

基于改进灰狼优化算法的 PMSM 滑模自抗扰控制

赵希梅, 陈广国, 金鸿雁

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要:针对永磁同步电动机(PMSM)伺服系统在受外部扰动、参数变化等不确定性因素影响下系统鲁棒性变差的问题,提出一种基于改进灰狼优化算法的永磁同步电动机滑模自抗扰控制方案。首先,对传统扩张状态观测器存在的峰值问题而降低不确定性的观测精确度,设计了变增益扩张状态观测器,通过降低初始增益来提高观测精确度。其次,用滑模控制器代替传统自抗扰控制中的非线性误差状态反馈环节,进而提高系统的鲁棒性。由于参数比较多不易调节,利用改进灰狼优化算法对参数进行优化,充分发挥控制器的性能。基于 Lyapunov 理论分析了该方案的稳定性。通过系统仿真实验结果表明,该方法能够有效跟踪速度给定,克服参数变化、负载扰动等不确定性因素的影响,保证了 PMSM 伺服系统的强鲁棒性。

关键词:永磁同步电动机;不确定性;滑模自抗扰控制;变增益扩张状态观测器;改进灰狼优化算法;鲁棒性

DOI:10.15938/j.emc.2022.11.014

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2022)11-0132-09

Sliding mode active disturbance rejection control for PMSM based on improved grey wolf optimization algorithm

ZHAO Xi-mei, CHEN Guang-guo, JIN Hong-yan

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the problem that the robustness of permanent magnet synchronous motor (PMSM) servo system becomes worse under the influence of uncertainties, such as external disturbances and parameter changes, a sliding mode active disturbance rejection control scheme based on improved gray wolf optimization algorithm for PMSM was proposed. Firstly, the traditional extended state observer has a peak problem, which reduces the observation accuracy of uncertainty. Therefore, a variable gain extended state observer was designed, which improves the observation accuracy by reducing the initial gain. Secondly, sliding mode control was used to replace the traditional nonlinear state error feedback in active disturbance rejection control to improve the robustness of the system. Because there are many parameters and it is difficult to adjust, the improved gray wolf optimization algorithm was used to optimize the parameters and given full play to the performance of the controller. The stability of the scheme was analyzed based on Lyapunov theory. The system simulation results show that this method can effectively track the given speed, overcome the influence of uncertainty factors such as parameter changes and load disturbances, and ensure the strong robustness of PMSM servo system.

收稿日期: 2021-11-23

基金项目: 辽宁省自然科学基金计划重点项目(20170540677); 辽宁省博士科研启动基金计划项目(2022-BS-177)

作者简介: 赵希梅(1979—), 女, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机控制、智能控制及机器人控制;

陈广国(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机控制、智能控制;

金鸿雁(1993—), 女, 博士, 讲师, 研究方向为直线伺服、智能控制。

通信作者: 赵希梅

Keywords: permanent magnet synchronous motor; uncertainties; sliding mode active disturbance rejection control; variable gain extended state observer; improved gray wolf optimization algorithm; robustness

0 引言

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高效率、大扭矩惯性比、结构简单、可控性好的优点,在工业伺服系统中得到广泛应用^[1]。由于 PMSM 本身具有时变性、非线性、强耦合的特点,当系统受到外部扰动、参数变化的影响时,传统的 PID 控制很难满足高精度控制的需求^[2-3]。

由我国的韩京清学者提出来的自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)一种新的非线性控制方法,因其控制过程中不需要知道控制对象的精确数学模型和对不确定因素具有强鲁棒性而得到广泛应用^[4-5]。文献[6]提出了一种增强型线性自抗扰控制器,该控制器由两个线性扩张状态观测器(extended state observer, ESO)组成,对外部扰动和参数变化具有很好的抑制作用,而不需要精确的 PMSM 数学模型。但是传统 ESO 的峰值问题没有得到解决,容易影响观测精确度。文献[7]提出一种基于非线性 ESO 的 PMSM 全速范围控制策略,可以快速估计不确定因素并进行补偿,相比线性 ESO 提高了观测精确度,同时具有更小的峰值。文献[8]提出一种基于增益连续 ESO 的 PMSM 电流解耦控制方法,增益连续 ESO 克服了非线性函数 $fal()$ 切换点的突变问题,具有较好的观测精确度。由于控制器参数较多,很难认为调整到最佳性能,同时,灰狼优化算法(grey wolf optimizer, GWO)因其算法简单、需要调节参数少、搜索能力强等优点备受青睐^[9-10]。文献[11]提出了一种基于 GWO 的转矩预测控制方法,采用 GWO 优化了 PMSM 低速运行时的转矩跟踪,振动较小,实现了转速和转矩的平滑切换。但是 GWO 仍然存在一般元启发式算法的问题,需要平衡其局部搜索和全局搜索的能力,避免陷入局部最优,同时提高搜索速度。由于滑模控制(sliding mode control, SMC)具有对外部扰动和参数变化不敏感、快速响应的优点,本文将 SMC 代替自抗扰控制中的非线性状态误差反馈(non-linear state error feedback, NLSEF)来提高系统的鲁棒性。

基于此,本文提出一种基于改进灰狼优化算法(improved grey wolf optimizer, IGWO)的滑模自抗扰

控制(sliding mode active disturbance rejection control, SM-ADRC)方案,抑制不确定性的影响并提高 PMSM 伺服系统的收敛速度。首先,设计(variable gain extended state observer, VGESO)抑制初始峰值,提高观测精确度;然后依据观测值设计滑模控制器,以此提高系统的鲁棒性和收敛速度;使用 IGWO 优化 SM-ADRC 中滑模控制部分的参数,充分发挥所设计控制器的性能。通过仿真实验证明,所提出的控制方案可以在短时间内将 PMSM 的转速跟踪到给定转速,抑制不确定性因素对系统性能的影响,同时也有效地削弱抖振。

