

文章编号: 1674-8085(2016)03-0001-05

双电机驱动伺服系统的全系数自适应控制

*赵海波¹, 王承光², 宋 勇²

(1. 铜陵学院电气工程学院, 安徽, 铜陵 244000; 2. 四川航天系统工程研究所, 四川, 成都 610100)

摘 要: 双电机驱动伺服系统中存在齿隙非线性和摩擦非线性, 从而降低系统跟踪响应速度、稳态精度及其抗干扰能力, 为了削弱齿隙和摩擦非线性对系统产生的不利影响, 提出了一种新的全系数自适应控制方法。首先分别给出了齿隙和摩擦非线性的动力学模型, 然后在此基础上建立了齿隙和摩擦非线性并存时的特征模型, 最后进行全系数自适应控制器的设计。将前馈全系数自适应控制和单纯的全系数自适应控制进行仿真比较, 结果表明, 前者跟踪响应速度快, 稳态精度高, 抗干扰能力强, 具有较高的鲁棒性, 说明所提出的控制策略是有效的。

关键词: 双电机驱动; 齿隙非线性; 摩擦非线性; 特征模型; 全系数自适应控制

中图分类号: TP273

文献标识码: A

DOI:10.3969/j.issn.1674-8085.2016.03.010

ALL-COEFFICIENT ADAPTIVE CONTROL OF DUAL-MOTOR DRIVING SERVO SYSTEM

ZHAO Hai-bo¹, WANG Cheng-guang², SONG Yong²

(1. Department of Electrical Engineering, Tongling University, Tongling, Anhui 244000, China;

2. Sichuan Institute of Aerospace System Engineering, Chengdu, Sichuan 610100, China)

Abstract: Backlash nonlinearity and friction nonlinearity exist in dual-motor driving servo system, which reducing system response speed, steady accuracy and anti-interference ability. In order to diminish the adverse effects of backlash and friction nonlinearity to system, we proposed a new all-coefficient adaptive control method. Firstly, we introduced the dynamic model of backlash and friction nonlinearity respectively. Then on this basis, we established the characteristic model when backlash and friction nonlinearity coexist. Finally the all-coefficient adaptive controller was designed. The simulations of feed forward all-coefficient adaptive control and simplex all-coefficient adaptive control were compared, the results showed that the former has quicker response speed, higher steady accuracy, stronger anti-interference performance and better robustness, which validating the efficacy of the proposed control strategy.

Key words: dual-motor driving; backlash nonlinearity; friction nonlinearity; characteristic model; all-coefficient adaptive control

影响双电机驱动伺服系统的动态性能和稳态精度的非线性环节有很多, 如齿隙非线性、摩擦非线性、死区非线性、饱和非线性等, 其中以齿隙非线性和摩擦非线性对系统的性能影响最为明显。因

此, 齿隙和摩擦非线性一直引起国内外学术和工程界的广泛关注。

在双电机联动伺服系统的建模方面, 国内外很多学者都进行了研究。文献[1]建立了含齿隙非

收稿日期: 2015-12-18; 修改日期: 2016-04-17

基金项目: 安徽省自然科学基金面上项目 (1508085MF130); 安徽省高校自然科学研究重点项目(KJ2015A297)

作者简介: *赵海波(1979-), 男, 安徽桐城人, 副教授, 硕士, 主要从事智能控制与智能系统研究(E-mail:happyzhaohaibo@126.com);

王承光(1980-), 男, 山东郓城人, 高级工程师, 硕士, 主要从事战术武器系统动力学模型及仿真设计研究(E-mail:chenggw_025@sina.com);

宋 勇(1978-), 男, 湖北宜昌人, 研究员, 博士, 主要从事计算智能与复杂系统研究(E-mail:songy_168@sina.com).

