

基于淘金优化算法的伺服电机系统滑模控制^{*}

向导^{1†} 张敏^{2,3} 廖汉卿^{1,3} 王程¹

(1. 北太振寰(重庆)科技有限公司, 重庆 401329)

(2. 北京大学 大数据分析与应用技术国家工程实验室, 北京 100871)

(3. 北京大学 重庆大数据研究院, 重庆 401329)

摘要 本文研究基于淘金优化(Gold Rush Optimizer, GRO)算法的伺服电机系统的滑模控制(Sliding Mode Control, SMC)方法. 随着半导体芯片制造工艺的持续进步,对封装设备的精度和性能提出更高要求. 伺服电机系统作为关键组件,在半导体封装设备中扮演着重要角色. 滑模控制方法因其强鲁棒性的优点被应用在多个领域,但其参数的手动调整给实际应用问题的研究带来了很大的不便. 本文引入 GRO 算法来简化滑模控制方法的参数调整过程,提升伺服电机系统整体的性能. 以音圈电机为例,运用状态空间模型来分析其动态特性,推导并设计滑模控制器,分析不同的参数选择对控制器性能的影响,并运用 GRO 算法对参数进行优化. 实验结果表明,运用 GRO 算法进行参数优化后的滑模控制方法(GRO-SMC)响应速度快、稳定性高,能够迅速将伺服电机系统引导至预定的滑模面,且在预定的滑模面上系统状态的波动幅度明显减小.

关键词 半导体芯片, 伺服电机系统, 状态空间模型, 滑模控制方法, 淘金优化算法

中图分类号:TP273

文献标志码:A

Optimization of Sliding Mode Control for Servo Motor Mechanism Based on Gold Rush Optimizer^{*}

Xiang Dao^{1†} Zhang Min^{2,3} Liao Hanqing^{1,3} Wang Cheng¹

(1. Beitaizhenhuan (Chongqing) Technology Co., Ltd., Chongqing 401329, China)

(2. National Engineering Laboratory for Big Data Analysis and Application, Peking University, Beijing 100871, China)

(3. Chongqing Research Institute of Big Data, Peking University, Chongqing 401329, China)

Abstract This paper investigates the sliding mode control (SMC) method for servo motor systems based on the gold rush optimizer (GRO). With the continuous progress of semiconductor chip manufacturing technology, higher requirements have been put forward for the accuracy and performance of packaging equipment. The servo motor mechanism plays an important role as a key component in semiconductor packaging equipment. SMC has been applied in multiple fields due to its strong robustness, but the manual adjustment of its parameters has brought great inconvenience to the research of practical application problems. This paper introduces the GRO to simplify the parameter adjustment process of SMC and improve the overall performance of servo motor system. Taking the voice coil motor as an example, the state space model is used to analyze its dynamic characteristics, and the sliding mode controller is derived and designed. The influence of different parameter choices on the controller performance is analyzed, and the GRO algo-

rithm is used to optimize the parameters. The experimental results show that the sliding mode control method optimized by Gold Rush Optimizer (GRO-SMC) has fast response speed and high stability. It can quickly guide the servo motor system to the predetermined sliding surface, and the fluctuation amplitude of the system state is significantly reduced on the predetermined sliding surface.

Key words semiconductor chip, servo mechanism, state-space model, sliding mode control, gold rush optimizer

引言

随着半导体芯片制造工艺的持续发展,半导体封装设备的精度和性能的标准越来越严苛. 半导体封装设备作为工业自动化领域中的高端集成设备,其准确、高效、鲁棒的运动控制性能是实现设备高精度、快速响应的关键. 伺服电机系统具有结构简洁、响应迅速、加速度高、力矩特性平滑和高可靠性等优势,在半导体封装设备中被广泛应用,成为提升设备性能不可或缺的组件. 针对伺服电机系统在半导体制造中的应用,相关领域的学者进行了大量的研究. 例如:宫苏梅等针对传动带在运转过程中的非线性振动问题,建立了一套平带传动试验系统,通过多功能控制卡输出的电压模拟量控制伺服电机控制器驱动电机转动^[1];郑元成等研究使用核心控制器为 PLC 控制器的切筋成型设备,根据需求动态调节系统运行参数,实现伺服电机系统的半导体芯片全自动切筋和成型操作^[2]. 伺服电机系统的控制策略众多,其中滑模控制方法以其强鲁棒性而备受瞩目. 滑模控制方法具有快速响应、强鲁棒性,以及对扰动的不敏感性等优点,被广泛应用于航空航天^[3]、电力系统^[4]、机械控制^[5]等多个领域. 相较于其他控制方法,滑模控制方法能够灵活应对系统的不确定性和非线性问题^[6,7],且方法实现相对简单. 通过对滑模面和控制律的精心设计,滑模控制方法能够实现对系统高精度的控制. 但是,滑模控制方法的参数调整过程往往颇具挑战性,需要精确地调整参数以确保系统的稳定性与性能,给实

