

自适应控制在工业机器人中的应用*

深圳大学
浙江大学

王昌银
林建亚

路雨祥

TP242.2

A

[摘要] 采用李雅普诺夫函数法, 设计了一个信号综合形式的模型参考自适应控制器(MRAC), 该控制器的算法简单, 易于微机实现。文中给出了部分实验结果。

关键词: 机器人, 自适应控制, 模型参考, 微机实现

一、引言

机器人动力学方程是一个强耦合、高非线性的多变量的二阶微分方程, 是一个不易解决的复杂问题。由于载荷、摩擦等对机器人参数的影响, 其动力学模型往往是难以预知的, 随工况改变和环境变化而变化。常规的控制方法不能很好地解决系统特性参数有较大范围变化的不确定系统的控制问题。自适应控制则根据不断测得的系统状态、性能或参数, 比较当前的运行指标与期望指标, 改变控制器的结构、参数或根据自适应的规律来改变控制作用, 以保证系统在最优或次优状态。本文基于李雅普诺夫函数法, 以浙大液压研究所研制的喷漆机器人关节为对象, 设计出了一个简单实用的信号综合形式的模型参考自适应控制器, 并通过实验验证其有效性。

二、MRAC系统的设计

图1所示是我们的机器人关节电液位置伺服系统原理图。

理论分析和计算机在线辨识表明, 图1所示的电液位置伺服系统可用二阶传递函数来描述^[1],

$$W_p(S) = \frac{B_p}{S(S+A_p)} \quad (1)$$

采用信号综合法的MRAC系统原理图见图2所示。

用其微分作用抵消系统中大惯性, 然后按照典型II型系统方法设计。

三、实验结果

以某双管舰炮随动系统为例, 参数为:

直流电动机: $P_n = 7.5\text{kW}$, $N_n = 3000\text{ r/min}$,
 $I_n = 40.5\text{ A}$; 机电时间常数 $T_M = 250\text{ ms}$; 过载倍数 $\lambda = 3$
脉宽调制放大器调制频率 2000 Hz ;
速度反馈系数 $\alpha = 0.003\text{ V/r/min}$ 。
加速度 a 为 $120^\circ/\text{s}^2$

根据式(7)算得 $K_p = 0.035\text{ V/密位}$

PID调节器按典型II型系统选择参数, 积分时间常

《电气自动化》1994年第5期

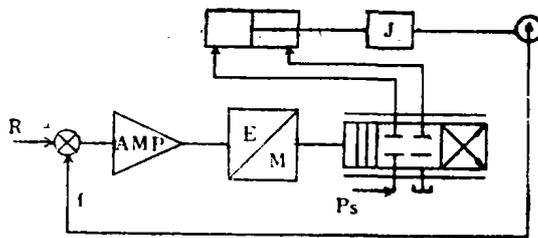


图 1

若设参考模型的开环传递函数形式为:

$$W_m(S) = \frac{B_m}{S(S+A_m)} \quad (2)$$

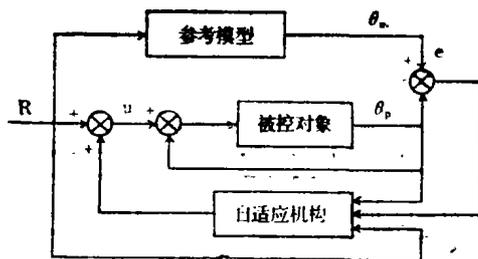


图 2

则其单位反馈闭环传递函数为:

$$G_m(S) = \frac{\theta_m(S)}{R(S)} = \frac{B_m}{S^2 + A_m S + B_m} \quad (3)$$

* 本项目得到国家教委开放实验室科学基金和国家七·五重点科技攻关项目基金资助。

数 $\tau_1 = 12.5\text{ ms}$, $\tau_2 = 17.8\text{ ms}$; 微分时间常数 $\tau_3 = 1.78\text{ ms}$, $\tau_0 = 23\text{ ms}$ 。