线性的双电机驱动系统的动力学模型,给出了双电机驱动系统的动态结构框图。文献[2]建立了双电机互馈型交流传动系统的仿真模型,该模型基于自适应全阶磁链观测器和转矩传感器。文献[3]基于自适应状态观测器方法建立了双电机驱动系统的仿真模型,自适应的双状态观测器能较好地消除摩擦模型的不确定状态。文献[4]建立了含齿隙非线性的机床进给系统的双电机驱动系统控制模型,文中采用速度偏差反馈控制来消除双电机的同步误差。文献[5-6]给出了水泥窖驱动系统的机械模型和实验仿真框图。文献[7]建立了含摩擦非线性的双电机驱动系统的快速终端滑模控制模型。文献[8]介绍了由双电机驱动的电子液压制动系统,主要目的是控制制动踏板感觉和系统的液压,给出了含摩擦非线性的系统结构模型。但以上文献所建立的系统模型都是动力学模型,而且都是针对齿隙非线性或摩擦非线性单独存在时建立的,没有考虑齿隙和摩擦非线性并存时系统模型的建立。

在齿隙和摩擦非线性的补偿控制方法方面,国内外很多学者也都进行了研究。文献[9]采用三级级联模型对输入端含饱和和非线性、输出端含齿隙非线性的非线性动态系统进行参数辨识,通过实例验证说明了所提控制策略的可行性。文献[10]针对机电伺服系统设计了一种基于动态面滤波法的自适应鲁棒控制器,仿真和实验结果表明该算法能有效控制 LuGre 摩擦模型对系统的影响。文献[11]针对输入具有齿隙非线性特性的周期系统设计控制器,采用双曲函数保证控制器光滑可导的同时有效抑制颤振。文献[12]针对一类输入具有齿隙非线性的系统,提出一种新的迭代学习控制方法。文献[13]针对考虑 LuGre 摩擦的伺服系统,在系统参数和负载转矩未知的情况下设计了自适应模糊控制器。文献[14]基于力矩传动模型设计一种无末端反馈的摩擦补偿控制器,使系统的输出能跟随期望的力矩轨迹。但国内外学者大多研究齿隙和摩擦非线性单独存在时的补偿控制策略,很少有研究齿隙和摩擦非线性并存时的补偿控制策略。

纵观近年来齿隙和摩擦非线性补偿控制的发展,其主要控制算法有鲁棒自适应控制、重复控制、模糊控制、滑模控制、神经网络控制等。上述所提的控制方法在一定程度上都取得了较好的控制效果,但是仍然无法满足实际应用中出现诸多问题,如动态跟踪性能不足、控制精度不高、系统参数变化等。全系数自适应控制方法具有算法简单、鲁棒性强等特点,在部分实际工业和航天控制系统中已经得到成功应用,算法本身具有较高的成熟性,但很少有学者将其用来控制多电机驱动系统,因此有必要对其进行研究。本文针对双电机驱动伺服系统中齿隙和摩擦非线性并存的情况,建立了一种新的系统模型——特征模型,并采用全系数自适应控制算法对系统进行控制,获得了理想的控制效果。

1 特征建模

所谓特征建模,就是根据对象动力学特征、环境特征和控制性能要求相结合进行建模,而不仅以对象精确的动力学分析来建模,特征建模的特点^[15]如下:

1)在同样输入控制作用下,对象特征模型和实际对象在输出上是等价的(即在动态过程中能保持在允许的输出误差内),在稳定情况下,输出是相等的;

2)特征模型的形式和阶次除考虑对象特征外,主要取决于控制性能要求;

3)特征模型建立的形式应比原对象的动力学方程简单,易于控制器设计,工程实现容易、方便;

4)特征模型与高阶系统的降阶模型不同,它是把高阶模型有关信息都压缩到几个特征参量之中,并不丢失信息,一般情况下特征模型用慢时变差分方程描述。

特征模型可以由对象物理机理直接建模,也可通过原动力学方程与控制性能要求推导建立。本文采用后面一种方法,先建立齿隙和摩擦非线性并存的系统动力学模型,在此基础上再建立系