际应用问题的研究带来了很大的不便. 针对这一困难,本文引入淘金优化(GRO)算法^[8],研究伺服电机系统的滑模控制(SMC)方法. GRO 算法因其高效的优化能力和强大的适应性而著称,能够显著简化参数调整流程,从而提升滑模控制系统的整体性能表现.

1 伺服电机系统的滑模控制

1.1 控制对象

本文研究的控制对象为半导体行业中广泛应用的一类伺服电机——音圈电机. 音圈电机基于洛伦兹力原理直接驱动,具有结构简单、体积小、重量轻、动态响应迅速、高线性度以及长寿命等显著优势^[9]. 在半导体行业的应用中,音圈电机被广泛地应用于晶圆处理、点胶机、引线键合机、PCB(Printed Circuit Board)钻孔机等关键设备的平台定位和运动控制. 音圈电机的高精度位移控制能力与快速响应特性,为半导体制造过程的精确性和效率提供有力保障. 为了深入分析音圈电机的动态特性和控制策略,本文通过数值模拟音圈电机的电压输入和角度输出响应结果,得到其传递函数进行研究,该传递函数如下^[9,10]:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{u(s)}$$
$$= \frac{3.879 \times 10^8}{s^3 + 1198 \times s^2 + 7.906 \times s + 3.099 \times 10^6} \quad (1)$$

将该传递函数转化为状态空间方程:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -3.099 \times 10^{-6} & -7.903 \times 10^4 & -1198 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 3.879 \times 10^8 \end{bmatrix} [u_1 \ u_2 \ u_3] \\ y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2)$$

1.2 控制器设计

滑模控制方法的核心在于引导系统状态达到并保持在预定的滑模面上. 通常,在运用滑模控制方法时,首先需要精确定义滑模面,滑模面的选择直接关系到控制方法的性能,如稳定性、响应速度和鲁棒性等;然后根据滑模面设计相应的控制律. 其中,控制律是一种使系统状态迅速进入滑动模态,并保持此状态在滑动面上滑动的控制器,确保系统状态能够达到滑模面,并在滑模面上滑动,实现期望的动态行为.

假设被控对象为3阶系统,令 $X = [\dot{x} \ \ddot{x}]^T$, 为系统的状态变量. 设定 r 为给定的输入信号, y 为系统输出信号,则系统的误差为 $e = r - y$, 其误差向量可定义为:

$$E = [e_1 \ e_2 \ e_3]^T = [r - y \ \dot{r} - \dot{y} \ \ddot{r} - \ddot{y}]^T \quad (3)$$

根据 1.1 节中的被控对象的状态空间方程(2),可得相应地误差状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = e_3 \\ \dot{e}_3 = -3.099 \times 10^6 e_1 - 7.903 \times 10^4 e_2 - 1198 e_3 + 3.879 \times 10^8 u \end{cases} \quad (4)$$

在本文中,滑模面函数定义为:

$$s = c_1 e_1 + c_2 e_2 + e_3 \quad (5)$$

和滑模运动的方程为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = e_3 \\ \dot{e}_3 = -3.099 \times 10^6 e_1 - 7.903 \times 10^4 e_2 - 1198 e_3 + 3.879 \times 10^8 u \\ c_1 e_1 + c_2 e_2 + e_3 = 0 \end{cases} \quad (6)$$

进一步可得:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = e_3 = -c_1 e_1 - c_2 e_2 \end{cases} \quad (7)$$

采用极点配置法求取式中的 c_1 和 c_2 . 选取期望极点为 $-2 \pm 2i$, 得到参数 $c_1 = 8, c_2 = 4$.

滑模控制器定义为:

$$u = u_{eq} + u_{sw} \quad (8)$$

其中, u_{eq} 是等效控制用于实现系统状态的跟踪, u_{sw} 是切换控制用于使系统状态趋近滑模面.

