

数控机床伺服驱动系统的多电机同步控制策略

白梓岑, 陈少华*

(大连交通大学 自动化与电气工程学院, 辽宁 大连 116028)

Multi-Motor Synchronization Control Strategy for Servo Drive System of CNC Machine Tools

BAI Zicen, CHEN Shaohua*

(School of Automation and Electrical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract: Taking the multi-motor synchronization control of computer numerical control machine tool servo drive system as the research object, a synchronization control strategy based on multi alternating current servo motors is proposed. This strategy combines a virtual spindle and a deviation-coupled synchronous control approach with back propagation neural network proportional integral derivative control as well as adaptive robust control. The system operation state is simulated by building a Matlab/Simulink simulation platform. The simulation results show that the proposed synchronous control strategy has good synchronous performance and servo effect, and shows superiority in improving the control accuracy and response speed of the multi-motor linkage system, reducing the influence of friction and backlash, and enhancing the robustness of the system.

Key words: computer numerical control machine tool; servo drive system; multi-motor synchronization control; adaptive robust control

摘 要: 以数控机床伺服驱动系统的多电机同步控制为研究对象,提出了一种基于多交流伺服电机的同步控制策略。此策略将虚拟主轴和偏差耦合的同步控制方式相结合,并加入反向传播神经网络比例积分微分控制以及自适应鲁棒控制。通过搭建 Matlab/Simulink 仿真平台模拟了系统的运行状态。结果表明,所提同步控制策略具有良好的同步性能和伺服效果,在提高多电机联动系统的控制精度和响应速度、减少摩擦和齿隙的影响以及增强系统鲁棒性方面表现出优越性。

关键词: 数控机床; 伺服驱动系统; 多电机同步控制; 自适应鲁棒控制

基金项目: 辽宁省自然科学基金计划项目(2021-MS-298)

Natural Science Foundation of Liaoning Province, China (2021-MS-298)

0 引言

目前,伺服驱动系统已被广泛应用于数控机床领域,并成为决定机床加工精度的重要因素^[1]。随着科学技术的发展,数控机床对功率和精度的要求越来越高,因此其伺服驱动系统也需要更高的输出功率^[2]。由于大功率电机要适配的高功率逆变器制造难度及成本较高,因此采用多电机联动的方式代替单一大功率电机是提高动力系统输出功率和驱动能力的重要方法^[3]。永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)凭借其成本低、体积小、效率高以及技术成熟等优点而被广泛应用于交流伺服驱动系统^[4]。目前关于多 PMSM 同步控制的相关研究主要集中在抗干扰性、同步跟踪效果、动态响应速度、鲁棒性以及控制精度等方面^[5-7]。

目前数控机床驱动电机普遍采用传统比例积分微分(Proportional Integral Derivative, PID)控制,该控制方法虽然简单有效但无法处理 PMSM 的非线性系统,且在控制精度、响应速度等方面无法满足伺服需求。对此,韩京清研究员提出了采用自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)取代传统 PID 控制^[8];刘春强、骆光照等针对 PMSM 的位置控制,提出一种基于 ADRC 的双环控制方法,该方法将 ADRC 引入到 PMSM 伺服系统的控制中^[9];郭亮、邓乾坤等将 ADRC 应用于数控机床领域,提出了一种改进型永磁同步直线电机 ADRC 策略,以满足数控机床的高精度控制要求^[10]。但是,ADRC 需要通过扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)获取被控量的干扰信号再进行补偿。当 ADRC 应用于多电机控制时,设计难度大且难以保证系统的稳定性和收敛性。

基于此,许多研究人员提出了在 PID 控制中加入反向传播(Back Propagation, BP)神经网络(以下简称 BP-PID)以增强系统的动态性能和处理非线性系统的能力。王同旭等将 BP-PID 控制策略应用于电梯用 PMSM 的调速中,并对比传统 PID 控制验证了 BP-PID 控制在动态性能及稳态精度上的优越性^[11];鞠超、叶敏采用改进的 BP-PID 控制器设计了一种闭环电液位置控制系统及执行机构,以提高系统的响应能力和抗干扰能力来满足高速工况下摆臂控制系统的需求^[12]。本文将 BP-PID 用于数控机床交流伺服驱动系统的多电机同步控制,并加入自适应鲁棒控制器来减小摩擦和齿隙影响,提出了一种针对三 PMSM 组成的伺服驱动系统的多电机同步控制策略。通过在 Matlab/Simulink 平台模拟数控机床伺服驱动系统的运行状况及摩擦、齿隙和负载扰动的影响,验证了所提策略在提高同步控制精度,降低机械传动带来的死区误差,确保伺服电机同步运行、位置和速度跟踪及增强伺服驱动系统的鲁棒性等方面的优越性。

1 永磁同步电机的矢量控制

本文 PMSM 采用磁场导向控制(Field-Oriented Control, FOC),又称矢量控制。FOC 通过坐标变换对电机的直轴和交轴分量进行解耦,使交流电机同直流电机一样便于控制。基于 FOC 的 PMSM 包括速度环、电流环和脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)三部分^[13],如图 1 所示。速度环和电流环采用 PID 控制算法;PWM 部分采用动态性能和抗扰动能力较好且更适合数字化控制系统的空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)控制算法。

2 BP-PID 控制器

2.1 BP 神经网络的设计

由于 PMSM 具有非线性、强耦合的特性,多 PMSM 联动时既要保证速度、位置跟踪以及同步效果,又要确保当存在死区影响、参数变化或负荷扰动时整个伺服驱动系统的精确性和鲁棒性^[14-15]。在 PID 控制器上加入 BP 神经网络,使其能对非线性函数进行映射,通过不断地自学习得到比例、微分和积分的实时最优解^[16],实现参数自整定,以提高控制精度。

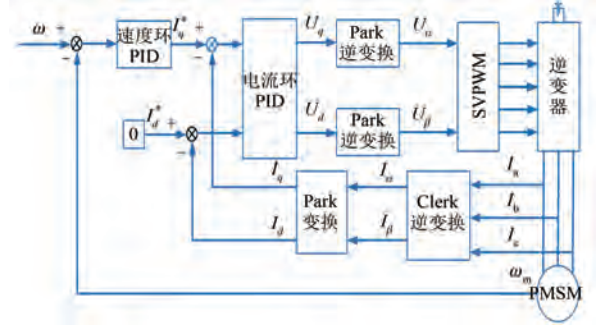


图 1 基于 FOC 的 PMSM 框图

Fig. 1 Block diagram of FOC-based PMSM

BP 神经网络结构图如图 2 所示。BP 神经网络的输入层、隐层和输出层的节点数目依次为 4、10 和 3。其中 4 个输入节点为期望值 Rin、实际值 Yout、偏差值 Error 以及偏置 Den; 3 个输出节点为 PID 控制器比例 K_p 、微分 K_i 以及积分 K_d ; 隐含层激活函数为 $\tanh(x)$, 其表达式为