按上述方法设计后的系统, 又以欠补偿的原则引入位置的一阶导数作为前馈信号, 以提高实际系统在速度输入和加速度输入时的控制精度。

该系统配炮调试结果: 静误差 ≤ 1 密位, 等速跟踪误差 ≤ 1 密位, 正弦信号跟踪误差 ≤ 2 密位。图5是部分动态响应曲线。

参 考 文 献

- [1] 王离九, 电力拖动控制系统, 华中理工大学出版社, 1991
- [2] 王永初, 最佳控制系统设计基础, 科学出版社, 1980

其微分方程为:

$$\ddot{\theta}_m + A_m \dot{\theta}_m + B_m \theta_m = B_m \dot{R} \quad (4)$$

对象的开环传递函数见式(1)。由图2, 可调系统的微分方程为:

$$\ddot{\theta}_p + A_p \dot{\theta}_p \approx B_p (R - \theta_p + u) \quad (5)$$

令广义误差 $e = \theta_m - \theta_p$, 则由式(4)、式(5)得:

$$\begin{aligned} \ddot{e} + A_m \dot{e} + B_m e &= (B_m - B_p)R + (A_p - A_m)\dot{\theta}_p \\ &+ (B_p - B_m)\theta_p - B_p u \end{aligned} \quad (6)$$

若选择自适应律为:

$$u = K_1(R - \theta_p) + K_2 \dot{\theta}_p \quad (7)$$

则:

$$\ddot{e} + A_m \dot{e} + B_m e = \sum_{i=1}^2 x_i g_i \quad (8)$$

式中: $g_1 = (R - \theta_p)$

$$X_1 = (B_m - B_p - B_p * K_1)$$

$$g_2 = \dot{\theta}_p$$

$$X_2 = (A_p - A_m - B_p * K_2) \quad (9)$$

选择李雅普诺夫函数为:

$$V = (\dot{e})^2 + B_m (e)^2 + \sum_{i=1}^2 \frac{1}{B_i} (x_i + C_i \dot{e} g_i)^2 > 0$$

式中, $B_m > 0, B_i > 0$ (10)

$$\dot{V} = 2\dot{e}\ddot{e} + 2B_m e\dot{e} + 2\sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{1}{B_i} (x_i + C_i \dot{e} g_i) \right.$$

$$\left. \times \left[\dot{x}_i + C_i \cdot \frac{d}{dt}(\dot{e} g_i) \right] \right\}$$

$$= 2\dot{e} \left[\sum_{i=1}^2 x_i g_i - A_m \dot{e} - B_m e \right] + 2B_m e \dot{e}$$

$$+ 2\sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{1}{B_i} (x_i + C_i \dot{e} g_i) \left[\dot{x}_i + C_i \frac{d}{dt}(\dot{e} g_i) \right] \right\}$$

$$= -2A_m (\dot{e})^2 + 2\dot{e} \sum_{i=1}^2 x_i g_i + 2\sum_{i=1}^2 \left\{ \frac{1}{B_i} (x_i \right.$$

$$\left. + C_i \dot{e} g_i) \left[\dot{x}_i + \frac{d}{dt}(\dot{e} g_i) \right] \right\}$$

为使上式负定, 选择:

$$\dot{x}_i = -B_i \dot{e} g_i - C_i \frac{d}{dt}(\dot{e} g_i) \quad (11)$$

$$\dot{V} = -2A_m (\dot{e})^2 - 2C_i \sum_{i=1}^2 (\dot{e} g_i)^2 < 0 \quad (12)$$

式中: $C_i \geq 0$

则由式(9)得自适应律为:

$$\begin{cases} K_1 = B_1 \int_0^t \dot{e}(R - \theta_p) dt + C_1 \dot{e}(R - \theta_p) + K_1(0) \\ K_2 = B_2 \int_0^t \dot{e} \dot{\theta}_p dt + C_2 \dot{e} \dot{\theta}_p + K_2(0) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $B_i, C_i \geq 0 \quad (i=1, 2)$

由此, 按上述原理构成的 MRAC 原理框图如图3所示:

