doi:10. 19306/j. cnki. 2095-8110. 2018. 06. 009

电动伺服机构永磁同步电机的自抗扰控制

崔业兵,薛 靓,郑佳伟,曾凡铨,左月飞

(上海航天控制技术研究所,上海 200233)

摘 要:针对运载火箭电动伺服机构谐振频率过低,而传统陷波滤波器算法会降低系统的快速性问题,提出了一种基于自抗扰控制(ADRC)的微分前馈控制算法。在开环等效增益相近的情况下,比较了系统在传统PID控制和一阶 ADRC 控制方式下的阶跃响应和抗扰性能;对输入正弦指令的情况,比较了系统在比例+扩张状态观测器(ESO)和有限时间比例(FTP)+ESO 这两种控制方式下有无输入微分前馈(IDF)的跟踪性能。仿真和实验结果均表明,在常规 ADRC 中引入 IDF,可有效提高电动伺服机构对时变输入的跟踪精度。

关键词:电动伺服机构;自抗扰控制;扩张状态观测器;输入微分前馈;等效增益

中图分类号: U666. 12 文献标志码: A

文章编号:2095-8110(2018)06-0060-08

Active Disturbance Rejection Controller of PMSM for Electro-mechanical Actuator

CUI Ye-bing, XUE Liang, ZHENG Jia-wei, ZENG Fan-quan, ZUO Yue-fei

(Shanghai Institute of Spaceflight Control Technology, Shanghai 200233, China)

Abstract: To solve the problem of low resonant frequency of the launch vehicle's electromechanical actuator and the decrease of the system's rapidity brought by the traditional notch filter algorithm, a differential feed forward control algorithm based on auto-disturbance rejection control (ADRC) is proposed. The step response and anti-jamming performance of the system in the traditional PID control and first-order ADRC control methods are compared under the condition that the open-loop equivalent gains are close to each other. For the case of inputting sine commands, the system's tracking performance is compared with input derivative feed-forward(IDF) under two control modes, which are the proportional and expansion state observer (ESO) and the finite time proportional (FTP) and ESO. The simulation and experimental results show that the introduction of IDF in conventional ADRC can effectively improve the electromechanical actuator's tracking accuracy with time-varying input.

Key words: Electro-mechanical actuator; Active disturbance rejection control; Extended state observer; Input derivative feed-forward; Equivalent control gain

0 引言

基于永磁同步电动机驱动的运载伺服机构,在

负载扰动和输入时变(三角型、正弦型等)的情况下,采用传统的 PI 控制难以满足跟踪性能和抗扰性能的要求。随着永磁同步电机非线性控制理论的

发展,多种先进的复杂控制策略如非线性 PID 控制^[1]、自适应控制^[2]、模糊神经网络控制^[3]、滑模变结构控制^[4-7]等被应用于调速系统中。但这些非线性控制策略对处理器要求较高或存在抖振等问题,还有待进一步改进。

自抗扰控制(Auto/Active Disturbances Rejection Controler, ADRC)[8]是近年来用到永磁同步电 机控制中的一种新的非线性算法,通过扩张状态观 测器(Expansion State Observer, ESO)观测系统外 部干扰和系统内部参数变化引起的干扰并进行补 偿,采用非线性状态误差反馈,如有限时间比例 (FTP)控制,实现误差的快速收敛,获得很好的抗扰 性能[9-13]。针对测量信号含有噪声的问题,文献 「14]采用基于 fal 函数的滤波器对 ADRC 进行了改 进。文献[15]针对 ADRC 参数较难调整的问题,采 用粒子群优化算法优化参数,进一步加快了系统的 阶跃响应。文献[16-17]采用一阶 ADRC 转速控制 器分别对三角型和正弦型转速给定的跟踪性能进 行研究,误差均较大。文献[18-19]采用了无电流环 的转速二阶 ADRC,采用了最速控制律,但跟踪误 差仍然较大。文献[20]在此基础上引入了模型补 偿以提高 ESO 的观测精度,得到比补偿之前更高的 跟踪精度。

通过理论分析发现,对于输入时变的情况,此近似过程将产生建模误差,且此误差无法通过 ESO 观测并补偿,反而增大了系统的跟踪误差。通过引入输入微分前馈可以减小建模误差,提高系统的跟踪精度。