$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (1)$$

输出层激活函数 $f(x)$ 的表达式为

$$f(x) = \frac{1}{2} [1 + \tanh(x)] = \frac{e^x}{e^x + e^{-x}} \quad (2)$$

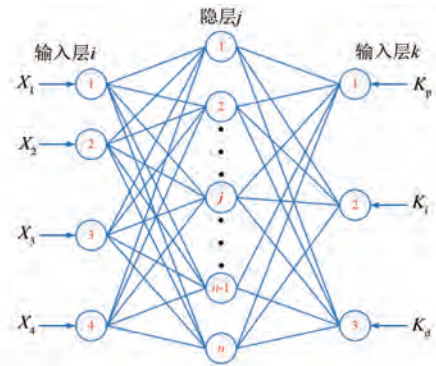


图 2 BP 神经网络结构图

Fig. 2 BP neural network structure diagram

根据某 d 时刻输入层的设定值 $Rin(d)$ 和输出值 $Yout(d)$, 计算输入层输入 $Int^{(1)}(X_i)$ 、隐层输入 $Hid^{(2)}(X_j)$ 、隐层输出 $Hid^{(2)}(Y_j)$ 、输出层输入 $Out^{(3)}(X_k)$ 、输出层输出 $Out^{(3)}(Y_k)$ 以及性能指标值 $Error(d)$ 。计算式如式(3)~式(8)所示:

$$Int^{(1)}(X_i) = X_i, i = 1, 2, 3, 4 \quad (3)$$

$$Hid^{(2)}(X_j) = \sum_{i=1}^4 \omega_{ij} \times X_i + \alpha_j, j = 1, 2, \dots, m \quad (4)$$

$$Hid^{(2)}(Y_j) = \tanh[Hid^{(2)}(X_j)], j = 1, 2, \dots, m \quad (5)$$

$$\text{Out}^{(3)}(X_k) = \sum_{j=1}^m \omega_{jk} \times \text{Hid}^{(2)}(Y_j) + \beta_k, k = 1, 2, 3 \quad (6)$$

$$\text{Out}^{(3)}(Y_k) = f[\text{Out}^{(3)}(X_k)] = \text{Yout}(d) \quad (7)$$

$$\text{Error}(d) = \frac{1}{2} [\text{Rin}(d) - \text{Yout}(d)]^2 \quad (8)$$

式中: $\text{Int}^{(1)}$ 为输入层; $\text{Hid}^{(2)}$ 为隐层; $\text{Out}^{(3)}$ 为输出层; X 为输入; Y 为输出; i 为输入层节点; j 为隐层

$$\Delta\omega_{ij} = -\eta \frac{\partial \text{Error}(d)}{\partial \omega_{ij}} = \eta \times [\text{Rin}(d) - \text{Yout}(d)] \times \text{Out}^{(3)}(Y_k) \times \omega_{ij} \times \text{Hid}^{(2)}(Y_j) \times \text{Hid}^{(2)}(X_j) \quad (9)$$

$$\Delta\omega_{jk} = -\eta \frac{\partial \text{Error}(d)}{\partial \omega_{jk}} = \eta \times [\text{Rin}(d) - \text{Yout}(d)] \times \text{Out}^{(3)}(Y_k) \times \text{Out}^{(3)}(X_k) \quad (10)$$

$$\Delta\alpha_j = -\eta \frac{\partial \text{Error}(d)}{\partial \alpha_j} = \eta \times [\text{Rin}(d) - \text{Yout}(d)] \times \text{Out}^{(3)}(Y_k) \times \omega_{ij} \times \text{Hid}^{(2)}(Y_j) \quad (11)$$

$$\Delta\beta_k = -\eta \frac{\partial \text{Error}(d)}{\partial \beta_k} = \eta \times [\text{Rin}(d) - \text{Yout}(d)] \times \text{Out}^{(3)}(Y_k) \quad (12)$$

式中: η 为学习速率。

2.2 BP-PID 控制器的设计

BP-PID 控制器结构框图如图 3 所示。其中 PID 控制器提供 K_p 、 K_i 和 K_d 的初始值并形成闭环反馈, BP 神经网络能够依据上述算法输出最优 PID 控制器的参数。

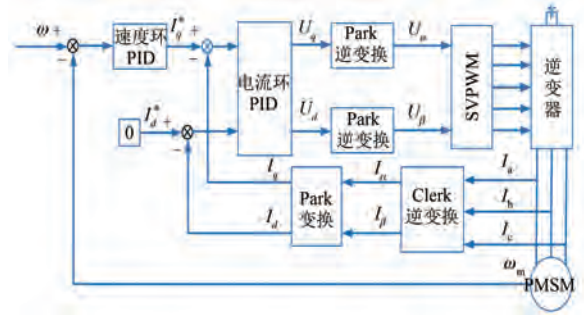


图 3 BP-PID 控制器框图

Fig. 3 Block diagram of BP-PID controller

将图 3 所示 BP-PID 控制器与传统 PID 控制器进行对比。设置传统 PID 控制器的 K_p 、 K_i 和 K_d 值依次为 0.14、7 和 0.13, 输出 $\text{Yout}(d)$ 的范围为 $[-30, 30]$ 。对于 BP-PID 控制器, 设置 BP 神经网络部分的偏置 $\text{Den} = 1$; PID 控制器部分的设置与传统 PID 控制器一致; 迭代次数为 50, 迭代精度为 $1e-4$, 学习率 η 为 0.05, ω_{ij} 、 ω_{jk} 、 α_j 以及 β_k 均设置为 $(-1, 1)$ 上的随机数, 输出 $\text{Yout}(d)$ 的范围同样为 $[-30, 30]$ 。PMSM 的参考转速 ω 设定为 1 200 r/min, 初始负载转

节点; k 为输出层节点; ω_{ij} 为输入层第 i 个节点到隐层第 j 个节点的权值; ω_{jk} 为隐层第 j 个节点到输出层第 k 个节点的权值; α_j 为隐层第 j 个节点的阈值; β_k 为输出层第 k 个节点的阈值; $\text{Out}^{(3)}(Y_1)$ 、 $\text{Out}^{(3)}(Y_2)$ 和 $\text{Out}^{(3)}(Y_3)$ 分别为 K_p 、 K_i 和 K_d 。

ω_{ij} 、 ω_{jk} 、 α_j 及 β_k 需根据 $\text{Error}(d)$ 值的变化进行修正。修正量的表达式 $\Delta\omega_{ij}$ 、 $\Delta\omega_{jk}$ 、 $\Delta\alpha_j$ 及 $\Delta\beta_k$ 如式(9)~式(12)所示:

