

双电机驱动伺服系统的反推自适应控制

赵海波^{1,2}, 周向红³

(1. 光电子应用安徽省工程技术研究中心, 安徽 铜陵 244000; 2. 铜陵学院 电气工程系, 安徽 铜陵 244000;
3. 中国电子科技集团公司 第43研究所, 安徽 合肥 230088)

摘要: 针对存在未知齿隙等非线性的双电机驱动伺服系统的控制问题, 给出了双电机驱动伺服系统的模型, 应用反推控制方法, 引入虚拟控制量的概念, 通过逐步递推选择Lyapunov函数, 在不用知道系统内部不确定性参数的前提下, 设计了基于状态反馈的自适应控制器, 并进行了稳定性分析. 通过与常规PID控制的仿真结果比较, 表明提出的控制策略提高了系统的位置跟踪性能和鲁棒性. 最后在实际系统中进行实验, 结果表明所提出的控制策略是有效的.

关键词: 齿隙非线性; 反推控制; 自适应控制; 双电机驱动

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Backstepping adaptive control of dual-motor driving servo system

ZHAO Hai-bo^{1,2}, ZHOU Xiang-hong³

(1. Engineering Technology Research Center of Optoelectronic Appliance, Anhui Province, Tongling Anhui 244000, China;
2. Department of Electrical Engineering, Tongling University, Tongling Anhui 244000, China;
3. No. 43 Research Institute, China Electronic Science and Technology Group Company, Hefei Anhui 230088, China)

Abstract: We proposed a model for the dual-motor driving servo system with unknown backlash. By introducing the virtual control quantity, using backstepping approach and recursively selecting the Lyapunov function, we designed an adaptive controller with state feedback, and analyzed its stability. This design needs no knowledge about the uncertainty internal parameters of the system. Compared with the conventional PID control in simulation results, the proposed control strategy shows better position tracking performance and higher robustness. Practical experiments also validate the efficacy of the proposed control strategy.

Key words: backlash nonlinearity; backstepping control; adaptive control; dual-motor driving

1 引言(Introduction)

机械传动系统中, 齿隙非线性的存在会影响系统动态性能和稳态精度^[1~3]. 系统不但会产生输出误差, 而且也会因极限环振荡而降低其稳定性, 另外齿轮的相互碰撞也会产生严重的振荡和噪音^[4~5]. 在有关减弱或消除齿隙非线性影响的研究中, 文[6]给出了电消除模型, 同时对偏置电压的多种调整方案作了研究; 文[7]运用枚举算法, 以确定多自由度冗余驱动消除系统齿隙的合理方案; 文[8]提出了基于逆模型的补偿方案; 文[9]提出了在齿隙间施加弱控制及碰撞扰动的强控制的补偿方案. 以上这些研究在控制方法上多偏向工程应用, 很少有理论上的分析. 工程应用中, 将施加偏置力矩后的多电机系统近似为线性系统, 事实上, 齿隙非线性因素仍然存在于系统当中. 本文以双电机驱动伺服系统为研究对象, 针对施加偏置力矩后的系统中存在的齿隙非线性展开研究, 应用反推控制方法^[10~11], 通过逐步递推选择Lyapunov函数, 设计了基于状态反馈的自适应控

制器, 确保了系统的稳定性和自适应能力.

2 系统建模(System modeling)

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.

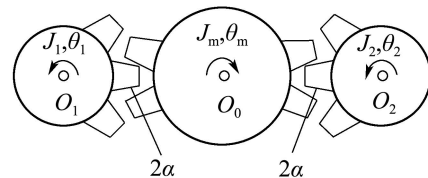


图 1 双电机驱动伺服系统示意图

Fig. 1 Schematic diagram of dual-motor driving servo system

假设 1 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^[6]保证的, 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. 根据参考文[4]可得双电机驱动伺服系统框图如图2所示.

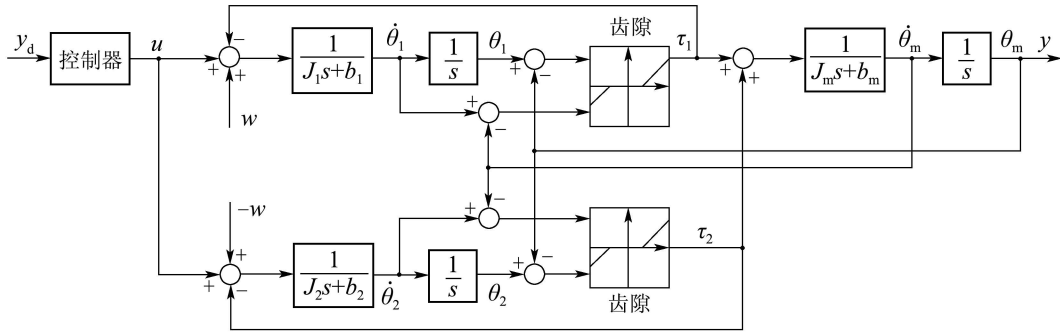


图2 双电机驱动伺服系统框图

Fig. 2 The block diagram of dual-motor driving servo system

为了方便研究,假设传动比为1,齿隙为 2α .据图2可得双电机驱动伺服系统动力学方程为:

$$\begin{cases} J_i \ddot{\theta}_i(t) + b_i \dot{\theta}_i(t) = u(t) - \tau_i(t) - (-1)^i w, \\ J_m \ddot{\theta}_m(t) + b_m \dot{\theta}_m(t) = \sum_{i=1}^2 \tau_i(t). \end{cases} \quad (1)$$