1 PMSM 数学模型

使用 Park 变换,可以得到 d-q 坐标下的表贴式 PMSM 的电压方程为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L_d}i_d + \frac{\omega_e L_q}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d}; \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L_q}i_q - \frac{\omega_e L_d}{L_q}i_d - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中: i_d 、 i_q 和 u_d 、 u_q 分别是 d 轴和 q 轴的定子电流和定子电压; L_d 、 L_q 是 d 轴和 q 轴的定子电感,其中 $L_s = L_d = L_q$; ψ_f 是永磁体磁链; R 是定子电阻; ω_e 表示转子电角速度。

表贴式 PMSM 的运动方程为:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J}T_e - \frac{B}{J}\omega - \frac{1}{J}T_L; \\ \omega &= \frac{\omega_e}{p} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中: J 是转动惯量; ω 是机械角速度; T_e 是电磁转矩; B 是粘滞摩擦系数; T_L 是负载转矩; p 是极对数。

在 $i_d = 0$ 的解耦控制下,转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2}p[\psi_f i_q - (L_q - L_d)i_d i_q] = \frac{3}{2}p\psi_f i_q \quad (3)$$

考虑参数变化和外部扰动,表贴式 PMSM 的运动方程改写为

$$\dot{\omega} = (b_0 + \Delta_0)i_q - (b_1 + \Delta_1)\omega - (b_2 + \Delta_2)T_L \quad (4)$$

其中: $b_0 = 3P\psi_f/2J$ 是电流 i_q 的增益项; $b_1 = B/J$

是转速 ω 的增益项; $b_2 = 1/J$ 是负载转矩 T_L 的增益项。 $\Delta_0, \Delta_1, \Delta_2$ 为对应增益项的扰动。式(4)可以改写为

$$\dot{\omega} = b_0 i_q - b_1 \omega + F \quad (5)$$

其中 $F = \Delta_0 i_q - \Delta_1 \omega - (b_2 + \Delta_2) T_L$ 是系统受到的内外扰动的总和。

2 PMSM 控制系统设计

2.1 传统 ADRC

ADRC 是一种对系统内外未知扰动实时观测并进行补偿的控制方法,包括跟踪微分器(tracking differentiator, TD)、ESO、NLSEF 三部分;一阶 ADRC 的结构框图如图 1 所示。

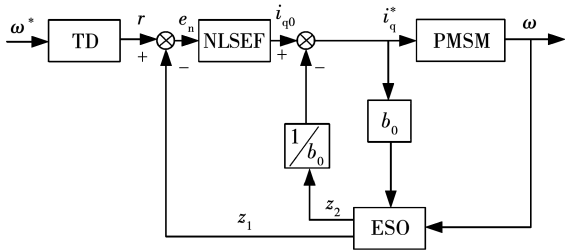


图 1 一阶 ADRC 结构框图

Fig.1 Structural block diagram of first-order ADRC

TD 的表达式如下:

$$\left. \begin{aligned} e_r &= r - \omega^* ; \\ r &= -Rfal(e_r, \alpha_r, \delta_r) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

其中: r 为 ω^* 的跟踪信号; R 为速度跟踪因子。

ESO 的表达式如下:

$$\left. \begin{aligned} e_\omega &= z_1 - \omega ; \\ \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1 fal(e_\omega, \alpha_\omega, \delta_\omega) + b_0 i_q ; \\ \dot{z}_2 &= -\beta_2 fal(e_\omega, \alpha_\omega, \delta_\omega) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中: z_1 是 ω 的跟踪信号; z_2 是扰动总和和 F 的观测值; β_1, β_2 是误差校正因子。

NLSEF 的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} e_n &= r - z_1 ; \\ i_{q0} &= -\beta_3 fal(e_n, \alpha_n, \delta_n) ; \\ i_q^* &= i_{q0} - z_2/b_0 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中: i_q^* 为 q 轴电流给定值; β_3 是误差校正因子。非线性函数 $fal(e_x, \alpha_x, \delta_x)$ 的表达式为

$$fal(e_x, \alpha_x, \delta_x) = \begin{cases} |e_x|^{\alpha_x} \text{sgn}(e_x), & |e_x| > \delta_x ; \\ e_x/\delta_x^{1-\alpha_x}, & |e_x| \leq \delta_x \end{cases} \quad (9)$$

其中: e_x 是误差; α_x 是非线性因子; δ_x 是滤波因子; $x = r, \omega, n$ 。

2.2 SM-ADRC 设计

传统 ADRC 待调节的参数较多,同时由于 PMSM 速度控制是一阶的,不需要二阶变量,为了简化设计,所以设计过程中舍弃 TD 部分。基于 IGWO 的 PMSM 控制系统框图如图 2 所示。