矩 T_L 设定为 0 N·m 并在 0.1 s 时突变为 10 N·m。通过 T_L 突变来验证系统的动态响应速度和抗干扰能力。

仿真结果如图 4 所示。其中图 4(a) 为 BP-PID 控制与传统 PID 控制下的 PMSM 转速变化对比, 从图中可以看出在电机启动和 0.1 s 突加负载转矩两个阶段, BP-PID 控制下转速最大超调量更低、调整更快且更早趋于稳定。图 4(b) 为 BP-PID 控制与传统 PID 控制下的 PMSM 电磁转矩变化, 从图中可以看出在 $t = 0$ s、 $t = 0.1$ s 两个时刻, BP-PID 控制下电磁转矩超调量更大但更早趋于稳定, 突变前在 0.025 s 处便达到稳定而传统 PID 在 0.07 s 处才达到稳定, 0.1 s 处突变发生后仅约用 0.01 s 到达稳定而传统 PID 用时 0.028 s。上述结果表明相比于传统 PID 控制, BP-PID 控制牺牲了部分转矩稳定性换来在转速控制方面更好的动态性能, 应对突变的响应速度更快, 且更早趋于稳定, 在控制精度、响应速度以及抗干扰能力上表现更优。

3 三 PMSM 同步控制设计

3.1 多电机同步控制方式

多电机同步控制包括机械同步和电同步。机械同步由于机械部件结构复杂、耦合关系强, 部件间的摩擦、齿隙造成的误差也会随着动力传过程而积累。因此, 机械同步控制仅适用于精度低、

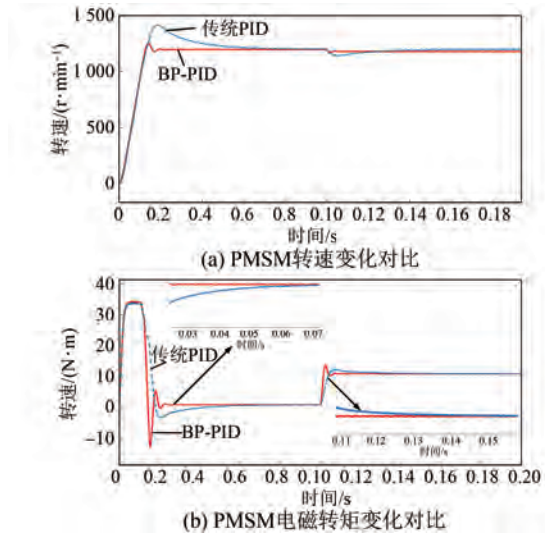


图4 BP-PID控制与传统PID控制下PMSM的参数变化对比

Fig. 4 Comparison of parameters variation of PMSM under BP-PID control and conventional PID control

控制范围小的应用场景。电同步控制可使电机脱离机械结构的影响,增大控制范围、提高控制精度。因此数控机床这类高精度生产设备应采用电同步控制。

电同步控制分为无耦合控制和耦合控制。无耦合控制主要包括并行控制和主从控制^[17]。由于电机间无耦合关系可能导致电机不同步以及信号传递延时,难以满足伺服系统的工作需求。耦合控制因为电机间存在耦合关系,因此有更高的同步精度与控制准度。耦合控制有虚拟主轴、交叉耦合、相邻耦合以及偏差耦合等控制方式^[18]。

交叉耦合通过误差补偿模块实现电机同步,但补偿效果会随着被控系统复杂程度的增大而减弱^[19];相邻耦合适用于更多电机同步控制,但该方法下信号只能顺次传递,实时性较差;偏差耦合是基于交叉耦合的,误差补偿由系统中每个单位间的差再乘以一定的系数获得,系统的耦合性较强、控制延时短且具有较好的同步能力;虚拟主轴控制模拟机械同步控制方式,通过设置虚拟主轴模拟机械主轴的拖动特性对电机的实际运行转矩进行输出调整,从而带动从轴电机恢复到同步状态。

3.2 改进偏差耦合与虚拟主轴结合的控制

改进偏差耦合与虚拟主轴结合的控制,通过

虚拟主轴主从模型保证同步性能,同时利用改进偏差耦合控制延时短的特点,当主从电机同步误差较大时快速产生同步补偿量以弥补虚拟主轴的调节延迟^[20-21]。具体流程如图5所示,虚拟主轴速度环采用BP-PID控制器,向从轴电机输出设定值,同时接受反馈的跟踪误差,将跟踪误差作加权变换取极值和均值耦合作为同步误差。同步误差乘以不同的权值后相加得到同步补偿量,同步补偿量乘以系数输出给各从轴电机电流环的前向通道实现误差补偿。

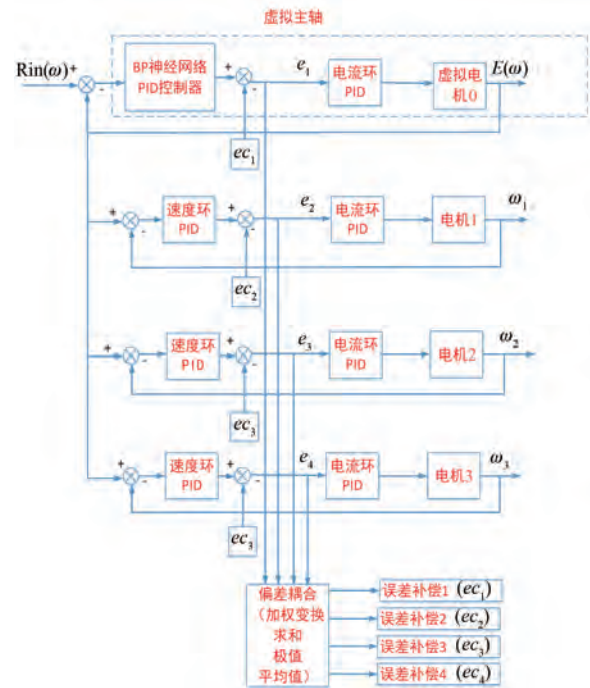


图5 改进偏差耦合与虚拟主轴结合的控制流程

Fig. 5 Control flow for the combination of improved deviation coupling and virtual spindle

搭建由三个PMSM组成的多电机伺服驱动系统,对该系统分别采用无同步和改进偏差耦合与虚拟主轴结合的同步控制方式。目标角速度 ω_0 设为40 rad/s,初始转矩 T_L 设为10 N·m。为验证同步能力,分别为三电机加入 $\sin(2\pi t)$ 、 $\cos(2\pi t)$ 和 $0.5[\cos(2\pi t) + \sin(2\pi t)]$ 的干扰,并在1 s时将三个PMSM的转矩依次突变为12 N·m、13 N·m和14 N·m,仿真结果如图6所示。为详细分析同步精度,引入电机1与2、电机1与3以及电机2与3的角速度之差的平均值、均方值以及1 s时突变前、后的角速度差最大差值作为电机间同步误差的量化指标,结果如表1所示。

通过对比图 6(a)、(b)再结合表 1 可以看出, 突变前、后的最大差值分别发生在 0~0.2 s 与 1~1.2 s 的两次波动处。在持续受到干扰的情况下, 采用同步控制方式的伺服驱动系统电机转速重合度更高且启动过程中的电机间误差最大值更小, 最终均稳定在 40 rad/s; 同样在 1 s 时电机转矩发生突变后电机间转速误差最大值更小, 并且最终也稳定在 40 rad/s。同时, 在整个过程中采用同步控制方式的驱动系统转速差平均值、均方值更小。仿真结果表明, 相较于无同步控制方式, 采用改进偏差耦合与虚拟主轴结合的同步控制方式既能保证伺服电机按照设定的转速运行且具有较好的抗干扰能力、更好的同步跟踪及控制效果。