其中: $\theta_i, \theta_m (i = 1, 2)$ 分别为主、从动轮轴的转角, $\dot{\theta}_i, \dot{\theta}_m$ 分别为主、从动轮轴的转速, J_i, b_i 为主动轮的转动惯量和粘性摩擦系数, J_m, b_m 为从动轮的转动惯量和粘性摩擦系数, u 为系统输入转矩, w 为偏置力矩, τ_i 为主、从动轮接触时的传递力矩. 受齿隙非线性影响^[9], $\tau_i(t)$ 可表示为

$$\tau_i(t) = kf(z_i(t)) + cf(\dot{z}_i(t)), \quad (2)$$

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(图3(a)), 可表示为:

$$f(z_i(t)) = \begin{cases} z_i(t) + \alpha, & z < -\alpha, \\ 0, & -\alpha \leq z \leq \alpha, \\ z_i(t) - \alpha, & z > \alpha. \end{cases} \quad (3)$$

其中 $z_i(t) = \theta_i(t) - \theta_m(t)$.

由于死区的不可微特性, 不便于控制器的设计, 根据参考文献[12], 使用一个平滑、连续、可微函数(图3(b))来代替死区函数:

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

因此

$$\begin{aligned} \tau_i(t) = & k \left(z_i - 4\alpha \left(\frac{2}{1 + e^{-rz_i}} - 1 \right) \right) + \\ & c \dot{z}_i \left(1 - 8r\alpha \frac{e^{-rz_i}}{(1 + e^{-rz_i})^2} \right). \end{aligned} \quad (5)$$

令

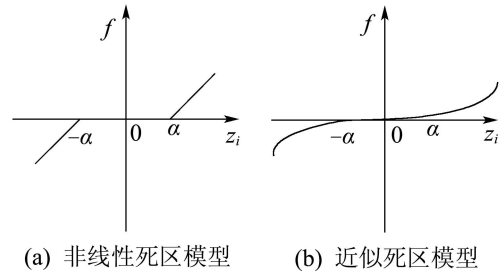
$$\begin{aligned} x_1 = & \theta_m, \quad x_2 = \dot{\theta}_m, \\ x_{3i} = & z_i - 4\alpha \left(\frac{2}{1 + e^{-rz_i}} - 1 \right), \\ x_{4i} = & \dot{z}_i \left(1 - 8r\alpha \frac{e^{-rz_i}}{(1 + e^{-rz_i})^2} \right), \end{aligned}$$

则 $\tau_i(t) = kx_{3i} + cx_{4i}$. 选取 x_1, x_2, x_{3i}, x_{4i} 作为状态变量, 则系统的状态方程可表示为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \quad y = x_1, \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + a_3 \sum_{i=1}^2 \tau_i, \quad \dot{x}_{3i} = x_{4i}, \\ \dot{x}_{4i} = -a_0 x_{3i} - (a_0 - a_1) x_2 \rho + a_2 (u(t) - (-1)^i w) \rho - (a_2 + a_3) \tau_i \rho + 8r^2 \alpha \dot{z}_i \varpi. \end{cases} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{aligned} a_0 = & \frac{b_i}{J_i}, \quad a_1 = \frac{b_m}{J_m}, \quad a_2 = \frac{1}{J_i}, \quad a_3 = \frac{1}{J_m}, \\ \rho = & 1 - 8r\alpha \frac{e^{-r\alpha}}{(1 + e^{-r\alpha})^2}, \quad \varpi = \frac{e^{-rz_i}(1 - e^{-rz_i})}{(1 + e^{-rz_i})^3}. \end{aligned}$$



(a) 非线性死区模型 (b) 近似死区模型

图3 死区模型

Fig. 3 Deadzone model

在实际系统中, 由于参数 k, c 受到润滑、温度和材料磨损等影响具有不确定性, 从而引起轮齿传递力矩变化. 本文的设计目的就是通过设计自适应控制器, 使得整个控制系统的输出 y 能够渐近稳定的跟踪期望输出, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} |y - y_d| = 0$, 其中 y_d 为系统的期望输出, 假设它的1, 2, 3阶导数存在且有界.

3 控制器设计(Controller design)

由系统的状态方程(6)得, 两个驱动子系统 O_1 和 O_2 是并联关系, 而它们一起与从动子系统 O_0 则是串联关系; 且容易看出双电机驱动伺服系统动力学方程(1)是关于 θ_i 和 θ_m 的二阶非线性非耦合微分方程.