针对运载电动伺服机构同时要求较好的抗扰性能和跟踪性能的场合,本文首先在开环等效增益相近的情况下,比较了系统在传统 PI 和一阶 ADRC (P+ESO 和 FTP+ESO)控制方式下的阶跃响应和抗扰性能;而后针对输入正弦的情况,比较了系统在 P+ESO 和 FTP+ESO 这两种控制方式下有无输入微分前馈 (Input Derivative Feedforward, IDF)的跟踪性能。仿真和实验结果均表明,采用非线性控制律的 ADRC 具有更好的抗扰性能;在ADRC 中引入 IDF 可有效提高系统对时变输入的跟踪精度。

1 伺服电机速度自抗扰控制器设计

运载电动伺服机构一般采用转矩脉动小、功率密度高的稀土永磁同步电机作为驱动电机。

1.1 伺服电机转速环的数学模型

表贴式永磁同步电机,其机械运动方程为

$$J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = \frac{3}{2} p_{\mathrm{n}} \psi_{t} i_{\mathrm{q}} - T_{\mathrm{L}} - B\Omega = K_{\mathrm{t}} i_{\mathrm{q}} - T_{\mathrm{L}} - B\Omega \tag{1}$$

其中,J 为电机与负载的转动惯量之和; Ω 为机械角速度; p_n 为电机极对数; ϕ_i 为永磁磁链; i_q 为交轴电流; T_L 为负载转矩;B 为黏滞摩擦系数; $K_t=1.5p_n\phi_i$ 为转矩常数。采用 $i_d^*=0$ 的矢量控制方式。

1.2 扩张状态观测器设计

由式(1)可得标幺化的速度状态方程为

$$\dot{\Omega}_{pu} = \frac{K_{i} i_{q}^{*}}{J \Omega_{base}} - \frac{K_{i} (i_{q}^{*} - i_{q}) + T_{L} + B \Omega}{J \Omega_{base}}$$

$$= b i_{q}^{*} + a(t)$$
(2)

其中, Ω_{base} 为角速度基值; $b = K_{\text{t}}/(J * \Omega_{\text{base}})$; $a(t) = [K_{t}(i_{*}^{*} - i_{q}) + T_{L} + B\Omega]/(J * \Omega_{\text{base}})$ 。

从式(2)可知,扰动项包括电流跟踪误差、负载转矩以及黏滞摩擦力。选取机械转速标幺值 Ω_{pu} 为状态变量 x_1 ,将扰动 a(t) 选为扩张状态变量 x_2 ,则状态方程变为

$$\dot{x}_1 = bi_{\mathfrak{q}}^* + x_2 \tag{3}$$

对应的简化二阶线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases} e_{1} = z_{1} - x_{1} \\ \vdots \\ z_{1} = bi_{q}^{*} + z_{2} - \beta_{1}e_{1} \\ \vdots \\ z_{2} = -\beta_{2}e_{1} \end{cases}$$

$$(4)$$

由此得到二阶线性 ESO 的结构框图如图 1 所示。

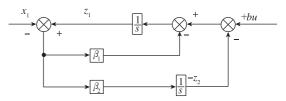


图 1 二阶线性 ESO 结构框图

Fig. 1 Block diagram of second-order linear ESO

通过 ESO 对负载扰动进行观测并前馈补偿,将转速环变为一阶积分系统,闭环系统等效为一阶惯性环节。由于一阶惯性环节不存在超调,因此,省略了 ADRC 中用于安排过渡过程的 TD 环节。

1.3 误差反馈控制律设计

定义跟踪误差
$$e_{\text{spu}} = \Omega_{\text{pu}}^* - \Omega_{\text{pu}}$$
, 其状态方程为 $e_{\text{spu}} = \dot{\Omega}_{\text{pu}}^* - \dot{\Omega}_{\text{pu}} \approx -bi_{\text{q}}^* - x_2$ (5) 其中,状态变量 x_2 需由 x_2 代替,得到

$$\dot{e}_{\rm spu} \approx -bi_{\rm q}^* - z_2 \tag{6}$$

希望跟踪误差按式(7)所示的规律进行衰减

$$\dot{e}_{\rm spu} = -k \cdot {\rm fal}(e_{\rm spu}, \alpha, \delta)$$
 (7)