对滑模面函数式(5)求导,可得:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= c_1 \dot{e}_1 + c_2 \dot{e}_2 + \dot{e}_3 \\ &= c_1 \dot{e}_1 + c_2 \dot{e}_2 - 3.099 \times 10^6 e_1 - 7.903 \times 10^4 e_2 - 1198 e_3 + 3.879 \times 10^8 u \end{aligned} \quad (9)$$

由 $\dot{s} = 0$ 可得到等效控制为:

$$u_{eq} = \frac{1}{3.879 \times 10^8} (-3.099 \times 10^6 - 7.903 \times 10^4 e_2 - 1198 e_3 - c_1 \dot{e}_1 - c_2 \dot{e}_2) \quad (10)$$

切换控制选择指数趋近率:

$$\dot{s} = -\epsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (11)$$

其中 $\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} 1 & s > 0 \\ -1 & s < 0 \end{cases}$, ϵ 和 k 为可调参数,

$\epsilon > 0$ 和 $k > 0$. 参数 ϵ 影响系统状态趋近滑模面的速度, ϵ 越大趋近速度越快,但如果 ϵ 过大,会导致系统到达滑模面的时候产生较大的波动. 参数 k 影响系统的调节时间.

所以切换控制为:

$$u_{sw} = -\epsilon \operatorname{sgn}(s) - ks$$

综上所述,设计的控制器为:

$$u = \frac{1}{3.879 \times 10^8} \times (-3.099 \times 10^6 - 7.903 \times 10^4 e_2 - 1198 e_3 - c_1 \dot{e}_1 - c_2 \dot{e}_2) - \epsilon \operatorname{sgn}(s) - ks \quad (12)$$

1.3 淘金优化算法

淘金优化(GRO)算法是一种新型的基于人群的元启发式算法,灵感来源于19世纪淘金热时期淘金者的行为. 假设每个淘金者代表一个候选解, GRO算法通过模拟淘金者的迁移、协作和淘洗三个关键过程来搜索最优解:迁移过程用于候选解不断地向最优解靠近;协作过程用于候选解之间相互交换信息;淘洗过程用于在局部区域内深入搜索.

对于不同的问题, GRO算法无需调整参数,就可展现出良好的适应性. 相较于其他12种知名元启发式算法, GRO算法在29个基准测试案例上展现出了快速收敛和高精度的优势,尤其在避免陷入局部最优和达到全局最优解方面表现突出. 淘金优化算法流程如下所示:

输入:随机生成初始淘金群体位置 X_i

输出:最优金矿位置 $X_i(t+1)$

(1)初始化:每个淘金者位置 X_i , 其中

(2) $f(X_i) = t_{\text{first}} + \sum_{t=0}^T |x(t)|$; //评价每个淘金者位置

(3)repeat

(4) 淘金者根据当前最优金矿位置 X^* 进行局部搜索 $X_{newi}(t+1)$

$$D_1 = c_1 \odot [X^* - X_i(t)];$$

$$X_{newi}(t+1) = X_i(t) + A_1 \odot D_1;$$

(5) 淘金者随机选择另一个淘金者位置 X_r 进行局部搜索

$$D_2 = X_i(t) - X_r(t);$$

$$X_{newi}(t+1) = X_r(t) + A_2 \odot D_2;$$

(6) 淘金者随机选择两个淘金者位置 X_{g1} 和 X_{g2} 共享信息探索新区域

$$D_2 = X_{g2}(t) - X_{g1}(t);$$

$$X_{newi}(t+1) = X_i(t) + r_1 \odot D_3;$$

$$(7) \text{ if } f[X_{newi}(t+1)] = f[X_i(t)];$$

$$(8) X_i(t+1) = X_{newi}(t+1);$$

$$(9) \text{ else otherwise}$$

$$(10) X_i(t+1) = X_i(t);$$

$$(12) \text{ end}$$

(13) until 达到最大迭代次数或满足其他停止条件;

$$(14) \text{ return } X_i(t+1).$$

评价函数 $f(X_i)$ 的设计需要综合考虑系统的快速响应和稳定性,确保控制参数不仅能使系统状态迅速达到滑模面,且在滑模面上保持稳定,是淘金优化算法中用于指导参数搜索和优化的关键指标.本文选择的评价函数由两部分组成:系统状态首次小于 0.015 s 的时间和系统状态绝对值与 0 的差和,表示为:

$$f(X_i) = t_{\text{first}} + \sum_{t=0}^T |x(t)| \quad (13)$$

其中, t_{first} 是系统状态首次小于 0.015 秒的时间, $|x(t)|$ 是系统状态在时间 t 的值, T 是评价的总时间长度.

