2 + c_1} \end{cases} \quad (23)$$

将式(23)代入式(22)中得:

$$y_p = \frac{s(s^2 + (c_1 + c_2 + c_3)s + c_1 c_2 + c_1 c_3 + k_3)}{(s + c_1)(s^2 + 2c_2 s + c_2^2 + c_1)(s^2 + c_3 s + k_3)} a_{p1} + \frac{c_3 s + k_3}{s^2 + c_3 s + k_3} v_{p1} \quad (24)$$

从式(24)可知,系统闭环输出由扰动项和参考项两部分组成的。令 $v_{p1}(s) = 0$ 可得扰动项传递函数如式(25)所示,其主要取决于控制器的可调参数。

$$G_j(s) = \frac{y_p(s)}{a_{p1}(s)} = \frac{s(s^2 + (c_1 + c_2 + c_3)s + c_1 c_2 + c_1 c_3 + k_3)}{(s + c_1)(s^2 + 2c_2 s + c_2^2 + c_1)(s^2 + c_3 s + k_3)} \quad (25)$$

分别选取 $c_1 = 100\ 000$ 、 $c_2 = 280$ 、 $c_3 = 15$ 、 k_3 变化和 $c_1 = 100\ 000$ 、 $c_2 = 280$ 、 $k_3 = 1\ 500$ 、 c_3 变化时对应的 $G_j(s)$ 频域特性特性曲线如图 3 所示。由图 3 可知,通过增大 k_3 的取值,可减小扰动项增益,使扰动衰减速度变快,系统恢复时间变短。而增大 c_3 可以减少低频段跟踪信号的相位超前,但 c_3 取值过大系统的抗扰能力会降低。

5 实 验

本文对所提的改进控制方案与传统变结构自抗扰控制策略进行了实验对比分析;从上文可知两种复合控制方案均由 3 个彼此独立的模块构成,而每个模块又可以单独进行设计以及参数整定。如图 4 所示是基于 DSP2808 系统搭建的实验平台,其中伺服控制对象是型号为 ASM370(48 V/370 W)的 PMSM,并采用无刷直流电机 (brushless direct current motor, BLDCM) 作为负载使用。永磁同步电机的参数:额定功率为 370 W;额定电压为 48 V;额定转速为 3 000 r/min;额定力矩为 1.2 N·m;极对数为 4;定子电阻为 0.173 Ω ; d 、 q 轴电感为 0.132 mH;永磁磁链为 0.012 405 Wb;转动惯量大小为 2.6×10^{-4} $\text{kg} \cdot \text{m}^2$;编码器线数为 2 500 线。位置环的控

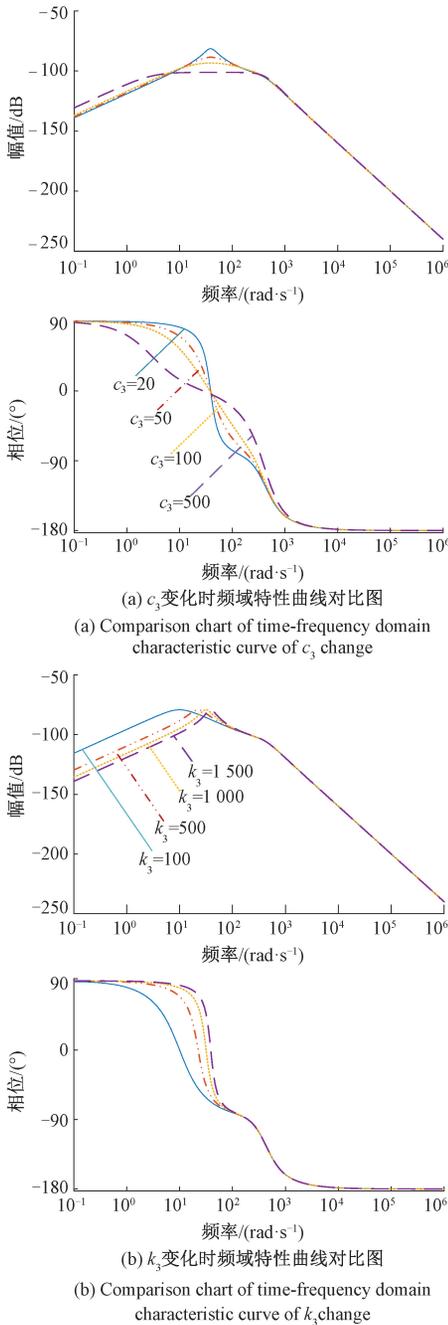
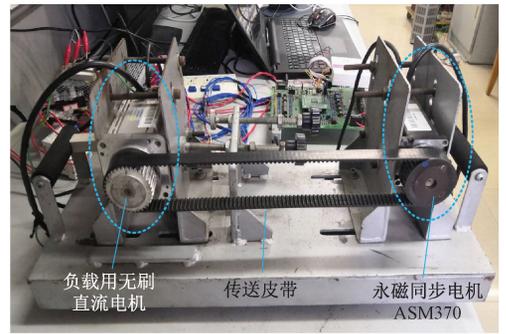