统的特征模型。

1.1 系统动力学模型

图 1 为双电机驱动伺服系统示意图。 O_0 为从动子系统， O_1 和 O_2 为驱动子系统。

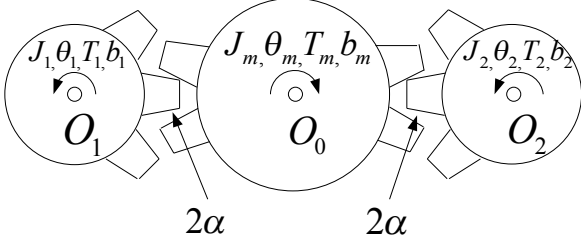


图 1 双电机驱动伺服系统示意图

Fig. 1 The schematic diagram of dual-motor driving servo system

其中， J_1, J_2 为主动轮的转动惯量， J_m 为从动轮的转动惯量， θ_1, θ_2 为主动轮轴的转角， θ_m 为从动轮轴的转角， T_1, T_2 为主动轮的输入转矩， T_m 为从动轮的负载转矩， b_1, b_2 为主动轮的粘性摩擦系数， b_m 为从动轮的粘性摩擦系数， 2α 为齿隙大小。

假设在整个控制过程中，从动子系统 O_0 与 O_1 、 O_2 ，或者 O_1 和 O_2 处于交替接触状态。这是通过施加一定偏置力矩保证的^[16]，即两个驱动子系统输出端分别在从动子系统上施加大小相等、方向相反的力矩。受齿隙非线性影响^[17]，主、从动轮接触时的传递力矩 $\tau_i(t) (i=1,2)$ 可以表示为：

$$\tau_i(t) = kf(z_i(t)) + cf(\dot{z}_i(t)) \quad (1)$$

其中， k 和 c 分别为主、从动轮结合处的刚度系数和阻尼系数， $f(z_i(t))$ 为死区函数，可表示为：

$$f(z_i(t)) = \begin{cases} z_i(t) + \alpha & z < -\alpha \\ 0 & -\alpha \leq z \leq \alpha \\ z_i(t) - \alpha & z > \alpha \end{cases} \quad (2)$$

其中， $z_i(t) = \theta_i(t) - \theta_m(t)$ (假设传动比为 1)。

双电机驱动伺服系统中，除了齿隙非线性的影响外，还有摩擦非线性的影响。记 $\tau_n(t) (n=3,4)$ 为系统中由摩擦产生的力矩（主要在主动轮侧），采用 Stribeck 摩擦模型对 τ_n 进行建模：

$$\tau_n(t) = [F_c + (F_s - F_c)e^{-(\dot{\theta}_i(t)/\dot{\theta}_s)^\delta}] \operatorname{sgn}[\dot{\theta}_i(t)] + b\dot{\theta}_i(t) \quad (3)$$

其中， $F_c, F_s, b, \dot{\theta}_i(t), \dot{\theta}_s$ 分别是库仑摩擦力、最大静摩擦力、粘滞摩擦系数、主动轮角速度、Stribeck 速度。 $\dot{\theta}_s$ 和 δ 都是经验常数，一般取 $\dot{\theta}_s = 0.05$ ， $\delta = 2$ 。

典型的双电机驱动伺服系统的动力学方程如下所示：

$$\begin{cases} U_i(t) = R_i I_i(t) + L_i \frac{dI_i(t)}{dt} + C_{ie} \dot{\theta}_i(t) \\ J_i \ddot{\theta}_i(t) + b_i \dot{\theta}_i(t) = T_i - \tau_i - \tau_n \\ J_m \ddot{\theta}_m(t) + b_m \dot{\theta}_m(t) = \tau_1 + \tau_2 \\ T_i = k_{di} I_i(t) \\ \tau_i(t) = kf(z_i(t)) + cf(\dot{z}_i(t)) \\ f(z_i(t)) = \begin{cases} z_i(t) + \alpha & z < -\alpha \\ 0 & -\alpha \leq z \leq \alpha \\ z_i(t) - \alpha & z > \alpha \end{cases} \\ \tau_n(t) = [F_c + (F_s - F_c)e^{-(\dot{\theta}_i(t)/\dot{\theta}_s)^\delta}] \operatorname{sgn}[\dot{\theta}_i(t)] + b\dot{\theta}_i(t) \end{cases} \quad (4)$$

