

音圈电机离散自抗扰控制算法的研究

高博文, 陈光胜

上海理工大学机械工程学院, 上海

收稿日期: 2025年3月23日; 录用日期: 2025年4月16日; 发布日期: 2025年4月24日

摘要

本文针对三维激光扫描动态聚焦系统中音圈电机高精度运动控制的需求, 以音圈电机为研究对象, 提出一种基于降阶线性扩张状态观测器(RLESO)的离散自抗扰控制(DADRC)算法。文中首先对音圈电机的结构和驱动原理进行了分析, 并推导了数学模型。其次根据自抗扰控制(ADRC)算法, 设计了RLESO, 在保证扰动观测能力的同时降低了计算复杂度。然后结合比例-微分(PD)控制策略与前向欧拉离散化方法, 使控制算法高效易行。最后通过在Matlab/Simulink仿真平台进行实验, 表明该算法在阶跃响应与位置跟踪中表现出优越的动态性能与抗干扰能力, 具有较强的鲁棒性, 为音圈电机伺服系统运动控制提供了新方法。

关键词

音圈电机, 降阶线性扩张状态观测器, 离散自抗扰控制

Research on Discrete Active Disturbance Rejection Control Algorithm of Voice Coil Motor

Bowen Gao, Guangsheng Chen

School of Mechanical Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Mar. 23rd, 2025; accepted: Apr. 16th, 2025; published: Apr. 24th, 2025

Abstract

Aiming at the demand of high precision motion control of voice coil motor in 3D laser scanning dynamic focusing system, a discrete active disturbance rejection control (DADRC) algorithm based on reduced order linear extended State Observer (RLESO) is proposed in this paper. Firstly, the structure and driving principle of the voice coil motor are analyzed, and the mathematical model is

derived. Secondly, RLESO is designed according to the ADRC algorithm, which can ensure the ability of disturbance observation and reduce the computational complexity. Then the proportional differentiation (PD) control strategy and the forward Euler discretization method are combined to make the control algorithm efficient and easy. Finally, experiments on Matlab/Simulink simulation platform show that the algorithm has superior dynamic performance and anti-interference ability in step response and position tracking, and has strong robustness, which provides a new method for motion control of voice coil motor servo system.

Keywords

Voice Coil Motor, RLESO, DADRC Control

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

随着激光加工技术的快速发展,高精度、高效率的加工需求日益增加。在复杂曲面的加工时,其中一项关键技术在于三维扫描动态聚焦控制。而音圈电机(Voice Coil Motor, VCM)作为一种直接驱动装置,具有体积小、重量轻和响应快速等优点[1],被广泛应用于激光加工中的动态聚焦系统。因此,音圈电机控制效果的好坏,会直接影响工件加工的品质。所以研究音圈电机的高性能控制方法具有重要的理论和实际意义。

近年来,国内外学者对音圈电机的控制方法进行了广泛且深入的研究,如PID控制、自适应控制、模糊控制、自抗扰控制和滑模控制等,还有其相互组合的控制策略。汪文韬等人[2]采用传统的PID三环控制方法,对PID参数进行了分析和推导,通过实验验证了其控制性能,但传统PID控制在面对被控系统存在内部和外部扰动非线性扰动时,其控制性能难以满足高精度的加工需求。蔡玉生等人[3]在传统PID控制的基础上,设计了模糊自适应算法实时修正PID的参数,提高了控制精度,然而,此方法的控制精度依赖于工程人员的控制经验,有很大局限性。游肖洋等人[4]根据滑模控制理论,提出了基于新型趋近律的控制器,同时使用干扰补偿器补偿外部扰动,实验结果表明该方法具有较强鲁棒性,但该控制器参数较多,整定较为复杂,需依靠工程经验。

针对上述问题,如何设计一种既能保证控制精度,又能降低计算复杂度便于硬件实施,是本研究的目标。本研究基于自抗扰控制理论,提出一种基于降阶线性扩张状态观测器(RLESO)的离散自抗扰控制(DADRC)算法。

