文章编号:2095-4980(2016)01-0117-05

机电系统自适应控制仿真

袁 鸣

(中国工程物理研究院 总体工程研究所,四川 绵阳 621999)

摘 要:针对机电伺服系统中存在的不确定因素和多余力扰动问题,提出一种自适应比例—积分—微分(PID)控制策略。该自适应控制器由最优PID控制器和小脑模型关节控制器(CMAC)组成,最优PID控制器用来整定系统的标称模型,CMAC控制器用来克服系统中含有的不确定项和多余力扰动,自适应PID控制器能确保系统跟踪误差和CMAC权值误差收敛到零。仿真结果表明,本文提出的控制器具有令人满意的跟踪性能,对系统中的不确定因素和多余力扰动具有一定的鲁棒性。

关键词:比例—积分—微分控制器;小脑模型关节控制器;鲁棒控制

中图分类号:TP273.4 **文献标识码**:A **doi**:10.11805/TKYDA201601.0117

Adaptive control simulation study for mechanical-electrical system

YUAN Ming

(Institute of Systems Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China)

Abstract: A robust controller is proposed for mechanical and electrical servo system with unknown uncertainties and external load disturbances. This adaptive controller is made up of an Proportion-Integration-Differentiation(PID) controller and a Cerebellar Model Articulation Controller(CMAC). The PID controller is designed to stabilize the nominal model of the servo system, and the CMAC controller is designed to compensate for the system unknown uncertainties and external load disturbances. Simulation results demonstrate that the proposed controller has favorable tracking performance, and reasonable robustness for the uncertainties and external disturbances of the servo system.

Key words: Proportion-Integration-Differentiation controller; Cerebellar Model Articulation Controller; robust control

PID控制器广泛应用于工业领域,这主要归功于其结构简单和出色的控制效果[1]。但传统PID控制器具有局限性,在工程应用中被控对象表现出非线性和动态不确定性。为克服传统 PID 的局限,需要研究不一样的、鲁棒性更强的自适应PID控制器。

近年来,新型PID控制器基于控制参数在线更新方法,具有自动调整参数能力。根据预测控制理论,XU Min[2]提出了一种自动调参的PID控制方法,该控制器可在大范围控制中在线更新控制参数。SUN D[3]提出一种非线性PID控制方法,该控制器具有非线性调整控制参数的能力。TAN K K[4]提出了一种基于PID的平行控制自适应控制系统,该控制系统适用于具有非线性的系统。除此以外,结合神经网络/模糊控制的传统自适应控制具有很强的适应能力,因此广泛应用于具有非线性的系统中。SEGOVIA[5]提出一种利用模糊控制策略调整 PID 参数的非线性控制器。针对速度和方位跟踪控制,YE Jun[6]对一种基于PID的模拟神经网络自适应控制进行了改进,使控制器具有了连续在线调整参数,自适应和非线性跟踪的能力。本文针对电液系统中存在未知因素和多余力时的速度控制,提出一种新型自适应PID控制方法。该控制方法采用PID对标称系统进行控制,最优PID控制器的参数优化以系统最优二次型性能作为指标。采用CMAC神经网络对系统中存在的未知因素和多余力干扰进行补偿。经理论分析,验证闭环控制系统是大范围渐进稳定的,并且跟踪误差指标收敛至零。

1 系统简介和建模

直流电机的电特性和结构特性模型如式(1)~(4)所示:

收稿日期:2014-10-27;**修回日期**:2015-01-02

$$u_a(t)=R_a i_a(t)+L_a\frac{\mathrm{d}i_a(t)}{\mathrm{d}t}+E_a(t) \tag{1}$$

$$E_a(t)=C_e\omega_a(t) \tag{2}$$

$$J_a\dot{\omega}_a(t)+B_t\omega_a(t)+T_a(t)=T_a(t) \tag{3}$$

$$T_a(t)=C_a i_a(t) \tag{4}$$

式中：u_a为电机电枢电压；R_a和L_a分别为电枢绕组电阻和等效电感；i_a为绕组电流；E_a为反馈电动势；ω_a为电机输出转速；C_e为电动势电磁常数；C_a为转矩系数；T_a为电动机产生的转矩；J_a为电动机轴上的转动惯量；B_t为粘性摩擦系数。

$$\ddot{\omega}_a=a_1\dot{\omega}_a+a_2\omega_a+f_d-bu_a \tag{5}$$

式中：$a_1=-\frac{R_a}{L_a}-\frac{B_t}{J_a}$；$a_2=-\frac{1}{L_aJ_a}\left(R_aB_t+C_eC_a\right)$；$b=-\frac{C_a}{L_aJ_a}$；$f_d=-\frac{1}{L_aJ_a}\left(L_a\dot{T}_d+R_aT_d\right)$，$T_d$为未知因素造成的干扰；$u_a$是控制量。假定系统中某些未知量$\Delta a_1,\Delta a_2$和$\Delta b$是给定的，式(5)可表示为：

$$\ddot{\omega}_a=(a_1+\Delta a_1)\dot{\omega}_a+(a_2+\Delta a_2)\omega_a+f_d-(b+\Delta b)u_a \tag{6}$$