2 实验结果

图 1 为伺服电机系统滑模控制结构图,首先输入正弦角度信号和电机实际角度信号共同作用于滑模控制器,然后由滑模控制器的输出信号作用于被控对象,最后输出电机系统的实际角度信号.其中通过对滑模面和滑模控制器的数学模型设计形成滑模控制.在国产科学计算软件北太天元的系统仿真平台北太真元上根据伺服电机系统滑模控制结构图搭建伺服电机系统滑模控制的仿真模型,并设置仿真时间为 5 s,步长为 0.01,求解器为 ode4 进行仿真.

在进行滑模控制参数的调整过程中,反复试验和优化是常见的做法.通过不断调整控制率中的参数 ϵ 和 k ,可以逐步逼近理想的控制效果.

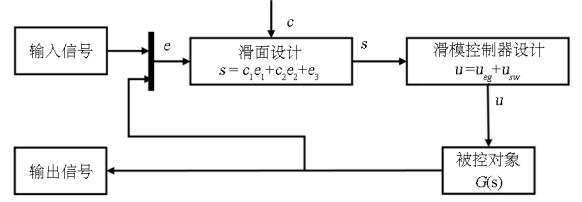
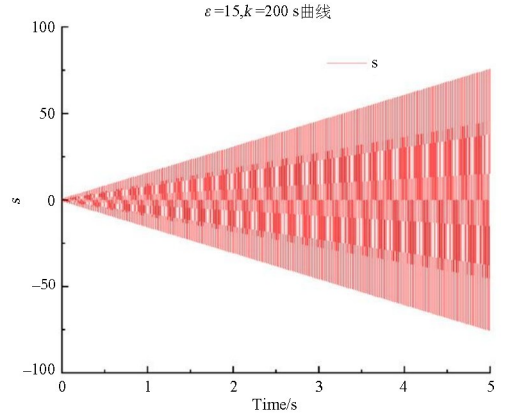
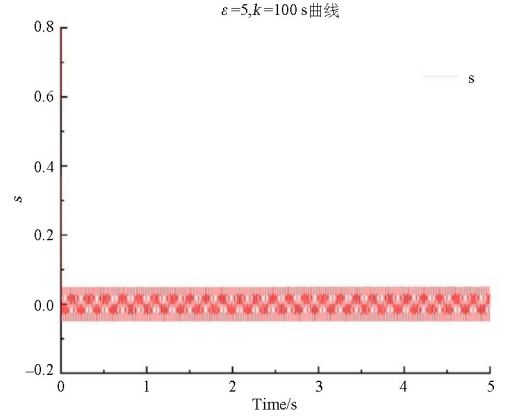


图 1 伺服电机滑模控制结构图

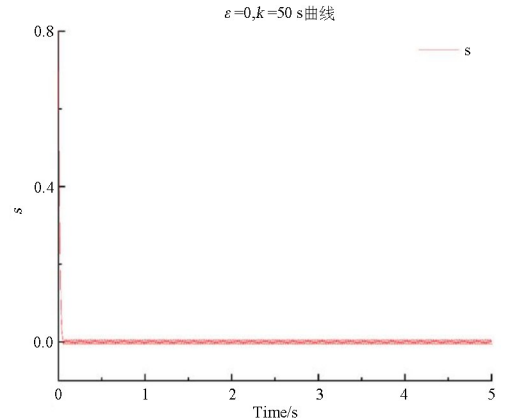
Fig. 1 Structure diagram of SMC for servo motor



(a) $\epsilon=15, k=200$ 的滑模控制 S 曲线



(b) $\epsilon=5, k=100$ 的滑模控制 S 曲线



(c) $\epsilon=0, k=50$ 的滑模控制 S 曲线

图 2 不同 ϵ 和 k 值的滑模控制 S 曲线图
Fig. 2 S-curve of SMC with different values of ϵ and k

图 2 为参数 ϵ 和 k 选取不同的值时对应的滑模控制 S 曲线图。从图中可以观察到:随着参数 ϵ 和 k 值的减小,滑模控制系统在启动阶段展现出了迅速的响应能力,有效地将系统状态引导至接近零点,即预定的滑模面。在系统状态接近零点之后,观察到其在零点附近出现了不同幅度的振荡现象,其振荡幅度情况与图 3 滑模控制相图中在 $s=0$ 的波动幅度与之对应。当参数 ϵ 和 k 值过大时,例如图 2 (a)情况所示,随着时间的增加,在零点附近振荡幅度会逐渐增大,导致系统状态脱离预定滑模面,无法达到滑模控制的效果。

