

文章编号: 1001-0920(2001)01-0104-04

# 一类位置伺服系统控制器设计的工程方法

张健成<sup>1</sup>, 吕小勇<sup>2</sup>, 李国栋<sup>3</sup>

(1. 东北大学 机械工程与自动化学院, 辽宁 沈阳 110006; 2. 烟台海军航空工程学院  
104 教研室, 山东 烟台 264001; 3. 辽宁电力公司 沈阳热电厂, 辽宁 沈阳 110026)

**摘要:** 基于对驱动函数微分方程的简化和对控制律的误差积分修正, 从工程实用角度讨论一类位置伺服系统控制器的设计问题。仿真和实验结果表明, 用上述方法设计的控制器可使系统具有较强的跟踪能力和抗干扰能力。

**关键词:** 位置伺服系统; 控制器设计; 工程方法; 误差积分

中图分类号: TP 332. 3

文献标识码: A

## Engineering Method of Controller Design for a Class of Position Serve System

ZHANG Jian-cheng<sup>1</sup>, LU Xiao-yong<sup>2</sup>, LI Guo-dong<sup>3</sup>

(1. Institute of Mechanical Engineering and Automation, Northeastern University, Shenyang 110006, China;  
2. 104 Teaching and Research Section, Yantai Navy Army Aeronautical Engineering Institute, Yantai  
264001, China; 3. Shenyang Heat and Power Plant, Liaoning Power Company, Shenyang 110026, China)

**Abstract:** Based on the simplification of differential equation of driving function and the amendment of control law with error integral, the problems of controller design for a class of position serve system are discussed from the angle of practical use in engineering. The results of simulation and experiment show that the controller designed with the method makes the system have greater ability in tracking and anti-disturbance.

**Key words:** position serve system; controller design; engineering method; error integral

## 1 引言

线性二次型最优跟随器的设计涉及驱动函数微分方程的求解和对干扰信号的处理<sup>[1,2]</sup>。化驱动函数微分方程为代数方程可大大减少计算量, 并使在线控制成为可能。但对于被跟踪信号不是常向量的情况, 相关研究则较少。对干扰信号的处理通常基于对扰动信号的检测, 这需要有较大的硬件投入。

本文讨论一类位置伺服系统控制器设计的工程方法。在大量数值计算的基础上, 确认将驱动函数微

分方程化为代数方程的可行性, 并在最优控制中增加误差积分修正项。仿真和实验研究表明, 用该方法设计的控制器能使系统以较高精度跟踪阶跃、斜坡和正弦输入信号, 并在不对扰动信号进行检测的前提下对阶跃型干扰具有很好的抑制作用。

## 2 被控对象的数学模型

实验所用位置伺服系统中的被控对象是直流伺服电机。为叙述方便, 首先建立伺服电机和减速装

收稿日期: 2000-01-03; 修回日期: 2000-06-18

作者简介: 张健成(1954-), 男, 吉林四平人, 副教授, 硕士, 从事机电系统自动控制和故障诊断等研究。<http://www.cnki.net>

置的数学模型。

对于直流伺服电机,可列出下列微分方程

$$\begin{cases} L di/dt + R_a i + K_e \omega = u_a \\ J d\omega/dt = K_m i - M \\ d\theta/dt = \omega \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $L, R_a$  和  $K_e$  分别是伺服电机电枢回路的电感、电阻和反电势系数,  $i$  和  $u_a$  是电枢回路的电流和控制电压,  $\theta$  和  $\omega$  是伺服电机输出的角位移和角速度,  $K_m$  是电机电力矩常数,  $J$  和  $M$  是等效到电机轴上的转动惯量和负载力矩。选择状态变量和输出变量为

$$\begin{cases} x_1 = \theta, & x_2 = \omega \\ x_3 = (K_m i - M)/J \\ y = \varphi \end{cases} \quad (2)$$

$\varphi$  是与伺服电机相连的减速器输出轴的角位移。至此,可得到相应的动态方程

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, & \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -\frac{1}{T_m T_l} x_2 - \frac{1}{T_l} x_3 + \frac{1}{T_m T_l K_e} u \\ y = x_1/r \end{cases} \quad (3)$$

减速器传动比  $r = 216$ , 电枢回路的等效控制电压

$$u = u_a - (R_a/K_m)M \quad (4)$$

通过实验测得机电时间常数和电磁时间常数分别为:  $T_m = 0.25s, T_l = 0.005s$ 。由有关数据求出反电势系数和力矩常数:  $K_e = 0.023V/(rad \cdot s^{-1}), K_m = 0.023N \cdot m/A$ 。因此有