其中, k 为控制器的比例系数,用于控制误差的 衰减快慢。非线性函数定义如下

$$fal(e,\alpha,\delta) = \begin{cases} |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \\ |e|^{\alpha} \cdot \delta^{\alpha-1}, & |e| \leq \delta \end{cases}$$
(8)

函数中, α 为非线性指数,δ 为平衡点附近的线性区范围。结合式(6)、式(7)可得控制量为

$$i_{q}^{*} = \frac{k \cdot fal(e_{spu}, \alpha, \delta) - z_{2}}{b}$$
 (9)

2 伺服系统的跟踪及抗扰性能分析

2.1 ESO 性能分析

由图 1 可知, x_1 到 z_1 的传递函数为

$$z_1(s) = \frac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} x_1(s) + \frac{bs}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} u(s) \quad (10)$$

当控制量稳定,即控制量的导数 s * u(s) = 0时,有

$$z_1(s) = \frac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} x_1(s)$$
 (11)

由式(11)可以看出, z_1 是对 x_1 的低通滤波。 由此可知,控制量为零的 ESO 可作为滤波器使用。

又由图 1 可知, x_2 到 z_2 的传递函数为

$$z_2(s) = \frac{\beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} x_2(s) \tag{12}$$

由式(12)可以看出, z_2 是 x_2 经二阶低通滤波后的结果。

令 $\beta_1 = 2p_0$ 、 $\beta_2 = p_0^2$,则 $-p_0$ 为 ESO 的观测极点。观测器极点离虚轴越远,则 z_2 对 x_2 的观测速度越快,抗扰性能越好;但同时也导致 z_1 对 x_1 的滤波效果越差,系统噪声越大,容易导致系统不稳定。因此,应根据实际情况选择合适的观测器极点。

2.2 误差反馈控制律对抗扰性能的影响

当 $0 < \alpha < 1$ 时,跟踪误差 e_{spu} 将在有限时间内衰减到零,因此称为有限时间比例控制,形成FTP+ESO 的复合控制方式;当 $\alpha = 1$ 时,非线性函数退化为线性函数,误差按指数规律衰减,反馈控制律变为比例控制,形成 P+ESO 的复合控制方式;当 $\alpha = 0$ 时,非线性函数变为符号函数,反馈控制律变为滑模控制,形成 SMC+ESO 的复合控制方式。由于滑模控制存在较大的抖振,因此很少用该种控制方式。

由式(3)、式(5)、式(9)可得跟踪误差状态方程为

$$\dot{e}_{\text{spu}} = \dot{\Omega}_{\text{pu}}^* + z_2 - x_2 - k \cdot \text{fal}(e_{\text{spu}}, \alpha, \delta)$$
 (13)
系统的稳态跟踪误差为

$$|e_{\rm spu}(\infty)| = \left|\frac{\dot{\Omega}_{\rm pu}^* + z_2 - x_2}{k}\right|^{\frac{1}{a}} \tag{14}$$

一般选取 k > w,即 w/k < 1。k 越大、 α 越小,则稳态跟踪误差越小。当 $\alpha = 0$ 时,稳态跟踪误差应该为零,控制效果最好。然而实际应用中,稳态跟踪误差是平均值为零的一系列脉冲信号,即存在抖振现象,增大 α 可减小抖振,但会增大跟踪误差。

为进一步减小抖振,在幂次函数中引入线性区,得到非线性函数 $fal(e,\alpha,\delta)$ 。 fal 函数在线性区的增益为 $k\delta^{\alpha-1}$,线性区 δ 越大,由噪声引起的抖振越小,但系统响应速度也越慢。由于实际系统中的噪声各有不同,应根据实际情况选取合适的线性区,在保证快速性的同时尽量减小抖振。

2.3 输入微分前馈的影响

对于输入时变的情况, $d\Omega_{pu}^*/dt$ 也为时变量。由式(14)可以看出,系统的稳态跟踪误差不仅与ESO的观测误差 z_2-x_2 有关,还受输入微分量的影响。

引入输入微分前馈时的控制量变为

$$i_{q}^{*} = \frac{\dot{\Omega}_{pu}^{*} + k \cdot fal(e_{spu}, \alpha, \delta) - z_{2}}{b}$$
 (15)

