第 36 卷第 2 期
2019 年 2 月

控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications

Vol. 36 No. 2
Feb. 2019

基于虚拟模型的自适应解耦抗扰控制

葛锁良, 张　凯†, 平兆武
(合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要: 针对一类多变量非线性耦合系统, 提出了一种基于虚拟模型的非线性自适应控制器. 首先将非线性系统线性化处理并将其作为虚拟模型, 对该模型设计线性自适应控制律. 然后将线性控制律分别应用在虚拟系统和受控的实际非线性系统上, 根据两者的输出误差设计补偿控制律, 以达到对实际被控对象进行自适应解耦抗扰的目的. 利用李雅普诺夫稳定理论给出了控制系统稳定性条件. 实验仿真验证了控制算法的有效性.

关键词: 非线性系统; 虚拟模型; 新型PID神经网络; 自适应控制

引用格式: 葛锁良, 张凯, 平兆武. 基于虚拟模型的自适应解耦抗扰控制. 控制理论与应用, 2019, 36(2): 319 – 326

中图分类号: TP183　　　**文献标识码**: A

DOI: 10.7641/CTA.2018.70939

Virtual model based adaptive decoupling disturbance rejection control

GE Suo-liang, ZHANG Kai†, PING Zhao-wu
(College of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei Anhui 230009, China)

Abstract: This paper proposes a virtual-model-based adaptive nonlinear controller for a class of multivariable nonlinear coupling systems. The controller uses the linearized nonlinear system as a virtual model and designs a linear adaptive control law for the model. On this basis, the linear control law is applied to the virtual model and the actual nonlinear system respectively, and the compensation control law is designed according to the output error of the virtual model and the nonlinear system to achieve the purpose of adaptive control of the nonlinear system. Lyapunov stability theory is used for the stability analysis of the control system. Experimental simulation verifies the effectiveness of the control algorithm.

Key words: nonlinear system; virtual model; new PID neural network; adaptive control

Citation: GE Suoliang, ZHANG Kai, PING Zhaowu. Virtual model based adaptive decoupling disturbance rejection control. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(2): 319 – 326

1　引言

在现代的工业控制中存在着大量的多变量强耦合非线性系统, 甚至有些被控对象模型不能被精确建模. 传统的PID控制器在对这类被控对象进行控制时, 难以取得较好的控制效果. 控制领域的科研人员和工程师不得不探索新的控制策略, 以满足对这类系统的控制要求. 在这个过程中, 许多优秀的自适应控制算法[1–4]应运而生. 文献[1]提出了一种自适应抗扰控制策略(active disturbance rejection control, ADRC)并将其应用于受未知复合扰动影响的单输入单输出(single-input single-output, SISO)系统上, 取得了较好的控制效果. 文献[2]针对线性时不变系统设计了可以估计未知干扰和未知输入的自适应观测器. 文献[3]改进了扩张观测器(extended state observer, ESO)并将其应用于永磁同步电机的速度控制上. 文献[4]设计了高阶滑模观测器且在直流–交流 (direct current-alternating current, DC–AC)逆变器系统中取得了较好的控制效果. 不同于上述文献, 多变量广义自校正解耦控制器[5]、针对一类多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO) 系统的解耦极点配置自整定算法[6]和逆解耦技术[7]在设计自适应控制器时考虑了解耦问题.

许多工业系统的模型是未知的或者部分未知的, 传统的依赖于被控对象模型的控制算法无法控制该类被控对象. 因此, 一类依赖于数据驱动的算法得到了重视. 例如, 基于数据驱动的自适应控制算法[8]和

收稿日期: 2017−12−17; 录用日期: 2018−05−15.
†通信作者. E-mail: zhangkaistd@mail.hfut.edu.cn; Tel.: +86 15256936680.
本文责任编委: 李少远.
国家自然科学基金项目(61403117)资助.
Supported by the National Natural Science Foundation of China (61403117).

