doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2020.02.014

# 运载火箭电动伺服机构前馈自抗扰控制方法的设计

# 胡翔宇,于 戈,曾凡铨,崔业兵

(上海航天控制技术研究所,上海 201109)

摘 要:运载火箭伺服机构是火箭的执行机构,在工作过程中不仅要求伺服机构具有较好的阶跃 响应和力矩抗扰性能,还要求伺服机构能够较好地跟踪箭载计算机发送的位置随动指令。常规的 自抗扰控制(ADRC)建模时,将输入的微分量近似为 0,使得输入时变信号时会产生建模误差,该 误差无法通过扩张状态观测器(ESO)进行观测并补偿,导致系统的跟踪误差较大。针对常规自抗 扰控制对时变信号跟踪误差较大的问题,提出了一种将位置输入微分前馈(PIDF)引入自抗扰控制 的前馈自抗扰控制方法。通过理论推导和建模仿真得知,该方法可降低系统对正弦输入信号的跟 踪误差并提高系统的动态特性,同时仍具有较强的抗干扰性能。最后通过试验验证了该方法的有 效性。

关键词:运载火箭;电动伺服机构;自抗扰控制;扩张状态观测器;位置输入微分前馈

中图分类号:TN351 文献标志码:A 开放科学(资源服务)标识码(OSID): 文章编号:2095-8110(2020)02-0103-07



# Design of Feed-forward Active Disturbance Rejection Control for Electric Servo Mechanism of Launch Vehicle

HU Xiang-yu, YU Ge, ZENG Fan-quan, CUI Ye-bing

(Shanghai Institute of Spaceflight Control Technology, Shanghai 201109, China)

**Abstract:** As the actuator of launch vehicle, the servo mechanism should not only provide better step response and torque immunity performance, but also to track the follow-up commands sent by the rocket-borne computer. In the conventional active disturbance rejection control (ADRC) modeling, the derivative of input is approximately zero, and the time-varying input signal will generate modeling error, which cannot be observed and compensated by extended state observer (ESO), resulting in a large tracking error of the system. In order to solve the problem of large tracking error of time-varying signal caused by conventional ADRC, a feed-forward active disturbance rejection control method by introducing position input differential feed-forward (PIDF ) into ADRC is proposed. Through theoretical deduction and modeling simulation, it is found that this method can reduce the tracking error of sinusoidal input signal and improve the dynamic characteristics of the system. At the same time, it still has strong anti-interference performance. Finally, the effectiveness of this method is verified by experiments.

Key words: Launch vehicle; Electric servo mechanism; Active disturbance rejection control; Extended state observer; Position input differential feed-forward

基金项目:上海市伺服系统工程技术研究中心(15DZ2250400)

作者简介:胡翔宇(1988-),男,硕士,工程师,主要从事运载伺服控制方面的研究。E-mail:hxy880508@126.com

**收稿日期**:2019-07-28;修订日期:2019-10-16

# 0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有功率范围宽、效率高、低 速大扭矩、使用维护方便及静音性等多种优点,在 航空航天等伺服系统领域应用广泛,特别是在新一 代运载火箭中已更多地开始采用 PMSM 作为电动 伺服机构的驱动电机。航天用伺服机构一般为位 置闭环系统,PMSM 作为驱动系统的被控对象,通 常采用电流环、速度环和位置环三环,并在每环加 人相应的控制策略来实现伺服机构的位置闭环控 制。控制策略一般采用传统的 PID 控制算法,而在 输入信号为正弦波且伴随有力矩干扰的情况下,仅 靠 PID 控制策略较难同时满足系统的刚度和跟踪 精度需求。针对 PMSM 的控制难点,目前已经有自 适应控制<sup>[1]</sup>、非线性 PID 控制<sup>[2]</sup>、滑模变结构控 制[3]和模糊神经网络控制[4]等多种先进控制策略应 用于调速系统中。以上方法虽然对外界扰动有抑 制作用,但是都有各自的局限性。滑模变结构控制 的固有抖动问题是实际应用中的难点,自适应控制 和模糊神经网络控制对处理器(Micro Controller Unit,MCU)的性能要求较高,因此均难以运用在运 载火箭的伺服产品上。

近年来,研究人员提出了一种工程应用性较强的非线性控制方法——自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)<sup>[5-9]</sup>,该控制策略通过扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)统一观测系统外部干扰和系统内部参数变化引起的干扰并加以补偿,具有较好的动态和静态特性,目前已经广泛应用于各领域的伺服系统中。在ADRC的基础上,采用非线性误差反馈的方法,如有限时间比例(Finite Time Proportional, FTP)的控制策略,均可以提高伺服系统的刚度,具有较强的抗扰能力<sup>[10-13]</sup>。

