

# 高瞬态响应指标的伺服系统设计方法

周文, 李长红, 韩耀鹏, 杨执中, 蔺韬, 张汇博

(西北机电工程研究所, 陕西 咸阳 712099)

**摘要:**提出了一种高瞬态响应指标的伺服系统设计方法。经典的伺服系统设计方法,采用小时间常数处理技术,这种处理引入误差大,导致设计的伺服系统瞬态响应指标不高。为了设计出高瞬态响应指标的伺服系统,提出用比例微分单元对消掉较大时间常数的极点,同时降低小时间常数处理引入的误差,然后按照典型I型与II型系统的设计准则设计系统的调节器。通过仿真实验对比证明,该方法能够设计出具有高瞬态响应指标的伺服系统。

**关键词:**伺服系统;瞬态响应;零极点对消

**中图分类号:**TP275

**文献标识码:**A

**文章编号:**1006-0707(2013)05-0091-05

## Design Method of Servo System Possess of Fast Transient Response

ZHOU Wen, LI Chang-hong, HAN Yao-peng,  
YANG Zhi-zhong, LIN Tao, ZHANG Hui-bo

(Northwest Institute of Mechanical & Electrical Engineering, Xianyang 712099, China)

**Abstract:** This paper presents a servo system design method with high transient response performance. Classical servo system design uses small time constant method which introduces big error, thus leading to a not high transient response index for design of the servo system. In order to design a high transient response servo system in this paper, the proportion differential element is used to eliminate the larger time constant of the pole. At the same time, errors introduced by small time constant processing are reduced. Then according to design criterion of the typical type 1 and type 2 system, a regular of the system is designed. The comparing simulation experiment proves that this design method can be used to design fast transient response servo system.

**Key words:** servo system; transient response; zero-pole point cancellation

在20世纪50年代后期联邦德国西门子公司提出了调节器的最佳整定设计方法<sup>[1-2]</sup>,更多的伺服系统采用与最佳整定设计方法相近的伺服系统经典设计方法<sup>[3-5]</sup>,经典设计方法通过小时间常数处理,将多个小时间常数的惯性环节,将每个小时间常数求和,用这个时间常数和确定一个惯性环节,并用这个惯性环节代替多个惯性环节,然后按照典型I型与II型系统的不同设计准则设计伺服系统。伺服系统在很多领域都有广泛的研究应用<sup>[6-11]</sup>,随着工业,制造业,武器装备等对伺服系统越来越高的要求,设计出高瞬态响应指标的伺服系统,是伺服系统设计追求的目标之一。为了设计出高瞬态响应指标的伺服系统,针对经典设计方法中的缺陷

进行改进,提出了采用比例微分单元实现零极点对消,对消掉较大时间常数的极点,然后按照典型I型与II型系统的设计准则设计系统的调节器。这种设计方法克服了经典设计方法中小时间常数处理引入的误差,由于对消掉较大时间常数的惯性环节,设计中引入的误差小,使伺服系统设计更准确,同时设计的伺服系统具有较大的带宽,因此提高了伺服系统的瞬态响应指标。

## 1 设计数据及要求

为了更好的说明本文方法能够设计出高瞬态响应指标

**收稿日期:**2013-01-10

**作者简介:**周文(1979—),男,博士,工程师,主要从事伺服控制系统与稳定技术研究。

的伺服系统,采用大多数文献较常用的例子<sup>[2,5]</sup>。例:某晶闸管供电的双闭环直流调速系统,采用三相桥式整流电路,数据如下:

直流电动机:220 V、136 A、1 460 r/min,反电势系数  $C_e = 0.132$  Vmin/r,允许过载倍数  $\lambda = 1.5$ 。

晶闸管装置放大系数:  $K_s = 40$ 。

电枢回路总电阻:  $R = 0.5 \Omega$ 。

时间常数:  $T_l = 0.03$  s,  $T_m = 0.18$  s。

电流反馈系数:  $\beta = 0.05$  V/A。

转速反馈系数:  $\alpha = 0.007$  Vmin/r。

采用三相桥式整流电路的平均失控时间  $T_s = 0.0017$  s, 电流滤波时间常数  $T_{oi} = 0.002$  s, 转速滤波时间常数  $T_{om} = 0.01$  s。