2. 音圈电机的数学模型

2.1. 音圈电机的结构形式与驱动原理

音圈电机是一种特殊的直驱电机,主要结构由铁芯、永磁体、运动机构和线圈四部分组成,其结构示意图如图1所示。在磁场中,运动机构,缠绕的线圈通电时会受到力的作用,通过控制线圈上电流的大小和方向,就可控制运动机构的响应速度和运动方向。

2.2. 音圈电机的状态空间表达式

基于音圈电机的驱动原理,由基尔霍夫电压定律,可得电学公式

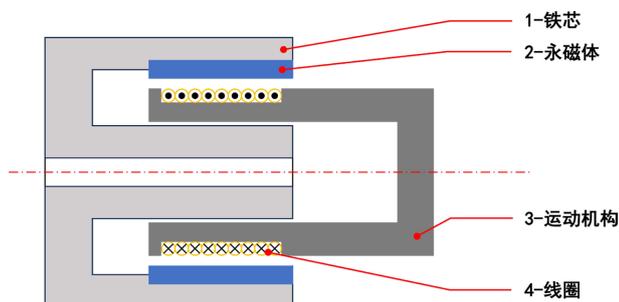


Figure 1. Schematic diagram of voice coil motor
图 1. 音圈电机的结构示意图

$$u = iR + L \frac{di}{dt} + E \quad (1)$$

$$E = K_e \frac{dx}{dt} = K_e \dot{x} \quad (2)$$

式(1)中: u 为音圈电机的驱动电压, R 、 L 和 i 分别为线圈绕组上的总电阻、电感和电流, E 为线圈在磁场中切割磁感线运动所产生的反电动势。式(2)中: K_e 为反电动势常数, x 为运动机构的位移, \dot{x} 为运动机构的速度。

由牛顿第二定律, 可得音圈电机的运动机构所受力的平衡方程为

$$F - K_c \dot{x} = m \frac{d^2x}{dt^2} = m\ddot{x} \quad (3)$$

$$F = K_i i \quad (4)$$

式(3)中: F 是通电后产生的安培力, K_c 是阻尼系数, m 是运动机构的质量, \ddot{x} 是运动机构的加速度。式(4)中: K_i 是力的常数。

将式(1)~式(4)联立, 可以得到音圈电机伺服系统的微分方程为

$$u = \frac{1}{K_i} [Lm\ddot{x} + (Rm + LK_c)\dot{x} + (RK_c + K_e K_i)x] \quad (5)$$

式中: 由于线圈的电感 L 值很小, $L \ll R$, 可以忽略不计; 由于音圈电机为往复直线运动, 所以反电动势系数 K_e 难以测量; 而且实际得到的模型参数也存在误差, 还有一些未知的扰动等。这里, 可以依据自抗扰的控制原理[5], 将以上这些都视为扰动, 它们的和为总扰动, 用扩张状态观测器观测得到, 而且本研究对象的工况环境良好, 所以总扰动有界, 式(5)可化简为

$$\ddot{y} = a\dot{y} + bu + f \quad (6)$$

式中: $y = x$, $a = -\frac{K_c}{m}$, $b = \frac{K_i}{Rm}$, f 为总扰动。

令 $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, 则音圈电机伺服系统的状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu + Cf \\ y = DX \end{cases} \quad (7)$$

式中: $X = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$, $A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{pmatrix}$, $B = \begin{pmatrix} 0 \\ b \end{pmatrix}$, $C = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$, $D = (1 \ 0)$ 。

3. 离散自抗扰控制器的设计

自抗扰控制算法是通过实时在线估计和补偿系统内外扰动从而提高系统性能。它的优点是不需要被控系统的精确模型, 但可以利用已知的相关参数加入到观测器的设计当中, 减小观测器的运算的负担。设计好后, 观测器和控制器都可以通过极点配置的方法整定控制参数, 大大简化了调参难度。