系统的跟踪控制目的是：寻找一种控制策略，使得电机输出转速ω_a能够精确地跟踪期望输出转速ω_d。

2 自适应控制

1) 一般PID控制器

确定速度跟踪误差量$e(t)=\omega_d-\omega_a$，式(6)可写为：

$$\ddot{e}=(a_1+\Delta a_1)\dot{e}+(a_2+\Delta a_2)e+\ddot{\omega}_d-(a_1+\Delta a_1)\dot{\omega}_d-(a_2+\Delta a_2)\omega_d-f_d+(b+\Delta b)u_a \tag{7}$$

令

$$f_w=\ddot{\omega}_d-a_1\dot{\omega}_d-a_2\omega_d \tag{8}$$

$$d=\Delta a_1(\dot{e}-\dot{\omega}_d)+\Delta a_2(e-\omega_d)+\Delta bu_a-f_d \tag{9}$$

可以得到：

$$\ddot{e}=a_1\dot{e}+a_2e+bu_a+f_w+d \tag{10}$$

使系统变量为$\boldsymbol{z}=\left[\int_0^t e(\tau)\mathrm{d}\tau \quad e \quad \dot{e}\right]^{\mathrm{T}}$，则式(10)可表示为以下状态方程：

$$\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}u_a+\boldsymbol{B}\tilde{f}_w+\boldsymbol{B}\tilde{d} \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}0&1&0\\0&0&1\\0&a_2&a_1\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}0\\0\\b\end{bmatrix}$；$\tilde{f}_w=f_w/b$；$\tilde{d}=d/b$。

对标称系统有：

$$\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{A}\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}u_a \tag{12}$$

标称系统控制率$u_n=K\boldsymbol{z}$用来保证标称系统的稳定，是典型的PID控制器。

2) CMAC逼近函数

CMAC 神经网络具有小脑机能，因而被广泛应用于机器人的运动控制[7-8]。因为计算结构简单，学习速度快，小脑神经网络被广泛应用于复杂的、动态系统闭环控制。近年来，越来越多的研究和工程应用使得CMAC的综合能力已超越了NNs。

CMAC神经网络的结构如图1所示：

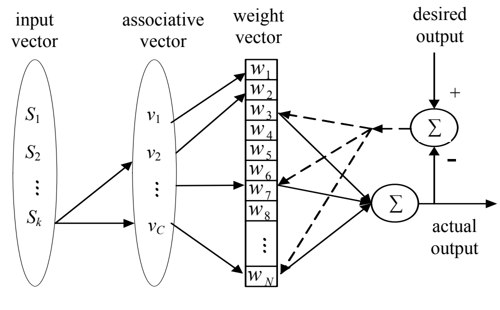

Fig.1 Structure of CMAC neural network
图1 CMAC神经网络结构图

CMAC输出量Y由2个映射结果相加得到。第1个映射将输入信号与1个二进制数组相关联。对每一个输入信号，被激活的单元个数都是C，C被称为一般化参数。二进制数组v中每一个元素都与一个单元相关联，并且具有N个单元。当一个单元被激活以后，相应的v中的元素等于1，否则为0。第2条映射是将输出量Y作为一个相关

数组 v 和权重数组 $\boldsymbol{w}=[w_1 \quad \cdots \quad w_N]^{\mathrm{T}}$ 的一个标量结果：

$$y=\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}v=\sum_{i=1}^{N}w_i v_i \tag{13}$$