其中， $U_i(t)$ 表示主电机的输入电动势， R_i 和 I_i 分别表示主电机电枢回路电阻和电枢电流， L_i 表示主电机电枢回路电感， C_{ie} 表示主电机反电势系数， k_{di} 主电机转矩系数。

1.2 系统特征模型

设非线性系统为：

$$\dot{x}(t) = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n)}, u, \dot{u}, \dots, u^{(m)}) \quad (5)$$

如令：

$$x = x_1, \quad \dot{x} = x_2, \quad \dots, \quad x^{(n)} = x_{n+1}$$

$$u = u_1, \quad \dot{u} = u_2, \quad \dots, \quad u^{(m)} = u_{m+1}$$

则式(5)可以写成：

$$\dot{x}_i(t) = f(x_1, \dots, x_{n+1}, u_1, \dots, u_{m+1}) \quad (6)$$

对该非线性系统作如下假设：

假设 1 系统是单输入单输出的。

假设 2 控制量 $u(t)$ 的阶次是 1。

假设 3 $f(\cdot)$ 中全部自变量 x_i, u_i 为零时，则

$f(\cdot) = 0$ 。

假设 4 $f(\cdot)$ 对所有自变量是连续可导，各偏导数值有界。

假设 5 $|f(x(t+\Delta t), u(t+\Delta t))| - |f(x(t), u(t))| < M\Delta t$ ， M 为一正常值， Δt 为采样周期。

假设 6 所有变量 x_i 和 u_i 是有界的。

定理 1 若被控对象能用非线性系统式(5)来描述, 且满足上面的假设 1~假设 4, 在满足一定采样周期 Δt 的条件下, 其特征模型可以用一个二阶时变差分方程形式来描述:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= f_1(k)x(k) + f_2(k)x(k-1) + \\ &g_0(k)u(k) + g_1(k)u(k-1) \end{aligned} \quad (7)$$

当被控对象稳定时, 且满足假设 5 和假设 6, 则:

①动态过程中, 在同样输入 u 情况下, 特征模型的输出与实际对象输出是等价的 (适当选取采样周期 Δt 可以保证输出误差在允许范围之内), 在稳态是输出是相等的;

②方程(7)中的系数 $f_i(k)$ 和 $g_i(k)$ 是慢时变的;

③系数范围可以事先确定。

由定理 1 可知: 只有当系统的所有自变量都连续可导时, 才可以对系统进行特征建模。但在式(4)中, 死区函数和符号函数都是不可微的, 因此必须对其进行光滑处理。

使用一个平滑、连续、可微函数来代替死区函数^[18]:

$$f(z_i(t)) = z_i - 4\alpha \left(\frac{2}{1+e^{-\tau_i}} - 1 \right) \quad (8)$$

因此,

$$\tau_i(t) = k(z_i - 4\alpha \left(\frac{2}{1+e^{-\tau_i}} - 1 \right)) + c\dot{z}_i(1 - 8r\alpha \frac{e^{-\tau_i}}{(1+e^{-\tau_i})^2}) \quad (9)$$

采用光滑的摩擦模型代替 Stribeck 摩擦模型^[19], 即引入一个从动轮速度放大系数, 并采用从动轮速度的反正切函数替代 Stribeck 摩擦模型中的符号函数 sgn , 光滑摩擦模型如下所示:

$$\tau_n(t) = [F_c + (F_s - F_c)e^{-(\dot{\theta}_i(t)/\dot{\theta}_s)^8}] \frac{2}{\pi} \arctan(k_b \theta_i(t)) + b\dot{\theta}_i(t) \quad (10)$$