假设 2 系统状态 $\theta_i(t)$, $\dot{\theta}_i(t)$, $\theta_m(t)$, $\dot{\theta}_m(t)$ 均可测。

Step 1 定义跟踪误差 ε_1 为 $\varepsilon_1 = y - y_d = x_1 - y_d$, 则 ε_1 的微分为 $\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{y}_d = x_2 - \dot{y}_d$. 选择控制 Lyapunov 函数 (CLF 函数) V_1 为 $V_1 = \frac{1}{2}\varepsilon_1^2$. 对 V_1 微分得: $\dot{V}_1 = \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_1(x_2 - \dot{y}_d)$. 令 x_2 为虚拟控制量, 设 x_2 与其期望值 η_2 的误差为 ε_2 , 即 $\varepsilon_2 = x_2 - \eta_2$. 若 $\eta_2 = -k_1\varepsilon_1 + \dot{y}_d$, 则有

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1(x_2 - \dot{y}_d) = -k_1\varepsilon_1^2 + \varepsilon_1\varepsilon_2,$$

其中 $k_1 > 0$ 为设计参数。

若 x_2 等于其期望值 η_2 , 则有 $\varepsilon_2 = 0$, 可保证 $\dot{V}_1 = -k_1\varepsilon_1^2$ 负定, 使 ε_1 能够渐近稳定的趋于零。

Step 2 把式(6)中驱动子系统的输出 $\sum_{i=1}^2 a_3x_{3i}$ 当作虚拟控制量, 设 $\sum_{i=1}^2 a_3x_{3i}$ 与其期望值 η_3 的误差 ε_3 为 $\varepsilon_3 = \sum_{i=1}^2 a_3x_{3i} - \eta_3$, 分别定义变量 β 及其估计值 $\hat{\beta}$ 为

$$\beta = -a_1x_2 + a_3 \sum_{i=1}^2 [(k-1)x_{3i} + cx_{4i}],$$

$$\hat{\beta} = -a_1x_2 + a_3v \sum_{i=1}^2 [(\hat{k}-1)x_{3i} + \hat{c}x_{4i}],$$

其中: \hat{k}, \hat{c} 为 k, c 的估计值, 定义 $\tilde{k} = \hat{k} - k, \tilde{c} = \hat{c} - c$. 在 CLF 函数 V_1 的基础上, 选择增广 CLF 函数 V_2 为

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}\varepsilon_2^2 + \frac{\tilde{k}^2}{2r_1} + \frac{\tilde{c}^2}{2r_2}$$

$$+ \frac{1}{2}\varepsilon_1^2 + \frac{1}{2}\varepsilon_2^2 + \frac{\tilde{k}^2}{2r_1} + \frac{\tilde{c}^2}{2r_2},$$

其中 $r_i > 0, i = 1, 2$. 对 V_2 微分得

$$\dot{V}_2 = -k_1\varepsilon_1^2 + \varepsilon_1\varepsilon_2 + (\varepsilon_3 + \eta_3 + \beta - k_1^2\varepsilon_1 + k_1\varepsilon_2 - \ddot{y}_d)\varepsilon_2 + \frac{\tilde{k}\dot{\tilde{k}}}{r_1} + \frac{\tilde{c}\dot{\tilde{c}}}{r_2}.$$

若期望值 $\eta_3 = (k_1^2 - 1)\varepsilon_1 - (k_1 + k_2)\varepsilon_2 - \hat{\beta} + \ddot{y}_d$, 其中, $k_2 > 0$ 为设计参数, 则

$$\dot{V}_2 = -k_1\varepsilon_1^2 - k_2\varepsilon_2^2 + \varepsilon_2(\beta - \hat{\beta} + \varepsilon_3) + \frac{\tilde{k}\dot{\tilde{k}}}{r_1} + \frac{\tilde{c}\dot{\tilde{c}}}{r_2}$$

$$- k_1\varepsilon_1^2 - k_2\varepsilon_2^2 + \varepsilon_2\varepsilon_3 - a_3\varepsilon_2 \sum_{i=1}^2 (\tilde{k}x_{3i} + \tilde{c}x_{4i}) + \frac{\tilde{k}\dot{\tilde{k}}}{r_1} + \frac{\tilde{c}\dot{\tilde{c}}}{r_2}.$$

若 \hat{k}, \hat{c} 分别收敛于 k, c , 且 $\sum_{i=1}^2 a_3x_{3i}$ 等于其期望值 η_3 , 则有 $\tilde{k} = 0, \tilde{c} = 0, \varepsilon_3 = 0$, 可保证 $\dot{V}_2 = -k_1\varepsilon_1^2 -$

$k_2\varepsilon_2^2$ 负定, 使 $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 能够渐近稳定的趋于零。