3.1. 降阶线性扩张状态观测器(RLESO)的设计

在式(7)中 f 是一个广义上不可测量的扰动量, 但可以通过扩张状态观测器, 利用被控系统的输入量与输出量观测得到。在这里将广义扰动视为一个状态变量 $x_3 = f(t)$, 则式(7)转化为连续的扩张状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu + Cf \\ y = DX \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{式中: } X = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & a & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 0 \\ b \\ 0 \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, D = (1 \ 0 \ 0)。$$

在韩京清[5]提出的自抗扰控制算法中, 使用了非线性函数对扰动进行观测, 但是这会导致在硬件实施时遇到困难。为解决此问题, 高志强[6]提出了线性扩张状态观测器, 使得观测器的设计、参数整定和硬件实施变得简单、高效。根据此方法, 将式(8)转化为

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = CZ \end{cases} \quad (9)$$

式中: Z 为 X 的观测向量, \hat{y} 为 y 的观测值, 观测矩阵 $L = (l_1 \ l_2 \ l_3)^T$ 。由于 f 未知, 且可以通过线性校正项估计得到, 因而在上式中省略[7]。

在实际工作中, 音圈电机的位置信息可以通过传感器精确得到, 因此可以认为位置估计值等于实际测量值, 即 $\hat{y} = y$ 。那么, 可以通过设置中间变量将扩张观测器降阶[8], 得到降阶线性扩张观测器 RLESO, 由式(9)可得

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = a z_2 + b u + z_3 - l_1 z_2 \\ \dot{\xi}_2 = -l_2 z_2 \\ z_2 = \xi_1 + l_1 y \\ z_3 = \xi_2 + l_2 y \end{cases} \quad (10)$$

式中: ξ_1, ξ_2 为中间变量。为方便降阶观测器的参数整定, 将式(10)整理得

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \end{bmatrix} = A_\xi \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} + B_\xi \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\text{式中: } A_\xi = \begin{bmatrix} a-l_1 & 1 \\ -l_2 & 0 \end{bmatrix}, B_\xi = \begin{bmatrix} b & a l_1 + l_2 - l_1^2 \\ 0 & -l_1^2 \end{bmatrix}。$$

观测器的动态特性取决于矩阵 A_ξ 的特征值。则特征方程表达式为

$$|A_\xi - \lambda I| = \begin{vmatrix} a-l_1-\lambda & 1 \\ -l_2 & -\lambda \end{vmatrix} = \lambda^2 + (l_1-a)\lambda + l_2 \quad (12)$$

利用极点配置法, 将特征值配置到极坐标的负半平面, 大小与观测器带宽相等, 则求解特征值如下

$$(\lambda + \omega_o)^2 = \lambda^2 + (l_1 - a)\lambda + l_2 = 0 \quad (13)$$

式中 ω_o 为观测器的带宽。计算可得 $l_1 = 2\omega_o + a, l_2 = \omega_o^2$ ，则降阶线性状态观测器设计完成。

3.2. 比例微分(PD)控制器设计

通过 RLESO 已经可以得到速度和总扰动的估计值，利用这些参数，所设计的控制器的表达式如下

$$u = \frac{u_0 - a\dot{y} - f}{b} \quad (14)$$

式中： u_0 为中间控制量。如果观测器的观测效果很好，即 $z_2 \approx \dot{y}, z_3 \approx f$ ，带入式(6)中可得

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

由式(15)可见，被控对象变简化为一个二重积分，对于二重积分采用比例 - 微分(PD)控制，可以减少超调和震荡，增强系统稳定性。则 PD 控制器表达式如下

$$u_0 = k_p (y_{ref} - y) - k_d \dot{y} \quad (16)$$

式中： k_p 为比例系数， k_d 为微分系数， y_{ref} 为参考输入量。

由式(15)和式(16)，可得 PD 控制下的传递函数为

$$G(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (17)$$

式(17)为典型二阶系统，使用带宽法对比例微分系数进行整定。令其阻尼比为 1，可得 $k_p = \omega_n^2, k_d = 2\omega_n$ ，其中 ω_n 为控制器带宽，至此控制器设计完成。则音圈电机伺服系统的自抗扰控制结构示意图如图 2 所示。