式中, $k_b > 0$ 为从动轮速度放大系数。

对齿隙和摩擦非线性分别进行光滑处理后, 可得到齿隙和摩擦非线性并存的双电机驱动伺服系统的动力学方程如下:

$$\begin{cases} U_i(t) = R_i I_i(t) + L_i \frac{dI_i(t)}{dt} + C_{ie} \dot{\theta}_i(t) \\ J_i \ddot{\theta}_i(t) + b_i \dot{\theta}_i(t) = k_{di} I_i(t) - \tau_i - \tau_n \\ J_m \ddot{\theta}_m(t) + b_m \dot{\theta}_m(t) = \tau_1 + \tau_2 \\ \tau_i(t) = k(z_i - 4\alpha \left(\frac{2}{1+e^{-\tau_i}} - 1 \right)) + c\dot{z}_i(1 - 8r\alpha \frac{e^{-\tau_i}}{(1+e^{-\tau_i})^2}) \\ \tau_n(t) = [F_c + (F_s - F_c)e^{-(\dot{\theta}_i(t)/\dot{\theta}_s)^8}] \frac{2}{\pi} \arctan(k_b \theta_i(t)) + b\dot{\theta}_i(t) \end{cases} \quad (11)$$

令 $x_1 = \theta_i(t)$, $x_2 = \dot{\theta}_i(t)$, $x_3 = \theta_m(t)$, $x_4 = \dot{\theta}_m(t)$,

$x_5 = I_i(t)$, 则系统的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{J_i}(k_{di}x_1 - \tau_i - \tau_n - b_i x_2) \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{J_m}(\tau_i - b_i x_4) \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{L_i}[U_i(t) - C_{ie}x_2 - R_i x_5] \\ y = x_3 \end{cases} \quad (12)$$

由定理 1 可得系统的特征模型如下:

$$\begin{aligned} \theta_m(k+1) &= f_1(k)\theta_m(k) + f_2(k)\theta_m(k-1) + \\ &g_0(k)u(k) + g_1(k)u(k-1) = \phi^T(k-1)\theta(k) \end{aligned} \quad (13)$$

其中,

$$\phi(k-1) = [\theta_m(k) \quad \theta_m(k-1) \quad u(k) \quad u(k-1)]^T$$

$$\theta(k) = [f_1(k) \quad f_2(k) \quad g_0(k) \quad g_1(k)]^T$$

参数 $f_1(k)$, $f_2(k)$, $g_0(k)$, $g_1(k)$ 采用递推最小二乘法进行估计 (遗忘因子 $\lambda = 0.97$):

$$K(k) = \frac{P(k-1)\phi(k-1)}{\lambda + \phi^T(k-1)P(k-1)\phi(k-1)}$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k-1)\hat{\theta}(k-1)]$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda}[I - K(k)\phi^T(k)]P(k-1)。$$

2 控制器设计

全系数自适应控制的主要控制对象是参数未知的线性定常系统或部分非线性系统, 主要特点是建立一个全系数之和等于 1 的数学模型, 在确定参数范围的基础上进行自适应控制器的设计。由于此控制算法具有调试参数少、算法简单、鲁棒性强等特点, 在工程实践中已经得到成功应用。本文针对双电机驱动伺服系统的特征模型, 将全

系数自适应控制中的黄金分割自适应控制和逻辑积分控制相结合, 系统控制框图如图 2:

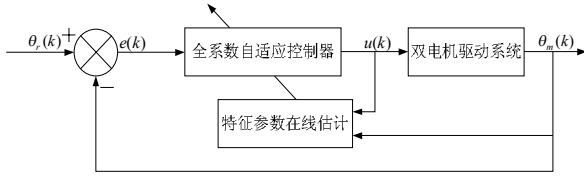


图 2 全系数自适应控制框图

Fig. 2 The block diagram of all-coefficient adaptive control

图 2 中 $u(k)$ 为全系数自适应控制器的输出控制量, 其表达式为:

$$u(k) = u_1(k) + u_i(k) \quad (14)$$

其中, $u_1(k)$ 为黄金分割控制量, $u_i(k)$ 为逻辑积分控制量。

$$u_1(k) = \frac{-1}{\hat{g}_0(k) + \eta} [l_1 \hat{f}_1(k) e(k) + l_2 \hat{f}_2(k) e(k-1) + \hat{g}_1(k) u_i(k-1)] \quad (15)$$