Step 3 为了得到使系统稳定的控制输入 $u(t)$ 以及不确定参数的自适应律, 在增广 CLF 函数 V_2 的基础上, 选择增广 CLF 函数 V_3 为 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2}\varepsilon_3^2$, 对 V_3 微分得

$$\dot{V}_3 = -k_1\varepsilon_1^2 - k_2\varepsilon_2^2 - k_3\varepsilon_3^2 + a_3\varepsilon_3 \sum_{i=1}^2 [(\hat{k}-1)x_{4i} - a_0\hat{c}x_{3i} - (a_0 - a_1)\rho\hat{c}x_2 + a_2\hat{c}\rho u(t) - (-1)^i w\hat{c}\rho a_2 - \hat{c}(a_2 + a_3)\tau_i\rho + 8r^2\alpha\dot{z}_i\varpi\hat{c} - \frac{\ddot{y}_d}{2a_3}] + k_3\varepsilon_3^2 + \varepsilon_2\varepsilon_3 - a_3\varepsilon_2 \sum_{i=1}^2 (\tilde{k}x_{3i} + \tilde{c}x_{4i}) + \frac{\tilde{k}\dot{\tilde{k}}}{r_1} + \frac{\tilde{c}\dot{\tilde{c}}}{r_2} + a_3\varepsilon_3 \sum_{i=1}^2 x_{4i} - (k_1^2 - 1)\dot{\varepsilon}_1\varepsilon_3 + (k_1 + k_2) \cdot \dot{\varepsilon}_2\varepsilon_3 - a_1\dot{x}_2\varepsilon_3. \quad (7)$$

其中 $k_3 > 0$ 为设计参数. 选取控制输入 $u(t)$ 以及不确定参数的自适应律分别为:

$$u(t) = \frac{1}{a_2\hat{c}\rho} [a_0\hat{c}x_{3i} + (a_0 - a_1)\rho\hat{c}x_2 - (\hat{k} - 1)x_{4i} + (-1)^i w\hat{c}\rho a_2 + \hat{c}(a_2 + a_3)\tau_i\rho - 8r^2\alpha\dot{z}_i\varpi\hat{c} + \frac{\ddot{y}_d}{2a_3}], \quad (8)$$

$$\dot{\hat{k}} = \frac{r_1}{\tilde{k}} [(a_1a_3k\varepsilon_3 + a_3\varepsilon_2\tilde{k}) \sum_{i=1}^2 x_{3i} - a_1^2\varepsilon_3x_2 - k_3\varepsilon_3^2 - \varepsilon_2\varepsilon_3], \quad (9)$$

$$\dot{\hat{c}} = \frac{r_2}{\tilde{c}} [(a_1a_3\varepsilon_3c - a_3\varepsilon_3 + a_3\varepsilon_2\tilde{c}) \sum_{i=1}^2 x_{4i} + (k_1^2 - 1)\dot{\varepsilon}_1\varepsilon_3 - (k_1 + k_2)\dot{\varepsilon}_2\varepsilon_3]. \quad (10)$$

考虑到 $\dot{\hat{k}}, \dot{\hat{c}}$ 不能小于零, 需要对自适应律 $\dot{\hat{k}}, \dot{\hat{c}}$ 进行调整, 令 $\dot{\hat{k}} = r_1\psi_1 + \chi_1, \dot{\hat{c}} = r_2\psi_2 + \chi_2$, 其中:

$$\psi_1 = \frac{1}{\tilde{k}} [(a_1a_3k\varepsilon_3 + a_3\varepsilon_2\tilde{k}) \sum_{i=1}^2 x_{3i} - a_1^2\varepsilon_3x_2 - k_3\varepsilon_3^2 - \varepsilon_2\varepsilon_3],$$

$$\psi_2 = \frac{1}{\tilde{c}} [(a_1a_3\varepsilon_3c - a_3\varepsilon_3 + a_3\varepsilon_2\tilde{c}) \sum_{i=1}^2 x_{4i} + (k_1^2 - 1)\dot{\varepsilon}_1\varepsilon_3 - (k_1 + k_2)\dot{\varepsilon}_2\varepsilon_3],$$

$$\chi_1 = \begin{cases} -r_1\psi_1, & \hat{k} = k_{\min} > 0, r_1\psi_1 < 0, \\ 0, & \text{其他,} \end{cases}$$

$$\chi_2 = \begin{cases} -r_2\psi_2, & \hat{c} = c_{\min} > 0, r_2\psi_2 < 0, \\ 0, & \text{其他.} \end{cases}$$

其中: k_{\min} 为 \hat{k} 的下限, c_{\min} 为 \hat{c} 的下限. 由式(7)~(10)可得 $\dot{V}_3 = -k_1\varepsilon_1^2 - k_2\varepsilon_2^2 - k_3\varepsilon_3^2 \leq 0$. 因此, 在