将式(13)以采样时间 T_s 离散化得:

$$P_1(k) = \dot{e}(k) * [R(k) - \theta_p(k)]$$

$$S_1(k) = S_1(k-1) + B_1 * T_s * P_1(k)$$

$$K_1(k) = S_1(k) + C_1 * P_1(k)$$

$$P_2(k) = \dot{e}(k) * \dot{\theta}_p(k)$$

$$S_2(k) = S_2(k-1) + B_2 * T_s * P_2(k)$$

$$K_2(k) = S_2(k) + C_2 * P_2(k) \quad (14)$$

上式中 $\dot{e}(k), \dot{\theta}_p(k)$ 为微分项, 直接数字微分会引入干扰噪声, 为此采用不完全微分法计算, 即:

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_m(k) &= q_1 \dot{\theta}_m(k-1) + q_2 [(\theta_m(k) \\ &- \theta_m(k-1))] / T_s \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{\theta}_p(k) &= q_1 \dot{\theta}_p(k-1) + q_2 [(\theta_p(k) \\ &- \theta_p(k-1))] / T_s \end{aligned} \quad (16)$$

$$\dot{e}_1(k) = \dot{\theta}_m(k) - \dot{\theta}_p(k) \quad (17)$$

式中: q_1, q_2 为常数, 且 $q_1 + q_2 = 1$

三、实验装置

为验证控制效果, 本文以浙大液压研

《电气自动化》1994年第5期

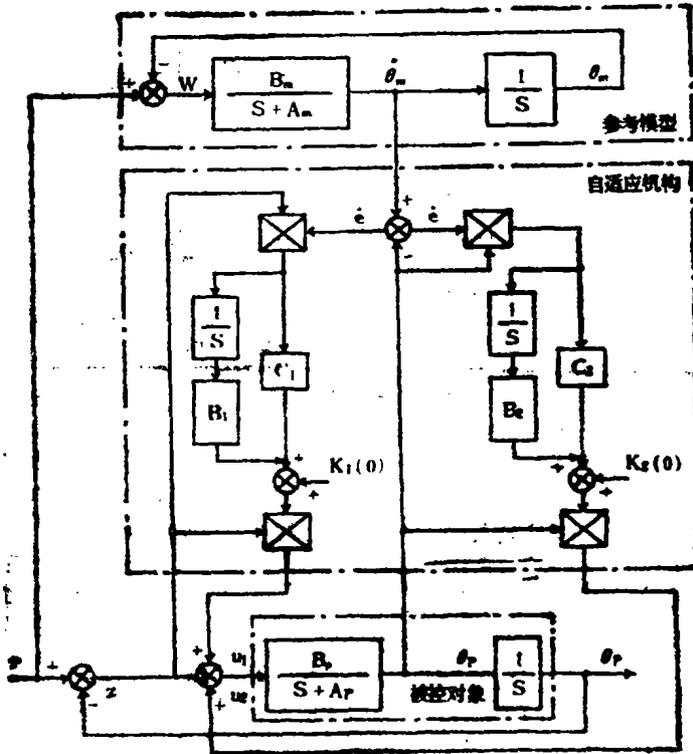


图 3

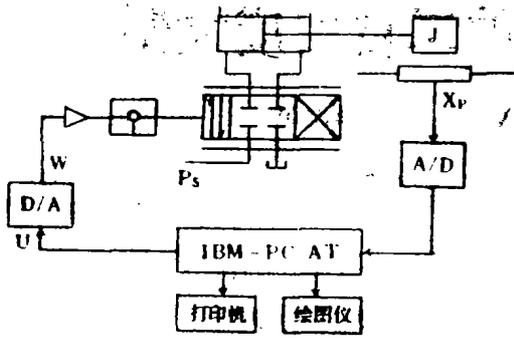


图 4

究所研制的喷漆机器人作为实验对象,设计了利用直线伺服缸作为电液位置控制系统的实验装置,如图4所示,其中,比例电磁铁和单级伺服阀均是自行设计和研制的,反馈器件采用精密导电塑料电位器,A/D、D/A均为12位转换器,IBM-PC/AT机作为控制器,全部软件采用MSC 5.0编制,控制系统的设计与调试充分借助于电液控制系统CAD系统的强大功能^[1]。采集数据后,屏幕显示图形,输出给打印机或绘图仪制图,采样时间为6.5ms。