其中, $\hat{g}_0(k)$ 和 $\hat{g}_1(k)$ 分别是 $g_0(k)$ 和 $g_1(k)$ 的估计值, $e(k) = \theta_m(k) - \theta_r(k)$ 。

令 $k_i^+ = k_i^-$, $c = 1$, 则逻辑积分控制量^[20]如下:

$$u_i(k) = u_i(k-1) - k_i (\theta_m(k) - \theta_r(k)) \quad (16)$$

且当参考输入 $\theta_r(k) - \theta_r(k-1) = 0$ 时, $u_i(k) = 0$ 。

若在图 2 中加入前馈控制量 $u_f(k)$, 则得到前馈+全系数自适应控制的系统框图如图 3:

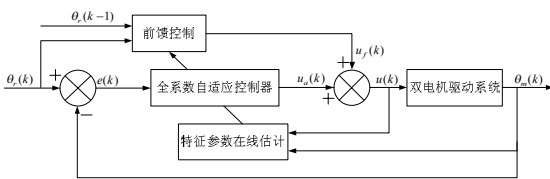


图 3 前馈+全系数自适应控制框图

Fig. 3 The block diagram of feedforward plus all-coefficient adaptive control

图 3 中, $u_f(k) = k_f (\theta_r(k) - \theta_r(k-1))$ 为前馈控制量, k_f 为前馈控制系数, $u_a(k)$ 为全系数自适应控制器的输出控制量, 前馈+全系数自适应控制器的输出控制量为:

$$u(k) = u_a(k) + u_f(k) = u_1(k) + u_i(k) + u_f(k) \quad (17)$$

3 仿真分析

系统物理参数如表 1 所示:

表 1 系统物理参数

Table 1 The system physical parameters

物理参数	参数值
J_1, J_2	$0.185 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
J_m	$0.028 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
b_1, b_2	$12 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
b_m	$13 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$
k	$[560 + 2\sin(\pi t)] \text{ N}\cdot\text{m}/\text{rad}$
c	$[0.15 + 0.01\sin(\pi t)] \text{ N}\cdot\text{m}/\text{rad}$
α	0.5 rad
w	$50 \text{ N}\cdot\text{m}$

仿真时, 将全系数自适应控制(ACAC)与前馈+全系数自适应控制(FACAC)的输出响应做比较, 全系数自适应控制器的参数 $\eta = 1.8 \times 10^{-4}$, $k_i = 85$, 前馈控制参数 $k_f = 115$ 。