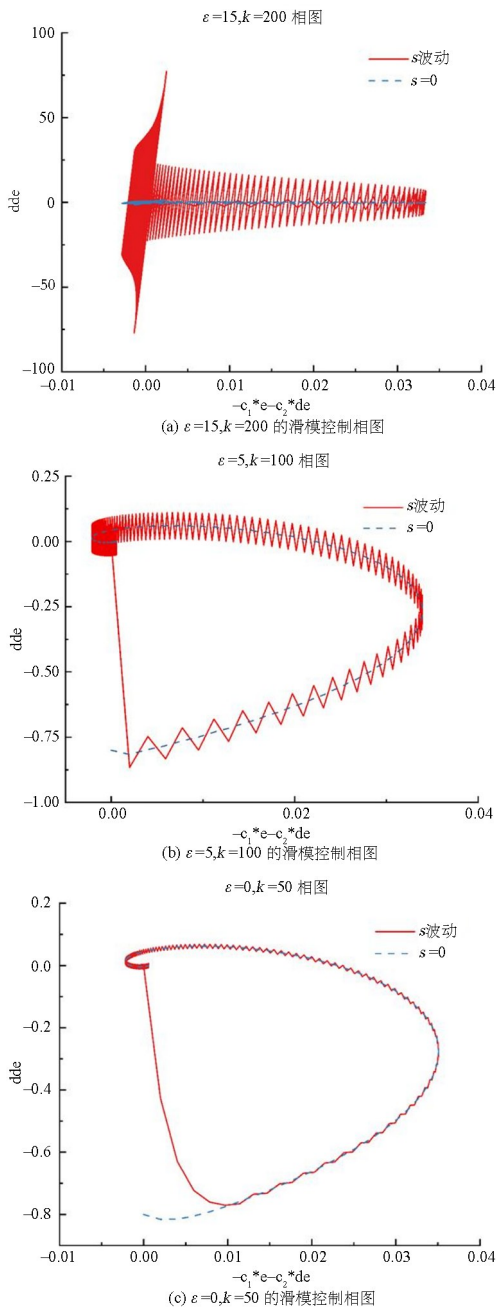


图 3 不同 ϵ 和 k 值的滑模控制相图

Fig. 3 Phase diagram of SMC with different values of ϵ and k

图 3 为参数 ϵ 和 k 选取不同的值时对应的滑模控制相图。从图中可以观察到:当参数 ϵ 和 k 值选取不合理时,如图 3(a)所示,会导致 e' 过大,使得 e 的变化过大,导致 (e, e') 过于偏离 $s=0$ 面(s 波动曲线偏离面 $s=0$)。但是,随着参数 ϵ 和 k 的值选取趋于合理,并逐渐减小时, S 曲线逐渐跟随 $s=0$ 面,同时波动幅度也逐渐减小。

经反复试验和分析可知,在 $\epsilon=0$ 和 $k=50$ 是滑模控制调参的最优结果。但是,从图 2 和图 3 中可以观察到, S 曲线中降低接近零点附近存在明显波动,相图中 $s=0$ 面的波动幅度虽然减小,但仍然存在。这些现象均说明当前所得的最优控制参数仍有进一步优化的潜力。

接下来,考虑使用淘金优化算法对滑模控制参数进行优化。将其上界和下界设定为 $[0, 500]$, 迭代次数设定为 100, 每次迭代优化 30 次, 从而获取优化后的滑模控制参数。淘金优化的损失值随优化迭代次数变化的曲线如图 4 所示。