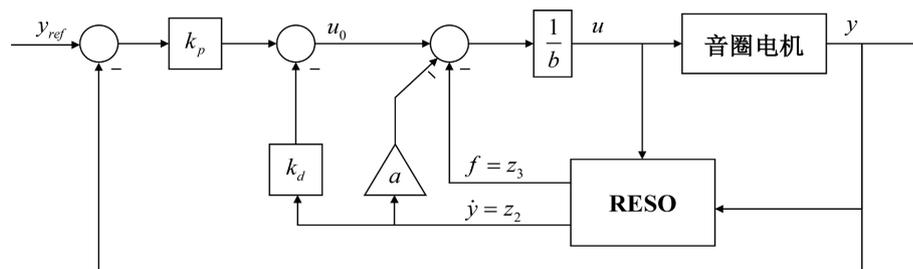


Figure 2. Schematic diagram of active disturbance rejection control structure of voice coil motor servo system

图 2. 音圈电机伺服系统自抗扰控制结构示意图

3.3. 自抗扰控制器的离散化

在实际工程应用中，现代控制系统要靠计算机实现，使用数字信号，所以必须把控制算法离散后才能在计算机上运行。因为 ADRC 的控制器只是对 RLESO 的观测输出进行放大组合，不需要离散化，故 ADRC 离散主要是 RLESO 的离散。

本文使用工程中常用的前向欧拉法，其方法简单易行、便于实现。则式(11)离散后可得

$$\begin{bmatrix} \xi_1(k+1) \\ \xi_2(k+1) \end{bmatrix} = \Phi_\xi \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \end{bmatrix} + \Psi_\xi \begin{bmatrix} u \\ y \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中： $\Phi_\xi = A_\xi T_s + I = \begin{bmatrix} (a-l_1)T_s + 1 & T_s \\ -l_2 T_s & 1 \end{bmatrix}, \Psi_\xi = B_\xi T_s = \begin{bmatrix} bT_s & (al_1 + l_2 - l_1^2)T_s \\ 0 & -l_1^2 T_s \end{bmatrix}$ ， T_s 为采样时间。

4. 系统的仿真与分析

为验证本文所设计的基于 RLES0 的离散自抗扰控制算法的性能, 在 Matlab/Simulink 环境下搭建了离散控制系统的仿真模型, 使用表 1 中的音圈电机模型参数进行仿真实验。

Table 1. System resulting data of standard experiment

表 1. 标准试验系统结果数据

参数项	参数值
采样时间 T_s	10 μ s
线圈电阻 R	3 Ω
运动机构质量 m	0.1 kg
力常数 k_i	6.32 N/A
阻尼系数 k_c	1.778 Ns/m
全行程范围 x	12 mm

仿真实验的输入指令为位置指令, 通过对指令的响应能力和稳态误差来评价系统性能。在输入全行程的 1% (0.12 mm) 阶跃指令信号, 达到指令位置的 90% 时的动态响应如图 3 所示, 上升时间为 $t_1 = 1.34$ ms, 超调量小于 2%, 动态性能满足要求, 在 4.93 ms 后稳态误差小于 4.2×10^{-6} mm。当输入全行程的 10% (1.2 mm) 阶跃指令信号, 达到指令位置的 90% 时的动态响应如图 4 所示, 上升时间为 $t_2 = 2.47$ ms, 超调量小于 5%, 动态性能满足要求, 在 8.16 ms 后稳态误差小于 2×10^{-6} mm。