假设1和假设2下,控制输入式(8)和不确定参数的自适应律式(9)和式(10)能够保证系统式(6)渐近稳定的跟踪期望轨迹,且系统的输出误差:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |y - y_d| = \lim_{t \rightarrow \infty} |\varepsilon_1| = 0.$$

4 仿真及实验分析(Simulation and experimental analysis)

4.1 仿真分析(Simulation analysis)

本系统仿真是在MATLAB6.5环境下完成的,系统物理参数如表1所示.其中: J_1, J_2 为主动轮转动惯量, J_m 为从动轮转动惯量, b_1, b_2 为主动轮粘性摩擦系数, b_m 为从动轮粘性摩擦系数, k 为主、从动轮结合处刚性系数, c 为主、从动轮结合处阻尼系数.设计常数分别取值如下: $k_1 = 6.7, k_2 = 0.28, k_3 = 19, r_1 = 15, r_2 = 0.02$;常规PID控制参数如下: $k_p = 0.6, k_i = 0.15, k_d = 0.05$.

4.1.1 系统响应分析(System response analysis)

图4是系统对于方波信号输入

$$y_d = 0.5 \operatorname{sgn}[\sin(\frac{3}{5}\pi t)]$$

的响应,从图4(a)可以看出常规PID控制系统响应

有超调,超调量大约为 $\sigma\% \approx 12\%$,上升时间约为 $t_r \approx 0.267\text{ s}$,调节时间约为 $t_s \approx 0.475\text{ s}$;从图4(b)可看出反推自适应控制系统响应无超调,上升时间大约为 $t'_r \approx 0.2\text{ s}$,调节时间大约为 $t'_s \approx 0.225\text{ s}$.

表1 系统物理参数

Table 1 System physical parameters

J_1, J_2	0.185 kg·m ²
J_m	0.028 kg·m ²
b_1, b_2	1.2 Nm·s/rad
b_m	1.3 Nm·s/rad
k	[560+2 sin(πt)] Nm/rad
c	[0.15+0.01 × sin(πt)] Nm/rad
齿隙 α	0.5 rad
偏置力矩 w	50 Nm

图5是系统对于正弦输入 $y'_d = 2 \sin(\frac{2}{5}\pi t)$ 的响应,从图5(b)可以看出常规PID控制系统跟踪误差较大;从图5(d)可以看出反推自适应控制系统跟踪误差很小,误差曲线在开始阶段有些振荡,但在随后的运行过程中,振荡幅度越来越小,系统进入渐近稳定的跟踪过程.

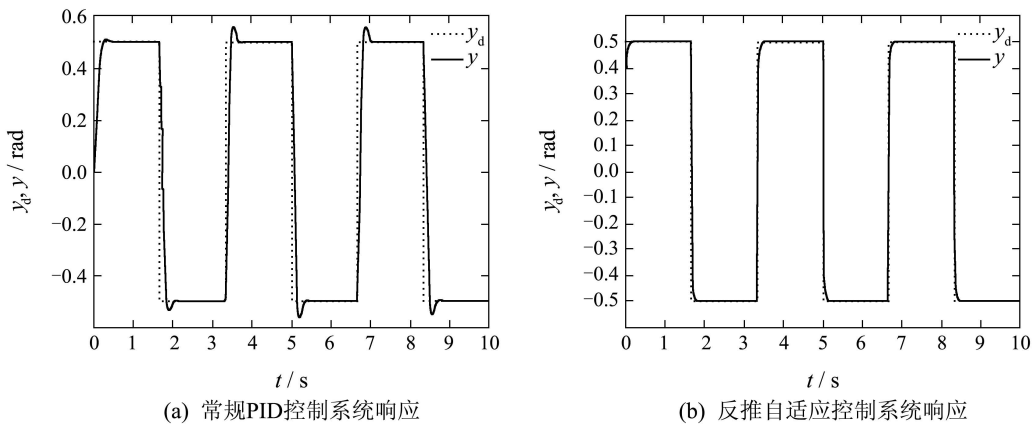
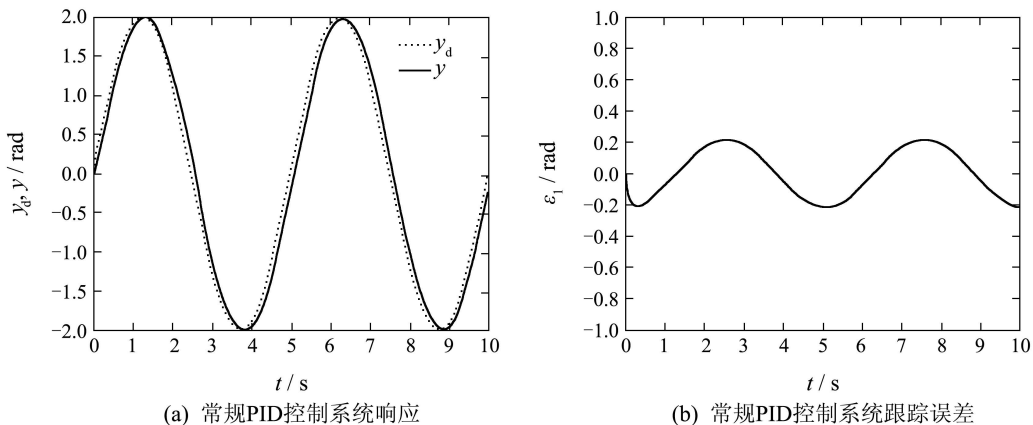