图3 $G_f(s)$ 的Bode图

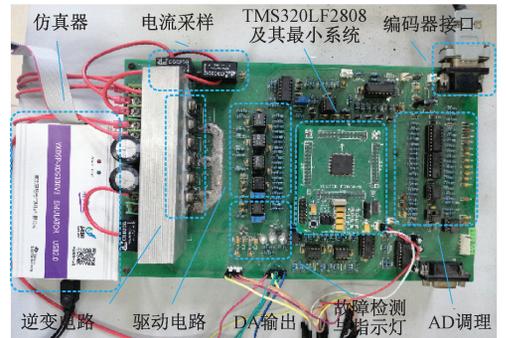
Fig. 3 Bode diagram of $G_f(s)$

制周期取为 $160 \mu s$; 将上述两种控制方案均调制到被控系统最佳运行状态。其中传统变结构自抗扰控制策略的参数为: l_1 取 11 250; l_2 取 440; l_3 取 8 000; q_1 取 1; q_2 取 0.1; q_3 取 5 500; r_p 取 1 000; h_0 取 0.000 1; b_p 大小为 2 009。改进变结构自抗扰控制策略的参数为: c_1 取 15 000; c_2 取 5 050; c_3 取 3 180; k_1 取 0.1; k_2 取 0.5; k_3 取 42 000; k_4 取 25; r_p 取 1 000; h_0 取 0.000 1; b_p 大小为 2 009。



(a) 伺服电机机组图

(a) Servo motor unit diagram



(b) 控制电路板

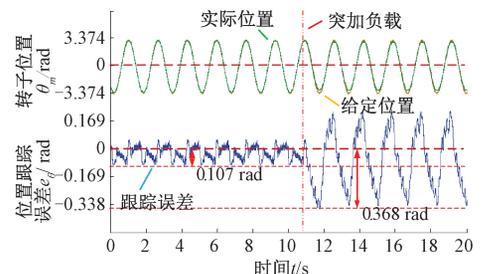
(b) Control circuit board

图4 硬件系统实物图

Fig. 4 Hardware system physical map

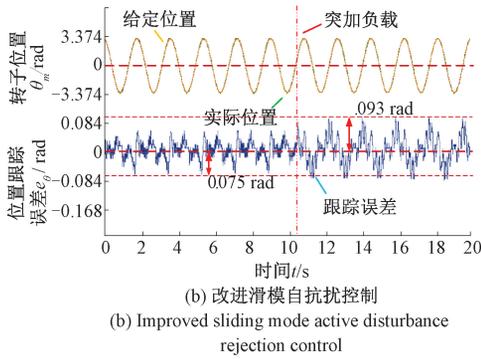
5.1 跟随性能和抗扰性能分析

给定位置信号是幅值为 π 、频率为 1.25 Hz 的正弦波,电机空载启动。由图 5 可知,传统变结构自抗扰控制策略的跟踪性能较改进变结构自抗扰控制策略差一些,其最大跟踪误差约为 0.107 rad,而改进变结构自抗扰控制策略的最大跟踪误差仅为 0.075 rad,相对传统控制策略的跟踪误差减少了 30%;电机运行一段时间后突加相同大小的负载,传统变结构自抗扰控制策略已无法精确跟踪给定信号,其最大跟踪误差增加至 0.368 rad,约为负载突变前最大跟踪误差的 3.4 倍,而改进变结构自抗扰控制策略的最大跟踪误差仅为 0.093 rad,通过上述实验结果可知改进后的控制策略不仅控制精度更高,且抗干扰能力更强。



(a) 传统变结构自抗扰控制

(a) Traditional variable structure active disturbance rejection control



(b) 改进滑模自抗扰控制
(b) Improved sliding mode active disturbance rejection control

图 5 正弦参考信号下的位置响应实验
Fig. 5 Experiment of position response under sinusoidal reference