关于自抗扰设计的大多数文献主要研究的是 系统的阶跃响应,在实际应用过程中,如果指令是 正弦输入信号,位置反馈对指令的跟随会有较大的 误差。通过对控制理论的分析发现,如果输入信号 是时变的,那么建模时对输入的近似过程将产生误 差,而且产生的误差无法通过 ESO 进行观测和补 偿,导致系统的跟踪误差变大。考虑到微分具有预 测误差变化趋势的作用,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。文献 [14-15]研究了一种改进型的自抗扰控制器,即在速 度环中加入了输入微分前馈环节,而运载火箭用伺 服机构是位置跟随性伺服,速度环加入输入微分前 馈对位置闭环的跟踪精度影响较小。

针对运载火箭伺服机构对抗扰性能和位置跟 踪性能均有较高要求的情况,本文在位置输入为正 弦信号的前提下,比较了系统在FTP+ESO 控制方 式下有无位置输入微分前馈(Proportion Integration Differentiation Feedback, PIDF)的跟踪性能, 同时对系统的动态特性也进行了分析。仿真和实 验结果均表明,在 ADRC 中引入 PIDF 不仅可有效 提高系统对时变输入信号的跟踪精度,还可以提升 系统的动态特性。

### 1 PMSM 的自抗扰控制器设计

#### 1.1 位置环的数学模型

永磁同步电机的机械运动方程为

$$J \frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}t} = \frac{3}{2} p_{\mathrm{n}} \psi_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{q}} - T_{\mathrm{L}} - Bw = K_{\mathrm{t}} i_{\mathrm{q}} - T_{\mathrm{L}} - w$$
$$w = i \cdot \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

式中, *J* 为转动惯量; $\theta$  为机构位置;w 为电机 角速度; $\phi_i$  为永磁磁链; $T_L$  为负载转矩; $i_q$  为交轴电 流; $p_n$  为电机极对数;*B* 为黏滞摩擦系数; $K_i =$ 1.5 $p_n\phi_i$  为转矩常数;i 为减速比。采用 $i_d^* = 0$ 的矢 量控制方式。

#### 1.2 扩张状态观测器设计

位置环采用扩张状态观测器时,其输出的倒数 趋近于无穷大,不满足要求的稳定性条件,因此位 置环不适宜使用扩张状态观测器;电流环加入扩张 状态观测器对系统性能影响较小,因此电流环也不 适宜使用扩张状态观测器。故本文将在速度环中 使用扩张状态观测器。

$$w = \frac{K_{t}i_{q}^{*}}{Jw_{s}} - \frac{K_{t}(i_{q}^{*} - i_{q}) + T_{L} + Bw}{Jw_{s}}$$
(2)  
=  $bi_{q}^{*} + a(t)$ 

式中, w, 为角速度的基准值。令

$$b = K_{\rm t}/(Jw_{\rm s})$$

 $a(t) = \left[K_{t}(i_{q}^{*} - i_{q}) + T_{L} + Bw\right]/(Jw_{s})$ 

选取电机转速 w 作为状态变量 x<sub>1</sub>, 扰动 a(t) 作为扩张状态变量 x<sub>2</sub>, 则状态方程变为

$$\dot{x}_1 = b i_q^* + x_2$$
 (3)

相对应地,简化二阶线性扩张状态观测器为

$$\begin{cases} e_{1} = z_{1} - x_{1} \\ \dot{z}_{1} = bi_{q}^{*} + z_{2} - \beta_{1}e_{1} \\ \dot{z}_{2} = -\beta_{2}e_{1} \end{cases}$$
(4)

由此得到 ESO 的结构框图如图 1 所示。



图 1 ESO 结构框图

Fig. 1 ESO structure block diagram

#### 1.3 误差反馈控制律设计

将跟踪误差定义为
$$\theta_{\rm err} = \theta - \theta_{\rm f}$$
,其状态方程为

$$\theta_{\rm err} = \theta - \theta_{\rm f} \approx -bi_{\rm q}^* - x_2 \tag{5}$$

其中,状态变量 x<sub>2</sub> 需由 z<sub>1</sub> 代替,得到

$$\dot{\theta}_{\rm err} \approx -bi_{\rm q}^* - z_1$$
 (6)

