

乔凌钰¹ 费玉环^{1,2} 郑凯¹ 马振伟^{1,3} 刘玥⁴

基于 MFAC 的数控机床位置伺服系统

摘要

数控机床位置伺服系统是数控机床的重要组成部分,是一个复杂的机电系统,其控制受多方面因素的影响,控制难度较大,且其位置精度会影响数控机床的加工精度.本文以数控机床的位置伺服系统作为研究对象,通过改进算法来提高系统性能.本文基于传统的PI控制,采用紧格式动态线性化(CFDL)方法进一步对速度环与位置环进行改进,设计出改进前的无模型自适应控制(MFAC),之后通过增加控制项来对改进前MFAC算法进行改进,得到改进后的MFAC算法.将两种算法在Matlab/Simulink中分别进行仿真,结果表明改进后的MFAC控制方案能够保持改进前MFAC控制方案的优点,并且位置跟随性能增强,具有良好的鲁棒性.

关键词

数控机床;位置伺服系统;永磁同步电机;无模型自适应控制

中图分类号 TM341;TG659

文献标志码 A

收稿日期 2020-10-19

资助项目 国家自然科学基金(51705286);国家自然科学基金青年基金(51705294);山东省自然科学基金(ZR2017BEE057,ZR2019ME E054)

作者简介

乔凌钰,女,硕士生,研究方向为电力电子及电机.1322031061@qq.com

费玉环(通信作者),女,博士,副教授,研究方向为数控机床.yuhuanfei@qfnu.edu.cn

1 曲阜师范大学 工学院,日照,276800

2 日照汇联众创智能技术研究院,日照,276826

3 中山大学 系统科学与工程学院,广州,510006

4 山东大学 机械工程学院,济南,250100

0 引言

数控机床作为一种高精度机械零件加工的机电一体化设备,在生产制造业占据重要地位^[1].数控机床位置伺服系统是数控机床中很重要的组成部分,是一个多耦合和参数变化较大的非线性系统^[2-3],且系统的机械传动部分和永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)具有时变性和强耦合性的特点.当伺服系统模型的参数发生改变时,系统不能及时对其进行补偿.近年来,针对数控机床位置伺服系统的研究,国内外学者利用了多种算法,如模糊控制^[3]、滑模控制^[4]、迭代学习控制^[5]、PID控制^[6]等.滑模变结构适用于非线性系统,具有响应快、超调小、抗干扰能力强等特点,但易产生抖振.迭代学习控制能应用在非线性和模型不太确定的控制系统,且不需要知道被控对象的具体数学模型,已在扫描光刻系统^[7]、永磁直线同步电机^[8]中被应用,但是迭代次数较少、控制精度不高.线性模型一般用传统的PID控制器进行控制^[9],但在实际应用中,由于位置伺服系统太过复杂,模型建立困难,PID控制很难实现.

本文采用的无模型自适应控制(Model-Free Adaptive Control, MFAC)^[10]算法能够实现非线性系统的无模型自适应控制.该方法在类似位置伺服系统的一些时变、强耦合、强干扰的复杂系统中有一定的控制效果,且方法简单,不需要模型的信息,也无需人工对控制器进行参数调整,鲁棒性强且便于实现.MFAC算法提出时间相对较短,但已经在永磁同步电机驱动系统^[11]、四旋翼飞行器^[12]等控制对象中成功应用.MFAC方法目前在数控机床控制系统中还未广泛应用,因此无模型自适应控制算法有一定的应用潜力.

1 数控机床位置伺服系统的数学模型

本文采用 dq 坐标系下的PMSM的数学模型如下:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q, \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d, \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f, \\ \psi_q = L_q i_q, \end{cases} \quad (2)$$

$$T_e = \frac{3}{2}n_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2}n_p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q]. \quad (3)$$

一般情况下,在常用的表贴式的永磁同步电机中 $L_d = L_q$,所以:

$$T_e = \frac{3}{2}n_p \psi_f i_q = K_t i_q. \quad (4)$$

以上各式中: ω_r 为相对于实际定子的角速度; R_s 为定子绕组的电阻; L_d, L_q 分别为定子 d, q 轴电感; u_d, u_q 分别为定子 d, q 轴电压; i_d, i_q 分别为转子 d, q 轴电流; ψ_d, ψ_q 分别为定子 d, q 轴磁链; K_t 为电磁转矩系数.