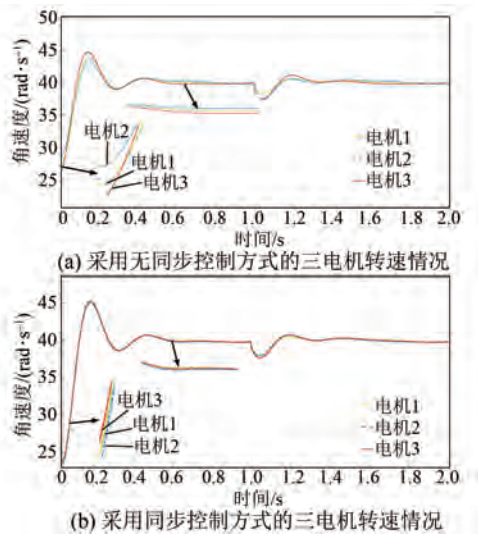


图 6 伺服驱动系统电机转速情况

Fig. 6 Servo drive system motor speed situation

表 1 电机间的同步误差指标

控制方式	角速度差			
	平均值	均方值	突变前	突变后
同步 12	0.019	0.122 1	0.31	0.24
同步 13	0.012	0.108 8	0.3	0.43
同步 23	0.007	0.136 4	0.56	0.33
无同步 12	0.012	0.348	0.7	0.81
无同步 13	0.014	0.468	1.45	0.96
无同步 23	0.026 7	0.661	1.78	0.6

4 含摩擦齿隙的交流伺服驱动系统

数控机床交流伺服驱动系统的机械结构如图 7 所示, 由电机、减速器、传动机构及负载组成。

电机在高速转动下带动减速器,再由传动机构带动负载完成运动形式的转换和能量传递。由于齿轮、滚珠丝杠等传动机构本身就存在齿隙,且当伺服系统低速运行时系统摩擦会在动、静摩擦力之间往复,因此在实际运行过程中伺服系统会表现出强烈的非线性,从而导致系统出现机械谐振并在稳态误差伺服跟踪过程中出现“死区”、“平顶”等现象^[22-25]。为了模拟数控机床的实际运行过程,需要建立非线性模型来还原摩擦、齿隙的影响。

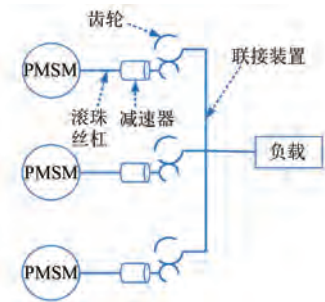


图 7 伺服驱动系统的机械结构

Fig. 7 Mechanical structure of servo drive system

采用 Stribeck 摩擦模型^[26-27],摩擦-速度曲线如图 8 所示。

当角速度 $|\omega| \leq \alpha$ 时 (α 为经验常数), 系统摩擦力 f 为静摩擦:

$$f = \begin{cases} F_s, & F > F_s \\ F, & -F_s \leq F \leq F_s \\ -F_s, & F < -F_s \end{cases} \quad (13)$$

式中: F_s 为最大静摩擦力; F 为电机驱动力。

当角速度 $|\omega| > \alpha$ 时, 系统摩擦力 f 为动摩擦:

$$f = [F_c + (F_s - F_c)e^{-\beta|\omega|}]sgn(\omega) + K_f\omega \quad (14)$$

式中: ω 为角速度; F_c 为库仑摩擦力; β 为经验常数; K_f 为黏性摩擦力比例系数。

齿隙模型采用死区非线性模型^[28],该模型通过描述主动轮和从动轮之间的传递转矩来描述齿隙,传递转矩 T_m 的表达式为

$$T_m = \begin{cases} K_s(\Delta\theta - \gamma) + g\frac{\Delta\theta}{\Delta t}, & \Delta\theta \geq \gamma \\ 0, & -\gamma < \Delta\theta < \gamma \\ K_s(\Delta\theta + \gamma) + g\frac{\Delta\theta}{\Delta t}, & \Delta\theta \leq -\gamma \end{cases} \quad (15)$$

$$\Delta\theta = \theta_m - n \times \theta_L \quad (16)$$

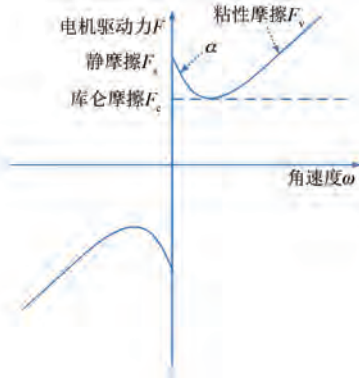


图 8 Stribeck 摩擦模型

Fig. 8 Stribeck friction model

式中: K_s 为大小齿轮间的刚度系数; 2γ 为传动机构的齿隙空隙角度; $\Delta\theta$ 为转角误差; θ_m 为电机转角; θ_L 为负载转角; n 为减速器传动比; g 为齿轮阻尼系数。

一般地,当齿轮间润滑性较好时阻尼系数 g 的影响很小,可以忽略,可将齿隙的死区非线性模型进行简化,简化后的死区齿隙模型如图 9 所示。

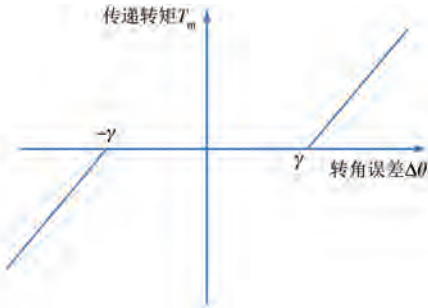


图 9 简化的死区齿隙模型

Fig. 9 Simplified dead space tooth gap model

综上,含齿隙、摩擦非线性的交流伺服驱动系统的第 i ($i=1, 2, 3$) 个 PMSM 的动力学模型表达式为

$$U_i = K_{Ei} \times \dot{\theta}_{mi} + I_i \times R_i + L_i \frac{di}{dt} \quad (17)$$

$$K_{Ti} \times I_i = J_i \times \ddot{\theta}_{mi} + \eta_i \times \dot{\theta}_{mi} + f + T_{mi} \quad (18)$$

$$\sum_{i=1}^3 n_i \times T_{mi} = J_L \times \ddot{\theta}_L + \eta_L \times \dot{\theta}_L + T_L \quad (19)$$

式中: U_i 、 I_i 、 R_i 和 L_i 分别为电机侧电压、电流、电阻和电感; K_{Ei} 为伺服电机反电势系数; $\dot{\theta}_{mi}$ 和 $\ddot{\theta}_{mi}$ 分别为 PMSM 的转角速度和转角加速度; $\dot{\theta}_L$ 和 $\ddot{\theta}_L$ 分别为负载角速度和负载角加速度; K_T 为伺服电机转矩系数; J_i 为电机侧转动惯量; J_L 为负