更新相关激活单元权重的依据是实际输出和期望输出之间的误差。CMAC 权重调整策略如式(14)所示：

$$\Delta w_k=\beta v(y_{d,k}-y_k) \tag{14}$$

因此，经过调整的权重为：

$$w_{k+1}=w_k+\Delta w_k=w_k+\beta v(y_{d,k}-y_k) \tag{15}$$

式中：k 表示第 k 次迭代；$y_{d,k}$ 为期望输出的第 k 次迭代；y_k 为 CMAC 控制量输出的第 k 次迭代；β 为学习速率。

3) 自适应 PID 控制器的设计

本节提出了一种最优 PID,CMAC 相结合的自适应控制器，控制器的结构如图 2 所示。

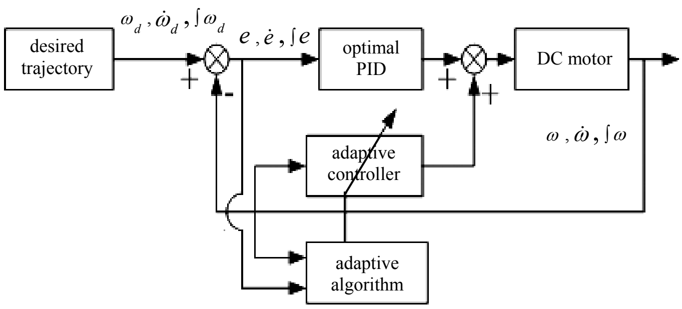

Fig.2 Adaptive PID controller structure

图 2 自适应 PID 控制结构图

系统中存在不确定因素和多余力扰动，设计 CMAC 神经网络去逼近这些未知的函数 $\tilde{d}$ 。

$$\tilde{d}=\hat{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}}v+\varepsilon=(\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}+\tilde{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}})v+\varepsilon \tag{16}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{w}}$ 是期望权重；$\boldsymbol{w}$ 是实际权重；$\tilde{\boldsymbol{w}}$ 是权值误差；ε 是渐进误差。

考虑式(11)所示的系统，自适应控制器如下所示：

$$u=u_{\mathrm{pid}}+u_{\mathrm{ad}}=\boldsymbol{Kz}-\tilde{f}_{\omega}-\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}v-\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{Kz}) \tag{17}$$

式中：控制量 $u_{\mathrm{pid}}=\boldsymbol{Kz}$ 来自最优 PID 控制器；$u_{\mathrm{ad}}=-\tilde{f}_{\mathrm{w}}-\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}v-\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{Kz})$ 来自自适应控制器，$\tilde{f}_{\mathrm{w}}$ 是期望转速 ω_{d} 的函数，$\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}v$ 是不确定性和多余力扰动的逼近函数，$\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{Kz})$ 是自适应控制器，η 是自适应性常数。

反馈增益矩阵 $\boldsymbol{K}$ 如式(18)所示：

$$\boldsymbol{K}=-\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} \tag{18}$$

式中非负对称矩阵 $\boldsymbol{P}$ 由 *Riccati* 方程确定：

$$\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{PA}-\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{Q}=0 \tag{19}$$

式中：$\boldsymbol{Q}$ 是正定矩阵；$\boldsymbol{R}$ 为正常值矩阵。

CMAC 网络权值调整策略如下：

$$\dot{\boldsymbol{w}}=-\beta u_{\mathrm{pid}}v=\beta\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}v \tag{20}$$

针对系统式(11)，在式(17)所示控制器下的状态方程为：

$$\dot{\boldsymbol{z}}=\boldsymbol{Az}+\boldsymbol{BKz}+\boldsymbol{B}(\tilde{d}-\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}v+\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{Kz}))=(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{R}^{-1}\boldsymbol{BB}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P})\boldsymbol{z}+\boldsymbol{B}(\tilde{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}}v+\varepsilon-\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{Kz})) \tag{21}$$

定理：针对如式(5)所示的电机系统，具有式(17)所示的 CMAC 控制器和权值调整策略式(20)，能够保证系统输出跟踪误差和权值误差收敛到零。

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Qz}-\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+(\varepsilon-\eta\,\mathrm{sgn}(\boldsymbol{Kz}))\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}<0 \tag{22}$$

证明：构造李雅普诺夫函数为：

$$V=\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+\frac{\boldsymbol{R}}{2\beta}\tilde{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}}\tilde{\boldsymbol{w}} \tag{23}$$

V 的导数为：

$$\dot{V}=\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}\dot{\boldsymbol{z}}+\frac{1}{2}\dot{\boldsymbol{z}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+\frac{\boldsymbol{R}}{\beta}\tilde{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}}\dot{\tilde{\boldsymbol{w}}} \tag{24}$$

考虑到：$\tilde{\boldsymbol{w}}+\boldsymbol{w}=\hat{\boldsymbol{w}}$ ，可知

$$\dot{\tilde{\boldsymbol{w}}}=-\dot{\boldsymbol{w}} \tag{25}$$

式(24)可以写成：

$$\dot{V}=\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{PA})\boldsymbol{z}-\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+(\varepsilon+\tilde{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}}v)(\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PB}+\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz})/2-\eta\operatorname{sgn}(\boldsymbol{Kz})(\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PB}+\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz})/2-\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}\tilde{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{T}}v \tag{26}$$