如图 1 所示,基于 PMSM 的交流位置伺服系统一般采用三环控制结构,由内向外依次是电流环、速度环及位置环.电流环与速度环采用 PI 控制器,位置环采用 P 控制器.

2 基于改进前 MFAC 的位置伺服系统设计及仿真结果分析

2.1 基于改进前 MFAC 的控制器设计

本文在传统 PI 控制方式的基础上,采用紧格式动态线性化 (Compact Format Dynamic Linearization,

CFDL) 方法的无模型自适应控制方案对位置环与速度环进行设计,所设计出的基于 MFAC 的位置伺服系统如图 2 所示.其中电流环参数设置为 $K_{pd} = \alpha L_d, K_{id} = \alpha R_s, K_{pq} = \alpha L_q, K_{iq} = \alpha R_s$, 其滤波器系数 $\alpha = 2\pi/T_s$, 时间常数 $T_s = \min\{L_d/R_s, L_q/R_s\}$.

以 q 轴电流信号 i 、位置信号 x 作为系统的输入与输出,组成以下单输入单输出 (Single-Input and Single-Output, SISO) 离散时间的非线性系统方程:

$$x(k+1) = f(x(k), \dots, x(k-n_x), i(k), \dots, i(k-n_i)), \quad (5)$$

其中, $i(k)$ 与 $x(k)$ 分别为位置伺服系统在 k 时刻的电流信号和位置信号, $f(\cdot)$ 是未知函数, n_x 与 n_i 是未知的正整数.

在给出动态线性化数据模型之前,作出如下符合位置伺服系统的假设:

假设 1 $f(\cdot)$ 关于第 $(n_x + 2)$ 个变量偏导数连续.

假设 2 系统满足广义 Lipschitz 条件,即对任意 $k_1 \neq k_2, i(k_1) \neq i(k_2)$ 有:

$$|x(k_1 + 1) - x(k_2 + 1)| \leq d |i(k_1) - i(k_2)|, \quad (6)$$

其中: $x(k_x + 1) = f(x(k_e), \dots, x(k_e - o_x), i(k_e), \dots,$

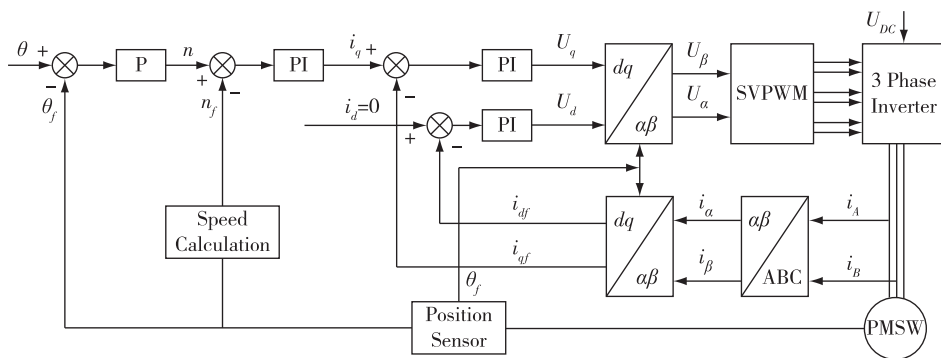


图 1 基于 PMSM 的交流位置伺服系统控制结构

Fig. 1 Control structure of an AC position servo system based on PMSM

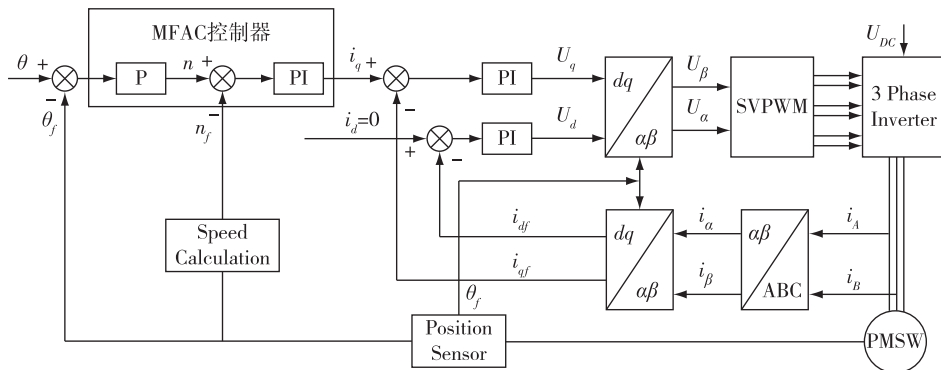


图 2 基于 MFAC 控制方案的位置伺服系统

Fig. 2 The proposed position servo system based on MFAC

$i(k_e - o_i)$), $e = 1, 2; d > 0$ 是常数.