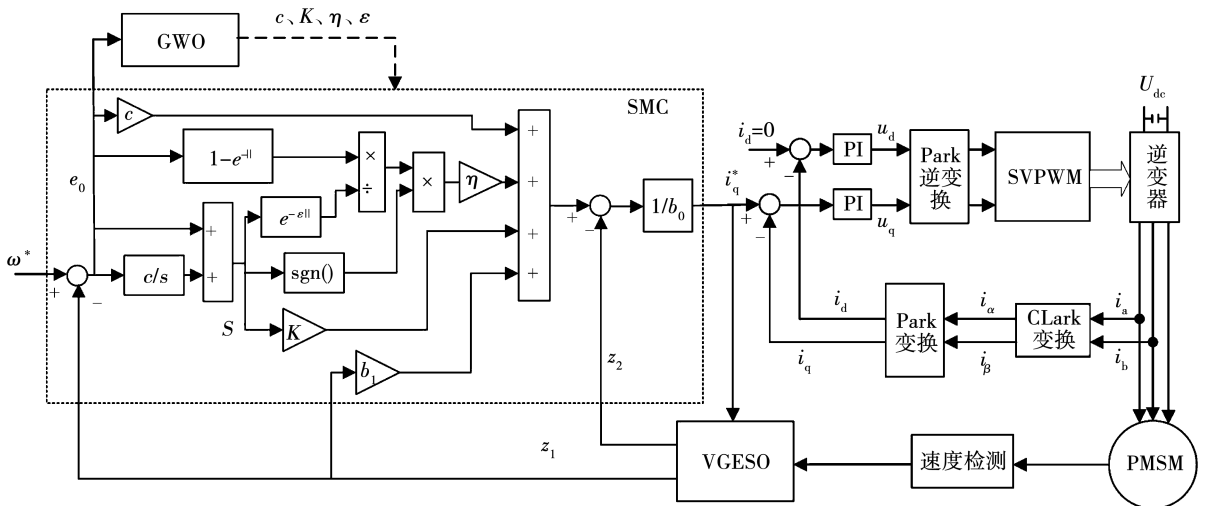


图 2 基于 IGWO 的 PMSM 控制系统框图

Fig.2 Block diagram of PMSM control system based on IGWO

由于 $fal(e_x, \alpha_x, \delta_x)$ 是分段函数,是通过切换条件来切换不同的表达式,且切换点的不可导性会使

得动态增益出现突变,严重时会导致观测出来的状态量发生抖振,为了克服这一问题,这里采用一种误

差校正函数 $fac()$, 其表达式为

$$fac(e_x, \alpha_x, \lambda) = |e_x|^{\alpha_x} \frac{2}{\pi} \arctan(\lambda e_x) \quad (10)$$

其中 λ 为误差增益。根据反正切函数特性, 该函数可以不用再根据 e_x 的大小切换表达式, 具有连续可导性。为了获得“大误差小增益, 小误差大增益”的校正特性, 选取 $\alpha_x = 0.5, \lambda = 5000$ 。

ESO 是根据电流设定值 i_q^* 和系统输出的转速 ω 大小来估计转速的观测量 z_1 , 通过将 z_1 和系统中直接可测量的转速 ω 进行对比, 根据其差值大小, 就可以进一步估计出系统未知扰动总和 F 的大小。所以, 观测器要先用 z_1 逼近系统的输出 ω , 再用 z_2 跟踪输出 F 。在观测值 z_1 对系统输出 ω 的跟踪完成之前, 观测器的扩张部分只能等待, 扩张变量 z_2 无法得出观测值。而当观测器的转速观测值 z_1 能够很好跟踪 ω 时, 会导致误差 e_ω 很小, 因此必须使用更大的系数 β_2 , 以加快扩张变量 z_2 对扰动总和 F 的跟踪。由于常值增益 ESO 在增益参数过大, 且系统的初始状态 ω 和 ESO 的初始状态 z_1 之间的差值较大时, 会出现峰值问题。为了解决这个问题, 引入变增益, VGESO 的表达式为:

$$\left. \begin{aligned} e_\omega &= z_1 - \omega; \\ \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1 r(t) fac(e_\omega, 0.5, 5000) + b_0 i_q; \\ \dot{z}_2 &= -\beta_2 r^2(t) fac(e_\omega, 0.5, 5000) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中 $r(t)$ 为变增益, 定义为

$$r(t) = \begin{cases} (100t)^{0.8}, & 0 \leq t < \frac{1}{100}; \\ 1, & t \geq \frac{1}{100} \end{cases} \quad (12)$$

VGESO 的结构框图如图 3 所示。

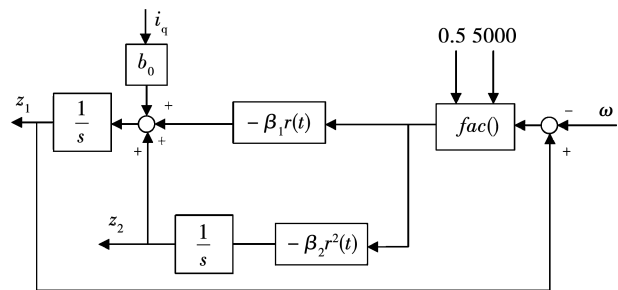


图 3 VGESO 的结构框图

Fig. 3 Structure block diagram of VGESO

在式(11)中, 令

$$\left. \begin{aligned} r(t) fac(e_\omega, 0.5, 5000) &= \frac{r(t) fac(e_\omega, 0.5, 5000)}{e_\omega} e_\omega = \\ &G_1 e_\omega; \\ r^2(t) fac(e_\omega, 0.5, 5000) &= \frac{r^2(t) fac(e_\omega, 0.5, 5000)}{e_\omega} e_\omega = \\ &G_2 e_\omega \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

于是式(11)可以改写为:

$$\left. \begin{aligned} e_\omega &= z_1 - \omega; \\ \dot{z}_1 &= z_2 - \beta_1 G_1 e_\omega + b_0 i_q; \\ \dot{z}_2 &= -\beta_2 G_2 e_\omega \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