设计要求: 电流回路要求超调量  $\sigma \leq 5\%$ , 转速、位置无静差。

## 2 伺服系统的经典设计方法

### 2.1 电流环设计

经典设计方法<sup>[2]</sup>, 在设计中按小时间常数处理, 取  $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi} = 0.0037$  s, 采用 I 型系统设计, 采用 PI 调节器, 选择 PI 调节器参数, 使其对消掉控制对象的大时间常数极点, 即  $\tau_i = T_l$ , 其中  $\tau_i$  是 PI 调节器的时间常数。设计要求超调量  $\sigma \leq 5\%$ , 可取阻尼系数等于 0.707,  $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$ , 其中  $K_I$  是电流环开环放大倍数。可计算  $K_I = 1/2T_{\Sigma i} = 1/(2 \times 0.0037) = 135.1$ , 从而可得电流环 PI 调节器为

$$G_{ACR}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} = \frac{1.0135(0.03s + 1)}{0.03s} \quad (1)$$

其中,  $K_i$  是电流环 PI 调节器的放大倍数,  $K_i = K_I T_l R / K_s \beta = 1.013$ 。因此电流环的闭环传递函数为

$$G_{ci}(s) = \frac{135.1}{0.0037s^2 + s + 135.1} \quad (2)$$

### 2.2 转速环设计

在转速环设计时, 将电流环及式(2)等效为式(3)的惯性单元

$$G_d(s) = \frac{1}{2 \times 0.0037s + 1} = \frac{1}{0.0074s + 1} \quad (3)$$

转速环设计, 按小时间常数处理, 取  $T_{\Sigma n} = 2T_{\Sigma i} + T_{om} + T_{oi} = 0.0174$  s, 采用 II 型系统设计, 采用 PI 调节器, 设计的 II 型系统转速环, 按照最小闭环幅频特性峰值准则设计, 根据抗扰和跟随性能都较好的原则, 选取  $h = 5$ , 超前时间常数  $\tau_n = hT_{\Sigma n} = 5 \times 0.0174 = 0.097$  s, 则转速环开环增益为

$$K_N = \frac{h + 1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} = \frac{5 + 1}{2 \times 5^2 \times 0.0174^2} = 318.8 \quad (4)$$

则转速环 PI 调节器的增益为  $K_n = 10.5$ , 对应的 PI 调节器为

$$G_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} = \frac{10.5(0.097s + 1)}{0.097s} \quad (5)$$

因此转速环的闭环传递函数为

$$G_{ASR}(s) = \frac{30.9s + 318.8}{0.0194s^3 + s^2 + 30.9s + 318.8} \quad (6)$$

### 2.3 位置环设计

在位置环设计时, 将转速环及式(6)等效为式(7)的惯性单元

$$G_p(s) = \frac{1}{(0.025s + 1)} \quad (7)$$

位置环设计, 按小时间常数处理, 取  $T_{\Sigma p} = 0.025 + T_{om} = 0.035$  s, 采用 II 型系统设计, 采用 PI 调节器, 设计的 II 型系统位置环, 按照最大相角裕度准则设计, 选取  $h = 5$ , 超前时间常数  $\tau_p = hT_{\Sigma p} = 5 \times 0.035 = 0.175$  s, 则位置环 PI 调节器的增益为  $K_p = 0.09$ , 对应的 PI 调节器为

$$G_{APR}(s) = \frac{K_p(\tau_p s + 1)}{\tau_p s} = \frac{0.09(0.175s + 1)}{0.175s} \quad (8)$$

## 3 伺服系统设计

经典方法小时间常数处理, 在幅度和相位上存在很大的误差, 如图 1。图 1 是将整流电路的平均失控时间环节与电流滤波环节进行小时间常数处理前后的幅频特性曲线的对比。标有“ $T_{\Sigma i}$ ”是进行小时间常数处理后的幅频特性曲线, 标有“ $T_s, T_{oi}$ ”是小时间常数处理前的幅频特性曲线。相位和幅度在低频段十分接近, 但在高频部分存在很大误差, 因此很有必要引入更精确的设计方。