载侧转动惯量; η_i 为电机侧阻尼系数; η_L 为负载侧阻尼系数; T_L 为负载转矩。

5 自适应鲁棒控制器设计

针对 PMSM 的非线性、强耦合性,以及数控机床交流伺服驱动系统运行时机械部分受到摩擦、齿隙非线性影响的特点^[29-30],在交流伺服驱动系统负载侧设计自适应鲁棒控制器。一方面可以保证系统在受到摩擦、齿隙的非线性因素影响时也能维持理想的同步跟踪性能;另一方面可以根据非线性误差自动调整控制器参数以应对系统的非线性因素与未知扰动,实现系统的渐近稳定。

设计方式如下,设非线性不确定系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ x_2 = u + A \times \dot{x}_2 + B \end{cases} \quad (20)$$

则根据式(20)可得该系统的跟踪误差为

$$\begin{cases} e = C_1 \times e_1 + C_2 \times e_2 + r \\ e_1 = x_1 - x_0 \\ e_2 = x_2 - \dot{x}_0 \end{cases} \quad (21)$$

式中: x_0 为理想路径; $\dot{x}_0$ 为理想速度; x_1 为实际路径; x_2 为实际速度; u 为系统输入; e 为跟踪误差; C_1 和 C_2 为大于 0 的常数; r 为初始修正因子;其中 A 、 B 、 C_1 、 C_2 和 r 均为满足条件的可变参数。

将 PMSM 的动力学模型带入式(20)和式(21),即设理想情况下的 PMSM 转角 θ_{m0} 为 x_0 ;实际运行条件下的第 i 个 PMSM 的转角 θ_{mi} 为 x_1 ;转角速度 $\dot{\theta}_{mi}$ 为 x_2 ;则:

$$\begin{cases} u = K_{Ti}/\eta_i \times I_i \\ A = -J_i/\eta_i \\ B = -(f + T_{mi})/\eta_i \end{cases} \quad (22)$$

对 e 求导,并结合式(20)和(22)可得:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= C_1 \times \dot{e}_1 + C_2 \times \dot{e}_2 + \dot{r} = C_1 \times x_1 + C_2 \times \\ &\quad \dot{x}_2 - (C_1 + C_2) \times x_0 + \dot{r} = \\ &\quad \left(C_1 - \frac{\eta_i \times C_2}{J_i} \right) x_2 + \frac{C_2 \times K_{Ti}}{J_i} I_i - \\ &\quad \frac{(f + T_{mi}) \times C_2}{J_i} - (C_1 + C_2) \times \dot{x}_0 + \dot{r} \end{aligned} \quad (23)$$

设计自适应鲁棒控制器 I_i ,为了便于 I_i 能够由式(21)中的变量表达,另设 I_a 、 I_b 和 I_c 表达式如下:

差抑制变差。

仿真结果如图 11 所示。其中(a)为传统 PID 控制下的位置跟踪 θ_{m0} ; (b)为自适应鲁棒控制 (Adaptive Robust Control, ARC) 下的位置跟踪 θ_{m1} ; (c)为传统 PID 控制下的速度跟踪 $\dot{\theta}_{m0}$; (d)为 ARC 下的速度跟踪 $\dot{\theta}_{m1}$ 。表 2 为传统 PID 控制与 ARC 的位置、速度跟踪性能指标对比。表 3 为依次将 g_1/g_2 从 1/3 变为 1/5、 D 从 120 变为 100、 E 从 16 变为 12、 F 从 0.2 变 0.4 后 ARC 的性能指标变化。

由表 2 可见,ARC 位置、速度的积分误差指标均优于传统 PID 控制。相较于传统 PID 控制,ARC 具有更好的性能指标,能够减小摩擦齿隙等非线性误差来满足数控机床伺服驱动系统的控制需求。对比图 11 中 x_0 与 θ_{m0} 、 θ_{m1} , $\dot{x}_0$ 与 $\dot{\theta}_{m0}$ 、 $\dot{\theta}_{m1}$ 可知,经过 0.4 s 的初始修正后,目标信号经过自适应鲁棒控制在摩擦齿隙影响下的位置和速度误差变小,摩擦齿隙带来的“平顶”和“死区”现象明显减弱,系统趋于稳定。表明经过初始修正后自适应鲁棒控制器对负载侧摩擦齿隙影响有较好的修正作用,其效果明显优于传统 PID 控制,更有利于确保目标信号速度和位置的跟踪效果和系统稳定。根据表 3 结合仿真时间可以知, g_1/g_2 变小,计算量显著增加导致控制器能耗或系统用时增加,速度跟踪的 ISE、ITSE 变大,其他指标变小; D 变小,控制器能耗减少,速度跟踪的 ISE 减小,其他指标提升; E 变小,系统能耗和用时略微降低,性能指标变差; F 变大,系统能耗和用时略微降低,性能指标变差。在实际使用时可以根据具体需求在限制范围内适当调整上述参数。

表 2 ARC 与 PID 控制器的性能指标对比

Tab. 2 The performance indexes comparison of ARC and PID controller

性能指标	IAE	ISE	ITSE	ITAE
ARC 位置	0.010 6	7.22e-5	0.018 54	4.38e-5
PID 位置	0.318 3	0.025	0.795 8	0.062 5
ARC 速度	0.107 5	0.026 61	0.1	0.003 4
PID 速度	2	0.987	5	2.467

6 多电机同步控制策略仿真与验证

多电机同步控制策略仿真模型如图 12 所示,主要由含虚拟主轴的上位机侧、3台PMSM组成

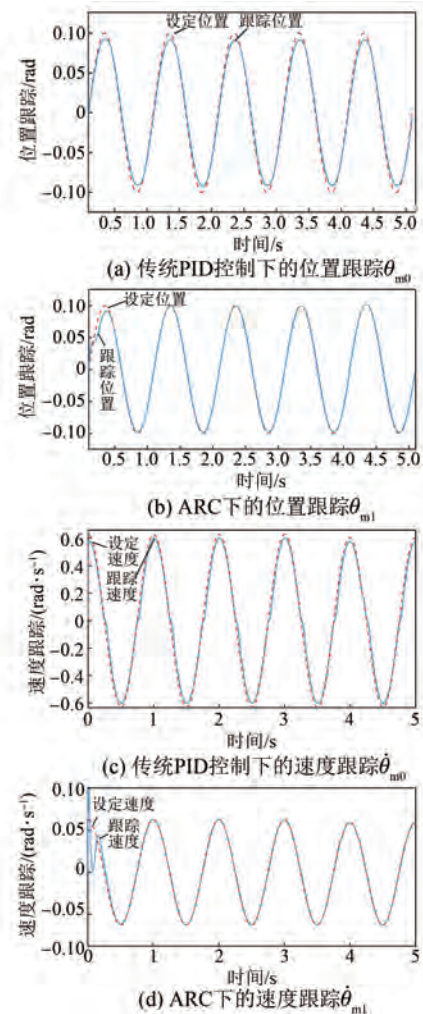


图 11 摩擦齿隙影响下目标信号在 ARC 及 PID 控制下的运行情况

Fig. 11 Operation of target signal under the influence of friction and gear backlash with ARC and PID control

