

doi: 10.7690/bgzdh.2024.06.002

# 光电经纬仪自抗扰控制方法

修大朋

(中国人民解放军 92941 部队 44 分队, 辽宁 葫芦岛 125000)

**摘要:** 为提升光电经纬仪在跟踪时的响应速度和抗干扰能力, 提出一种基于观测器的自抗扰控制 (active disturbance rejection control, ADRC) 方法。对所有已知或未知的影响直流电机工作的干扰输入进行在线估计, 并通过适当的反馈控制法来补偿这些干扰; 通过选取合适的观测器和控制器带宽参数, 来实现良好的抗扰控制效果。仿真结果表明: 基于观测器的自抗扰控制方法能有效地提高直流电机对外部干扰和内部未知参数变化的鲁棒性, 具有工程应用前景。

**关键词:** 光电经纬仪; 直流电机; 自抗扰控制; 线性扩张状态观测器; 伺服控制

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** A

## Auto-disturbance-rejection Control Method for Photoelectric Theodolite

Xiu Dapeng

(No. 44 Team, No. 92941 Unit of PLA, Huludao 125000, China)

**Abstract:** An observer-based active disturbance rejection control (ADRC) method is proposed to improve the response speed and anti-interference ability of photoelectric theodolite in tracking. All the known or unknown disturbances affecting the operation of the DC motor are estimated online, and these disturbances are compensated by appropriate feedback control methods. By selecting the appropriate observer and controller bandwidth parameters, a good anti-disturbance control effect is achieved. The simulation results show that the observer-based active disturbance rejection control method can effectively improve the robustness of the DC motor against external disturbances and internal unknown parameter changes, and has engineering application prospects.

**Keywords:** photoelectric theodolite; DC motor; active disturbance rejection control; linear extended state observer; servo control

## 0 引言

作为光电探测与对抗的主要载体, 光电经纬仪承担着对飞行器空中目标以及卫星空间目标实时跟踪测量的任务<sup>[1]</sup>。随着飞行器技术的发展, 被测目标速度和加速度不断提升, 随之对经纬仪的伺服系统提出了更高的要求, 即更好的动态响应特性和更高的抗扰性能。

直流电机是光电经纬仪最常见的执行元件, 工程上大多采用 PID 控制来调节其转速<sup>[2]</sup>。由于直流电机存在的摩擦力矩、未建模动态等因素使系统呈现非线性特性, PID 控制方法难以满足控制精度和快速响应速度的要求, 并且直流电机所受外部干扰无法得到补偿, 导致系统抗扰性能差<sup>[3]</sup>。在使用基于模型的控制技术对直流电机进行运动控制方面, 研究人员已经付出了相当大的努力; 但是, 这些方法在消除外部干扰和提高其对参数不确定性的鲁棒性方面并不高效<sup>[4]</sup>。文献[5]利用线性模型预测控制来调节直流电机的速度, 但系统的稳定性和对参数

变化的响应并没有被描绘出来。文献[6]中直流电机的速度是通过一个基于 IMC 的 PI 类控制器来调整的。这种方法降低了积分绝对误差 (integral absolute error, IAE), 但使系统容易发生振荡, 从而导致不稳定。

针对上述直流电机存在的问题, 文献[7]设计了一种连续滑模控制算法, 对系统参数不确定性和系统干扰具有良好的鲁棒性, 能够有效地解决经典滑模控制中抖振的缺点, 使系统具有较小的误差。为了精确补偿系统所受干扰, 文献[8]引入一种能够实时准确测定扰动项扰动观测器, 结合自适应控制智能优化自身参数的特点和鲁棒控制的稳定性特点, 提出了一种自适应鲁棒控制方法。文献[9]利用粒子群优化算法对观测器的参数进行优化, 提升扰动观测精度。