图4 方波信号下系统响应

Fig. 4 System response with square-wave signal



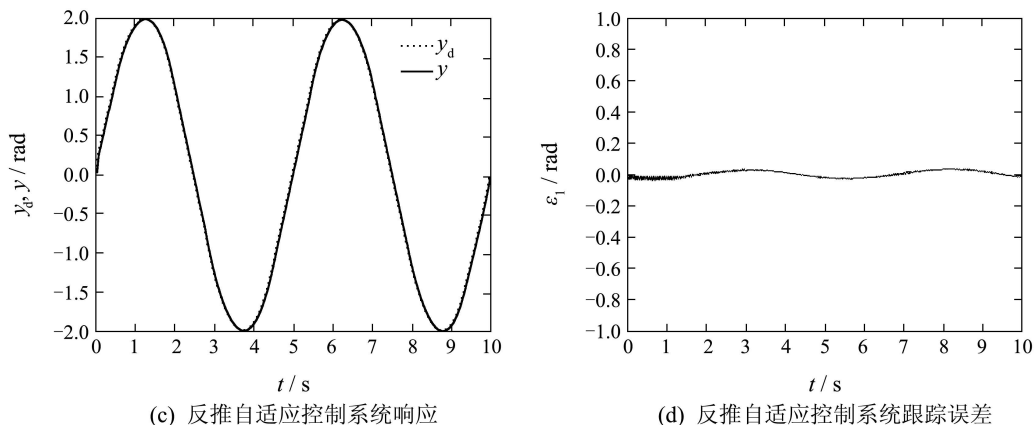


图 5 正弦信号下系统响应

Fig. 5 System response with sinusoidal signal

4.1.2 系统自适应分析(System adaptive analysis)

从图6(a)可以看出, 由于参数 k, c 受到润滑、温度和材料磨损等影响具有不确定性, 使得系统在换向处, 由于齿隙的存在, 轮齿间传递力矩发生突变, 导致系统不稳定; 从图6(b)可以看出, 系统参

数 k, c 即使受到润滑、温度和材料磨损等影响, 仍能通过反推自适应控制对轮齿间传递力矩进行比较准确的估计.

4.2 实验分析(Experimental analysis)

伺服系统的总体结构图如图7所示.