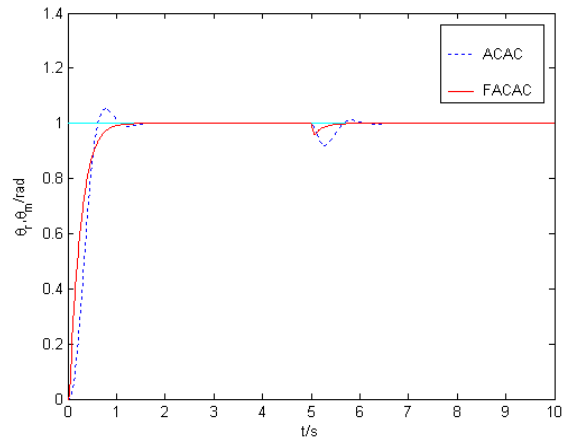


图 4 系统跟踪单位阶跃响应

Fig. 4 System tracking unit step response

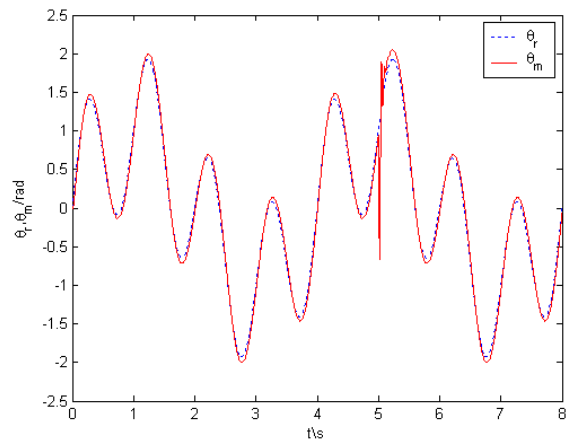


图 5 系统跟踪输入响应(ACAC)

Fig. 5 System tracking input response(ACAC)

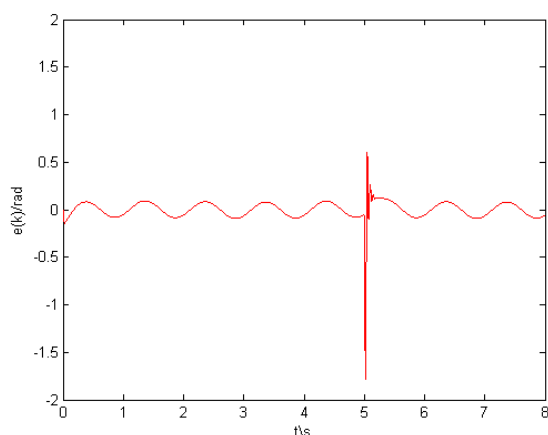


图6 跟踪误差曲线(ACAC)
Fig. 6 Tracking error curve(ACAC)

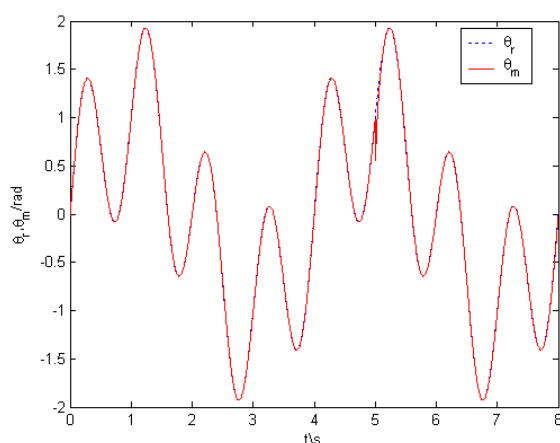


图7 系统跟踪输入响应(FACAC)
Fig. 7 System tracking input response(FACAC)

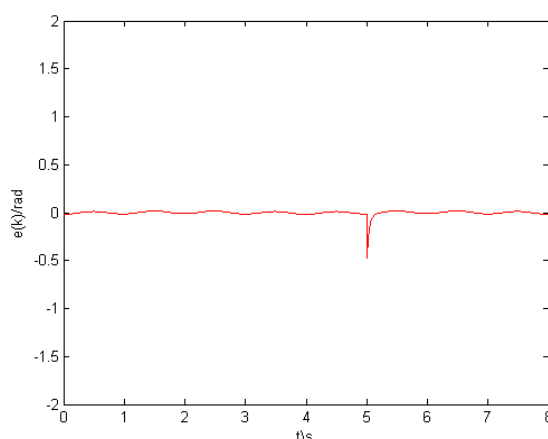


图8 跟踪误差曲线(FACAC)
Fig. 8 Tracking error curve (FACAC)

图4是跟踪单位阶跃时的输出响应,且在5s时刻给系统施加5Nm的干扰;图5和图7分别是采用ACAC方法和FACAC方法时跟踪输入 $\theta_r(t) = \sin(2\pi t) + \sin(0.5\pi t)$ 的输出响应,且在5s