希望跟踪误差按式(7)所示的规律进行衰减

$$\hat{\theta}_{\rm err} = -k \cdot {\rm fal}(\theta_{\rm err}, \alpha, \delta)$$
 (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

$$\operatorname{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^{\alpha} \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \\ e \cdot \delta^{\alpha^{-1}}, & |e| \leqslant \delta \end{cases}$$
(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)和式(7)可得控制量为

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

结合式(7)和式(8)可知,当 $0 < \alpha < 1$ 时,跟踪 误差 $\theta_{err}$ 可以在有限时间内衰减到0,因此称为FTP 控制,形成FTP+ESO的复合控制方式;当 $\alpha = 1$ 时,非线性函数将退化为线性函数,反馈控制律变 为比例控制(P),形成P+ESO的复合控制方式。

# 2 系统的跟踪性能分析

### 2.1 ESO 性能分析

由图 1 可解算出, x1 到 z1 的传递函数为

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

当控制量为恒定值时,即控制量的导数 *s* \* *u*(*s*) = 0 时,得出

$$z_1(s) = \frac{\beta_1 s + \beta_2}{s^2 + \beta_1 s + \beta_2} x_1(s)$$
(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 0 的 ESO 可作为滤波器使用。 由图1还可解算出, x2 到 z2 的传递函数为

$$z_{2}(s) = \frac{\beta_{2}}{s^{2} + \beta_{1}s + \beta_{2}} x_{2}(s)$$
(12)

由式(3)、式(5)、式(9)可得出跟踪误差的状态 方程为

$$\theta_{\rm err} = \dot{\theta} + z_2 - x_2 - k \cdot fal(\theta_{\rm err}, \alpha, \delta)$$
 (13)  
系统的稳态误差为

$$\left|\theta_{\rm err}(\infty)\right| = \left|\frac{\dot{\theta} + z_2 - x_2}{k}\right|^{\frac{1}{a}} \tag{14}$$

#### 2.2 PIDF 对系统的影响

对于输入信号时变的情况,  $d\theta/dt$  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,还和输入角度的变化律 有关。

系统加入 PIDF 后,控制量为

$$i_{q}^{*} = \frac{\dot{\theta} + k \cdot fal(\theta_{err}, \alpha, \delta) - z_{2}}{b}$$
(15)

由式(3)、式(5)和式(15)可得跟踪误差方程为

 $\dot{\theta}_{\text{err}} = z_2 - x_2 - k \cdot \text{fal}(\theta_{\text{err}}, \alpha, \delta)$  (16) 稳态跟踪误差为

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

比较式(14)和式(17)可知,系统加入 PIDF 后 跟踪误差只和 ESO 的观测参数相关,与输入形式无 关,减小了系统的跟踪误差。

考虑电流限幅的影响时,实际控制量为

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

由此可得位置环自抗扰控制器的结构框图如 图 2 所示。



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。



Fig. 3 Structure block diagram of position ADRC system

# 3 仿真分析

为了验证以上设计方法的正确性,首先对电机 与测功机系统的转动惯量进行辨识;然后在频率为 1Hz的正弦输入信号条件下,分别对 FTP+ESO 控 制策略下有无输入微分前馈时的跟踪性能和幅频 特性进行仿真;最后比对仿真结果。

测功机系统通过对电机加载力矩并测量电机 角加速度,利用转动惯量、输出力矩和角加速度三 者之间的关系得到电机的转动惯量,见式(19)

$$J = T_{e}/\alpha \tag{19}$$

其中, J 为转动惯量, T<sub>e</sub> 为加载力矩, α 为角加 速度。

本项目中采用的电机参数如表1所示。

表1 电机参数

Tab. 1The motor para	meters
参数	数值
────────────────────────────────────	2.0
额定电压 $U_{\rm N}/{ m V}$	220
转矩常数 K <sub>t</sub> /[(N・m)/A]	0.91
定子电阻 $R_s/\Omega$	1.25
额定转速 $n_N/(r/min)$	3500
薇定转矩 T <sub>N</sub> /(N・m)	4.0
交轴电感 L <sub>q</sub> /mH	2.9
直轴电感 L <sub>d</sub> /mH	2.9
总转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	2.68×10 <sup>-3</sup>
粘滞摩擦系数 B/[(N・m・s)/rad]	0
极对数 pn	6

实际加载中采用伺服机构的额定负载,即负载 为 4N•m。控制器参数设置为: k=17, $k_{eff}=19.7$ ,  $\delta=0.01$ , $p_0=500$ 。电流环中的 PI 控制器参数设 置为 k<sub>pi</sub>=0.1,k<sub>ii</sub>=500。 仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters