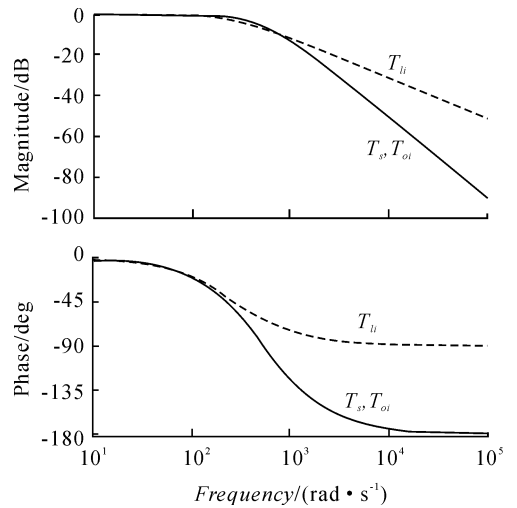


图 1 按小时间常数处理前后的幅频特性曲线

### 3.1 电流环设计

为了减小在设计中引入的误差, 电流环在设计时, 不进行小时间常数处理, 而是按照电流环自身特性进行处理, 采用 PID 调节器, 用 PID 调节器的微分环节进行零点和极点对消。具体设计如下:

采用 I 型系统设计, PID 调节器为

$$G_{ACR}(S) = K_{i1}(\tau_{i1}\tau_{d1}s^2 + \tau_{i1}s + 1)/\tau_{i1}s \quad (9)$$

选择 PID 调节器参数, 使其对消掉控制对象的大时间常数极点, 即

$$\tau_{i1}\tau_{d1}s^2 + \tau_{i1}s + 1 = (T_l + 1)(T_{oi} + 1) \quad (10)$$

可得  $\tau_{i1} = 0.032$ ,  $\tau_{d1} = 0.001875$ 。设计要求超调量  $\sigma \leq 5\%$ ,

可取阻尼系数等于 0.707,  $K_I T_s = 0.5$ , 因此电流环开环放大倍数为

$$K_{I1} = 1/2T_s = 1/(2 \times 0.0017) = 294.1 \quad (11)$$

可得到 PID 调节器放大倍数  $K_{I1} = 2.35$  则对应的电流环 PID 调节器为

$$G_{ACR1}(s) = \frac{2.35(0.00006s^2 + 0.032s + 1)}{0.032s} \quad (12)$$

对应电流环的闭环传递函数为

$$G_{ci}(s) = \frac{294.1}{0.0017s^2 + s + 294.1} \quad (13)$$

与电流环闭环传递函数近似等效的传递函数为

$$G_{eqi}(s) = \frac{1}{(s/425 + 1)} \quad (14)$$

其中 425 是闭环传递函数高频段斜率线与 0 dB 轴交点对应的频率。

### 3.2 转速环设计

转速环就可以按照图 2 进行设计。

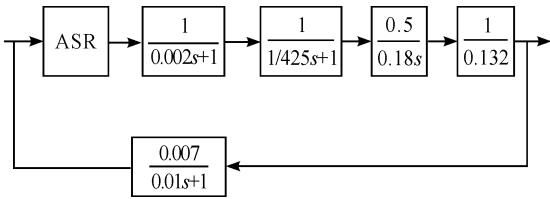


图 2 电流环等效后的转速环框图

转速环采用 II 型系统, 用 2 个 PD 调节器对消掉最大的 2 个惯性环节, 然后采用 PI 调节器进行校正。转速环较大的惯性环节为滤波环节, 因此 PD 调节器为

$$G_{pdn1}(s) = 0.01s + 1 \quad (15)$$

$$G_{pdn2}(s) = 0.0024s + 1 \quad (16)$$

式(15)、(16)2 个 PD 调节器对消掉 2 个惯性环节。接下来设计 PI 调节器, 转速环 PI 调节器的形式为

$$G_{ASR1}(s) = K_{I2}(\tau_{I2}s + 1)/\tau_{I2}s \quad (17)$$

按照典型 II 型系统最小闭环幅频特性峰值准则, 根据抗扰和跟随性能都较好的原则, 选取  $h = 5$ , 则  $\tau_{I2} = 5 \times 0.002 = 0.01$  s, 因此转速环开环增益为

$$K_{A2} = \frac{h + 1}{2h^2 \cdot 0.002^2} = \frac{5 + 1}{2 \times 5^2 \times 0.002^2} = 30\,000 \quad (18)$$

可计算出转速环调节器增益为  $K_{I2} = 101.8$ , 则转速环调节器为

$$G_{ASR1}(s) = 101.8(0.01s + 1)/0.01s \quad (19)$$

对应转速环的闭环传递函数为

$$G_{cn}(s) = \frac{30\,000(0.01s + 1)}{0.02s^3 + s^2 + 300s + 30\,000} \quad (20)$$