由式(3)、式(5)和式(15)可得跟踪误差状态方程变为

$$\dot{e}_{\rm spu} = z_2 - x_2 - k \cdot \text{fal}(e_{\rm spu}, \alpha, \delta)$$
 (16)

稳态跟踪误差为

$$\left| e_{\rm spu}(\infty) \right| = \left| \frac{z_2 - x_2}{k} \right|^{\frac{1}{a}} \tag{17}$$

对比式(14)、式(17)可以看出,引入输入微分前馈消除了系统的建模误差,提高了系统的跟踪精度。

考虑电流限幅的影响时,实际控制量为

$$i_{\text{ql}}^* = sat(i_{\text{q}}^*) = \begin{cases} i_{\text{qmax}}^* \operatorname{sgn}(i_{\text{q}}^*), & |i_{\text{q}}^*| > i_{\text{qmax}}^* \\ i_{\text{q}}^*, & |i_{\text{q}}^*| \leq i_{\text{qmax}}^* \end{cases}$$
(18)

实际当中的转速由位置直接微分并经一阶数字低通滤波后得到。从系统的快速性考虑,滤波器的截止频率不能太低,因此转速测量噪声会比较大,将 ESO 估计的转速 z_1 作为反馈可显著减小测量噪声。由此可得转速一阶自抗扰控制器的结构框图如图 2 所示。

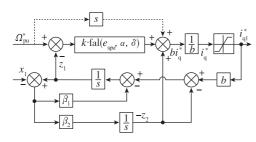


图 2 转速环一阶 ADRC 控制器

Fig. 2 First-order ADRC controller of speedloop

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)基于矢量控制的自抗扰调速系统的原理框图如图 3 所示。

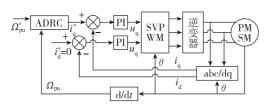


图 3 转速自抗扰控制系统结构框图

Fig. 3 ADRC system block diagram of speedloop

3 仿真分析

为了验证所提方法的有效性,首先辨识电机与测功机系统的转动惯量;而后对比三种控制方法:有限时间比例反馈加基于扩张状态观测器的前馈补偿(FTP+ESO)控制、比例反馈加基于扩张状态观测器的前馈补偿(P+ESO)控制和比例积分(PI)控制;最后在转速给定为正弦的情况下,分别对 P+ESO和FTP+ESO这两种控制方法有无输入微分前馈时的跟踪性能进行比较,针对永磁同步电机伺服系统做了仿真比较和实验验证。

为保证试验比较的有效性,由图 2 可以看出, ADRC 前向通道的等效增益为 $k_{\rm eff} = k \mid e_{\rm spu} \mid^{e^{-1}}/b$, 而 PI 前向通道的等效增益为 $k_{\rm eff} = k_{\rm p}$ 。 比较不同的控制器时,应使它们前向通道的等效增益相近,以保证具有相近的最大控制量,重点比较控制量的衰减过程。

仿真和实验中 PMSM 伺服系统的电机参数为: 额定功率 $P_N = 1.0 \text{kW}$, 额定电压 $U_N = 220 \text{V}$, 转矩常数 $K_1 = 0.71 (\text{N} \cdot \text{m}) / \text{A}_{\text{peak}}$, 定子电阻 $R_s =$

1. 18Ω , 额定转速 $n_N = 2500 \text{r/min}$, 额定转矩 $T_N = 4\text{N} \cdot \text{m}$, 交轴电感 $L_q = 3.4 \text{mH}$, 直轴电感 $L_d = 3.4 \text{mH}$, 电机加测功机系统的转动惯量 $J = 1.35 \times 10^{-3} \text{kg} \cdot \text{m}^2$, 假设黏滞摩擦系数 $B = 0(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})/\text{rad}$, 极对数 $p_n = 4$ 。仿真中速度环和电流环采样周期以及系统的计算步长均为 0.1 ms。仿真中所用负载曲线由实验所得的加载曲线近似得到(如图 4 所示),以更精确地模拟实际系统。