5.2 观测器收敛性分析

电机空载启动,位置给定信号仍取幅值为 π 、频率为 1.25 Hz 的正弦波,并在电机运行一段时间后突加负载。由图 6 和 7 分别对应两种变结构扩张状态观测器估计的状态变量波形图。

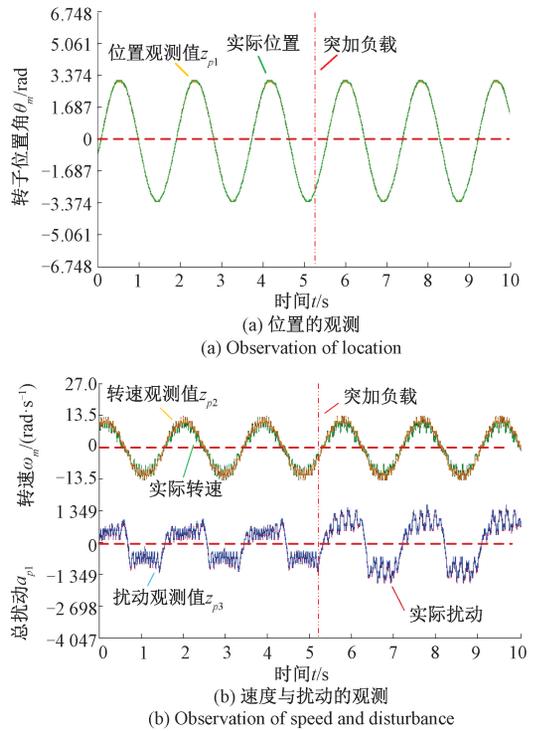


图 7 改进变结构 ESO 观测波形图

Fig. 7 Improved ESO observation waveform of variable structure

几乎不变,使得反馈环节不能得到有效补偿,因此很大程度上减弱了系统的抗扰性能;而改进后的变结构扩张状态观测器较大改善了传统变结构扩张状态观测器存在的问题,并能实时跟踪系统状态变量和总扰动的变化,进而提高了系统的鲁棒性。

6 结 论

针对高性能永磁伺服系统提出一种改进变结构自抗扰控制策略。在传统变结构扩张状态观测器的基础上,将位置、速度的观测误差引入至观测器的设计中;用指数趋近律替代等速趋近律对非线性状态反馈控制律进行变结构设计,并在此基础上引入位置的跟踪误差。通过实验对比分析表明:1)改进变结构扩张状态观测器较传统变结构扩张状态观测器的估计性能得到显著提升;2)改进变结构自抗扰控制器的抗负载扰动能力更强,控制精度更高。3)通过对改进变结构自抗扰控制进行频域分析,验证了所提改进变结构扩张状态观测器的收敛性,并分析了 c_1 、 c_2 、 c_3 、 k_3 参数对控制器性能的影响,为工程设计提供了理论参考。