时刻给系统施加8Nm的干扰;图6和图8分别是采用ACAC方法和FACAC方法时系统跟踪误差曲线。从图4~图8可以看出,当采用FACAC方法时,系统响应速度较快,跟踪误差较小,抗干扰能力较强,具有较强的鲁棒性。

4 结论

本文针对齿隙非线性和摩擦非线性并存的双电机驱动伺服系统,建立了二者并存时的特征模型,并进行了全系数自适应控制器和前馈+全系数自适应控制器的设计。仿真结果表明了前馈+全系数自适应控制方法的优越性,为进一步进行双电机驱动伺服系统的研究提供参考。

参考文献:

- [1] 孙龙飞. 双电机驱动系统运动特性及消隙控制方法研究[D]. 沈阳:东北大学, 2012.
- [2] 朱洪志, 宋文祥, 董英. 同轴联接双电机驱动系统建模及仿真[J]. 电机与控制应用, 2013, 40(2): 23-27.
- [3] Zhang Yu, Ren Xuemei. Adaptive backstepping control of dual-motor driving servo systems with friction[C]. Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), 2014 Sixth International Conference on. IEEE, 2014, 1: 214-217.
- [4] Ren Haipeng, He Bin. Anti-backlash control of machine tool feed system driven by dual-motors[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(3): 60-66.
- [5] Bogiatzidis I X, Mitronikas E D, Safacas A N. Investigation of backlash phenomena appearing in a twin AC cement kiln drive[C]. Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on. IEEE, 2010: 1-6.
- [6] Bogiatzidis I X, Safacas A N. Vibration analysis and backlash identification of a twin ac drive for a cement kiln[C]. Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 5th IET International Conference on. IET, 2010: 1-6.
- [7] Zhao Wei, Ren Xuemei. The fast terminal sliding mode control of dual-motor driving servo systems with friction[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2014, 46(3): 119-123.
- [8] Xiong Lu, Hou Yimeng, Guang Xueling, et al. The

- control method of a dual-motor driving EHB system[C]. Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo. IEEE, 2014: 1-5.
- [9] Vörös J. Identification of nonlinear dynamic systems with input saturation and output backlash using three-block cascade models[J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351(12): 5455-5466.
- [10] 吴跃飞,马大为,姚建勇. 机电伺服系统的非线性自适应动态摩擦补偿[J]. 机械工程学报, 2014, 49(6): 89-94.
- [11] 朱胜,孙明轩,何熊熊. 输入具有齿隙非线性特性的周期系统的自适应控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(4): 535-538.
- [12] 朱胜,孙明轩,何熊熊. 齿隙非线性输入系统的迭代学习控制[J]. 自动化学报, 2011, 37(8): 1014-1017.
- [13] 杜仁慧,吴益飞,陈威. 考虑LuGre摩擦的伺服系统自适应模糊控制[J]. 控制与决策, 2013, 28(8): 1253-1256.
- [14] 吴青聪,王兴松,杜峰坡. 双套索系统力矩传动特性与摩擦补偿分析[J]. 机械工程学报, 2015, 51(5): 22-29.
- [15] 吴宏鑫,胡军,解永春. 基于特征模型的智能自适应控制[M]. 北京:中国科学技术出版社, 2009.
- [16] 赵海波. 双电机驱动伺服系统的控制与仿真研究[J]. 计算机仿真, 2012, 29(3): 262-265.
- [17] Tao G, Ma X, Ling Y. Optimal and nonlinear decoupling control of systems with sandwiched backlash[J]. Automatica, 2001, 37(2): 165-176.
- [18] Merzouki R, Davila J A, Fridman L, et al. Backlash phenomenon observation and identification in electromechanical system[J]. Control Engineering Practice, 2007, 15(4): 447-457.
- [19] 李媛媛. 基于特征模型的伺服系统控制律设计与实验研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2014.
- [20] 黄芳勤. 多电机驱动系统的特征建模方法研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2013.