基于上述分析, 笔者提出一种自抗扰控制 (ADRC) 方法。该方法不依赖于精确的电机模型, 相反, 它通过主动控制技术来估计和补偿影响直流

收稿日期: 2024-02-20; 修回日期: 2024-03-25

第一作者: 修大朋 (1980—), 男, 山东人。

电机工作的干扰和不确定性,同时保留了 PID 控制的调参简单性和误差驱动框架<sup>[10]</sup>。该控制器将时变的直流电机模型扩展出了一个新的状态变量,该状态变量是系统建模描述中未注意到的所有未知动态和干扰的总和,这在很大程度上间接简化了模型。扩张状态观测器 (extended state observer, ESO) 和状态反馈控制律被引入,对广义总扰动进行观测和补偿,进而实现抗扰控制。通常情况下,ESO 使用非线性观测器增益,然而,为简化控制器参数调节过程,笔者使用线性增益,并按照文献[11]中的参数化,使观测器带宽成为唯一的待调参数。设计好观测器后,通过使其参数成为闭环带宽的函数,可以对控制器调参过程做进一步简化<sup>[12]</sup>。该抗扰控制方法预示着向现代控制的重要过渡,并逐渐取代了广泛存在的经典 PID 控制和基于模型的控制方案<sup>[13]</sup>。

### 1 建模与控制

文献[1-2,14]对光电经纬仪驱动元件——直流电机的动态模型进行了详细介绍,电机转速  $\omega$  (输出  $y$ ) 和电枢电压、负载转矩  $T_d$  之间的传递函数为:

$$\omega(s) = G_m V_a + G_d T_d \quad (1)$$

式中:  $G_m$  为电机转速  $\omega$  和电枢电压  $V_a$  之间的动态关系;  $G_d$  为电机转速  $\omega$  和负载转矩  $T_d$  之间的动态关系。假设作用于直流电机的负载转矩采取标量值,因此式(1)可以被改写为式(2)中的二阶动态关系:

$$\omega(s) = b(V_a - T_d) / (s^2 + a_1 s + a_0) \quad (2)$$

可以看出直流电机为一个线性时不变的二阶系统:

$$\ddot{y} = -a_1 \dot{y} - a_0 y + b u \quad (3)$$

式中  $a_0$  和  $a_1$  未知。令  $h = a_1 \dot{y} - a_0 y$ , 直流电机可描述为:

$$\dot{y} = h(y, u, d) + b u \quad (4)$$

式中:  $b$  为控制增益;  $y$  为输出;  $u$  为控制输入;  $h$  为由未知的内部动力学和外部干扰组成广义扰动。令  $z_1 = y$ ,  $z_2 = \dot{y}$ , 构建一个扩张状态变量  $z_3$  来表示到直流电机的广义干扰,即  $z_3 = h$ , 假设  $h$  可导,可得:

$$\dot{z} = A z + B u + E \dot{h}; \quad (5)$$

$$y = C x \quad (6)$$

式中:  $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ ,

$$C = [1 \ 0 \ 0], \quad z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T。$$

为该模型设计了线性扩张状态观测器 (linear extended state observer, LESO), 其结构如下:

$$\dot{z} = A z + B u + L(y - \hat{y}); \quad (7)$$

$$\hat{y} = C z \quad (8)$$

观测器增益向量  $L$  的选取要使 ESO 的所有极点都位于  $\omega_o$  处,即将 ESO 的所有极点放于同一位置。这是用从输出  $y$  到控制信号  $u$  的传递函数得出的。因此:

$$\lambda = (s + \omega_o)^3 = s^3 + \beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3 \quad (9)$$

式中  $\left. \begin{matrix} \beta_1 = 3\omega_o \\ \beta_2 = 3\omega_o^2 \\ \beta_3 = \omega_o^3 \end{matrix} \right\}$ 。状态观测器增益向量为:

$$L = [3\omega_o \ 3\omega_o^2 \ \omega_o^3]^T \quad (10)$$

如果观测器为理想状态,则  $z_1, z_2, z_3$  分别无差跟踪  $y, \dot{y}$  和  $h$ 。该观测器的设计使得观测误差  $e = A - LC$  随着时间的推移是渐进稳定的,其导数  $\dot{e} = (A - LC)e$  是 Hurwitz 的。ADRC 控制器的状态反馈律利用广义扰动的估计值  $z_3$  和状态估计量  $z_1, z_2$  以及参考信号  $r$  来抑制扰动,这种关系是由一个通过状态反馈得出的 PD 控制器给出的<sup>[15]</sup>:

$$u = K[(r - z_1), (\dot{r} - z_2), -z_3] = (k_p(r - z_1) + k_d(\dot{r} - z_2) - z_3) / b; \quad (11)$$