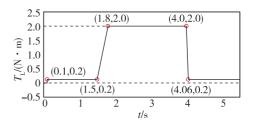
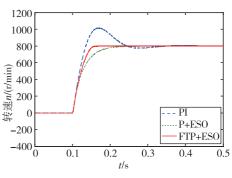


图 4 仿真所用的负载曲线

Fig. 4 Load curve used in simulation

仿真参数中,转速基值 $n_{\text{base}} = 3000 \text{r/min}$,则角速度基值 $\Omega_{\text{base}} = 314 \text{rad/s}$,系数 b = 1.675。阶跃转速给 定 为 800 r/min;正 弦 转 速 给 定 幅 值 为 800 r/min,频率为 5 Hz。控制器参数设置为,P+ESO: $\alpha = 1$,k = 36, $k_{\text{eff}} = 21.5$, $p_0 = 500$;FTP+ESO: $\alpha = 0.5$,k = 17, $k_{\text{eff}} = 19.7$, $\delta = 0.01$, $p_0 = 500$;PI: $k_{\text{pn}} = 24$, $k_{\text{in}} = 30$, $k_{\text{eff}} = 24$ 。2个电流环中的PI 控制器参数设置为 $k_{\text{pi}} = 0.1$, $k_{\text{ii}} = 500$ 。

由图 5 可以看出,三种控制方式下的电流峰值基本相同。传统 PI 控制下的超调量为 28.7%,调节时间为 215ms;P+ESO 和 FTP+ESO 控制方式下均无超调量,而调节时间分别为 108ms 和 47ms。同 P+ESO 和 PI 控制器相比,FTP+ESO 控制器作用下的闭环系统具有更短的调节时间或更小的超调。



(a)速度响应

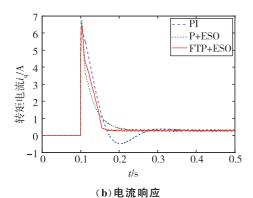
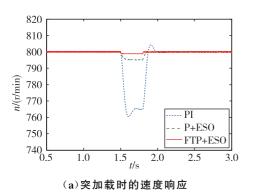


图 5 空载起动时的动态响应(仿真)

Fig. 5 Dynamic response when starting without load (simulation)

从图 6 可以看出:在 t=1.0s 时突加负载 2N·m,传统 PI 控制方式下的转速跌落为40r/min,而 P+ESO 和 FTP+ESO 控制方式下的转速跌落分别为 5r/min 和 1r/min。突卸负载时,传统 PI 控制方式下的转速上升为 159r/min,而 P+ESO 和 FTP+ESO 控制方式下的转速上升分别为 21r/min和 5r/min。FTP+ESO 控制方式下的系统速度响应均可以更快地恢复,与其他两种方法相比,具有更短的调节时间和更小的转速波动。



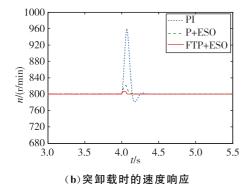


图 6 突加载与突卸载时的转速响应(仿真)

Fig. 6 Speed response when torque varing (simulation)

由图 7 可以看出,P+ESO 控制下无 IDF 时的跟踪误差为±530r/min,有 IDF 时的跟踪误差减小为±10r/min。由图 8 可以看出,FTP+ESO 控制下无 IDF 时的跟踪误差为±430r/min,有 IDF 时的跟踪误差减小为±3r/min。图 7 和图 8 均表明,加入 IDF 环节可有效减小跟踪误差,而采用 FTP+ESO 控制比采用 P+ESO 控制方式的跟踪精度更高。由于 P+ESO 中误差反馈采用线性控制,而FTP+ESO 中为非线性控制,因此,P+ESO 控制下的转速误差仍然为正弦形式,而 FTP+ESO 控制下的转速误差则相对于正弦存在畸变。

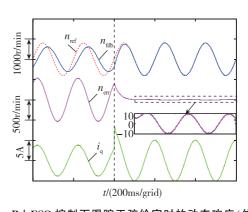


图 7 P+ESO 控制下跟踪正弦给定时的动态响应(仿真)
Fig. 7 Dynamic response of tracking sine reference using
P+ESO control (simulation)