根据式(4), 令 x_1 表示转速 ω , x_2 表示扰动总和 F , u 表示电流 i_q , \dot{f} 表示扰动总和 F 的导数, PMSM 转速的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \dot{f} \quad (15)$$

令 $e_F = z_2 - x_2, L_1 = \beta_1 G_1, L_2 = \beta_2 G_2$, 根据式(14)和式(15)得:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_\omega &= e_F - L_1 e_\omega; \\ \dot{e}_F &= -L_2 e_F - F \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

令 $\gamma_1 = e_\omega, \gamma_2 = e_F - L_1 e_\omega$, 得:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\gamma}_1 &= \gamma_2; \\ \dot{\gamma}_2 &= -L_1 \gamma_2 - L_2 \gamma_1 - F \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

当忽略扰动 F 时, 上式的特征方程为

$$\lambda^2 + L_1 \lambda + L_2 = 0 \quad (18)$$

根据 Hurwitz 定理, 二阶系统稳定的充分必要条件是 $L_1 > 0$ 和 $L_2 > 0$ 。

因为

$$\frac{fac(e_\omega, 0.5, 5000)}{e_\omega} = \frac{|e_\omega|^{0.5} \frac{2}{\pi} \arctan(5000 e_\omega)}{e_\omega} > 0 \quad (19)$$

则 $G_1, G_2 > 0$, 推导出当 $\beta_1, \beta_2 > 0$ 时, L_1 和 L_2 大于 0, VGESO 是稳定的。

当系统存在干扰总和 F 时, 系统存在稳态误差。系统达到平衡状态之后, 有:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\gamma}_1 &= \gamma_2 = 0; \\ \dot{\gamma}_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

观测器的稳态误差可以表示为

$$\left. \begin{aligned} |e_\omega| &\leq \frac{w_0}{\beta_2}; \\ |e_F| &\leq \beta_1 \frac{w_0}{\beta_2}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

因此只要 β_2 比 w_0 大很多, ESO 的观测误差就会很小, 以满足精确度要求。其中 w_0 为 VGESO 的带宽。

本文, 将 SMC 代替 ADRC 中的 NLSEF, 提高此环节的鲁棒性。为了抑制抖振, 采用积分型滑模面

$$S = c \int e_0 dt + e_0. \quad (22)$$

式中: $e_0 = \omega^* - z_1$ 是期望角速度 (ω^*) 和角速度观测值 (z_1) 之间的误差, c 是大于 0 的任意变量。用 z_2 代替扰动总和 F , 结合式(5)得

$$\dot{S} = ce_0 - [b_0 i_q - b_1 \omega + z_2]. \quad (23)$$

使用改进型趋近率

$$\dot{S} = -\eta \frac{1 - e^{-\lambda|S|}}{e^{-\varepsilon|S|}} \text{sgn}(S) - KS. \quad (24)$$

其中: X 是状态变量, $X = e_0$; ε, K, η 是增益系数。可以看出, 当 $|S|$ 很大时, 说明距离滑模面还很远, $|S|$ 很大, 所以趋近速度就很快; 当系统运行轨迹快要接近滑模面时, $|S|$ 减小, 趋近速度变慢; 同时利用 $1 - e^{-\lambda|S|}$ 的有界性, 避免趋近速度过大造成抖振。

结合式(23)和式(24), 得

$$i_q^* = \frac{1}{b_0} \left[\eta \frac{1 - e^{-\lambda|S|}}{e^{-\varepsilon|S|}} \text{sgn}(S) + KS + ce_0 + b_1 \omega - z_2 \right]. \quad (25)$$

稳定性分析: Lyapunov 函数为

$$V = \frac{1}{2} S^2. \quad (26)$$

则

$$\begin{aligned} \dot{V} = S\dot{S} &= S \left[-\eta \frac{1 - e^{-\lambda|S|}}{e^{-\varepsilon|S|}} \text{sgn}(S) - KS \right] = \\ &= -\eta \frac{1 - e^{-\lambda|S|}}{e^{-\varepsilon|S|}} \text{sgn}(S) S - KS^2 \leq 0. \end{aligned} \quad (27)$$

因此系统稳定的。

2.3 IGWO 设计

GWO 是最近受灰狼的包围行为和狩猎行为启发而提出来的优化算法, 同时 GWO 具有等级制度。根据灰狼的社会行为划分了 4 个等级, 其中 α 狼为领导狼, 代表最好的最优解; 以及 β 狼和 δ 狼, 分别代表第 2 个和第 3 个最优解, 在决策过程中为领导狼提供帮助; 而 γ 狼按照命令行动。GWO 的各狼等级如图 4 所示。