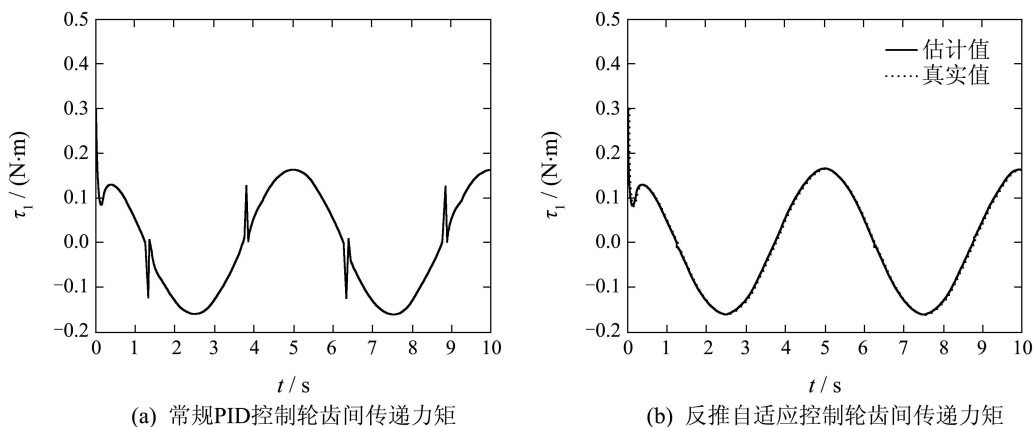


图 6 系统自适应分析

Fig. 6 System adaptive analysis

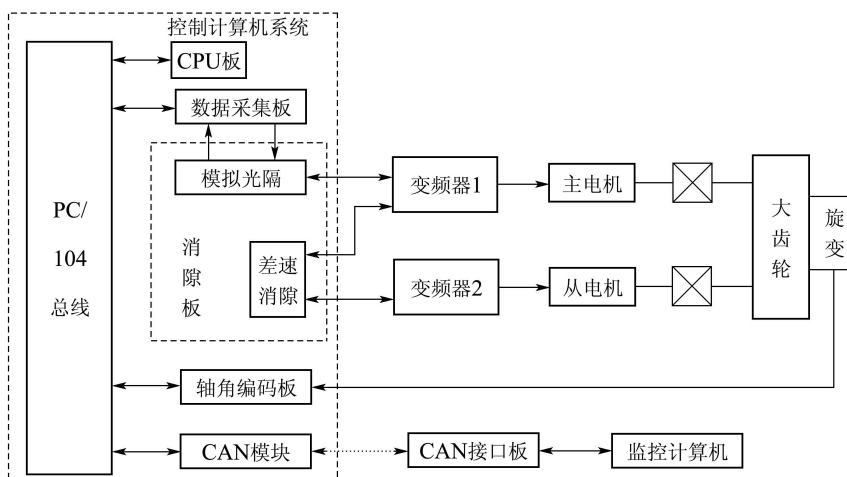


图 7 伺服系统的总体结构图

Fig. 7 The overall structure of servo system

电机选用天津科尔摩根工业驱动有限公司生产的M-405-C-A1电机;驱动器选用天津科尔摩根工业有限公司BDS4系列变频驱动器;多功能数据采集板选用ADT-700;消除板和轴角编码板均是自行研制的,选用国产轴角编码芯片KXSZ19;位置检测元件选用无接触多极双通道旋转变压器110XFSW008.系统齿隙为4 mil(mil是角度的单位,360°相当于6000 mil),系统要求性能指标为:

- 1) 阶跃响应1000 mil时,超调小于4%,调节时间小于0.8 s,稳态误差小于3 mil;
- 2) 正弦响应1000 mil/s, 1000 mil/s²时,稳态误差

差小于5 mil.

图8为1000 mil阶跃响应曲线图,其中图8(a)为常规PID控制1000 mil阶跃响应曲线,超调量为15%,调节时间为1.1 s,最大稳态误差为10.2 mil;图8(b)为反推控制1000 mil阶跃响应曲线,超调量为3%,调节时间为0.4 s,最大稳态误差为2.6 mil;图9为1000 mil/s, 1000 mil/s²正弦响应误差曲线图,其中图9(a)为常规PID控制1000 mil/s, 1000 mil/s²正弦响应误差曲线,最大稳态误差为8.5 mil;图9(b)为反推控制1000 mil/s, 1000 mil/s²正弦响应误差曲线,最大稳态误差为4.1 mil.