假设3 对某一给定的一致有界的系统期望输出信号 $x^*(k+1)$, 总存在一个有界的 $i^*(k)$, 使得系统在此控制输入信号的驱动下, 输出等于 $x^*(k+1)$.

假设4 对任意时刻 k 以及 $\Delta i(k) \neq 0$, 有 $\varphi(k) \geq 0$, 且在有限时刻内 $\varphi(k) = 0$.

当系统方程(1) 满足假设1 与假设2 且 $|\Delta i(k)| \neq 0$ 时, 系统方程(1) 等价于

$$\Delta x(k+1) = \varphi(k) \Delta i(k), \quad (7)$$

其中, $\varphi(k)$ 是伪偏导数(Pseudo-Partial-Derivative, PPD), 是时变参数.

设控制输入准则函数为

$$J(i(k)) = |x^*(k+1) - x(k+1)|^2 + \lambda |i(k) - i(k-1)|^2, \quad (8)$$

其中, $\lambda > 0$ 是权重因子, 防止 $\Delta i(k)$ 过大, $x^*(k+1)$ 是期望跟踪信号.

为了使跟踪误差最小, 令 $\partial J / \partial i(k) = 0$, 得出控制算法为

$$i(k) = i(k-1) + \frac{\rho \varphi(k)}{\lambda + |\varphi(k)|^2} (x^*(k+1) - x(k)), \quad (9)$$

其中, $\rho \in (0, 1]$ 是步长.

由于 $\varphi(k)$ 未知, 需要对其进行估计, 设 PPD 估计准则函数为

$$J(\varphi(k)) = |x(k) - x(k-1) - \varphi(k) \Delta i(k-1)|^2 + \mu |\varphi(k) - \hat{\varphi}(k-1)|^2, \quad (10)$$

其中, $\mu > 0$ 是权重因子.

令 $\partial J / \partial \varphi(k) = 0$ 得 PPD 估计算法为

$$\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(k-1) + \frac{\eta \Delta i(k-1)}{\mu + \Delta i(k-1)^2} (\Delta x(k) - \hat{\varphi}(k-1) \Delta i(k-1)), \quad (11)$$

其中, η 为加入的步长, 使算法有一般性, $\hat{\varphi}(k)$ 为 $\varphi(k)$ 的估计值.

根据式(11) 与式(9), 得 MFAC 控制方案:

$$\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(k-1) + \frac{\eta \Delta i(k-1)}{\mu + \Delta i(k-1)^2} (\Delta x(k) - \hat{\varphi}(k-1) \Delta i(k-1)), \quad (12)$$

$$\hat{\varphi}(k) = \hat{\varphi}(1), \text{ 若 } \hat{\varphi}(k) \leq \varepsilon \text{ 或 } |\Delta i(k-1)| \leq \varepsilon \text{ 或 } \text{sign}(\hat{\varphi}(k)) \neq \text{sign}(\hat{\varphi}(1)), \quad (13)$$

$$i(k) = i(k-1) + \frac{\rho \hat{\varphi}(k)}{\lambda + |\hat{\varphi}(k)|^2} (x^*(k+1) - x(k)). \quad (14)$$

经证明, 在满足上述所有假设情况下, 满足:

1) $|x^*(k+1) - x(k+1)| \leq N |\Delta i(k)|$, N 是常数;

2) 当 $x^*(k+1) = c$, c 为常数, 存在正数 $\lambda_{\min} > 0$, 当 $\lambda > \lambda_{\min}$ 时, 系统是有界输入-有界输出(Bounded Input Bounded Output, BIBO)稳定的.

因而系统是 BIBO 稳定的.