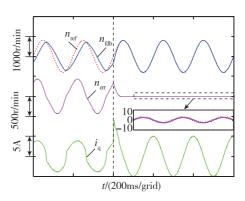


图 8 FTP+ESO 控制下跟踪正弦给定时的动态响应(仿真)
Fig. 8 Dynamic response of tracking sine reference using
FTP+ESO control (simulation)

4 实验验证

为验证上面的仿真结果,进行了实验分析。本实验平台永磁同步电机调速系统采用基于 dSPACE 实时仿真系统 DS1103,利用快速原型法通过 Simulink 自动完成代码的生成与下载。实验中的逆变器 开关频率为 10kHz,通过 PWM 中断触发电流采样

和占空比的更新。系统的硬件结构框图和实验平 台分别如图 9 和图 10 所示。

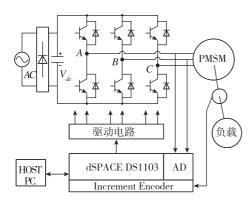


图 9 系统硬件结构框图

Fig. 9 System hardware block diagram

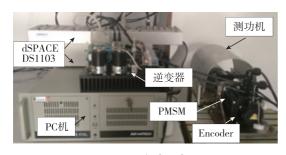
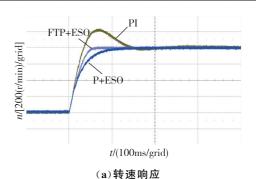


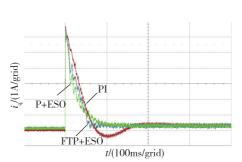
图 10 实验平台 Fig. 10 Experiment platform

实验程序中采用的参数同仿真参数相同。

由图 11 (a)可以看出,传统 PI 控制下的超调量为 28.7%,调节时间为 215ms; P+ESO 和 FTP+ESO 控制下均无超调量,而调节时间分别为 108ms 和 47ms,与仿真结果一致。图 11(b)中,在电机启动阶段的电流呈锯齿状,这是由电机与测功机连接存在弹性导致的,仿真过程中并不存在此现象。图 11 表明电机起动后,转速可以很快地收敛到给定信号,从0 至 800r/min,同 PI 控制相比,FTP+ESO 和P+ESO 都有较小的超调和较短的调节时间。与 P+ESO 控制相比,FTP+ESO 控制下的调节时间更短。

为了比较三种控制器作用下闭环系统的抗扰动性能,对突加载和突卸载的实验结果进行比较。图 12(a)和(b)分别为突加负载和突卸负载时三种控制方式下的转速曲线对比图。当电机稳定运行在 800r/min 时,突加负载 2N·m,传统 PI 控制下的转速存在 55r/min 左右的波动,而 P+ESO 和FTP+ESO 控制下的转速波动分别只有 8r/min 和1r/min。突卸负载时,传统 PI 控制下的转速存在



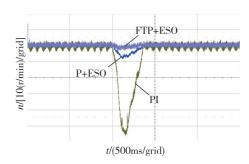


(b)电流响应

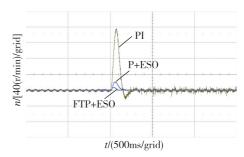
图 11 空载起动时的动态响应(实验) Fig. 11 Dynamic response when starting

without load (experiment)

155r/min 左右的波动,而 P+ESO 和 FTP+ESO 控制下的转速波动分别只有 20r/min 和 5r/min。由此可以很明显地看出,FTP+ESO 相比于其他两种控制方式具有更好的抗扰性能。



(a) 突加载时的速度响应



(b)突卸载时的速度响应

图 12 突加载与突卸载时的速度响应(实验)

 $Fig.\ 12\quad Speed\ response\ when\ torque\ varing\ (experiment)$

为验证 P+ESO 和 FTP+ESO 这两种控制器作用下系统跟踪时变输入的性能,做了跟踪给定正弦转速的实验结果对比。先使电机在无 IDF 的控制方式下跟踪正弦给定,稳定运行后,通过手动切换使电机运行在有 IDF 的控制方式下。由图 13 可以看出,P+ESO 控制下无 IDF 时的跟踪误差为±530r/min,有IDF 时的跟踪误差减小为±10r/min。由图 14 可以看出,FTP+ESO 控制下无 IDF 时的跟踪误差为±430r/min,有 IDF 时的跟踪误差减小为±5r/min。由此可以看出,引入输入微分前馈可有效提高对时变转速给定的跟踪精度,采用 FTP+ESO 控制方式比采用 P+ESO 控制方式可以达到更高的控制精度。