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu, & y &= CX \quad (5) \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -800 & -200 \end{bmatrix}, & B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 34 \ 783 \end{bmatrix} \\ C &= [0.004 \ 6 \ 0 \ 0] \end{aligned}$$

可以验证,上述系统是状态完全能控和完全能观测的。

### 3 控制器设计

#### 3.1 伺服机问题的求解、简化与修正

对于线性定常系统,伺服机问题是:对于给定系统(5),确定最优控制  $u^*(t)$ ,使性能指标泛函

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T [E^T(t)QE(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \quad (6)$$

取极小值。式中,  $Q$  和  $R$  分别为具有相应维数的半正定和正定对称矩阵。偏差向量

$$E(t) = Y_r(t) - Y(t) \quad (7)$$

$Y_r(t)$  是被跟踪信号。上述问题的解为

$$u^*(t) = R^{-1}B^T P(t)X(t) + R^{-1}B^T g(t) \quad (8)$$

$P(t)$  和  $g(t)$  满足下列方程

$$\begin{aligned} \dot{P}(t) &= -P(t)A - A^T P(t) + \\ &P(t)BR^{-1}B^T P(t) - C^T Q C \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \dot{g}(t) &= [P(t)BR^{-1}B^T - A^T]g(t) - \\ &C^T Q Y_r(t) \end{aligned} \quad (10)$$

边界条件为

$$P(T) = 0, \quad g(T) = 0 \quad (11)$$

当积分终点时刻  $T$  为无穷大时,矩阵  $P(t)$  将趋于一个定常矩阵<sup>[3]</sup>。于是方程(9)退化为代数方程

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + C^T Q C = 0 \quad (12)$$

矩阵  $P$  可由上式求出。

由于  $g(t)$  与  $Y_r(t)$  有关,在最优控制中代表跟踪理想输出所需要的驱动作用,不妨称方程(10)为驱动函数微分方程。该方程给出的是末值条件,需要逆时间求解。这种情况一般要离线计算,而且计算结果只对一种  $Y_r(t)$  有效。这使实现在线闭环控制具有一定困难,因此希望找到一个与方程(10)有相近解的代数方程,使其在工程上具有实用意义。

文献[4]对该问题给出一个相关结论:对于线性定常系统,当  $Y_r(t)$  为常向量且终点时刻  $T$  足够大时,  $g(t)$  将趋于一常向量,从而有  $\dot{g}(t) = 0$ , 于是方程(10)退化为代数方程

$$g(t) = (PBR^{-1}B^T - A^T)^{-1}C^T Q Y_r(t) \quad (13)$$

但当  $Y_r(t)$  不是常向量时,该文献未予讨论。

大量数值计算表明,当  $T$  足够大时,虽然方程(10)理论上当  $Y_r(t)$  不是常向量时无法退化成代数方程,但在相当大范围内,由方程(13)解出的  $g(t)$  与直接求解微分方程(10)得到的  $g(t)$  有较好的近似程度。下面给出一个计算实例。

被控对象为式(5)。由于是 SISO 线性定常系统,矩阵  $Q$  和  $R$  退化为常数,记为  $q$  和  $r$ ,其取值通过仿真确定。仿真针对 4 种  $Y_r(t)$ ,即阶跃函数、斜坡函数、加速度函数和正弦函数进行,都得到了良好的近似结果。计算表明,方程(10)和(13)解的近似程度与下列因素有关:1)  $T$  值和比值  $q/r$  越大近似程度越好;2) 与斜坡信号和加速度信号相比,当  $Y_r(t)$  为阶跃信号时,  $T$  和  $q/r$  取较小值就能得到较好的近似程度。

图 1 给出了  $Y_r(t)$  为阶跃函数时的仿真结果,计算中取  $q/r = 10^3$ 。  $g(\bullet)$  表示方程(13)的解,  $g_s(\bullet)$  表示方程(10)的解,注意本例中的  $g(t)$  为三维向量。由图可见,  $T$  值越大两个解相近的范围越大。  $g(t)$  可

由方程(13) 求出。

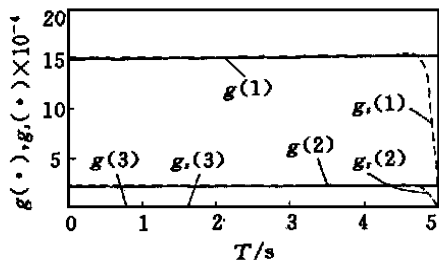


图1 g(t) 对比仿真计算

下面讨论外部干扰的处理问题。在系统(5) 中, 负载转矩  $M$  是一种外部干扰。在前面的分析中, 曾将  $M$  的影响折算到电机的电枢控制电压中。如果能准确测量出  $M$  的大小, 则由式(4) 知, 实际加在电机电枢上的控制电压应为