从图 4 可知,在 40 次迭代后损失值趋近稳定,最小的损失值为 2.81, 此时 $\epsilon=0$ 和 $k=99$ 。

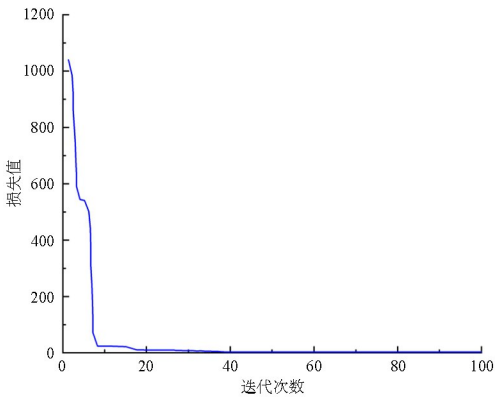


图 4 淘金优化算法迭代曲线

Fig. 4 Iteration curve of GRO

使用淘金算法优化后的参数进行滑模控制仿真,得到当前滑模控制的 S 曲线和相图如图 5 所示,便于后续表示,本文将使用淘金优化算法的滑模控制方法称为 GRO-SMC, 将未使用淘金优化算法的滑模控制方法称为 SMC。从图 5(a)的 S 曲线图可知,相较于 SMC 的 S 曲线, GRO-SMC 的系统状态到达滑模面的速度更快,在达到该滑模面后稳定地保持在其上滑动且没有明显的振荡,从表 1 中也可看到, GRO-SMC 到达滑模面的时间相对加快,且到达滑膜面的 S 值比 SMC 更低。从图 5(b)相图可知,在面波动幅度减小效果明显,并且波动

曲线一直紧跟面. 这表明经过淘金算法优化后的滑模控制方法有效地实现了快速响应和精确的稳态控制.

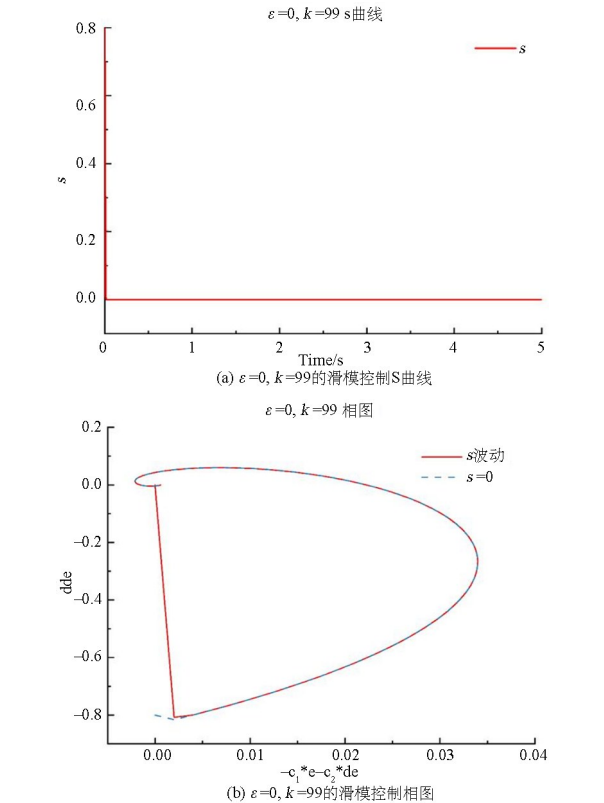


图 5 ϵ 和 k 滑模控制 s 曲线图和相图
Fig. 5 S-curve and phase diagram of SMC for ϵ and k

表 1 滑模控制与淘金算法优化后滑模控制的响应对比				
Table 1 Comparison of Response between SMC and GRO-SMC				
方法	ϵ	k	到达滑模面时间/s	S 值
SMC	5	100	0.018	0.05004
	0	50	0.032	0.03243
GRO-SMC	0	99	0.012	0.00796

为了全面评价运用淘金算法优化后滑模控制的性能,本文通过对比参数 ϵ 和 k 直接选取不同值和取通过优化后值,得到的均方根误差(RMS Error)和最大值误差(MAX Error)^[11],如表 2 所示.

表 2 不同 ϵ 和 k 值滑模控制与淘金算法优化后滑模控制性能指标对比				
Table 2 Comparison of performance indicators between sliding mode control with different ϵ and k values and sliding mode control optimized by gold rush optimizer				
方法	ϵ	k	均方根误差	最大误差
SMC	15	200	54.7247	130.37455
	5	100	5.0×10^{-2}	1.0005×10^{-1}
	0	50	1.1437×10^{-4}	1.7685×10^{-4}
GRO-SMC	0	99	4.1204×10^{-5}	1.3531×10^{-4}

本文为了更好地表现 SMC 与 GRO-SMC 之间的性能效果,分别将不同 ϵ 和 k 值 SMC 的 S 曲线与 GRO-SMC 的 S 曲线进行了可视化,如图 6、图 7 和图 8,图中各参数分别与表 2 中的方法一一对应.