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \quad (12)$$

式中:  $\dot{r}$  为参考信号  $r$  的导数; 控制律增益  $K$  由下式给出:

$$K = [k_p, k_d, 1] / b \quad (13)$$

状态反馈控制律增益  $K$  的选择要使所有的闭环极点都位于  $\omega_c$ , 令  $k_p = \omega_c^2$ ,  $k_d = 2\omega_c$ <sup>[16]</sup>, 将式(12)代入式(11)可得:

$$u = (-z_3 + u_0) / b \quad (14)$$

直流电机模型可以简化为一个双积分串联结构:

$$\ddot{y} = u_0 \quad (15)$$

因此, ADRC 控制器只有 2 个参数需要调整: LESO 的观测器增益以及控制器增益  $K$ 。

该控制器的主要调整参数是控制器带宽  $\omega_c$  和观测器带宽  $\omega_o$ 。 $\omega_o$  决定了观测器的跟踪速度:  $\omega_o$  越大,观测器估计精度越高,抗干扰能力越强,瞬

态响应速度加快，但  $\omega_o$  过大会引入高频噪声，使得系统不稳定。 $\omega_o$  参数的选取应该考虑估计性能和噪声容许量。 $\omega_c$  决定了控制器的响应速度： $\omega_c$  越大，系统响应速度越快，但  $\omega_c$  过大会导致系统超调甚至不稳定。同时， $\omega_c$  过大会引入更多噪声，所以满足控制性能时，应选择较小的  $\omega_c$ 。二者取值越合适，抗扰性越强，跟踪性能越好<sup>[15]</sup>。此外，补偿因子  $b$  表示被控对象的特性： $b$  越大，系统响应速度越慢，抗干扰能力越弱。应选择合适大小的  $b$  使系统保持稳定。

ADRC 控制器具体参数整定步骤如下：

- 1) 根据系统自身特性确定系统的调节时间  $t_s$  的范围，将控制器带宽设置为  $\omega_c=10/t_s$ ；
- 2) 依据文献[17]中的整定方法，初步选取控制器带宽和观测器带宽为  $\omega_o=4\omega_c$ ；
- 3) 基于 1) 中给定的  $t_s$  范围与 2) 中  $\omega_o$  与  $\omega_c$  的关系可以确定几组基础数据，从  $\omega_c$  较小的一组数据开始对补偿因子  $b$  进行整定， $b$  从小到大线性选取；
- 4) 当系统进入稳态后，若当前的控制器参数可以满足需求则参数整定完毕，否则将当前  $b$  确定为  $b$  的上限，选取较大的  $\omega_c$  继续整定  $b$ ， $b$  从大到小选取直至系统趋于稳定，若当前的系统响应速度仍不满足要求，则继续循环步骤 4)，直至系统符合要求。

基于观测器的 ADRC 控制结构如图 1 所示。

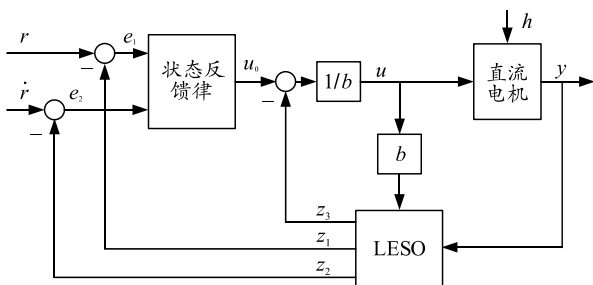


图 1 ADRC 控制结构

## 2 仿真验证

以光电经纬仪伺服直流电机控制为例，二阶直流电机模型为：

$$\ddot{y} = -7.6\dot{y} - 97.39y + 142.94u - T_d \quad (16)$$

式中： $T_d$  为直流电机负载转矩干扰；基于观测器的 ADRC 控制器参数为  $\omega_o=4 \text{ rad/s}$ ， $\omega_c=50 \text{ rad/s}$ ；电机的参考速度  $\omega_{ref}=1\ 200 \text{ r/min}$ 。如图 2 所示，将笔者所提基于观测器的 ADRC 控制器的伺服性能与 PID 控制进行了比较。从响应结果可以看出，PID 控制下的直流电机超调量大，调节时间长，响应速度慢。