基于数据的稳定性分析算法[9]. 但是这类基于数据驱动的控制算法要求系统是时不变的. 为了进一步提高控制算法的适用范围, 利用神经网络辨识系统参数或者辨识未知复合扰动的控制算法得到了发展. 受文献[10]的启发, 文献[11]将广义最小方差控制、基于神经网络的模型辨识和切换控制策略相结合, 在保证系统有界输入有界输出(bounded-input bounded-output, BIBO)稳定的情况下, 对多变量系统进行了解耦抗扰控制. 为了使得该控制框架适用于一般的非线性强耦合离散系统, 文献[12–15]进行了控制算法的优化设计. 需要说明的是, 切换控制策略不一定是最优的选择, 频繁的切换控制器会引起输出抖振和器件磨损等后果.

为了使所设计的控制器适用于一般的多变量非线性系统, 并且解决切换控制策略所带来的问题. 针对一类开环稳定的离散多变量非线性强耦合系统, 本文设计了一个新的控制框架. 在该框架下, 先将非线性系统(现实模型)线性化处理, 将该线性系统作为一个虚拟模型; 针对该虚拟模型, 利用广义最小方差策略设计控制律; 将所设计的控制律分别应用于虚拟模型和现实模型上, 由于现实模型受到了复合干扰的影响, 现实模型的输出与虚拟模型的输出存在误差; 利用该误差设计非线性补偿控制律反馈给现实模型, 使得现实模型的输出逐渐逼近虚拟模型的输出. 至此, 解耦抗扰控制任务完成. 最后给出了控制系统的稳定性和收敛性证明. 仿真结果验证了该控制算法的有效性. 相比于已有的研究成果, 本文的主要贡献在于以下两点:

1) 本文利用虚拟模型构造了新型控制框架, 代替了文献[12–15]的切换控制策略, 消除了切换控制策略带来的器件磨损等不良影响.

2) 相比于文献[11]利用复杂的神经网络估计复合扰动然后消除扰动的思路, 本文使用了更为简单的PID型神经网络(PID neural network, PIDNN)消除高阶项和有界外部扰动对系统的影响, PIDNN算法更为简单且易于实现.

2 控制问题描述

一般而言, n–输入n–输出的离散非线性系统可表示为

$$\begin{aligned} y(k+1) = f[&y(k),\cdots,y(k-n_\mathrm{a}+1),\\ &u(k),\cdots,u(k-n_\mathrm{b})], \end{aligned} \tag{1}$$

式中: $u(k)=[u_1(k)\ \ u_2(k)\ \ \cdots\ \ u_n(k)]^\mathrm{T}$为系统的输入; $y(k)=[y_1(k)\ \ y_2(k)\ \ \cdots\ \ y_n(k)]^\mathrm{T}$为系统的输出; $f(\cdot)=[f_1(\cdot)\ \ f_2(\cdot)\ \ \cdots\ \ f_n(\cdot)]^\mathrm{T}$是连续可微的非线性向量函数; n_a和n_b是已知的系统阶次. 当在原点的某一邻域研究非线性系统(1)时, 利用文献[11]的研究成果, 用下面的式(2)作为其等价系统:

$$\begin{aligned} &A(z^{-1})y(k+1)=\\ &B(z^{-1})u(k)+V[y(k),\cdots,\\ &y(k-n_\mathrm{a}+1),u(k),\cdots,u(k-n_\mathrm{b})], \end{aligned} \tag{2}$$

其中:

$$A(z^{-1})=I+A_1z^{-1}+\cdots+A_{n_\mathrm{a}}z^{-n_\mathrm{a}},$$
$$B(z^{-1})=I+A_1z^{-1}+\cdots+A_{n_\mathrm{a}}z^{-n_\mathrm{a}},$$

式中: $A(z^{-1})$和$B(z^{-1})$是单位后移算子z^{-1}的矩阵多项式; $V[\cdot]$是高阶非线性项. 当$V[\cdot]$对系统的影响较小时, 式(2)可以用式(3)代替:

$$A(z^{-1})y(k+1)=B(z^{-1})u(k). \tag{3}$$

为了实现解耦抗扰控制任务, 对系统作以下假设:

假设 1 $A(z^{-1})$和$B(z^{-1})$中的参数矩阵在紧集Ω中变化, 且$A(z^{-1})$是首一对角矩阵多项式.

假设 2 系统在原点附近是开环稳定.