具体而言,从表 2 可知,GRO-SMC 所得到的均方根误差和最大值误差均低于使用不同 ϵ 和 k

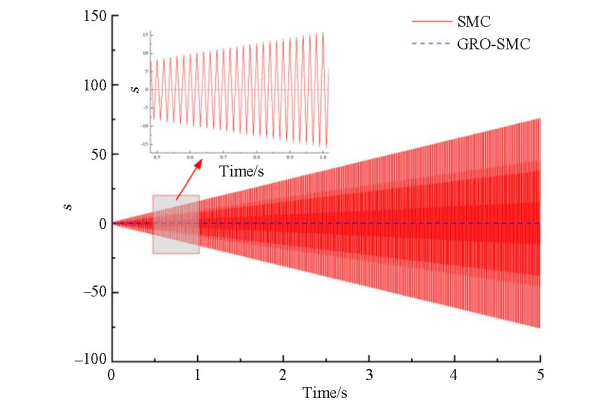


图 6 $\epsilon=15$ 和 $k=200$ 滑模控制与 GRO-SMC 可视化结果图
Fig. 6 Visualization Results of GRO-SMC and SMC with $\epsilon=15$ and $k=200$

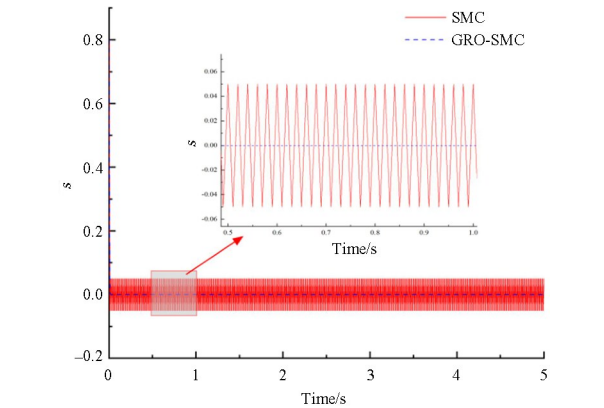


图 7 $\epsilon=5$ 和 $k=100$ 滑模控制与 GRO-SMC 可视化结果图
Fig. 7 Visualization Results of GRO-SMC and SMC with $\epsilon=5$ and $k=100$

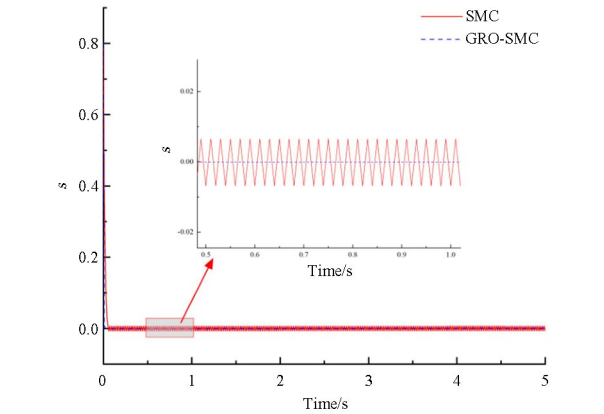


图 8 $\epsilon=0$ 和 $k=50$ 滑模控制与 GRO-SMC 可视化结果图
Fig. 8 Visualization Results of GRO-SMC and SMC with $\epsilon=0$ and $k=50$

值的 SMC. 其中, 两种误差比滑模控制中的最优调整参数分别降低了 64% 和 23.5%, 表现出很好的稳定性. 从图 6、图 7 和图 8 可知, 随着 ϵ 和 k 值的减小, 零点附近振荡表现越来越弱, 曲线越趋近于稳定, 且响应时间也越快. 为了更直观地看到 GRO-SMC 相较于优化前的 SMC 的振荡降低效果, 本文三张对比图中截取了时间在 0.5 至 1.0 s 之间的数据, 并绘制了此区间的局部放大图. 由此局部放大图可知, 振荡区间由最高的 $[20, -20]$ 降低至 $[0.007, -0.007]$, 且 GRO-SMC 振荡值始终近似为 0. 因此, GRO-SMC 得到的曲线平稳, 响应速度快, 能够更快地使得系统状态达到并稳定在滑模面上. 以上实验充分证明了淘金优化算法在提升滑模控制性能方面的有效性.

3 结论

本文通过淘金优化算法对伺服电机系统的滑模控制参数进行了优化, 实验结果证明了该方法的有效性. 优化后的滑模控制系统在快速响应和精确稳态控制方面表现出色, 其中优化后相较于优化前的稳定性(均方根误差和最大值误差)提升了 64% 和 23.5%. 这表明 GRO 算法在处理复杂系统控制问题时具有显著优势, 能够显著提升系统性能. 展望未来, 有以下几个研究方向值得进一步探索:

(1) 进一步研究 GRO 算法在不同类型伺服电机系统中的应用, 以验证其普适性和适应性.