$$u_a^*(t) = u^*(t) + (R_a/K_m)M \quad (14)$$

但在实际系统中, 准确测量  $M$  的大小很困难。为进一步提高系统的跟踪精度, 取实际控制电压为

$$u_a^*(t) = u^*(t) + K_I \int_0^t E(\tau) d\tau \quad (15)$$

其中,  $K_I$  的取值由仿真确定,  $E(\tau)$  的定义如式(7)。

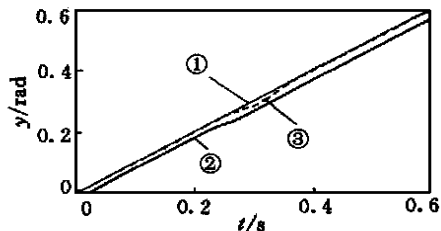


图2 抑制外部扰动仿真计算

图2 是一组在阶跃扰动作用下斜坡响应的仿真结果<sup>[5]</sup>。被控对象仍为式(5), 取  $q/r = 10^7$ ,  $K_I = 2 \times 10^4$ 。图中曲线① 是被跟踪信号, 曲线② 和③ 分别是基于式(14) 和(15) 的计算结果, 外部扰动在 0.25s 时加入。由图可见, 在实际控制律中增加跟踪误差的积分修正项能有效提高跟踪精度。对于阶跃响应、加速度响应和正弦响应也有类似结论。

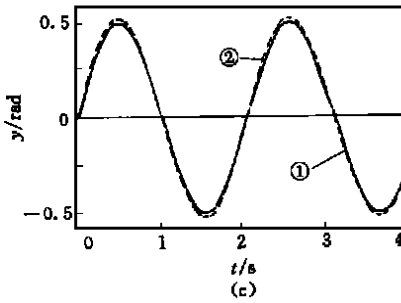
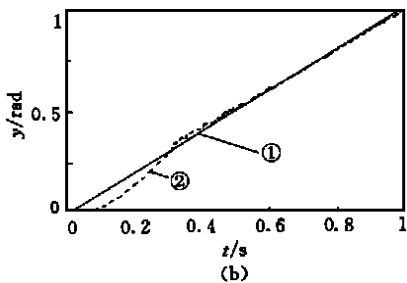
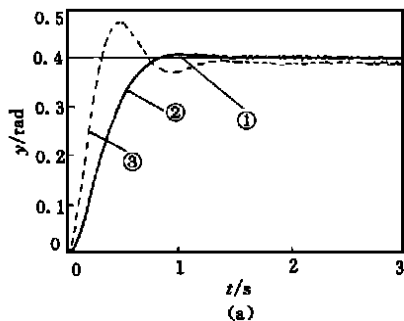


图4 实验曲线

(a) 阶跃响应 (b) 斜坡响应 (c) 正弦响应

### 3.2 状态观测器设计

最优控制涉及全状态反馈。实验系统的状态变量有 3 个: 伺服电机的角位移、角速度和角加速度。前两个可直接测量, 角加速度则通过降维状态观测器重构。考虑到状态重构的收敛速度, 观测器设计为

$$\begin{cases} \dot{\hat{W}} = -10\hat{W} + 34783u + 1100x_2 \\ \hat{x}_3 = \hat{W} - 190x_2 \end{cases} \quad (16)$$

观测器的有效性在仿真和实验中已得到验证<sup>[6]</sup>。

## 4 实验研究

实验系统如图 3 所示。伺服电机的角位移和角速度分别由自整角机和测速发电机检测, 测得的信号经信号处理电路和相应的 A/D 送入计算机。计算机根据给定信号和反馈信号计算出最优控制律, 再经 D/A 和可控硅功率放大器控制伺服电机的运转。实验用计算机是一台 IBM PC/AT 兼容机, 实验程序用 C 语言编制, 用 PCL711 数据采集卡作为 A/D 和 D/A 转换装置, 采样周期取 0.01s。通过标定实验, 得到可控硅功率放大器、自整角机和测速发电机的增益分别为 3.3, 19.5 和 0.2。