与转速环闭环传递函数近似等效的传递函数为

$$G_{eqn}(s) = \frac{1}{(s/400 + 1)} \quad (21)$$

其中 400 是闭环传递函数高频段斜率线与 0 dB 轴交点对应的频率。

### 3.3 位置环设计

位置环采用 II 型系统, 用一个 PD 调节器对消掉时间常数最大的一个惯性环节, 然后采用 PI 调节器进行校正。位置环较大的惯性环节为滤波环节, 因此 PD 调节器为

$$G_{pdp1}(s) = 0.01s + 1 \quad (22)$$

PD 调节器对消掉时间常数最大的惯性环节。接下来设计 PI 调节器, 位置环 PI 调节器的形式为

$$G_{APR1}(s) = K_{p2}(\tau_{p2}s + 1)/\tau_{p2}s \quad (23)$$

按照典型 II 型系统最大相角裕度设计准则, 选取  $h = 5$ , 则  $\tau_{p2} = 5 \times 0.0025 = 0.0125$  s, 可计算出位置环调节器增益为  $K_{I2} = 0.25$ , 则转速环调节器为

$$G_{APR1}(s) = 0.025(0.0125s + 1)/0.0125s \quad (24)$$

## 4 2 种方法的实验仿真

### 4.1 2 种方法的系统框图

经典方法与本文方法得到的系统框图如图 3、图 4。图 3、图 4 是经过调试后的结果, 图 3 只对转速环的时间进行调整, 由原来的 0.097 调为 0.4, 这时阶跃响应效果较好; 图 4 仅对位置环的时间进行调整, 由原来的 0.25 调为 0.44, 这时阶跃响应效果较好。