包围行为可以用数学模型表示为:

$$D = |CX_p(t) - X(t)|; \quad (28)$$

$$X(t+1) = X_p(t) - AD. \quad (29)$$

其中: $X_p(t)$ 和 $X(t)$ 分别代表猎物和灰狼的位置, D 为猎物与灰狼的距离, $X(t+1)$ 为灰狼根据猎物位置进行包围行为的下一个位置。 A 和 C 为控制系数, 为:

$$A = 2ar_1 - a; \quad (30)$$

$$C = 2r_2. \quad (31)$$

其中: r_1 和 r_2 为 $[0, 1]$ 的随机变量。收敛因子 a 在迭代过程中从 2 线性下降到 0。

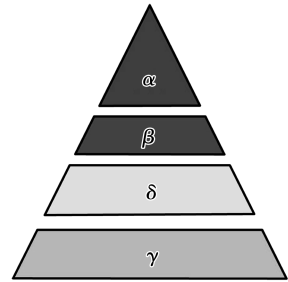


图 4 灰狼等级图

Fig. 4 Hierarchy of grey wolf

狩猎行为可以用数学模型表示为:

$$\left. \begin{aligned} D_\alpha &= |C_1 X_\alpha(t) - X(t)|; \\ D_\beta &= |C_2 X_\beta(t) - X(t)|; \\ D_\delta &= |C_3 X_\delta(t) - X(t)|. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

$$\left. \begin{aligned} X_1(t) &= X_\alpha(t) - A_1 D_\alpha; \\ X_2(t) &= X_\beta(t) - A_2 D_\beta; \\ X_3(t) &= X_\delta(t) - A_3 D_\delta. \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

$$X(t+1) = \frac{X_1(t) + X_2(t) + X_3(t)}{3}. \quad (34)$$

定义目标函数为

$$F = \frac{\sum_{i=1}^N |e_0|}{N}. \quad (35)$$

其中 N 为采样总数。

由于, 收敛因子 a 是线性递减的, 没有充分发挥灰狼的探索能力, 容易造成早熟问题。所以采用改进收敛因子

$$a = 2 - 2\cos(\text{rand}()) \frac{t}{t_{\max}}. \quad (36)$$

其中: t 为当前的迭代次数; t_{\max} 为最大迭代次数; $\text{rand}()$ 为 0 到 1 的任意值。

3 系统仿真实验分析

为了验证 IGWO 的求解能力, 本文选择 5 个标

准测试函数,分别采用 IGWO、GWO、粒子群(particle swarm optimization, PSO)进行求解。标准测试函数如表 1 所示。

表 1 标准测试函数

Table 1 Standard test function

函数	维度	范围
$F_1 = \sum_{i=1}^d x_i^2$	30	$[-100, 100]$
$F_2 = \sum_{i=1}^d x_i + \prod_{i=1}^d x_i $	30	$[-10, 10]$
$F_3 = \sum_{i=1}^2 (\sum_{j=1}^i x_j)^2$	30	$[-100, 100]$
$F_4 = \max_i \{ x_i , 1 \leq x_i \leq d\}$	30	$[-100, 100]$
$F_5 = \sum_{i=1}^d [100(x_{i+1} - x_i)^2 + (x_i - 1)^2]$	30	$[-30, 30]$

在 MATLAB 上进行测试,最大迭代次数设置为 500,得到如图 5 所示的函数值收敛曲线。

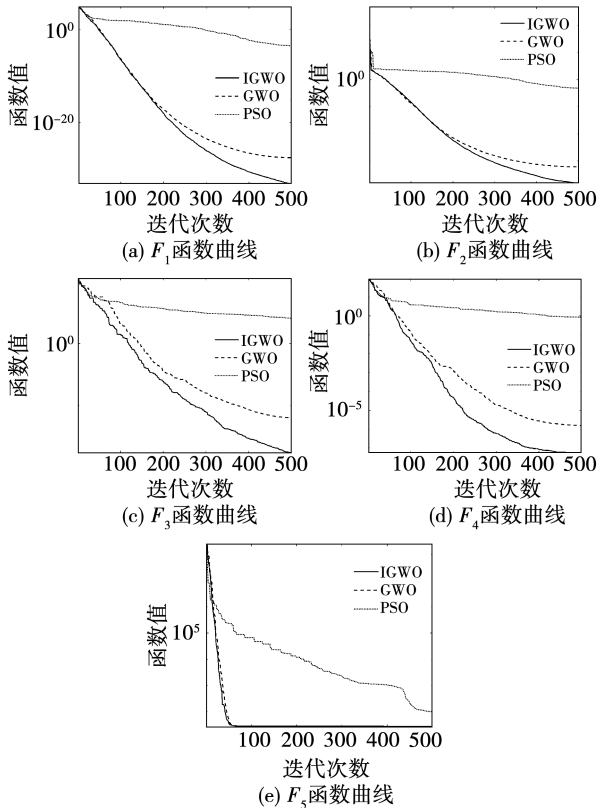


图 5 函数值收敛曲线

Fig. 5 Function value convergence curve

从函数值收敛曲线可以得出,在 5 种标准测试函数测试下,IGWO 的收敛速度比 GWO、PSO 更快,

同时 IGWO 的求解精确度也比 GWO、PSO 的更高。

采用 Link-RT 半实物仿真平台进行实验验证,半实物仿真平台如图 6 所示。主要包括上位机、Link-BOX 实时仿真机、扭矩传感器、伺服电机、伺服驱动器等。



图 6 半实物仿真平台

Fig. 6 Semi-physical simulation platform

为了验证本文的改进 SM-ADRC 的有效性, PMSM 伺服系统分别采用 ADRC、传统 SM-ADRC (传统滑模 + ESO)、改进 SM-ADRC 进行实验对比。基础条件可以设置为:逆变器的给定电压为 $U_{dc} = 311 \text{ V}$; SVPWM 的开关切换频率设置可以为 $f = 10 \text{ kHz}$,采样周期 $T_s = 10 \mu\text{s}$,相对误差可以设置为 0.000 1。PMSM 的参数如表 2 所示。

表 2 电机参数

Table 2 Motor parameters

参数	设定值
定子电阻 R/Ω	2.875
定子电感 L_s/mH	8.5
极对数 p	4
磁链 ψ/Wb	0.175
转动惯量 $J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.003
$B/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$	0.008
额定转矩 $(\text{N} \cdot \text{m})$	10