注意到 $\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PB}$ 是正定的，因此得到：

$$\dot{V}=\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{PA})\boldsymbol{z}-\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}-\eta\operatorname{sgn}(\boldsymbol{Kz})\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+\varepsilon\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz} \tag{27}$$

考虑到里卡提方程(19)，因此

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Qz}-\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+(\varepsilon-\eta\operatorname{sgn}(\boldsymbol{Kz}))\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz} \tag{28}$$

注意到 $\operatorname{sgn}(\boldsymbol{Kz})=-\operatorname{sgn}(\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz})$，使 $\eta>|\varepsilon|$，可以得到

$$(\varepsilon-\eta\operatorname{sgn}(\boldsymbol{Kz}))\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}=(\varepsilon+\eta\operatorname{sgn}(\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}))\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}<0 \tag{29}$$

考虑到 $\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}$ 是对称正定矩阵，可知，

$$\dot{V}=-\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Qz}-\frac{1}{2}\boldsymbol{z}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{PBR}^{-1}\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}+(\varepsilon-\eta\operatorname{sgn}(\boldsymbol{Kz}))\boldsymbol{B}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Pz}<0 \tag{30}$$

从而，定理得证。

3 数字仿真

采用数字仿真研究自适应 PID 控制器的使用性能。该仿真结果与最优 PID 控制的仿真结果互为对照。

直流电机标称参数：J=0.06 kg·m^2,C_a=4.125 Nm·A^{-1},C_e=0.129 Nm·A^{-1},L_a=0.067 H,R_a=7.5 Ω,B_t = 0.03 Nm·s^{-1}。

另外，针对系统存在的不确定性和多余力扰动问题，采用本文所提出的自适应控制器进行控制器性能仿真验证。假定的系统不确定性和多余力扰动参数如下：

ΔJ=0.01 kg·m^2,ΔC_a=0.5 N·m·A^{-1},ΔC_e=0.02 Nm·A^{-1},ΔL_a=0.015 H,ΔR_a=1.5 Ω,ΔB_t=0.03 Nm/s,T_d=5sin(8πt) Nm。

最优 PID 控制器的参数选择如下：K_p=12.6, K_I=9.0, K_d=0.2。CMAC：N=2 000, C=100, β=0.5，鲁棒因数 η 为 0.5。

图 3 中，曲线 1 和曲线 2 分别是最优 PID 控制器和自适应控制器在直流电机输入速度 200 rpm 时的阶跃响应仿真曲线。从图中可看出，2 种控制器下的速度响应曲线都有比较理想的表现，但自适应控制具有更短的调节时间。

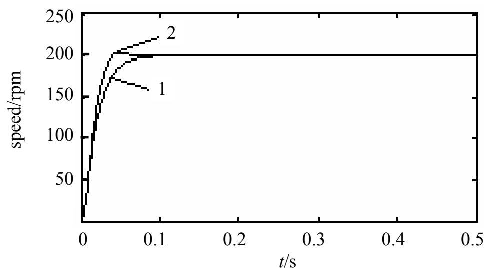

Fig.3 Speed response curves

图 3 速度响应曲线

图 4 和图 5 中，曲线 1 和曲线 2 分别是最优 PID 控制器和自适应 PID 控制在速度阶跃为 200 rpm 时的响应曲线。可以看出，自适应 PID 控制器可消除由于不确定因素和多余力带来的干扰，并使闭环系统精确跟踪期望的转速。

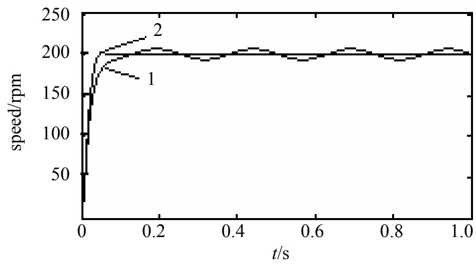

Fig.4 Step response curves with uncertainties and redundant force

图 4 考虑不确定项和多余力时的阶跃响应曲线

假定期望的速度跟踪轨迹为：

$\omega(t)$=100 sin (10πt)+ 60sin (6πt) rpm

图 6 和图 7 显示了最优 PID 控制器和自适应 PID 控制器对轨迹跟踪的仿真结果，曲线 1 和曲线 2 分别是期望轨迹和实际跟踪轨迹。图 8 是 2 种控制器的速度跟踪误差仿真，曲线 1 和曲线 2 分别为最优 PID 控制器和自适应 PID 控制。从图 6~图 8 可知，当系统具有未知因素和多余力扰动时，自适应控制具有比最优 PID 控制器更优良的控制性能。