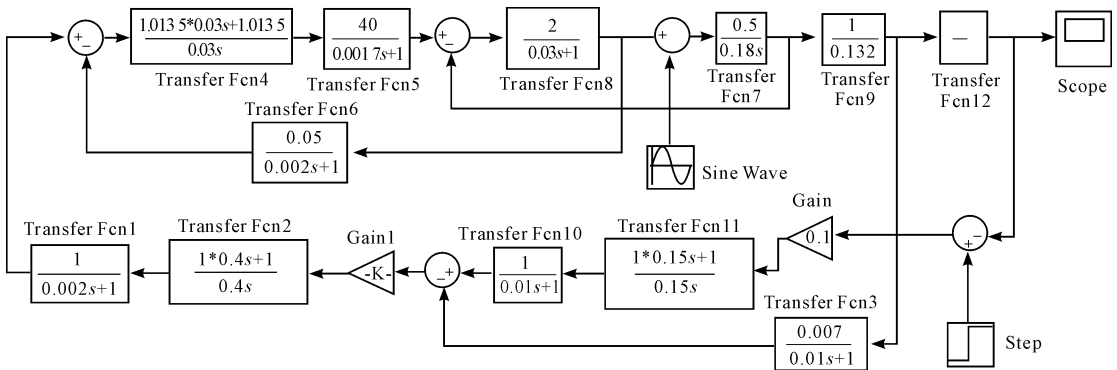


图 3 经典方法系统图

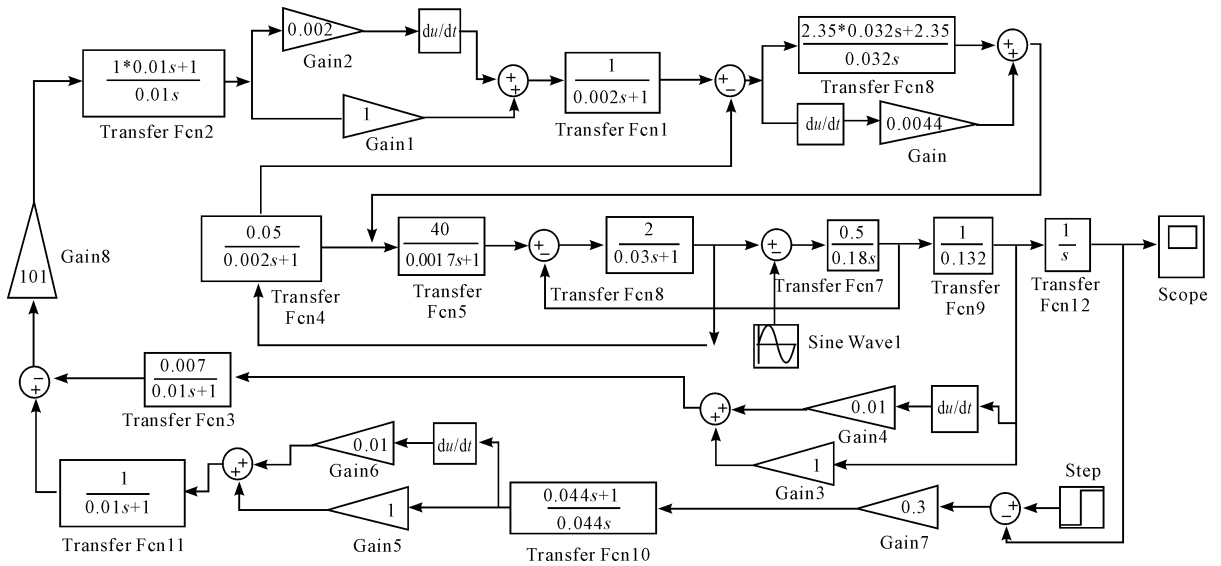


图4 本文方法系统图

#### 4.2 2种方法结果对比

由于本文提出的方法对消掉较大时间常数的惯性环节,设计的控制系统带宽较宽,因此设计的控制系统比经典方法的瞬态响应更好。为了比较说明,经典方法和本文方法都加阶跃信号,阶跃时间0.1 s。经典方法和本文方法的阶跃响应如图5和图6。

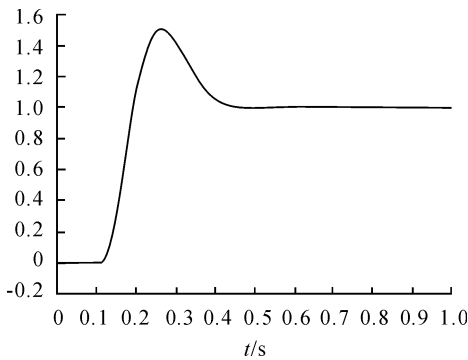


图5 经典方法阶跃响应

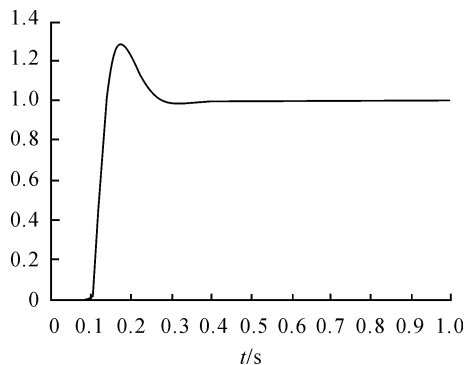


图6 本文方法阶跃响应

为了比较2种方法的阶跃响应结果,将各种指标列于表1。

表1 瞬态响应指标

指标	经典方法	本文方法
上升时间/s	0.055	0.035
峰值时间/s	0.165	0.073
振荡幅度	1.5	1.29
超调量/%	50	29
过渡时间/s	0.33	0.165
延迟时间/s	0.066	0.02

从表1很明显看出本文方法的各项瞬态响应指标都优于经典方法。其中最主要的过渡时间和超调量2个指标都很好,不仅超调量小而且过渡时间快,这样优越的指标很符合现代工业,制造业,武器装备等对伺服系统高瞬态响应指标的要求。

以上比较了2种方法的瞬态响应指标,接下来再看2种方法的位置开环传递函数幅频特性。幅频特性的绘制参考<sup>[12]</sup>的方法。经典方法的位置开环传递函数的幅频特性曲线如图7。本文方法的位置开环传递函数的幅频特性曲线如图8。

为了更好比较2种方法的幅频特性,将幅频特性图反映的指标写于表2内,具体数据见表2。

表2 幅频特性指标

指标	经典方法	本文方法
相角裕度/(°)	34.9	67
剪切频率/(rad·s <sup>-1</sup> )	16.6	51.3
增益裕度/dB	8.45	∞
相角穿越频率/(rad·s <sup>-1</sup> )	37.3	无