为了充分发挥控制器的性能,采用 IGWO 分别对 ADRC、传统 SM-ADRC、改进 SM-ADRC 的参数进行优化,优化流程如图 7 所示。IGWO 的最大迭代次数 $t_{\max} = 100$,运行程序得到 ADRC 的控制参数为: $R = 6\ 500, \alpha_r = 0.4, \delta_r = 0.01, \beta_1 = 8\ 500, \beta_2 = 500\ 000, \alpha_{\omega} = 0.9, \delta_{\omega} = 0.01, \beta_3 = 5\ 000, \alpha_n = 0.9,$

$\delta_n = 0.01$; 传统 SM-ADRC 的控制参数: $c = 50, \eta = 204.09, k = 326.21, \beta_1 = 8\ 500, \beta_2 = 500\ 000, \alpha_\omega = 0.9, \delta_\omega = 0.01$ 。改进 SM-ADRC 的控制参数: $c = 2\ 527.4, \varepsilon = 0.1, \eta = 1\ 451, K = 0.3, \beta_1 = 8\ 500, \beta_2 = 90\ 000\ 000$ 。

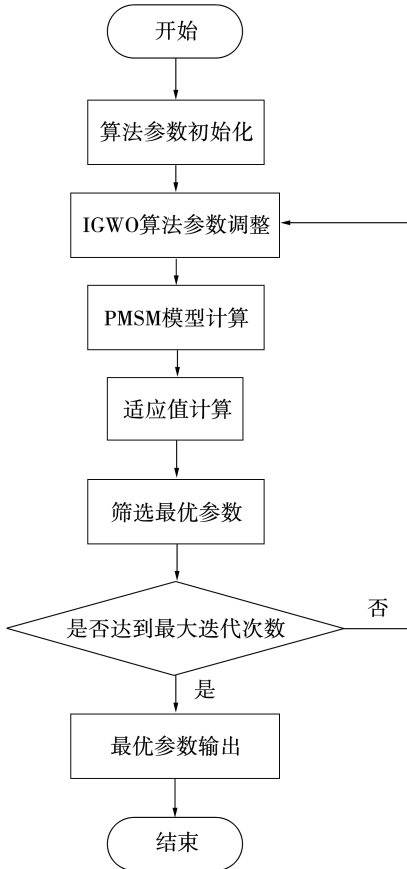


图7 IGWO 算法参数优化流程图

Fig.7 Flow chart of IGWO algorithm parameter optimization

工况一,为了验证改进 SM-ADRC 的跟踪性能, PMSM 伺服系统空载,在 0 时刻给定转速设置为 1 000 r/min, 0.2 s 时刻给定转速设置为 1 500 r/min, 3 种控制方法的空载转速响应曲线如图 8、图 9、图 10 所示。从图 8 可知,在空载的情况下,ADRC 转速上升到 1 000 r/min 时的超调为 3 r/min,在 0.07 s 时刻电机转速稳定在设定值 1 000 r/min;ADRC 转速上升到 1 500 r/min 时的超调为 1 r/min,在 0.21 s 时刻电机转速稳定在设定值 1 500 r/min。从图 9 可知,传统 SM-ADRC 转速上升到 1 000 r/min 时的超调为 1 r/min,在 0.012 s 时刻电机转速稳定在设定值 1 000 r/min;传统 SM-ADRC

转速上升到 1 500 r/min 时的超调为 0.5 r/min,在 0.21 s 时刻电机转速稳定在设定值 1 500 r/min。从图 10 可知,改进 SM-ADRC 转速在接近 1 000 r/min 时趋近速度降低,没有出现超调,在 0.009 s 时电机转速能稳定在 1 000 r/min;改进 SM-ADRC 转速在接近 1 500 r/min 时趋近速度降低,又没有出现超调,在 0.21 s 时电机转速能稳定在 1 500 r/min。说明空载情况下,改进 SM-ADRC 下 PMSM 的速度可以快速跟踪设定值,同时有效地抑制了峰值问题,没有出现超调。