表 3 改变控制器参数后的性能指标变化

Tab. 3 Changes in performance indexes after changing controller parameters

性能指标	IAE	ISE	ITSE	ITAE
ARC	0.010 61	7.23e-5	0.018 5	4.39e-5
$g_1/g_2 = 1/5$	0.004 27	5.21e-5	0.014 35	7.63e-6
位置 $D = 100$	0.011 2	7.67e-5	0.02	5.07e-5
$E = 12$	0.015 4	1.001e-4	0.0 309	1.078e-4
$F = 0.4$	0.013 7	8.76e-5	0.026 5	7.95e-5
ARC	0.107 5	0.026 61	0.1	0.003 4
$g_1/g_2 = 1/5$	0.07 53 7	0.028 5	0.012 3	0.001 83
速度 $D = 100$	0.11	0.025 8	0.107 4	3.682e-3
$E = 12$	0.132	0.027 4	0.163 4	6.414e-3
$F = 0.4$	0.123	0.027 3	0.141 8	5.268e-3

的伺服驱动系统的电机侧以及含摩擦齿隙的负载侧组成。并且在对应模型中或模型间衔接部分加

入的 BP-PID 速度环、改进偏差耦合控制策略以及自适应鲁棒控制器等。

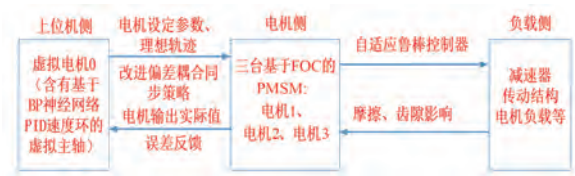


图 12 多电机同步控制策略的仿真模型整体结构

Fig. 12 Overall structure of the simulation model for the synchronous control strategy of multiple motors

设定目标转速为 360 r/min,并在 1 s 时将三电机负载分别突变为 11 N·m、12 N·m 和 13 N·m,模型参数如表 4 所示。

将表 4 中的参数对应到图 13 的仿真模型中得到的仿真结果如图 14 所示。其中,图 14(a)为三电机的转速同步情况;图 14(b)为三电机的位置跟踪情况(三电机位置跟踪图像完全相同);图 14(c)为三电机的速度跟踪情况(三电机跟踪速度图像完全相同)。再去掉图 13 中的同步控制、自适应鲁棒控制器等模块,分别得到方案 1(传统 PID 控制下)、方案 2(采用同步控制策略但不加自适应鲁棒控制器)以及方案 3(完全采用本文同步控制策略)的性能指标数据,如表 5 所示。

结合图 14 及表 5 中方案 2、3 对比可以验证

在本文所设计的多电机同步策略上加入自适应鲁棒控制器后,除了位置控制的 ISE 外均有所提高。也就是说在满足李雅普诺夫稳定的条件下,加入自适应鲁棒控制器后系统除了对大误差的抑制性能减弱外其他性能均有所提高。同时根据表 5 中方案 1、3 对比可知,采用本方案的控制效果明显优于采用传统 PID 控制的方案 1,在降低机械传

表 4 模型参数

Tab. 4 Model parameter

参数名称	电机 0	电机 1	电机 2	电机 3
设定转速/(rad·s ⁻¹)	12π	虚拟电机输出值		
定子电阻/Ω	3	2.8	3	3.5
d 轴定子电感/mH	0.9	0.85	0.9	0.95
q 轴定子电感/mH	0.9	0.85	0.9	0.95
极对数	2	2	2	2
定子磁链/10 ⁻³	180	175	195	210
转动惯量/10 ⁻⁴	8.25	8.19	8.75	9
阻尼系数/10 ⁻³	40	37.6	40.3	41
电机反电势系数	67.2	67.2	67.2	67.2
电机转矩系数	1.11	1.11	1.11	1.11
负载转动惯量/(kg·m ²)		9.3 347		
齿轮阻尼系数		0.024		
减速器传动比		178		
齿轮刚度系数		3 160 000		
齿隙空载角度		0.036		
负载转矩/(N·m)		10		
大静摩擦力/N		0.6		
库仑摩擦力/N		0.5		
粘性摩擦比例数		0.015		