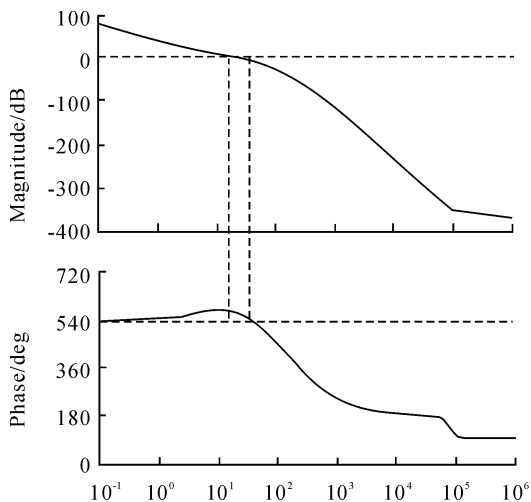


图7 经典方法位置开环传递函数幅频特性图

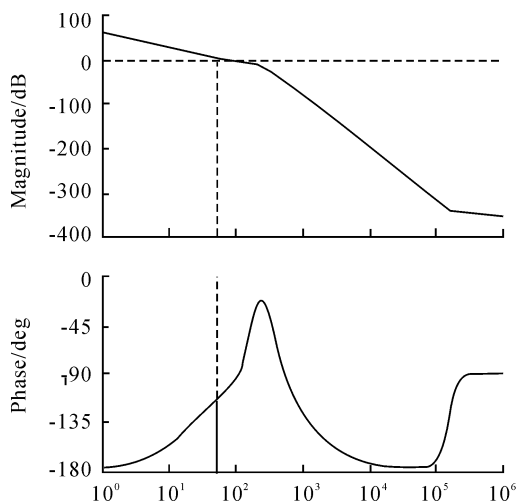


图8 本文方法位置开环传递函数幅频特性图

从表2中看出经典方法的相角裕度为 $34.9^\circ$ ,本文方法的相角裕度为 $67^\circ$ ,本文方法的相角裕度是经典方法的2倍,这说明本文方法得到的控制系统比经典方法得到的控制系统有更高的稳定裕度。经典方法的剪切频率为 $16.6 \text{ rad/s}$ ,本文方法的剪切频率为 $51.3 \text{ rad/s}$ ,本文方法的剪切频率是经典方法的3倍,这说明本文方法得到的控制系统具有更大的带宽。本文方法得到的增益裕度和相角穿越频率也明显优于经典方法。这些指标说明本文方法得到的控制系统具有更高的瞬态响应指标。

从阶跃响应指标和幅频特性曲线反映的指标比较可以看出,本文的设计方法,设计的伺服系统不仅动态性能好而且稳定可靠。

## 5 结束语

通过对同一个设计任务用经典设计方法和本文提出的

设计方法进行设计。与经典方法设计的控制系统相比,本文方法设计的控制系统具有更高的瞬态响应指标,更高的稳定裕度。本文设计方法的缺点是需要增加比例微分环节,在一定程度上增加了系统的成本。比较可以看出在一些对瞬态响应要求高的伺服控制系统中,本文的设计方法具有明显的优越性。

## 参考文献:

- [1] 陆道政,季新宝.自动控制原理及设计[M].上海:上海科学技术出版社,1978.
- [2] 陈伯时.电力拖动自动控制系统[M].北京:机械工业出版社,1999.
- [3] 张莉松,胡祐德,徐立新.伺服系统原理与设计[M].北京:机械工业出版社,2008.
- [4] 颜嘉男,王自强.伺服电机应用技术[M].北京:科学出版社,2010.
- [5] 杜继宏,王诗宓.控制工程基础[M].北京:清华大学出版社,2008.
- [6] 李长春,孟亚东,刘晓东,等.电液伺服系统的同步控制研究[J].兵工学报,2007,28(6):765-768.
- [7] Cheng G Y, Peng K M. Robust composite nonlinear feedback control with application to a servo positioning system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (2): 132-140.
- [8] Lin F, Lin C. A permanent-magnet synchronous motor servo drive using self-constructing fuzzy neural network controller [J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 2004, 19(1): 751-759.
- [9] Tal J. Design and analysis of pulse width modulated amplifiers for DC servo systems [J]. IEEE Trans. on IECEI, 2004, 23(1): 23-28.
- [10] Ramesh R, Mannan M A, Poo A N. Tracking and contour error control in CNC servo systems [J]. International Journal of Machine Tools and Manufacture, 2005, 45(3): 301-326.
- [11] Yao J J, Wang L Q, Jing H Z, et al. Adaptive feed-forward compensator for harmonic cancellation in an electro-hydraulic servo system [J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2008, 21(1): 77-81.
- [12] 黄忠霖.自动控制原理的MATLAB实现[M].北京:国防工业出版社,2007.

(责任编辑 杨继森)