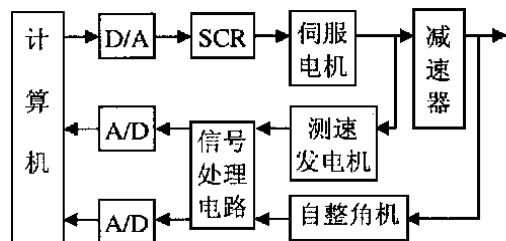


图3 实验系统框图

图4 为一组位置伺服系统的实验曲线。实验在小负载下进行。图(a) 为阶跃响应, 曲线① 是被跟踪信号, 曲线② 和③ 分别是用上述方法和 PID 方法控制的响应曲线。图(b) 和图(c) 为斜坡响应和正弦响应, 曲线① 是被跟踪信号, 曲线② 是实际响应。

$$v_1(k-2) + 0.2v_2(k-3)]$$

$$y_2(k+1) = \frac{1}{1+y_2^2(k)} [0.9y_2(k) + 0.3v_1(k-3) + v_2(k-2)]$$

式中  $y_i(z)$  和  $v_i(z)$  ( $i=1, 2$ ) 分别为对象输入量和输出量的  $z$  变换。给定输入激励为

$$R_{10} = \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad R_{01} = \begin{bmatrix} r_1(k) \\ r_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

由于  $R_{10}$  和  $R_{01}$  是两种典型的阶跃输入, 如果系统对  $R_{10}$  和  $R_{01}$  都有良好的响应, 则必满足其它类型输入的响应要求。将  $R_{10}$  和  $R_{01}$  分别送入系统, 学习速率  $\beta$  和  $\beta$  分别取 0.5 和 0.1, 网络中其它初值按 3.2 节确定。网络学习 100 步后, 系统对  $R_{10}$  和  $R_{01}$  的响应如图 2(a), (b) 所示。当  $r_1(k) = 0.5, r_2(k) = 0$  时, 网络训练 50 步后,  $r_1(k)$  跳变为 1,  $r_2(k) = 0$ , 系统响应如图 2(c) 所示。当  $r_1(k) = 0, r_2(k) = 0.5$  时, 网络训练 50 步后,  $r_2(k)$  跳变为 1,  $r_1(k) = 0$ , 系统响应如图 2(d) 所示。

由以上结果可见, 系统的各子网络在单层网络进行控制规则的综合, 通过单层网络权重在线学习修改网络的权重, 自动完成解耦控制, 并且具有良好的动态和静态性能。

## 5 结 论

(上接第 106 页)

## 5 结 论

仿真和实验结果表明, 尽管被跟踪信号不是阶跃函数, 但在一定条件下驱动函数微分方程仍可简化为代数方程。在最优解中增加误差积分修正项, 可有效抑制阶跃型外部干扰的影响。该方法简化了控制器的设计过程, 并使系统在阶跃型外部干扰作用下, 仍能以较高精度跟踪阶跃信号、斜坡信号和正弦信号。这种方法在位置伺服控制系统设计中具有一定的实用价值。

本文提出一种自动完成 MIMO 系统解耦控制的多变量系统模糊神经网络控制器, 该控制器具有一定的通用性。这种多变量模糊神经网络控制系统在未知对象参数的情况下, 通过训练和学习可实现系统的解耦控制, 使系统变量之间的相互耦合作用基本消除。给出的仿真实例证明了该方法的有效性。与文献[2]结果相比, 本文方法网络收敛速度加快, 超调小, 系统稳定时间快, 实时性能好, 在过程控制中具有广阔的应用前景。

### 参考文献:

- [1] 张化光, 杨英旭, 柴天佑. 多变量模糊控制的现状与发展(I)[J]. 控制与决策, 1995, 10(3): 194-201.
- [2] 舒怀林. PID 神经网络对强耦合带时延多变量系统的解耦控制[J]. 控制理论与应用, 1998, 15(6): 920-924.
- [3] 张毅, 李人厚. 基于基因算法的多变量模糊控制器的设计[J]. 控制理论与应用, 1996, 13(4): 411-415.
- [4] 李旭明, 康赐荣. 基于遗传算法最优模糊控制器设计[J]. 华侨大学学报(自然科学版), 1999, 20(1): 95-99.
- [5] 李旭明. 神经网络模糊控制器单片机实现[J]. 厦门大学学报(自然科学版), 2000, 39(1): 52-57.
- [6] Psaltis D, Athanasios Sideris, Alan A Yamamura. A multilayered neural network controller[J]. IEEE Contr Syst Mag, 1988, 8(2): 17-21.

### 参考文献:

- [1] 刘培玉. 应用最优控制[M]. 大连: 大连理工大学出版社, 1990.
- [2] 胡佑德, 曾乐生, 等. 伺服系统原理与设计[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1993.
- [3] 张嗣瀛. 现代控制理论[M]. 北京: 冶金工业出版社, 1993.
- [4] 钟秋海, 付梦印. 现代控制理论与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [5] 薛定宇. 控制系统计算机辅助设计——MATLAB 语言及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1996.
- [6] 吕小勇. 位置伺服系统最优控制的研究[D]. 沈阳: 东北大学, 1998.