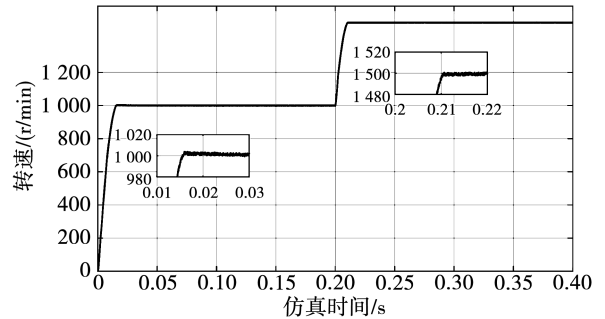


图8 ADRC 空载转速响应曲线

Fig.8 ADRC speed response curve with no-load

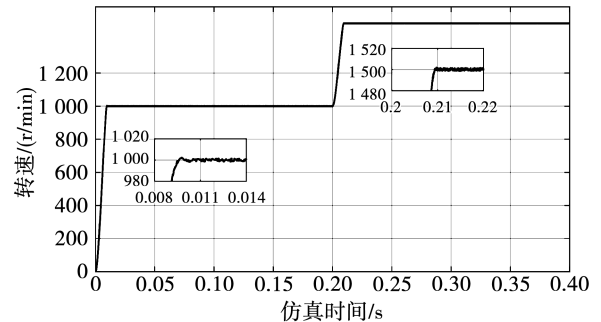


图9 传统 SM-ADRC 空载转速响应曲线

Fig.9 Traditional SM-ADRC speed response curve with no-load

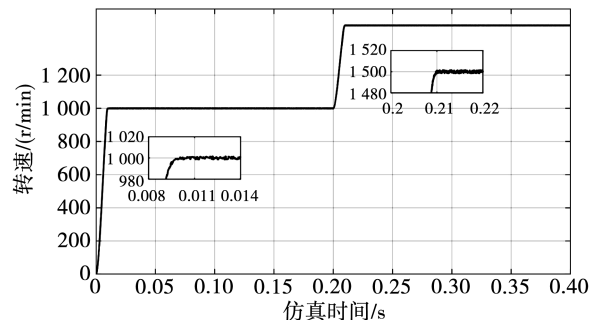


图10 改进 SM-ADRC 空载转速响应曲线

Fig.10 Improve SM-ADRC speed response curve with no-load

工况二,为了验证改进 SM-ADRC 的抗干扰能力,初始给定转速设置为 1 000 r/min,在 0.2 s 时刻加 10 N·m 的固定负载转矩,3 种控制方法的负载转速响应曲线如图 11、图 12、图 13 所示。从图 11、图 12、图 13 可知,施加 10 N·m 固定负载转矩后,ADRC 的转速下降到 959.8 r/min,在 0.25 s 才回到设定值;传统 SM-ADRC 的转速下降到 980 r/min,在 0.203 s 转速回到设定值;改进 SM-ADRC 的转速下降到 982 r/min,在 0.203 s 转速就回到了设定值。说明改进 SM-ADRC 具有更好的抗干扰能力。

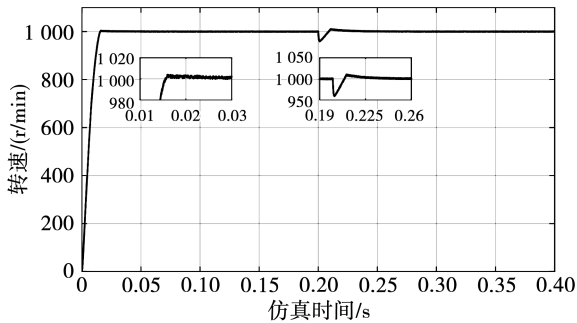


图 11 ADRC 负载转速响应曲线

Fig. 11 ADRC speed response curve with load

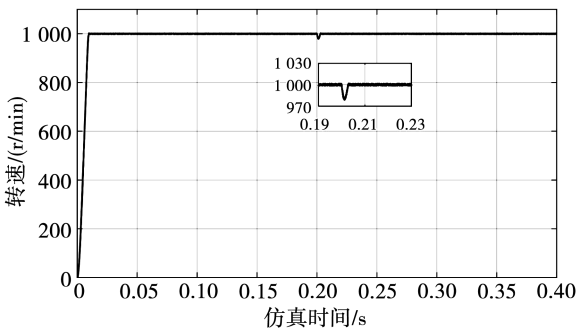


图 12 传统 SM-ADRC 负载转速响应曲线

Fig. 12 Traditional SM-ADRC speed response curve with load

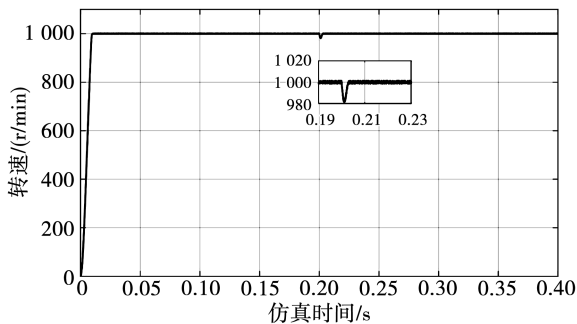


图 13 改进 SM-ADRC 空载转速响应曲线

Fig. 13 Improve SM-ADRC speed response curve with load

工况三,在工作环境发生变化时,PMSM 的内部参数会受到外界因素的影响,为了验证改进 SM-ADRC 在参数变化之后转速的跟踪性能和抗干扰能力,将控制器中的电机参数(J 和 B)调整为原来的 2 倍,在 0 时刻给定转速设置为 1 000 r/min;然后在 0.2 s 处,对 PMSM 施加 10 N·m 的固定负载扰动,得到 3 种控制方法的转速响应曲线如图 14、图 15、图 16 所示。从图 14 可知,ADRC 转速的超调为 3 r/min,在 0.06 s 才稳定在设定值;ADRC 在受到 10 N·m 的固定负载转矩后,转速下降到 959.4 r/min,在 0.26 s 时转速才回到设定值。从图 15 可知,传统 SM-ADRC 的超调为 0.5 r/min,振荡 0.004 s 后才达到稳定;传统 SM-ADRC 在受到 10 N·m 的固定负载转矩后,转速下降到 982 r/min,在 0.201 s 时转速才回到设定值。从图 16 可知,改进 SM-ADRC 转速没有超调,且在 0.01 s 就稳定在设置值;改进 SM-ADRC 在受到 10 N·m 的固定负载转矩后,转速下降到 984 r/min,之后迅速回到设定值,没有振荡和稳态误差。说明改进 SM-ADRC 在电机参数发生变化之后,相比 ADRC 和传统 SM-ADRC 超调小,对负载转矩扰动的响应速度快且不造成振荡,对参数变化具有很好的抑制作用。