2.2 仿真结果分析

图3 为基于无模型自适应的位置伺服系统仿真图, 仿真条件为: 直流测电压 $U_{dc} = 300 \text{ V}$, PWM 开关

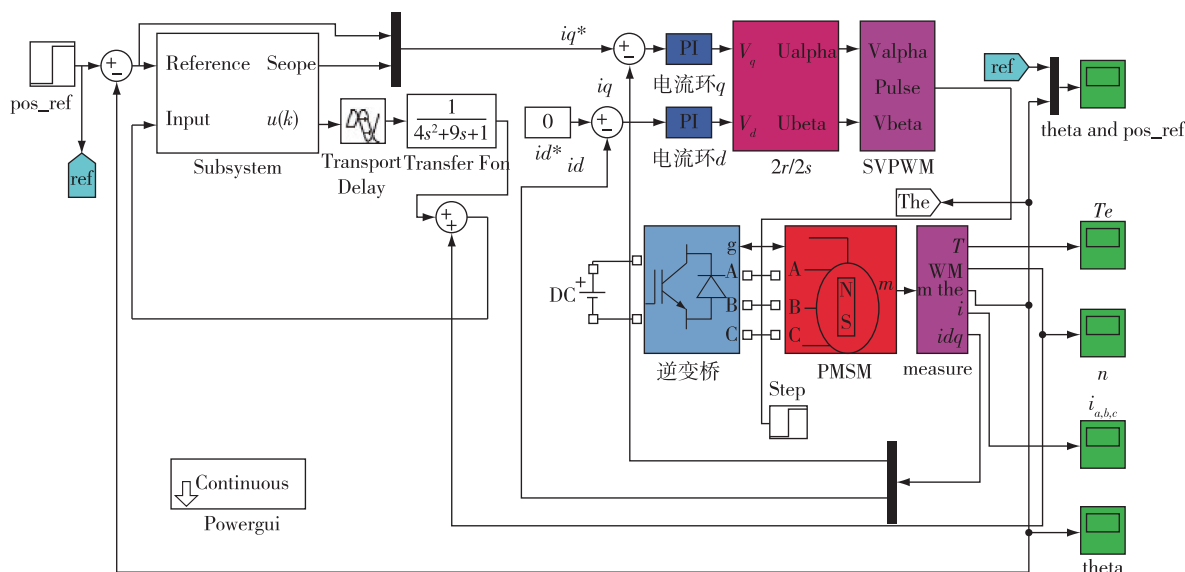


图3 基于 MFAC 的位置伺服系统仿真框图

Fig. 3 Simulation block diagram of position servo system based on MFAC

频率 $f_{\text{PWM}} = 10 \text{ kHz}$, 采样周期 $T_s = 10 \mu\text{s}$, 采用变步长 ode23tb 算法, 相对误差为 0.001, 仿真时间为 0.3 s, 给定电机转子旋转路程为 1 mm, 起始转矩为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 0.15 s 时将负载转矩提升至 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$. 图 3 仿真框图的参数如下: $k_p = 15.6$, $k_i = 116.2$, 无模型自适应控制器参数为 $\eta = 1.5$, $\rho = 0.01$, $\mu = 1.5$, $\lambda = 4$. 其电机参数如表 1 所示.

表 1 PMSM 参数

Table 1 PMSM parameters

参数	数值
极对数	4
电枢电感/mH	0.002 075
定子电阻/ Ω	0.62
磁链/Wb	0.086 27
转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 361 7
阻尼系数/ $(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$	9.44×10^{-5}

无模型自适应控制器仿真所得曲线如下: 图 4 为位置跟随曲线, 图 5 为转速响应曲线, 图 6 为电磁转矩响应曲线, 图 7 为三相电流曲线.