与 PID 相比，基于观测器的 ADRC 控制器无超调，动态响应速度快。

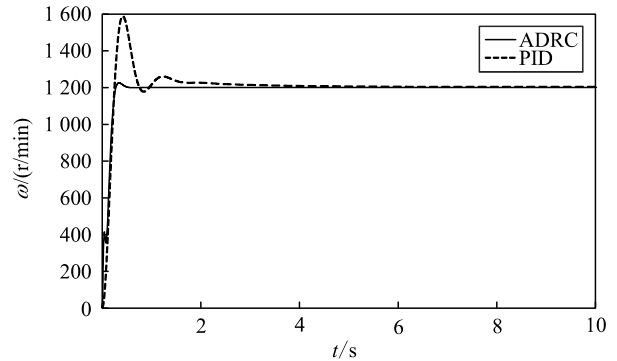


图 2 直流电机阶跃响应曲线

在 5 s 时对直流电机加入负载转矩  $T_d=40 \text{ N}\cdot\text{m}$  干扰，电机速度响应曲线如图 3 所示。可以看出，在扰动注入后，PID 控制器产生较大误差，而基于观测器的 ADRC 控制器几乎不受影响，抗扰性更强。

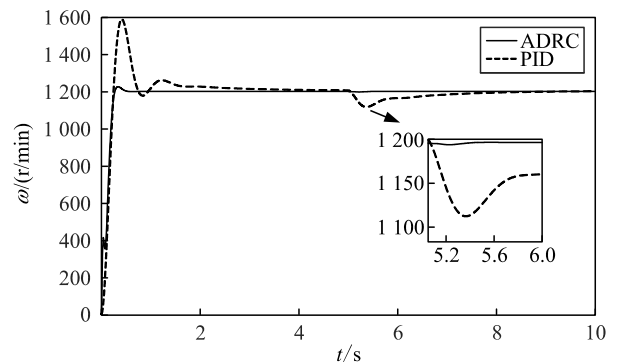


图 3 直流电机抗扰测试响应曲线

笔者所设计基于观测器的 ADRC 控制器的鲁棒性利用部分动力单元失效模拟驱动故障来验证。设定电机的参考速度  $\omega_{ref}=1\ 200 \text{ r/min}$ ，在 5 s 时电机 20% 动力失效 (loss of effectiveness, LOE)。仿真结果如图 4 所示。

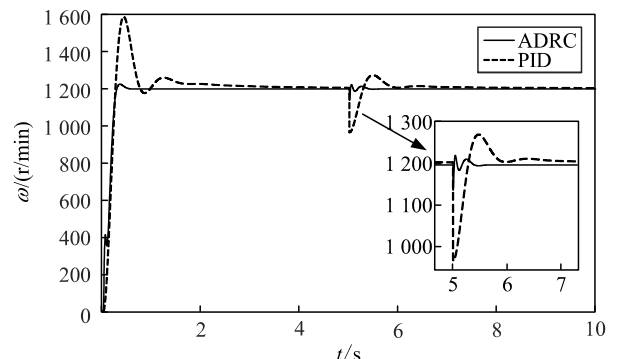


图 4 直流电机鲁棒性测试响应曲线

从上图中可以看出，在动力单元 LOE 时，PID 控制器会产生较大速度波动，而基于观测器的 ADRC 控制器在微小波动后很快恢复稳定。仿真结

果表明：所设计的基于观测器的 ADRC 控制器鲁棒性强，直流电机在其作用下能够以高性能工作，保证了光电经纬仪对响应速度和抗扰性的要求。除此之外在仿真过程中发现，当电机 40%LOE 及以上时，转速曲线发散。此时，仅通过 LESO 和状态误差反馈律对扰动进行观测和补偿已经无法实现系统镇定，在此基础上可以考虑通过引入自适应方案进一步提高系统鲁棒性，这也是今后研究重点。

为了验证所提出算法对被控对象模型参数摄动的抗扰性，设定电机的参考速度  $\omega_{ref}=1\ 200\ \text{r/min}$ ，在 5 s 时电机将直流电机模型变更为：

$$\ddot{y} = -7.3\dot{y} - 97.39y + 137.5u - T_d. \quad (17)$$

仿真结果如图 5 所示，可以看出，在电机模型参数发生摄动后，基于 PID 控制器的电机速度会产生较强波动，经过一段时间才能恢复，在实际应用中是不能接受的，容易造成经纬仪所跟踪的目标丢失、转台飞车等严重后果。而基于观测器的 ADRC 控制器在转速突变后迅速恢复稳定，有效地提升了系统工作过程中面对未知参数摄动的适应性和鲁棒性，针对电机参数不精确的抗扰性强。