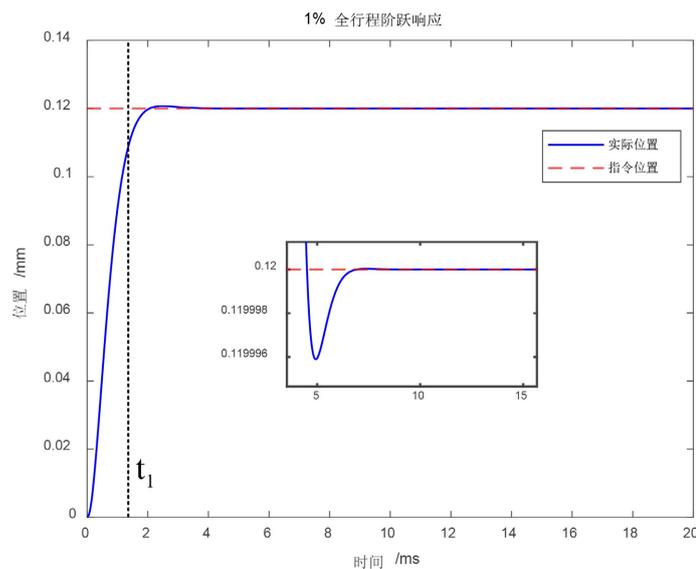


Figure 3. 1% full stroke step response

图 3. 1% 全行程阶跃响应

为检验控制系统的抗干扰能力, 本文中通过加入瞬时阶跃扰动分析系统的抗扰能力。如图 5 所示在 10 ms 时加入了大小 5 N 的阶跃扰动。加入扰动后, 电机位置出现偏移, 但很快又跟上了期望指令。表明所设计的降阶观测器具有较好的观测能力, 通过控制器的作用使得系统能够有效抵抗扰动, 保持系统稳定性。

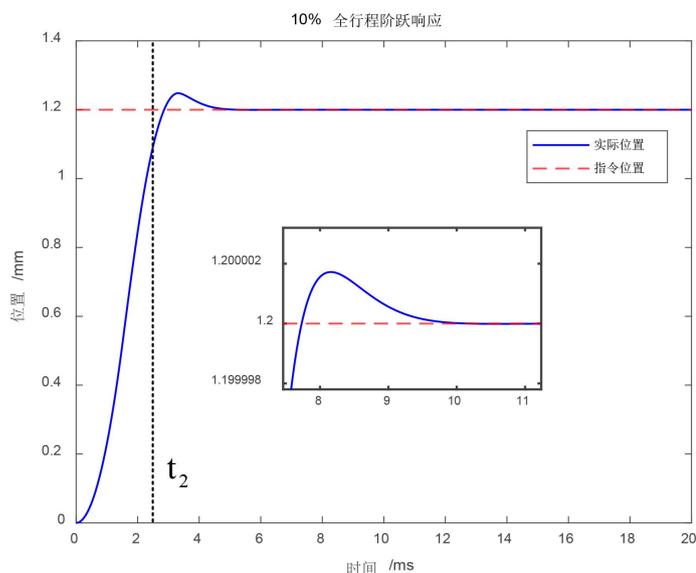


Figure 4. 10% full stroke step response

图 4. 10%全行程阶跃响应

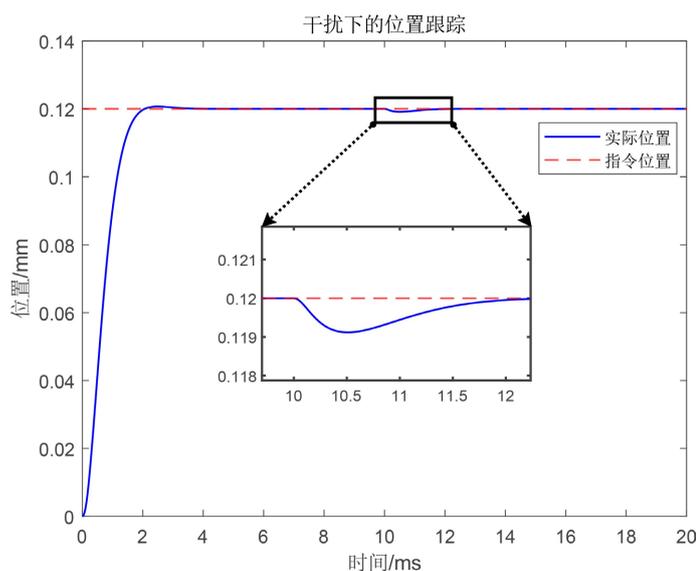


Figure 5. Position tracking under disturbances

图 5. 干扰下的位置跟踪

在实际工作中, 音圈电机接收的位置指令近似为离散后的三角函数指令, 本文选用离散后的正弦信号作为轨迹跟踪实验。信号幅值为 0.6 mm, 频率为 50 Hz。其音圈电机的跟踪响应如图 6 所示, 实际位置曲线与正弦输入指令信号基本拟合, 满足实际工作要求。