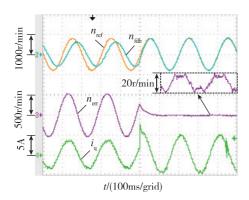


图 13 P+ESO 控制下跟踪正弦给定时的动态响应(实验)
Fig. 13 Dynamic response of tracking Sine reference
using P+ESO control (experiment)

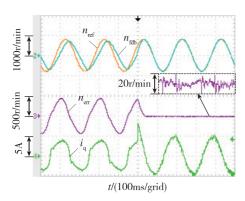


图 14 FTP+ESO 控制下跟踪正弦给定时的动态响应(实验)
Fig. 14 Dynamic response of tracking Sine reference
using FTP+ESO control (experiment)

5 结论

本文对电动伺服机构的控制算法进行了研究, 主要完成了以下内容:

1)提出了一种基于 ADRC 的微分前馈控制算法。利用有限时间比例控制和扩展状态观测器以及输入微分前馈相结合的自抗扰控制策略,对电动伺服机构用永磁同步电机的跟踪性能和抗扰性能进行了仿真与试验研究。

2) 为使 PI 控制与 ADRC 的比较具有实际意义,比较时使系统具有相近的开环等效增益。针对输入时变的情况,引入输入微分前馈环节,消除了建模误差。通过理论分析和试验验证,表明该方法可以提高转速伺服系统的抗扰动性能和跟踪性能,使系统的跟踪精度提升了5%以上。

参考文献

- [1] 张新华,黄建,张兆凯,等.大惯量下电动伺服机构 非线性特性与控制方法研究[J].导航定位与授时, 2017,4(2):41-47.
- [2] 张新华,黄建,张兆凯,等.大功率高性能航天伺服系统发展综述[J].导航定位与授时,2017,4(1):14-19.
- [3] 崔业兵,陈雄,蒋魏,等. 自适应模糊神经控制器的 电动舵机控制[J]. 微特电机,2013,41(12):57-60.
- [4] 彭书华,李华德,苏中,等. 不确定参数电动舵机滑模变结构控制[J]. 电机与控制学报,2009,13(1): 128-132.
- [5] 刘晓东,吴云洁,张武龙,等.导弹电动舵机系统离散自适应全程滑模控制[J].信息与控制,2013,42(4):449-456.
- [6] 黄佳佳,周波,李丹,等.滑模控制永磁同步电动机位置伺服系统抖振[J].电工技术学报,2009,24(11):41-47.
- [7] 汪海波,周波,方斯琛.永磁同步电机调速系统的滑模控制[J].电工技术学报,2009,24(9):71-77.
- [8] 韩京清. 自抗扰控制技术—估计补偿不确定因素的 控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [9] 刘志刚,李世华.基于永磁同步电机模型辨识与补偿的自抗扰控制器[J].中国电机工程学报,2008,28(24):118-123.

- [10] Li S, Xia C, Zhou X. Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system[J]. Mechatronics, 2012, 22 (6):706-714.
- [11] Li S, Liu H, Ding S. A speed control for a PMSM using finite-time feedback control and disturbance compensation[J]. Transactions of the Institute of Measurement and Control, 2010, 32(2): 170-187.
- [12] 李世华,丁世宏. 非光滑控制理论与应用[M]. 北京:科学出版社,2013.
- [13] 王睿,张军,宋金来. 舵机自抗扰控制应用研究[J].

- 系统仿真学报,2013,25(1):115-119.
- [14] 张明月,章家保,丁同超,等.电动舵机速度环改进自抗扰控制研究[J].计算机测量与控制,2013,21 (9):2457-2460.
- [15] 薛薇,路鸦立.永磁同步电机调速系统的模糊自抗 扰控制[J].电机与控制应用,2013,40(8):57-60.
- [16] 陈茂胜. 基于自抗扰控制永磁同步电机伺服系统研究[J]. 微电机,2013,46(12):51-54.
- [17] 卢达,赵光宙,曲轶龙,等.永磁同步电机无参数整定自抗扰控制器[J].电工技术学报,2013,28(3):27-34.