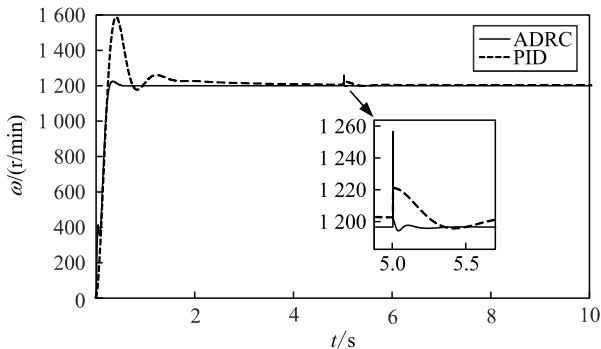


图 5 直流电机模型参数摄动测试响应曲线

### 3 结论

为提升光电经纬仪在跟踪时的响应速度和抗干扰能力，提出一种基于观测器的自抗扰控制方法。设计了线性扩张状态观测器和状态误差反馈控制律来对所有已知或未知的影响直流电机工作的干扰输入进行观测和补偿。仿真结果表明：基于观测器的自抗扰控制器工作无超调，动态响应速度快，大大提升了直流电机的稳定性和抗扰性，同时对系统部分动力失效故障有较强的鲁棒性。

### 参考文献：

[1] 孙航, 韩红霞, 曹立华, 等. 大型光电经纬仪速度环 PID 参数模糊自整定研究[J]. 仪器仪表学报, 2013,

- 34(10): 2388-2394.
- [2] 曹立华, 李洪文. 基于状态空间平均法的伺服控制系统设计与仿真[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(z6): 1957-1962.
- [3] 张帆, 张向文. 基于改进广义预测控制算法的无刷直流电机控制仿真[J]. 信息与控制, 2017, 46(3): 350-357.
- [4] OKORO I, ENWEREM C. Model-based Speed Control of a DC Motor Using a Combined Control Scheme[C]//2019 IEEE PES/IASPowerAfrica. IEEE, 2019.
- [5] JIBRIL M. Comparison of DC motor speed control performance using fuzzy logic and model predictive control method[J]. International Research Journal of Modernization in Engineering Technology and Science, 2020, 2(4): 237-246.
- [6] MANI G. Implementation of ACO Tuned Modified PI-like Position and Speed Control of DC Motor: An Application to Electric Vehicle[J]. Advances in Intelligent Systems and Computing, 2020, 1048: 629-645.
- [7] 张高生, 韩崇伟, 张志鹏, 等. 火炮随动系统连续滑模控制算法[J]. 兵工自动化, 2022, 41(12): 91-94.
- [8] 吴斌, 童仲志, 巩晋, 等. 基于扰动观测器的炮控系统自适应鲁棒控制[J]. 兵工自动化, 2022, 41(12): 5-8.
- [9] 羊书毅, 高强, 吴斌, 等. 基于粒子群优化的某车载火箭炮自抗扰控制[J]. 兵工自动化, 2022, 41(12): 69-73.
- [10] HAN J. From PID to Active Disturbance Rejection Control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(3): 900-906.
- [11] GAO Z. Active disturbance rejection control: a paradigm shift in feedback control system design[C]//American Control Conference. IEEE, 2006.
- [12] OKORO I. Active Disturbance Rejection Control of a DC Motor[J]. World Journal of Innovative Research, 2020, 9(1): 1-5.
- [13] GERNOT H. A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) as a Control Tool for Practitioners[J]. Electronics, 2013, 2(4): 246-279.
- [14] 陈健, 王伟国, 张振东, 等. 基于 DSP+FPGA 的直流伺服系统电流环[J]. 化工自动化及仪表, 2016, 43(2): 181-186.
- [15] ZHANG B, TAN W, LI J. Tuning of linear active disturbance rejection controller with robustness specification[J]. ISA Transactions, 2019, 85: 237-249.
- [16] SADIQ A A, BAKARE G A, ANENE E C, et al. A Fuzzy-Based Speed Control of Direct Current Motor Using Combined Armature Voltage and Field Current[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2013, 46(20): 387-392.
- [17] 梁青, 王传榜, 潘全文, 等. 线性自抗扰控制参数 b0 辨识及参数整定规律[J]. 控制与决策, 2015, 30(9): 1691-1695.