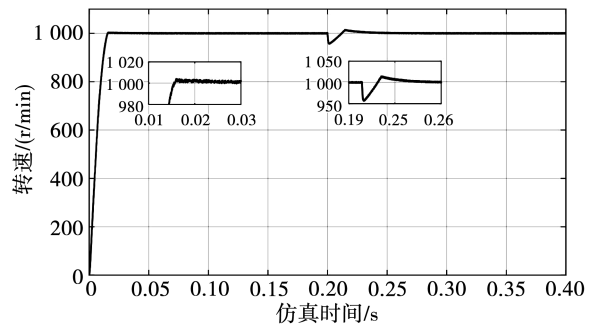


图 14 ADRC 参数变化转速响应曲线

Fig. 14 ADRC speed response curve with parameter variation

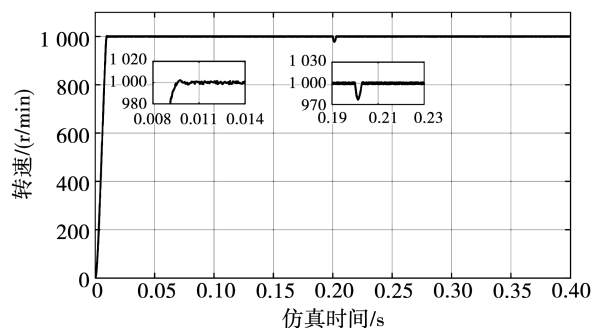


图 15 传统 SM-ADRC 参数变化转速响应曲线

Fig. 15 Traditional SM-ADRC speed response curve with parameter variation

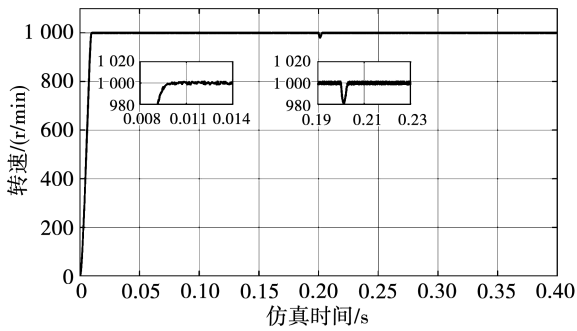


图 16 改进 SM-ADRC 参数变化转速响应曲线

Fig. 16 Improve SM-ADRC speed response curve with parameter variation

4 结论

为了提高 PMSM 伺服系统的抗干扰能力,本文提出了一个基于 IGWO 的改进 SM-ADRC 方法。采用 VGESO 观测 PMSM 伺服系统所受到的不确定因素,同时抑制峰值问题对观测精确度的影响;采用 SMC 代替 NLSEF 提高了控制系统的鲁棒性。然后用 IGWO 对参数进行优化,充分的显示出本文的改进 SM-ADRC 比 ADRC、传统 SM-ADRC 具有更好的鲁棒性,为实际的伺服系统应用提供了新方法。

参考文献:

- [1] 樊英,周晓飞,张向阳,等. 基于新型趋近律和混合速度控制器的 IPMSM 调速系统滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2017,32(5):9.
FAN Ying, ZHOU Xiaofei, ZHANG Xiangyang, et al. Sliding mode variable structure control of IPMSM speed control system based on new reaching law and hybrid speed controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(5): 9.
- [2] LIU X, SU X, SHI P, et al. Observer-based sliding mode control for uncertain fuzzy systems via event-triggered strategy[J]. IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 2019, 27(11): 2190.
- [3] LI Z, QIAO W, QU L. Active-disturbance-rejection-based sliding-mode current control for permanent-magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 751.

- [4] 姚芳,姜帆,吴正斌,等. 电机驱动驻车系统的非线性自抗扰控制[J]. 控制理论与应用, 2020, 37(7): 1569.
YAO Fang, JIANG Fan, WU Zhengbin, et al. Nonlinear ADRC control of motor-driven parking system [J]. Control Theory and Applications, 2020, 37(7): 1569.
- [5] 李冰林,曾励,张鹏铭,等. 主动磁悬浮轴承的滑模自抗扰解耦控制[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(7): 129.
LI Binglin, ZENG Li, ZHANG Pengming, et al. Sliding mode active disturbance rejection decoupling control of active magnetic bearing[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(7): 129.
- [6] QU L, QIAO W, QU L. An enhanced linear active disturbance rejection rotor position sensorless control for permanent magnet synchronous motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6175.
- [7] 吴春,傅子俊,孙明轩,等. 基于扩张状态观测器负载转矩补偿的永磁同步电机全速范围无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 172.
WU Chun, FU Zijun, SUN Mingxuan, et al. Full-speed sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on load torque compensation of extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 172.
- [8] 杨淑英,王玉柱,储昭晗,等. 基于增益连续扩张状态观测器的永磁同步电机电流解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1985.
YANG Shuying, WANG Yuzhu, CHU Zhaoan, et al. Current decoupling control of permanent magnet synchronous motor based on gain continuous expansion state observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(6): 1985.
- [9] SUN X, JIN Z, CAI Y, et al. Grey wolf optimization algorithm based state feedback control for a bearingless permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13631.
- [10] KOMIJANI H, MASOUMNEZHAD M, ZANJIREH M M, et al. Robust hybrid fractional order proportional derivative sliding mode controller for robot manipulator based on extended grey wolf optimizer[J]. Robotica, 2020, 38(4): 605.
- [11] DJERIOUI A, HOUARI A, MACHMOUM M, et al. Grey wolf optimizer-based predictive torque control for electric buses applications[J]. Energies, 2020, 13(19): 5013.

(编辑:刘琳琳)