仿真结果如图 4 和图 5 所示。



图 4 FTP+ESO 控制下正弦输入时的动态响应(仿真)

Fig. 4 Dynamic response to sinusoidal input under

FTP+ESO control (Simulation)





通过图 4 可以看出,在 FTP+ESO 控制策略 下,若没有输入微分前馈时,系统有 2°的跟踪误差; 当加入输入微分前馈时,FTP+ESO 的反馈曲线和 信号曲线基本一致。通过图 5 可以看出,当自抗扰 系统加入 PIDF 后,系统幅频和相频的带宽均有一 定程度的提升。

同时,为验证加入 PIDF 算法后系统依然具有 较强的抗干扰能力,对系统的抗干扰性能再次做了 仿真比对。系统在 1s 时刻,加入 1N•m 的恒值干 扰力矩,对比传统 PID 算法和加入 PIDF 后的自抗 扰算法的抗干扰性能,仿真结果如图 6 所示。





Fig. 6 Comparison of disturbance rejection performance of the system (Simulation)

# 4 试验验证

为验证以上的理论分析和仿真结果,本文继续 进行了试验分析。试验平台主要由伺服机构、 dSPACE半实物仿真平台和弹簧杆加载设备组成。 试验中的 PWM 载波频率设置为 10kHz,通过位置 闭环实现 PWM 占空比的实时调节。

系统的硬件结构框图和实验平台分别如图 7 和 图 8 所示。



Fig. 7 System hardware structure block diagram



图 8 实验平台 Fig. 8 Test platform

试验中,算法使用仿真中的各项参数,跟踪性能验证时,采用5°、1Hz的正弦位置输入信号;幅频性能验证时,采用幅值为0.5°、0.1~10Hz各频率点扫频。

为验证 FTP+ESO 控制器作用下系统的跟踪 时变输入信号的性能,对跟踪给定正弦角度输入的 实验结果进行了对比。先使电机在无输入微分前 馈的控制方式下跟踪正弦给定,待 PMSM 运行稳定 后,通过切换控制模式使电机运行在有输入微分前 馈的控制方式下。由图 9 可以看出,FTP+ESO 控 制下没有加入 PIDF 时有 2°的跟踪误差,加入 PIDF 时的系统跟踪误差仅为 0.08°。



Fig. 9 Dynamic response to sinusoidal input under FTP+ESO control (Test)

表 3 所示为对比自抗扰控制有无加入 PIDF 策略时各频率点(0.1~10Hz)扫频的幅值和相位的数值。从表 3 可以看出,自抗扰控制加入 PIDF 策略后系统的动态特性有较大程度的提高。

频率/Hz -	ESO		PIDF-	PIDF+ESO	
	幅值/dB	相位/(°)	幅值/dB	相位/(°)	
0.159	-0.03	-1.2	-0.01	-0.9	
0.318	-0.05	-2.3	-0.02	-1.7	
0.637	-0.05	-4.2	-0.03	-2.8	
1	-0.07	-6.7	-0.03	-4.8	
1.592	-0.09	-8.4	-0.05	-7.1	
1.91	-0.13	-12.7	0.05	-8.6	
2.387	-0.20	-15.6	-0.06	-10.5	
3.183	-0.31	-19.5	-0.13	-13.4	
4.775	-0.69	-28.8	-0.28	-19.7	
6.366	-1.24	-39.6	-0.47	-27.6	
7.958	-1.88	-46.7	-0.73	-34.2	
9.55	-2.56	-58.4	-1.35	-43.6	

表 3 动态特性数据(试验)

Tab. 3 Dynamic characteristic data (Test)

由试验结果可以看出,引入输入微分前馈可以 有效提高对时变位置信号的跟踪精度和系统的动 态特性。

#### 5 结论

利用 FTP 控制和扩展状态观测器以及位置输 入微分前馈相结合的自抗扰控制策略,对运载火箭 电动伺服机构用永磁同步电机的位置跟踪性能和 动态特性进行了研究。针对正弦位置输入信号的 情况,通过加入位置输入微分前馈环节,消除了建 模误差,有效降低了伺服机构对正弦位置信号的跟 踪误差,并提升了系统的动态特性,同时系统仍然 具有较好的抗干扰性能。严格的理论分析表明,该 方法可以提高伺服系统的跟踪性能。最后通过仿 真和实验结果比较验证了该方法的有效性。

#### 参考文献

[1] 蒋学程,何栋炜,郑忠楷.永磁同步电机 TLS 自适应内模速度控制[J].控制工程,2015,9(5):981-985.