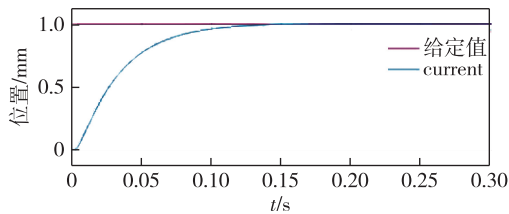


图 4 位置跟随曲线

Fig. 4 Position following curve of MFAC

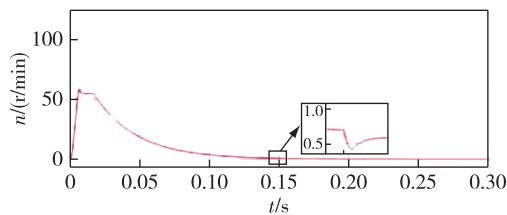


图 5 转速响应曲线

Fig. 5 Speed response curve of MFAC

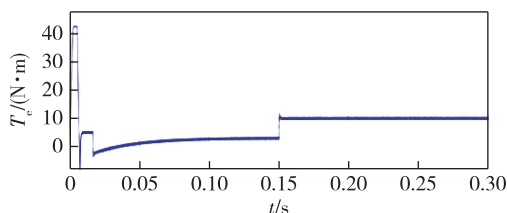


图 6 电磁转矩响应曲线

Fig. 6 Electromagnetic torque response curve of MFAC

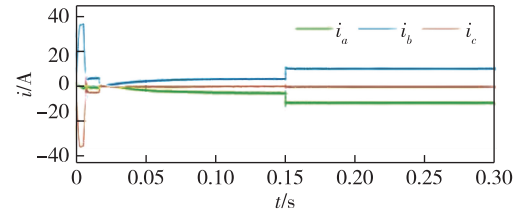


图 7 三相电流曲线

Fig. 7 Three-phase current curve of MFAC

由图 4 可以看出, 转子位置经过 0.15 s, 到达给定值 1 mm, 位置跟踪误差在 $10 \mu\text{m}$ 左右. 从图 5 可以看出, 超调量较小, 在前 0.05 s 内速度变化率高, 转速最高达到了 55 r/min , 在 0.02 s 后, 转速缓慢下降. 从图 6 可以看出, 启动时的电磁转矩波动大约为 $42 \text{ N}\cdot\text{m}$, 0.01 s 时, 变化剧烈, 效果较差, 0.06 s 时, 收敛到给定转矩 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$. 从图 7 可以看出, 在 0.01 s 以后, 单相电流波动范围为 6 A, 三相电流开始稳定的时间为 0.055 s, 并且在 0.15 s 增大负载后, 系统位置跟随几乎不受影响, 转速有轻微波动, 波动范围在 0.5 r/min 左右, 电磁转矩产生超调量较小, 且转矩变动未使电流产生明显超调, 系统动态性能较好.

采用 MFAC 控制时, 电机转速变化缓慢, 位置响应曲线较为平稳, 无超调量, 系统稳定. 但是此算法过于简单, PPD 不能够在复杂的系统中充分地调节位置变化量与电流变化量的关系. 且由图 6 可看出, 电磁转矩在启动时的波动较大.

3 基于改进后 MFAC 的位置伺服系统设计及仿真结果分析

3.1 基于改进后 MFAC 的控制器设计

为进一步提高位置跟踪精度, 改善系统动静态性能, 并且保证控制算法的特性不变, 这里通过增加比例和积分控制项来对紧格式 MFAC 的控制算法进行改进. 所增控制项同样为时变参数, 且改进后的算法适用范围更广泛.

对式(9)进行改进, 设计以下控制算法:

$$i(k) = i(k-1) + \frac{\rho\varphi(k)}{\lambda + |\varphi(k)|^2} (l_p(e(k) - e(k-1)) + l_i e(k)), \quad (15)$$

其中, $l_p \geq 0$ 与 $l_i > 0$ 是加权因子, 而且 $e(k)$ 为

$$e(k) = x^*(k+1) - x(k). \quad (16)$$

从式(15)可以发现, 此时的 MFAC 控制算法含有比例与积分的时变参数, 控制算法(9)是控制算法(15)的特例, 即当 $l_p = 0$ 和 $l_i = 1$ 时, 改进后的算法与

改进前相同.

假设 $0 < \varphi(k) \leq \bar{\varphi}$, 在满足假设 1、假设 2 与假设 4 的情况下, 当 $2l_p + l_i < \min\left\{\frac{4\sqrt{\lambda}}{\bar{\varphi}}, 2\sqrt{\lambda}\right\}$ 时, 使用改进后的 MFAC 算法, 满足:

1) $\lim_{k \rightarrow \infty} |x^*(k+1) - x(k+1)| = 0$, 即系统位置跟踪误差收敛;

2) 当 $x^*(k+1) = c$, c 为常数, 系统的位置离散信号 $\{x(k)\}$ 与电流离散信号 $\{i(k)\}$ 有界, 即系统是 BIBO 稳定的.