5. 结论

本文以音圈电机为研究对象, 根据自抗扰控制理论, 设计了一种基于 RLES0 的离散自抗扰控制算法。通过在 Matlab/Simulink 建立仿真模型, 在数理上验证所设计的 RLES0 观测器可以有效地观测出扰动, 而且在满足性能要求的情况下, 降低了原有观测器的阶数, 简化了计算过程, 同时使用线性函数,

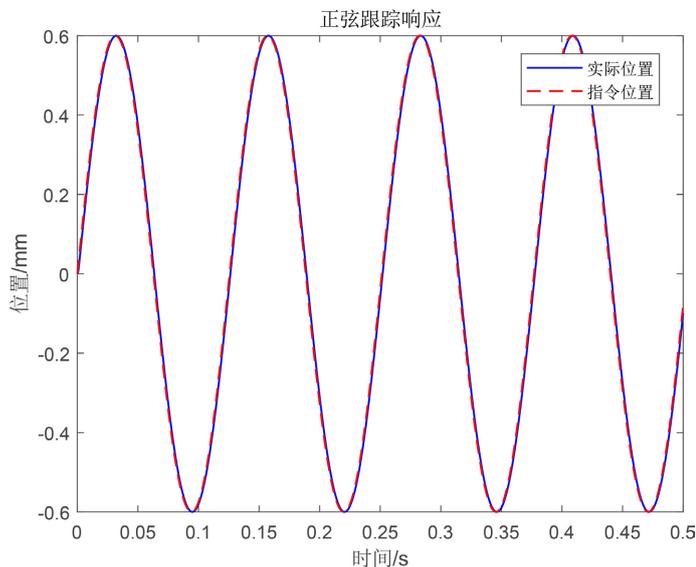


Figure 6. Sinusoidal tracking response

图 6. 正弦跟踪响应

使硬件实施更为容易。控制器采用 PD 控制, 具有简单高效、易实施的特点。为与实际工程相结合, 将控制算法采用前向欧拉法离散。但由于实验条件限制, 未进行真实实验验证, 缺乏充分论证, 这是本文的不足之处。然而, 该方法的提出为国产音圈电机的高精度控制研究提供了新思路。

参考文献

- [1] 兴连国, 周惠兴, 侯书林, 等. 音圈电机研究及应用综述[J]. 微电机, 2011, 44(8): 82-87.
- [2] 汪文韬, 洪津, 吴洋, 等. 光谱扫描用音圈电机伺服驱动系统设计[J]. 大气与环境光学学报, 2024, 19(6): 729-738.
- [3] 蔡玉生, 朱军, 石磊, 等. 大口径快速反射镜的模糊自适应 PID 控制[J]. 红外技术, 2021, 43(6): 523-531.
- [4] 游肖洋, 陈光胜, 汪雪光. 基于三维扫描振镜系统音圈电机的离散滑模控制[J]. 重庆工商大学学报(自然科学版), 2023, 40(4): 57-62.
- [5] 韩京清. 从 PID 技术到“自抗扰控制”技术[J]. 控制工程, 2002, 9(3): 13-18.
- [6] Gao, Z.Q. (2003). Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller Tuning. *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, Denver, CO, USA, 4-6 June 2003, 4989-4996. <https://doi.org/10.1109/acc.2003.1242516>
- [7] 朱斌. 自抗扰控制入门[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2017: 37-38.
- [8] 王军晓, 戎佳艺, 俞立. 直流降压变换器的降阶扩张状态观测器与滑模控制设计与实现[J]. 控制理论与应用, 2019, 36(9): 1486-1492.