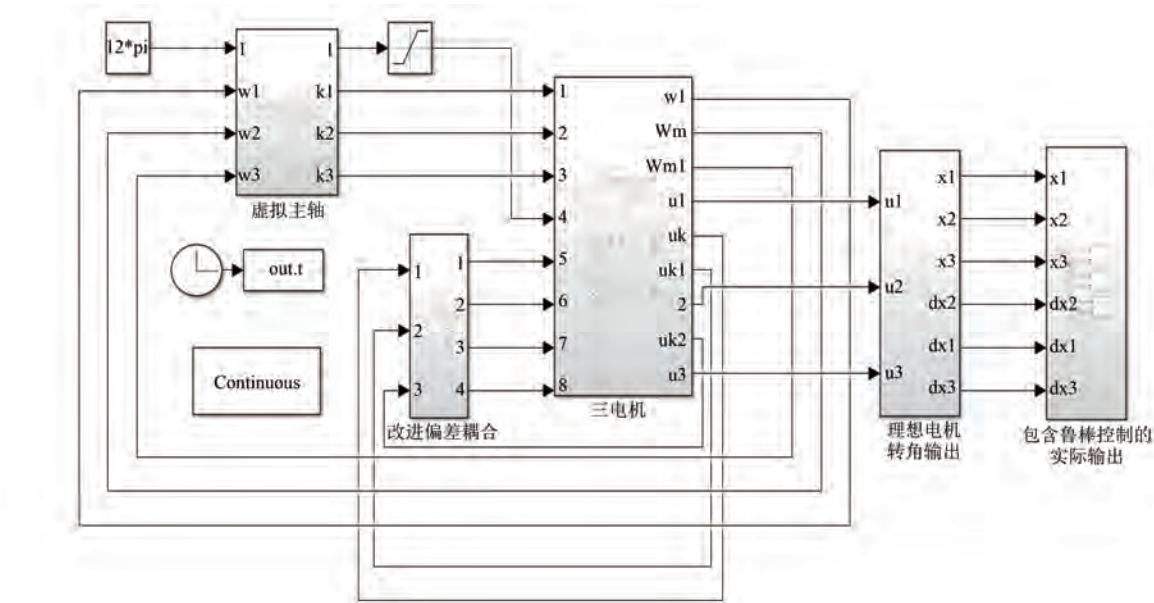


图 13 整体仿真模型

Fig. 13 Overall simulation model

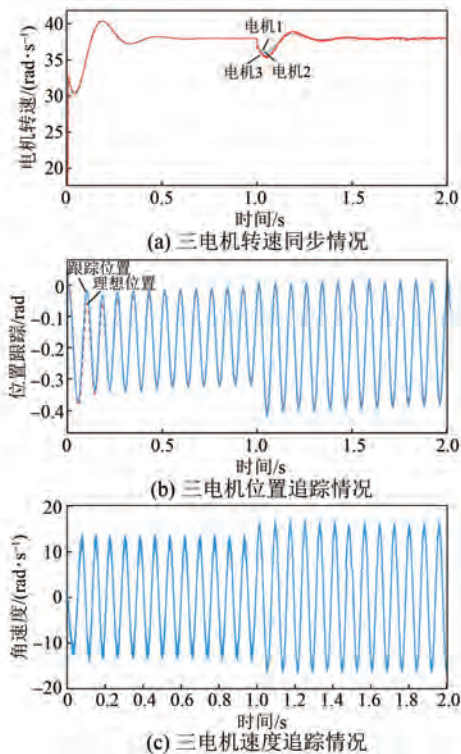


图 14 仿真结果

Fig. 14 Simulation results

表 5 Comparison of performance indexes under three scenarios

Tab. 5 三种方案下的性能指标对比

性能指标		IAE	ISE	ITSE	ITAE
位置	方案 3	0.015 6	2.08e-4	0.013	1.12e-4
	方案 2	0.060 8	4.62e-4	0.0 414	9.26e-4
	方案 1	0.043 8	1.18e-3	0.0 556	1.6e-3
速度	方案 3	0.039 4	1.1e-3	0.0 373	1.0e-3
	方案 2	0.061	3.95e-3	0.0 624	4.4e-3
	方案 1	1.203	0.927 7	1.182	0.88

动干扰,确保伺服跟踪性能;提高控制精度,保证三电机转速同步;增强驱动系统的鲁棒性等方面均有较好效果。

7 结语

本文提出了一种三 PMSM 组成的数控机床伺服驱动系统的同步控制策略,并对所提策略进行了验证。

(1) 针对传统 PID 控制响应速度慢、控制精度低的缺点设计了 BP-PID 速度环,确保能支持多电机同步控制的数据处理及反馈工作。

(2) 设计了改进偏差耦合与虚拟主轴结合的

控制方式,既能保证同步性能又能快速产生同步补偿弥补调节延迟。

(3) 模拟了数控机床伺服驱动系统在实际运行场景下电机位置、速度跟踪受到摩擦齿隙非线性影响时产生的“平顶”和“死区”等现象。

(4) 设计自适应鲁棒控制器,有效抑制了摩擦、齿隙影响。

参考文献

- [1] 舒志兵. 交流伺服运动控制系统[M]. 北京: 清华大学出版社, 2006.
SHU Z B. AC Servo Motion Control System [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2006.
- [2] 刘强. 数控机床发展历程及未来趋势[J]. 中国机械工程, 2021, 32(7): 757-770.
LIU Q. Development history and future trends of numerical control machine tool [J]. China Mechanical Engineering, 2021, 32(7): 757-770.
- [3] 任雪梅. 多电机驱动系统的同步与跟踪控制[M]. 北京: 科学出版社, 2021.
REN X M. Synchronization and Tracking Control of Multi-Motor Drive Systems [M]. Beijing: Science Press, 2021.
- [4] 莫会成, 闵琳, 王健, 等. 现代高性能永磁交流伺服系统综述-永磁电机篇[J]. 微电机, 2013, 46(9): 1-10+40.
MO H C, MIN L, WANG J, et al. Summarizing commentary on modern high-performance AC servo system-PM servo motor [J]. Micromotors, 2013, 46(9): 1-10+40.
- [5] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁, 等. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75-81.
LU W Q, HU Y W, LIANG J Y, et al. Anti-disturbance adaptive control for permanent magnet synchronous motor servo system [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(3): 75-81.
- [6] 崔家瑞, 李擎, 张波, 等. 永磁同步电机变论域自适应模糊 PID 控制[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(增刊 1): 190-194.
CUI J R, LI Q, ZHANG B, et al. Permanent magnet synchronous motor of variable universe adaptive fuzzy PID control [J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(S1): 190-194.
- [7] 毛帅, 刁晓飞, 王晓, 等. 具有非惯量负载转矩补

- 偿功能的伺服永磁同步电机控制方法[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(9): 20-27.
- MAO S, DIAO X F, WANG X, et al. Control method of servo permanent magnet synchronous motor with non-inertia load torque compensation function [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(9): 20-27.
- [8] 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.
- HAN J Q. From PID technique to active disturbances rejection control technique [J]. Control Engineering of China, 2002, 9(3): 13-18.
- [9] 刘春强, 骆光照, 涂文聪, 等. 基于自抗扰控制的双环伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7032-7039+7095.
- LIU C Q, LUO G Z, TU W C, et al. Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 7032-7039+7095.
- [10] 郭亮, 邓乾坤, 鲁文其, 等. 高精度数控机床直线电机的改进型自抗扰控制研究[J]. 机电工程, 2019, 36(12): 1303-1308.
- GUO L, DENG Q K, LU W Q, et al. Improved ADRC control strategy of linear motor for high precision NC machine [J] Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2019, 36(12): 1303-1308.
- [11] 王同旭, 马鸿雁, 聂沐晗. 电梯用永磁同步电机 BP 神经网络 PID 调速控制方法的研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(增刊 1): 43-47.
- WANG T X, MA H Y, NIE M H. The research of PMSM BP neural network PID control in elevator [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(S1): 43-47.
- [12] 鞠超, 叶敏, 冯凯阳, 等. 基于 BP 神经网络 PID 的高速清扫车摆臂控制系统[J]. 机床与液压, 2023, 51(14): 106-112.
- JU C, YE M, FENG K Y, et al. High speed sweeper swing arm control system based on BP neural network PID [J]. Machine Tool & Hydraulics, 2023, 51(14): 106-112.
- [13] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016.
- YUAN L, HU B X, WEI K Y, et al. Modern Permanent Magnet Synchronous Motor Control Principles and MATLAB Simulation [M]. Beijing: Beihang University Press, 2016.
- [14] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 17-23.
- [15] 迟世伟, 刘慧博. 基于前馈补偿的永磁同步电机自抗扰控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(1): 9-13.
- CHI S W, LIU H B. ADRC control of permanent magnet synchronous motor based on the feedforward compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(1): 9-13.
- [16] LIU Y J, XU H, ZHANG Y G. Burner-electrode position control of calcium carbide furnace based on BP-PID controller [C] // 2017 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), Takamatsu, 2017.
- [17] 赵威. 多电机驱动伺服系统跟踪与同步控制研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2017.
- ZHAO W. Tracking and synchronization control for multi-motor driving servo systems [D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2017.
- [18] 叶宇豪, 彭飞, 黄允凯. 多电机同步运动控制技术综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(14): 2922-2935.
- YE Y H, PENG F, HUANG Y K. Overview of multi-motor synchronous motion control technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(14): 2922-2935.
- [19] 曹原, 贾凯, 徐方, 等. 改进的交叉耦合控制策略在同步控制中的应用[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022, 6: 72-77.
- CAO Y, JIA K, XU F, et al. Application of improved cross-coupling control strategy in synchronous control [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2022, 6: 72-77.
- [20] 史婷娜, 辛雄, 夏长亮. 采用虚拟电机的改进偏差耦合多电机同步控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(23): 7004-7013+7092.
- SHI T N, XIN X, XIA C L. Multi-motor speed synchronous control based on improved relative coupling structure with a virtual motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(23): 7004-7013+7092.
- [21] 周广飞, 侯博川, 杨建华, 等. 基于动态补偿的多