(2) 结合实际半导体封装设备的操作环境, 研究 GRO 算法在实际工业应用中的性能和稳定性.

(3) 探索 GRO 算法与其他控制策略的结合, 如模糊控制、自适应控制等, 以实现更优的控制效果.

(4) 研究 GRO 算法在多目标优化问题中的应用, 例如同时考虑系统的能效和响应速度.

(5) 开展 GRO 算法的并行化和分布式计算研究, 以提高算法的计算效率和处理大规模问题的能力.

通过这些研究方向的深入, 期待能够进一步提升伺服电机系统的性能, 为半导体封装设备及其他工业自动化领域的发展做出贡献.

参考文献

[1] 宫苏梅, 张伟. 平带系统非线性振动实验研究[J].

动力学与控制学报, 2014, 12(4): 80—84.

GONG S M, ZHANG W. Experimental study on nonlinear vibration of flat-belt system [J]. Journal of Dynamics and Control, 2014, 12(4): 80—84. (in Chinese)

[2] 郑元成, 于孝传, 周海俊, 等. 半导体 IC 全自动切筋成型系统[J]. 鲁东大学学报(自然科学版), 2022, 38(3): 284—288.

ZHENG Y C, YU X C, ZHOU H J, et al. Semiconductor IC automatic trimming and forming system [J]. Journal of Ludong University (Natural Science Edition), 2022, 38(3): 284—288. (in Chinese)

[3] 时浩翔, 宋晓娟. 充液挠性航天器时变滑模控制及振动抑制[J]. 动力学与控制学报, 2024, 22(7): 19—28.

SHI H X, SONG X J. Time-varying sliding mode control and vibration suppression of liquid-filled flexible spacecraft [J]. Journal of Dynamics and Control, 2024, 22(7): 19—28. (in Chinese)

[4] 倪骏康, 刘崇新, 庞霞. 电力系统混沌振荡的等效快速终端模糊滑模控制[J]. 物理学报, 2013, 62(19): 99—105.

NI J K, LIU C X, PANG X. Fuzzy fast terminal sliding mode controller using an equivalent control for chaotic oscillation in power system [J]. Acta Physica Sinica, 2013, 62(19): 99—105. (in Chinese)

[5] 宋齐, 王远彬, 于潇雁. 漂浮基空间机械臂的反演滑模容错控制[J]. 动力学与控制学报, 2021, 19(2): 78—84.

SONG Q, WANG Y B, YU X Y. A backstepping sliding mode fault-tolerant control for free floating space manipulators [J]. Journal of Dynamics and Control, 2021, 19(2): 78—84. (in Chinese)

[6] 陈宁, 台永鹏, 陈南. 分数微积分理论在非线性车辆悬架滑模控制中的应用[J]. 动力学与控制学报, 2009, 7(3): 258—263.

CHEN N, TAI Y P, CHEN N. Application of fractional calculus theory sliding mode control for vehicle suspension systems with nonlinearities [J]. Journal of Dynamics and Control, 2009, 7(3): 258—263. (in Chinese)

[7] 李特, 袁建宝, 吴莹. 一类不确定分数阶混沌系统同步的自适应滑模控制方法[J]. 动力学与控制学报, 2017, 15(2): 110—118.

LI T, YUAN J B, WU Y. A method of adaptive

sliding mode control for synchronization of one class of uncertain fractional-order chaotic systems [J]. Journal of Dynamics and Control, 2017, 15(2): 110—118. (in Chinese)

[8] ZOLFI K. Gold rush optimizer; a new population-based metaheuristic algorithm [J]. Operations Research and Decisions, 2023, 33(1): 113—150.

[9] 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.
XING L G, ZHOU H X, HOU S L, et al. Research and application of voice coil motor [J]. Micromotors, 2011, 44(8): 82—87. (in Chinese)

[10] 张昌. 基于音圈电机的频域辨识与位置/力运动控制系统设计[D]. 广州: 广东工业大学, 2019.
ZHANG C. Frequency domain identification and position/force motion control system design based on voice coil motor [D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2019. (in Chinese)

[11] SU X Y, XU Y L, YANG X F. Neural network adaptive sliding mode control without overestimation for a maglev system [J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2022, 168: 108661.