四、实验结果

图5为系统在给定值分别为0.5V、1V、1.5V时,工作压力为60bar时的阶跃响应,由图可见,MRAC系统具有较强的自适应能力。能使机器人系统在较大范围具有良好控制性能。

图6为在给定值为1V时重复阶跃响应实验结果,可见,其具有一定的抗随机干扰能力。

图7为抗关节间耦合干扰的响应情况,曲线1为未加干扰,曲线2为有耦合干扰时关节2的阶跃响应。可见,其具有一定的抗关节耦合特性。

图8为原系统在频率为0.5Hz,幅值为0.5V的正弦输入作用下的跟踪情况。图9为对应的MRAC控制系统的正弦跟踪情况,由图可见,MRAC系统的伺服跟踪能力大大优于原系统。

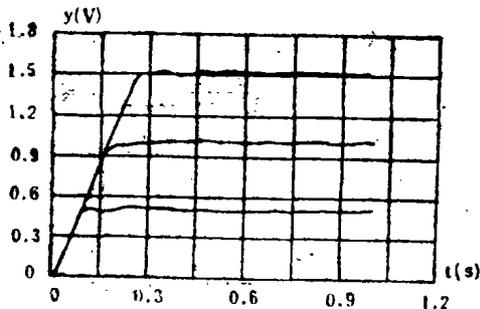


图 5

实验表明,本文介绍的MRAC控制器能显著提高机器人的定位精度、动态性能及伺服跟踪能力,且算法简单,容易实现。

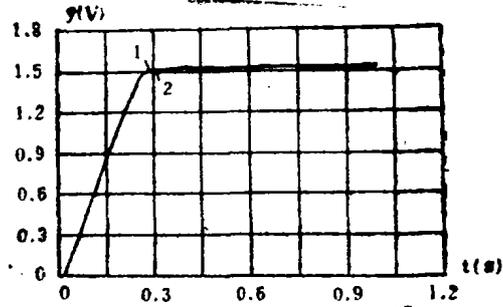


图 6

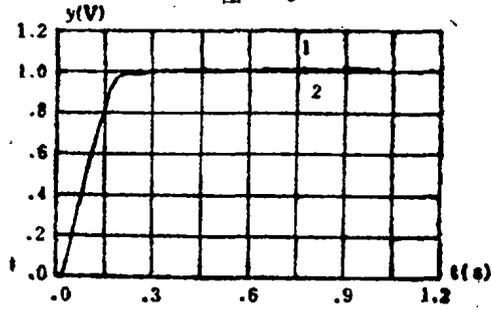


图 7

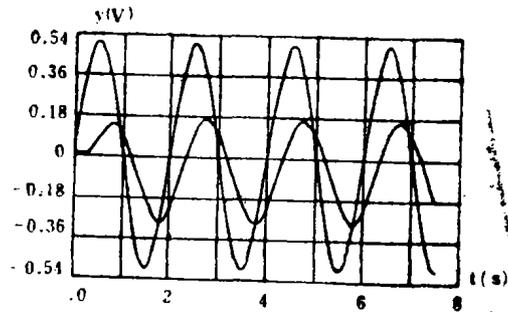


图 8

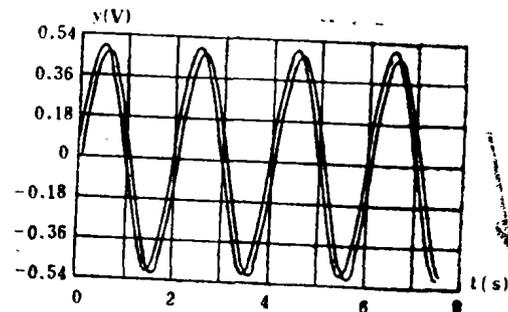


图 9

参考文献

- [1] 赵福良, 林建亚, 具有死区特征的电液位置伺服系统的自适应控制, 浙江大学学报, 1988年, 增刊。
- [2] 王昌银, 电液控制系统CAD及机器人动态控制策略研究, 浙江大学博士学位论文, 1990年4月