- 电机控制算法[J]. 航空学报, 2020, 41(增刊1): 157-162.
- ZHOU G F, HOU B C, YANG J H, et al. Multi-motor control algorithm based on dynamic compensation [J]. Acta Aeronautica ET Astronautica Sinica, 2020, 41(S1): 157-162.
- [22] 杨明, 胡浩, 徐殿国. 永磁交流伺服系统机械谐振成因及其抑制[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(1): 79-84.
- YANG M, HU H, XU D G. Cause and suppression of mechanical resonance in PMSM servo system [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(1): 79-84.
- [23] 刘晓琳, 谢孟岑. 飞机舵机电伺服系统的摩擦补偿控制策略[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022, 5: 45-50.
- LIU X L, XIE M C. Friction compensation control strategy for electric servo system of aircraft rudder [J]. Modular Machine Tool & Automatic Manufacturing Technique, 2022, 5: 45-50.
- [24] 李曦, 胡健, 姚建勇, 等. 基于观测器摩擦补偿的机电系统高精度控制[J]. 浙江大学学报(工学版), 2021, 55(6): 1150-1158.
- LI X, HU J, YAO J Y, et al. High precision control of electromechanical system based on observer friction compensation [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2021, 55(6): 1150-1158.
- [25] 李浩东, 李长兵. 永磁同步伺服系统摩擦力和扰动补偿方法研究 [J]. 电机与控制应用, 2022, 49(1): 22-27.
- LI H D, LI C B. Research on friction and disturbance compensation of permanent magnet synchronous servo system. [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(1): 22-27.
- [26] CANUDAS-DE-WIT C, OLSSON H, ASTROM K J, et al. A new model for control of systems with friction [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1995, 40(3): 419-425.
- [27] DU P P, SU H, TANG G Y. Friction compensation control for electric power steering systems[C]// 2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES), Hamilton, 2018.
- [28] 赵国峰, 樊卫华, 陈庆伟, 等. 齿隙非线性研究进展[J]. 兵工学报, 2006, 27(6): 1072-1080.
- ZHAO G F, FAN W H, CHEN Q W, et al. A survey on backlash nonlinearity [J]. 2006, 27(6): 1072-1080.
- [29] HUANG W S, LIU C W, HSU P L, et al. Precision control and compensation of servomotors and machine tools via the disturbance observer [J]. IEEE Transactions, 2010, 57(1): 420-429.
- [30] 冯宾, 樊卫华. 基于摩擦补偿的直流伺服系统变增益自抗扰控制器[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(1): 35-43.
- FENG B, FAN W H, Variable gain active disturbance rejection controller for DC servo system based on friction compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(1): 35-43.

收稿日期:2023-11-23

收到修改稿日期:2024-01-02

作者简介:

白梓岑(1995-),男,硕士研究生,研究方向为电力电子与电气传动,bzcwork@outlook.com;

*通信作者:陈少华(1979-),男,博士,教授,研究方向为智能机器人控制、无线通信技术及轨道交通信号与控制技术,dl_chenshaohua@163.com。

Multi-Motor Synchronization Control Strategy for Servo Drive System of CNC Machine Tools

BAI Zicen, CHEN Shaohua *

(School of Automation and Electrical Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Key words: computer numerical control machine tool; servo drive system; multi-motor synchronization control; adaptive robust control

In the context of the increasingly high-power and high-precision large industrial computer numerical control (CNC) machine tools, the use of multi-motor linkage instead of a single high-power motor is an important way to increase powertrain output and drive capability. Therefore, the synchronization and control accuracy of multi-motor linkage are key issues.

In this paper, a synchronization control strategy based on multiple alternating current (AC) servo motors is proposed to realize the synchronization of rotational speed and position of three permanent

magnet synchronous motors (PMSMs) linkage system. Firstly, this strategy combines a virtual spindle and a deviation-coupled synchronous control approach with back propagation (BP) neural network proportional integral derivative (PID) control as well as adaptive robust control. Secondly, the actual operation of the CNC machine's three-PMSMs linkage system under the influence of friction and backlash is simulated by Matlab/Simulink. The synchronization control strategy based on multiple AC servo motors is shown in Fig.1.

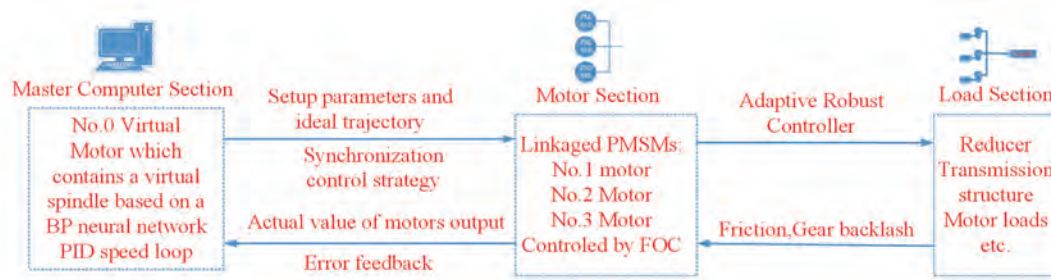


Fig.1 Schematic diagram of the synchronization control strategy based on multiple AC servo motor

In the proposed synchronization control strategy, the PID control with BP neural network has better dynamic performance and control accuracy, and the optimal solution of the proportional integral derivative of the PID controller can be transmitted to the master computer in real time. The combining the virtual spindle and relative coupling control synchronization control method, relying on the virtual spindle master-slave model to ensure the synchronization performance, and at the same time, using the characteristics of the improved deviation coupling control with short delay, when the master-slave motor synchronization error is large, the rapid generation of synchronization compensation to make up for the adjustment delay of

the virtual spindle. The adaptive robust controller can ensure that the system can maintain ideal synchronous tracking performance even when it is affected by nonlinear factors such as friction and gear backlash, and it can also automatically adjust the controller parameters according to the nonlinear errors to cope with the nonlinear factors and unknown perturbations of the system to achieve asymptotic stabilization.

The Simulation results show that the proposed strategy has good synchronization performance and servo effect. It improves the control accuracy and response speed of the multi-motor linkage system, reduces the influence of friction and gear backlash, and enhances the robustness of the system.