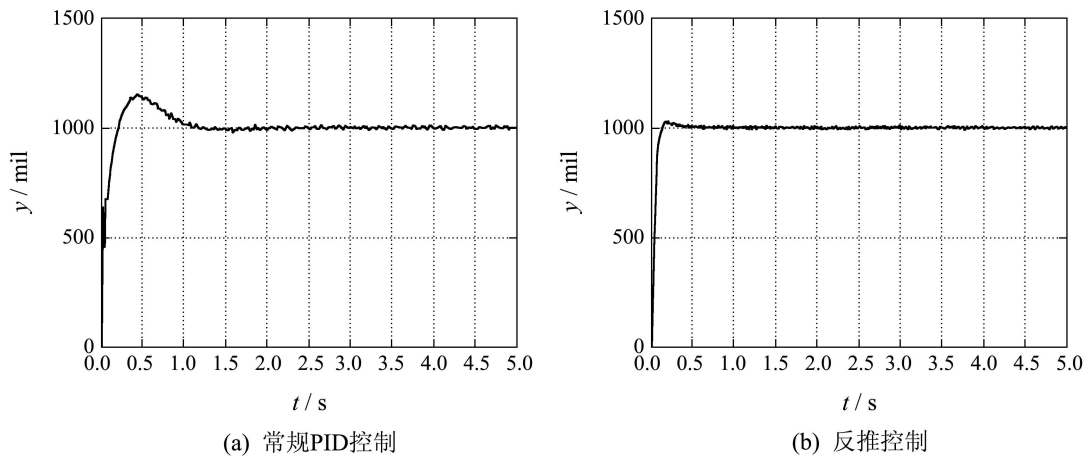


图8 1000 mil阶跃响应曲线图
Fig. 8 1000 mil step response curve

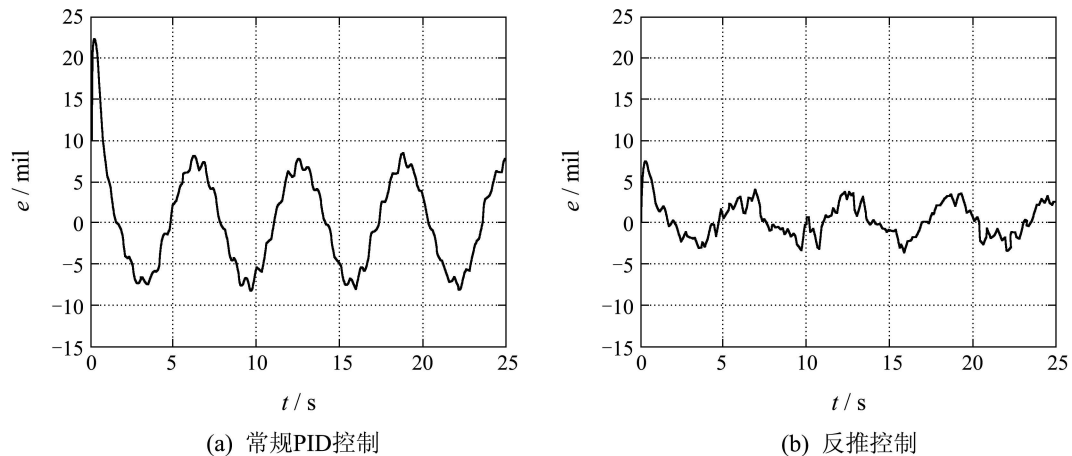


图9 1000 mil/s, 1000 mil/s²正弦响应误差曲线图
Fig. 9 1000 mil/s, 1000 mil/s² sinusoidal response error curve

仿真及实验结果表明,与常规PID控制比较,反推自适应控制在存在参数不确定的情况下,控制系统均具有较好的位置跟踪性能,能较好的满足系统的性能指标要求,达到了预期的目的,该方法具有精度高,速度快,稳定性好等特点,易于工程

实现,能够满足在线控制需要,具有较好的实用性.

5 结论(Conclusion)

本文针对双电机驱动伺服系统存在参数的不确定性,应用反推控制方法,设计了基于Lyapunov稳定性理论的自适应控制器,使系统能够渐近稳

定的跟踪期望输出. 仿真及实验结果表明, 所设计的自适应控制器, 对不同的参考输入具有较好的跟踪性能, 对系统的不确定性具有较强的鲁棒性.

参考文献(References):

- [1] 陈庆伟, 郭毓, 杨静忠. 提高齿隙非线性系统精度的应用研究[J]. 南京理工大学学报: 自然科学版, 2000, 24(6): 486 – 489.
(CHEN Qingwei, GUO Yu, YANG Jingzhong. A study of application of improving precision of nonlinear system with backlash[J]. *Journal of Nanjing University of Science and Technology (Nature Science)*, 2000, 24(6): 486 – 489.)
- [2] 马艳玲, 黄进, 张丹. 伺服系统中齿隙非线性的自适应补偿[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(5): 1498 – 1504.
(MA Yanling, HUANG Jin, ZHANG Dan. Adaptive compensation of backlash nonlinearity for servo systems[J]. *Journal of System Simulation*, 2009, 21(5): 1498 – 1504.)
- [3] LAGERBERG, A. EGARDT, B. Backlash estimation with application to automotive powertrains[J]. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2007, 15(3): 483 – 493.
- [4] 赵国峰. 一类齿隙非线性控制系统的研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2005.
(ZHAO Guofeng. *A study on control system of a class of backlash nonlinearity*[D]. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2005.)
- [5] KASHIWAGI H, HARADA H, TOYOZAWA Y. Identification of nonlinear mechatronic servo system having backlash[C] // *Proceedings of the SICE Annual Conference*. Sapporo, Japan: Society of Instrument and Control Engineers Press, 2004, 1: 1641 – 1644.
- [6] GAWRONSKI W, BEECHBRANDT J J, AHLSTROM H G, et al. Torque-bias profile for improved tracking of the deep space network antennas[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2000, 42(6): 35 – 45.
- [7] SUN L C, LUNG W T. On the redundant-drive backlash-free robotic mechanisms[J]. *Journal of Mechanical Design*, 1993, 115(2): 115 – 246.
- [8] GRUNDELIUS M, ANGELI D. Adaptive control of systems with backlash acting on the input[C] // *IEEE Conference on Decision and Control*. Kobe, Japan: IEEE, 1996, 4: 4689 – 4694.
- [9] TAO G, MA X, LING Y. Optimal and nonlinear control of systems with sandwiched backlash[J]. *Automatica*, 2001, 37(2): 165 – 176.
- [10] KADDISSI C, KENNE J P, SAAD M. Indirect adaptive control of an electro-hydraulic servo system based on nonlinear backstepping[C] // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Montreal, QC, Canada: ABB Canada Inc. Press, 2006, 4: 3147 – 3153.
- [11] 陈为胜. 非线性系统智能Backstepping控制与分析[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2007.
(CHEN Weisheng. *Intelligent backstepping control and analysis for nonlinear system*[D]. Xi'an: XiDian University, 2007.)
- [12] MEZOUKI R, DAVILA J A, FRIDMAN L. Backlash phenomenon observation and identification in electromechanical systems[J]. *Control Engineering Practice*, 2007, 15(4): 447 – 457.

作者简介:

赵海波 (1979—), 男, 讲师, 主要研究领域为智能控制与智能系统, E-mail: happyzhaohaibo@126.com ;

周向红 (1979—), 男, 工程师, 主要研究领域为信号处理与自适应控制, E-mail: zhoxianghong321@163.com.