因此, 闭环系统是 BIBO 稳定的.

3.2 仿真结果分析

改进后 MFAC 控制器的新增参数为 $l_p = 1, l_i = 1.5$. 图 8 为位置跟随曲线, 图 9 为转速响应曲线, 图 10 为电磁转矩响应曲线, 图 11 为三相电流曲线.

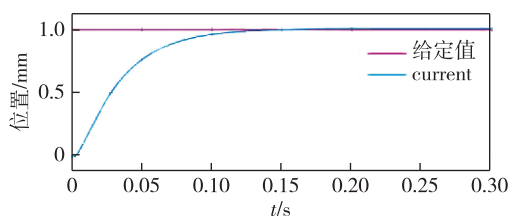


图 8 位置跟随曲线

Fig. 8 Position following curve of improved MFAC

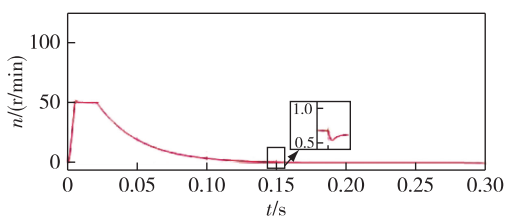


图 9 转速响应曲线

Fig. 9 Speed response curve of improved MFAC

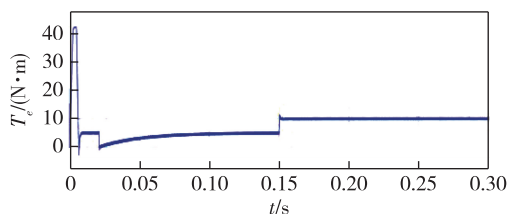


图 10 电磁转矩响应曲线

Fig. 10 Electromagnetic torque response curve of improved MFAC

由图 8 可以看出, 转子位置经过 0.15 s, 到达给定值 1 mm, 位置跟踪误差降到约 1 μm . 从图 9 可以

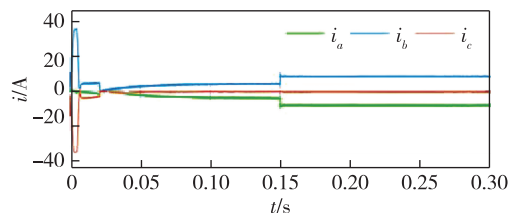


图 11 三相电流曲线

Fig. 11 Three-phase current curve of improved MFAC

看出, 转速响应曲线无明显超调量, 转速变化在前 0.05 s 内速度变化率高, 最高达到了 51 r/min, 在 0.01 s 后, 稳定在 50 r/min, 在 0.03 s 后, 转速下降. 从图 10 可以看出, 启动时的电磁转矩波动大约为 41 N·m, 在 0.01 s 时, 变化过于剧烈, 在 0.06 s 时, 收敛到给定转矩 5 N·m. 从图 11 可以看出: 启动 0.01 s 后, 电流波动幅度较小, 单相电流波动范围在 5 A 以内, 因此控制器的动态性能优于改进前的 MFAC; 三相电流开始稳定的时间为 0.055 s; 此外, 0.15 s 时, 由于变载导致的转速波动范围减小到 0.25 r/min 左右, 说明系统的抗干扰能力有所提升, 此时电磁转矩与电流均未出现明显的超调量, 系统动态性能仍然较好.

与改进前 MFAC 控制的位置伺服系统相比, 采用改进后的 MFAC 控制时, 电机转速的稳定时间更长, 启动时转矩的波动幅度更小, 位置跟随精度有所提高, 系统的动静态性能均有一定提升. 由此说明, 改进后所设计的控制器的参数具有良好的动态性能和抗扰能力, 能够满足实际系统控制性能的需要.

4 结语

数控机床的位置伺服系统是一种典型的非线性、具有不确定性的时变系统. 本文设计了两种基于 MFAC 控制的位置伺服系统, 针对改进前 MFAC 控制算法过于简单的问题, 增加时变比例与积分控制项来进行改进, 设计了改进后的 MFAC 控制器. 仿真实验结果表明, 两种 MFAC 控制器都能实现对位置伺服系统的控制, 并且改进后 MFAC 算法的位置跟踪效果更好, 鲁棒性更强, 更适用于高精度位置伺服系统中.