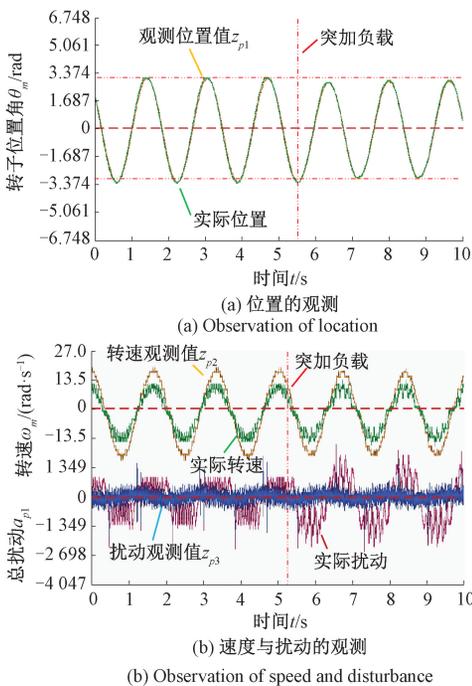


图 6 传统变结构 ESO 观测波形图

Fig. 6 Conventional variable structure ESO observation waveform

由图 6、7 可知,传统变结构状态观测器,虽能跟踪上实际转子位置的变化量,但观测的速度与实际速度间存在较大估计误差,尤其是突加负载后总扰动的估计值 z_{p3}

参考文献

- [1] 王晓远, 刘铭鑫, 陈学永, 等. 电动汽车用 PMSM 带滤波补偿三阶滑模自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 25-34.
WANG X Y, LIU M X, CHEN X Y, et al. Third-order sliding mode active disturbance rejection control of PMSM with filter compensation for electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 25-34.
- [2] 邱建琪, 留若宸. 永磁同步电机位置伺服系统改进自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(11): 42-50.
QIU J Q, LIU R CH. Improved active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motor position servo system [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(11): 42-50.
- [3] 张蔚, 王家乐, 梁惺彦, 等. 混合励磁轴向磁通切换永磁电机全速域无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4646-4656.
ZHANG W, WANG J L, LIANG X Y, et al. Position sensorless control of a hybrid excitation axial flux-switching permanent magnet machine in full speed range[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4646-4656.
- [4] 朱焯秋, 顾志伟. 基于模糊神经网络逆系统的五自由度无轴承永磁同步电机自抗扰控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(2): 72-81.
ZHU H Q, GU ZH W. Active disturbance rejection control for 5-degree-of-freedom bearingless permanent magnet synchronous motor based on inverse system using the fuzzy neural network [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(2): 72-81.
- [5] 郭栋, 张波, 王巍, 等. 混合励磁同步电机弱磁控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(5): 135-146.
GUO D, ZHANG B, WANG W, et al. Flux-weakening control of hybrid excitation synchronous machines [J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(5): 135-146.
- [6] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制[J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 29-38.
YIN K X, GAO L, FU W H, et al. An improved prediction control model for pmsm with active disturbance rejection and feed-forward control strategy[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(4): 29-38.
- [7] QU L, QIAO W, QU L. Active-disturbance-rejection-based sliding-mode current control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 751-760.
- [8] QU L, QIAO W, QU L. An extended-state-observer-based sliding-mode speed control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(2): 1650-1613.
- [9] WU C, FU Z, CHEN Q, et al. Integrated position and speed control for pmsm servo system based on extended state observer [C]. 2019 IEEE 8th Data Driven Control and Learning Systems Conference, Dali; IEEE, 2019: 621-626.
- [10] CHEN H, XU H, LIU B, et al. The compensated active disturbance rejection controller based on sliding mode control for PMSM [C]. 2015 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems, Shenyang; IEEE, 2015: 240-245, 2015: 240-245.
- [11] KANG C, PEICHENG C, SHAO Y, et al. ADRC-based speed control for permanent magnet synchronous machine drives using sliding-mode extended state observer [C]. 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems, Harbin; IEEE, 2019: 1-4.
- [12] 黄庆, 黄守道, 冯焱径, 等. 基于变结构自抗扰的永磁电动机速度控制系统[J]. 电工技术学报, 2015, 30(20): 31-39.
HUANG Q, HUANG SH D, FENG Y J, et al. Variable structure based active disturbance rejection controller for speed control system of permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(20): 31-39.

- [13] 唐红雨, 刘贤兴. 基于滑模自抗扰控制器的永磁同步电机位置环控制研究[J]. 微电机, 2015, 48(6): 90-94.
TANG H Y, LIU X X. Position loop control study of permanent magnet synchronous motor based on sliding ADRC control[J]. Micromotors, 2015, 48(6): 90-94.
- [14] 李杰, 齐晓慧, 万慧, 等. 自抗扰控制:研究成果总结与展望[J]. 控制理论与应用, 2017, 34(3): 281-295.
LI J, QI X H, WAN H, et al. Active disturbance rejection control: Theoretical results summary and future researches[J]. Control Theory & Applications, 2017, 34(3): 281-295.
- [15] 张彬文, 谭文, 李健. 基于频域近似的线性系统自抗扰参数整定[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(5): 831-840.
ZHANG B W, TAN W, LI J. Tuning of linear active disturbance rejection control via frequency domain approximation [J]. Control Theory & Applications, 2019, 36(5): 831-840.

作者简介



张臻, 2018年于南华大学获得学士学位, 现为福州大学硕士研究生, 主要研究方向为现代调速系统。

E-mail: 903376128@qq.com

Zhang Zhen received her B.Sc. degree from University of South China in 2018. She is currently a master student at Fuzhou University. Her main research interest is modern motor drive systems.



周扬忠(通信作者), 分别在1996年和2007年于南京航空航天大学获得学士学位和博士学位, 现为福州大学教授, 主要研究方向为现代调速系统, 新能源发电系统。

E-mail: zhty_75313@sina.com

Zhou Yangzhong (Corresponding author) received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Nanjing University of Aeronautics and Astronautics in 1996 and 2007, respectively. He is currently a professor at Fuzhou University. His main research interests include modern motor drive systems and renewable energy technologies.