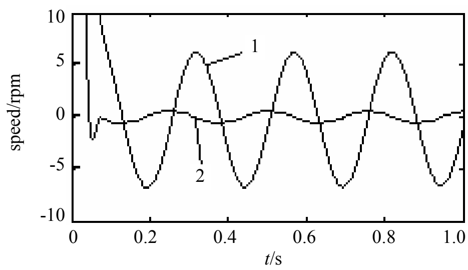

Fig.5 Tracking error curves with uncertainties and redundant force

图 5 考虑不确定项和多余力扰动时阶跃响应的跟踪误差仿真

综上，自适应控制器对机电系统具有更好的控制效果，对系统中存在的不确定因素具有更强的鲁棒性。

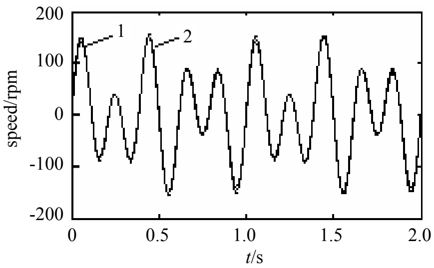

Fig.6 Trajectory simulation for PID controller
图 6 PID 控制器跟踪轨迹仿真

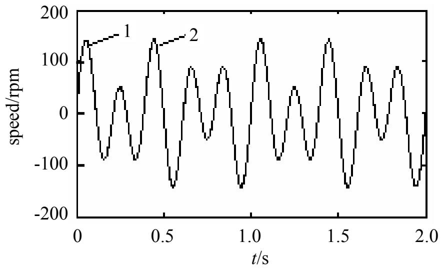

Fig.7 Trajectory simulation for adaptive PID controller
图 7 自适应 PID 跟踪轨迹仿真

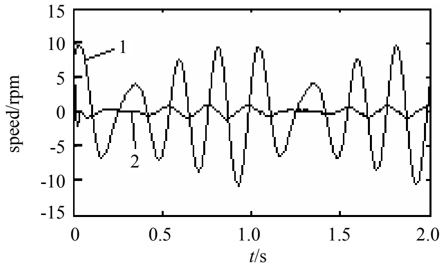

Fig.8 Speed tracking error between these two controllers
图 8 两种控制器速度跟踪误差仿真

4　结论

针对具有未知因素和多余力扰动的机电系统，提出了一种自适应 PID 控制器。该控制器由最优 PID 控制器和 CMAC 控制器组成，其中，CMAC 控制器用来逼近系统中存在的未知因素和多余力扰动。该自适应控制器可以保证系统的跟踪误差，以及 CMAC 权值误差收敛至零。最后，对本文提出的控制方法进行了仿真分析，结果表明，控制器具有令人满意的跟踪性能和对未知因素以及多余力扰动的鲁棒性。

参考文献:

[1] ASTROM K J,HAGGLUND T. PID Controllers:Theory,Design and Tuning[M]. 2nd ed. [S.l.]:Instrument Society of America, 1995.

[2] XU Min,LI Shaoyuan,QI Chenkun,et al. Auto-tuning of PID controller parameters with supervised receding horizon optimization[J]. ISA Transactions, 2005,44(4):491-500.

[3] SU Y X,SUN D,DUAN B Y. Design of an enhanced nonlinear PID controller[J]. Mechatronics, 2005,15(8):1005-1024.

[4] TAN K K,FERDOUS R,HUANG S. Closed-loop automatic tuning of PID controller for nonlinear systems[J]. Chemical Engineering Science, 2002,57(15):3005-3011.

[5] SEGOVIA J P,SBARBARO D CEBALLOS E. An adaptive pattern based nonlinear PID controller[J]. ISA Transactions, 2004, 43(2):271-281.

[6] YE Jun. Adaptive control of nonlinear PID-based analog neural networks for a nonholonomic mobile robot[J]. Neurocomputing, 2008,71(7/8/9):1561-1565.

[7] LANE S H,HANDELMAN D A,GELFAND J J. Theory and development of higher-order CMAC neural networks[J]. Control System IEEE, 1992,12(2):23-30.

[8] GONZALEZ-SERRANO F J,FIGUEIRAS-VIDAL A R,ARTES-RODRIGUEZ A. Generalizing CMAC architecture and training[J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 1998,9(6):1509-1514.

作者简介:

袁　鸣(1985-)，男，四川省绵阳市人，硕士，主要从事控制理论与控制工程、检测技术与自动化、电液伺服控制理论与技术的研究工作.email:eason851001@gmail.com.