参考文献

References

[1] 卢胜利, 王睿鹏, 祝玲. 现代数控系统: 原理、构成与实

- 例[M].北京:机械工业出版社,2006:10-15
- [2] Chen X, Che Y B, Cheng K W E. Motion controller and the application of PMAC in AC servo CNC system[C]// International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 2009:1-5
- [3] 尹明,晁佳佳.数控机床爬行的模糊PI控制研究[J].制造技术与机床,2018(6):95-99
YIN Ming, CHAO Jiajia. Research on stick-slip phenomenon control of CNC machine tool based on fuzzy PI controller[J]. Manufacturing Technology & Machine Tool, 2018(6):95-99
- [4] 史晓娟,杨紫艳.基于模糊滑模控制的数控机床位置伺服系统[J].制造技术与机床,2017(3):64-68
SHI Xiaojuan, YANG Ziyuan. CNC machine tool position servo system based on fuzzy sliding mode control[J]. Manufacturing Technology & Machine Tool, 2017(3):64-68
- [5] 李华川,黄尚猛,余慧杰.基于智能前馈自学习的数控机床永磁电机控制优化策略[J].机床与液压,2018,46(14):118-122
LI Huachuan, HUANG Shangmeng, YU Huijie. Optimal control strategy for permanent magnet synchronous motor of NC machine based on feedforward self-learning[J]. Machine Tool & Hydraulics, 2018, 46(14):118-122
- [6] Korkmaz M, Aydoğdu Ö, Doğan H. Design and performance comparison of variable parameter nonlinear PID controller and genetic algorithm based PID controller [C]//International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications, 2012. DOI: 10.1109/INI-STA.2012.6246935
- [7] 姜晓明.迭代学习控制方法及其在扫描光刻系统中的应用研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2014
JIANG Xiaoming. Iterative learning control and its applications to wafer scanner systems[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2014
- [8] 宋宏梅.基于MEEMD算法的永磁直线同步电机分数阶迭代学习控制[D].沈阳:沈阳工业大学,2019
SONG Hongmei. Fractional-order iterative learning control for permanent magnet linear synchronous motor based on MEEMD algorithm[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2019
- [9] Qu B Z, Wang H Y. Study of PID simulation based on PMAC servo system [C] // International Conference on Electronic & Mechanical Engineering & Information Technology, 2011:440-443
- [10] 侯忠生.无模型自适应控制的现状与展望[J].控制理论与应用,2006,23(4):586-592
HOU Zhongsheng. On model-free adaptive control: the state of the art and perspective[J]. Control Theory & Applications, 2006, 23(4):586-592
- [11] 李宏韬.PMSM驱动系统无模型预测控制[D].合肥:合肥工业大学,2017
LI Hongtao. Model-free predictive control of PMSM drive system[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2017
- [12] 郑健.基于无模型自适应控制方法的四旋翼飞行器姿态调整[D].北京:北京交通大学,2015
ZHENG Jian. Quad-rotor aircraft attitude adjustment based on model-free adaptive control[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2015

Position servo system of CNC machine tool based on MFAC

QIAO Lingyu¹ FEI Yuhuan^{1,2} ZHENG Kai¹ MA Zhenwei^{1,3} LIU Yue⁴

¹ School of Engineering, Qufu Normal University, Rizhao 276800

² Rizhao Huilian Zhongchuang Institute of Intelligent Technology, Rizhao 276826

³ School of Systems Science and Engineering, Sun Yat-sen University, Guangzhou 510006

⁴ School of Mechanical Engineering, Shandong University, Jinan 250100

Abstract As an important and complex mechanical and electrical part of CNC machine tools, the position servo system is difficult to control and affected by many factors, however, its position precision will affect the machining accuracy of CNC machine tools. In this paper, we use the Compact Format Dynamic Linearization (CFDL) and traditional PI control to improve the speed loop and position loop, and then improve the design of Model-Free Adaptive Control (MFAC) by adding control items. The Matlab/Simulink simulation results show that the proposed scheme keeps the advantages of MFAC, and improves in position following performance as well as robustness.

Key words CNC machine tool; position servo system; permanent magnet synchronous motor; model free adaptive control (MFAC)