Jiang Xuecheng, He Dongwei, Zheng Zhongkai. TLS adaptive internal model control for speed loop of PMSM[J]. Control Engineering of China, 2015, 9 (5): 981-985(in Chinese).

 [2] 任思岩,郝艳鹏,张晨曦,等基于分段 PID 方法的 非线性负载电机的转速控制[J].电子工业专用设 备,2017,6(3):63-65.

Ren Siyan, Hao Yanpeng, Zhang Chenxi, et al. A

segmentation PID control-method of motor speed for solving nonlinear load system[J]. Equipment for Electronic Products Manufacturing, 2017, 6(3): 63-65 (in Chinese).

[3] 苏伟杰,张军,张波,等. 永磁同步电动舵机系统滑 模变结构控制器设计[J]. 上海航天,2018(3):101-107.

Su Weijie, Zhang Jun, Zhang Bo, et al. Sliding mode variable structure controller design for permanent magnet synchronous electric steering system [J]. Aerospace Shanghai, 2018(3): 101-107(in Chinese).

- [4] 侯伟,李峰,王绍彬.无刷直流电机的模糊神经网络 控制设计[J].测控技术,2017(8):74-77.
  Hou Wei, Li Feng, Wang Shaobin. Design of BLDCM control system based on fuzzy neural networks[J]. Measurement & Control Technology, 2017(8):74-77 (in Chinese).
- [5] 闫峰,夏斌,程燃.基于自抗扰控制的永磁同步电机 速度跟踪控制[J].组合机床与自动化加工技术,2018
   (8):134-136.

Yan Feng, Xia Bin, Cheng Ran. Speed tracking control of permanent magnet synchronous motor based on active disturbance rejiction control[J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2018(8): 134-136(in Chinese).

[6] 吴嘉欣,朱保鹏,张懿,等.基于扩张状态观测器的 永磁同步电机自抗扰无源控制[J].电机与控制应用, 2018,45(5);8-13.

> Wu Jiaxin, Zhu Baopeng, Zhang Yi, et al. Active disturbances rejection and passive control of PMSM based on extended state observer [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(5): 8-13 (in Chinese).

[7] 周凯,孙彦成,王旭东,等.永磁同步电机的自抗扰 控制调速策略[J].电机与控制学报,2018,22(2): 58-63.

> Zhou Kai, Sun Yancheng, Wang Xudong, et al. Active disturbance rejection control of PMSM speed control system[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(2): 58-63(in Chinese).

- [8] 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(8):57-65.
   Xue Wei, Lu Yali. Fuzzy active-disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor speed regulation[J]. Electric Machines & Control Application, 2013(8):57-65(in Chinese).
- [9] 周涛. 永磁同步电机调速系统的自抗扰控制[J]. 光 学精密工程, 2016, 24(3): 582-589.

Zhou Tao. Active disturbance rejection control of speed governing system for PMSM[J]. Optics and Precision Engineering, 2016, 24(3): 582-589(in Chinese).

- [10] Li S H, Xia C J, Zhou X. Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system[J]. Mechatronics, 2012, 22 (6): 706-714.
- [11] 李世华.非光滑控制理论与应用[M].北京:科学出版社,2013.
  Li Shihua. Nonsmooth control theory and application [M]. Beijing: Science Press, 2013(in Chinese).
- [12] Li S H, Liu H X, Ding S H. 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.
- [13] 祁世民,楚远征,王永. 永磁同步电机自抗扰控制系
   统设计与仿真[J]. 信息与控制,2017,7(2):111-115.

Qi Shimin, Chu Yuanzheng, Wang Yong. Design and

simulation of the ADRC system of a permanent magnet synchronous motor[J]. Information and Control, 2017, 7(2): 111-115(in Chinese).

[14] 左月飞,张捷,刘闯,等.针对时变输入的永磁同步
 电机改进型自抗扰控制器[J].电工技术学报,2017
 (2):161-170.

Zuo Yuefei, Zhang Jie, Liu Chuang, et al. A modified adaptive disturbance rejection controller for permanent magnetic synchronous motor speed-regulation system with time-varying input[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017(2): 161-170(in Chinese).

[15] 崔业兵,薛靓,郑佳伟.电动伺服机构永磁同步电机 的自抗扰控制[J].导航定位与授时,2018,5(6): 91-98.

> Cui Yebing, Xue Liang, Zheng Jiawei. Active disturbance rejection controller of PMSM for electro-mechanical actuator[J]. Navigation Positioning & Timing, 2018, 5(6):91-98(in Chinese).