注 1 相比于文献[11]中$\|V(\cdot)\|\leqslant\Delta$且$\Delta$必须已知的假设, 本文只需满足上述两个假设, 因此放宽了高阶非线性项$V(\cdot)$的限定条件, 从而扩大了自适应控制范围.

注 2 强制循环蒸发系统[12]、双罐液位控制系统[14]以及超音速风洞系统都可用式(2)表达且满足两个假设条件.

3 非线性自适应控制

针对式(1)所示的被控对象, 当满足假设条件1–2时, 为了实现解耦抗扰控制且克服文献[11]所采用的切换控制策略的弊端, 本文设计了一种非线性自适应控制框架. 该框架由线性自适应控制器、PIDNN自适应补偿器和两个闭环回路有机组合而成, 如图1所示.

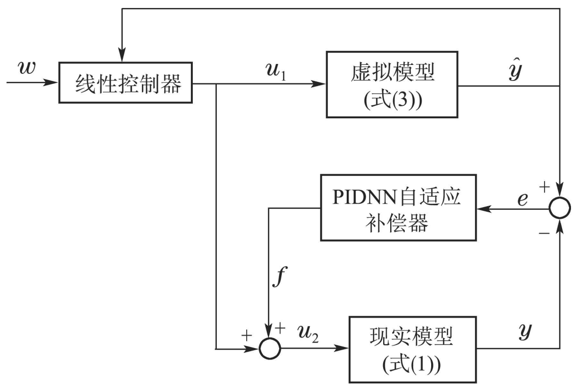


图 1 自适应解耦控制框架

Fig. 1 Adaptive decoupling control framework

图1中: w为有界给定信号; u_1为线性控制律, 其是根据式(3)所示的虚拟模型进行设计的; f为自适应补偿律; $u_2=u_1+f$为非线性自适应控制律; y为现实模型的输出向量; $\hat{y}$为虚拟模型的输出向量; $e=\hat{y}-y=[e_1\ \ e_2\ \ \cdots\ \ e_n]^\mathrm{T}$为误差向量.

3.1 线性控制器的设计

针对式(3)所示的线性系统, 根据广义最小方差法设计线性自适应控制律, 其指标函数如式(4)所示:

$$J_{\mathrm{L}}=\|P(z^{-1})y(k+1)-Rw(k)+Q(z^{-1})u(k)+Su(k))\|^2, \tag{4}$$

其中: $P(z^{-1})$和$Q(z^{-1})$为对角加权矩阵多项式; S为对角元为零的常数矩阵; R为对角加权矩阵. 使指标函数最小的线性自适应控制律为

$$[F\bar{B}(z^{-1})+Q(z^{-1})]u(k)= Rw(k)-G(z^{-1})y(k)-[F\bar{\bar{B}}(z^{-1})+S]u(k), \tag{5}$$

其中: $\bar{B}(z^{-1})$为对角矩阵多项式, $\bar{\bar{B}}(z^{-1})$为对角元为零的矩阵多项式, 满足$\bar{B}(z^{-1})+\bar{\bar{B}}(z^{-1})=B(z^{-1})$; F是常数矩阵; $G(z^{-1})$为$n_{\mathrm{a}}-1$阶矩阵多项式; F和$G(z^{-1})$由下面的Diophantine方程唯一确定:

$$P(z^{-1})=FA(z^{-1})+z^{-1}G(z^{-1}). \tag{6}$$

由式(6)可知$F=P(0)$. 将控制律(5)代入式(3)可得闭环系统方程:

$$[A(z^{-1})+B(z^{-1})H^{-1}(z^{-1})(P(z^{-1})-FA(z^{-1}))]y(k+1)= B(z^{-1})H^{-1}(z^{-1})Rw(k), \tag{7}$$

其中$H(z^{-1})=FB(z^{-1})+Q+S$. 为了保证控制系统的稳定性, 线性控制器参数的选择应满足以下条件:

$$\det[A(z^{-1})+B(z^{-1})H^{-1}(z^{-1})(P(z^{-1})-FA(z^{-1}))]\neq 0,\ |z|\geqslant 1. \tag{8}$$

为了进一步说明该算法的解耦情况, 将控制律(5)代入式(3), 写成有别于式(7)的另外一种闭环系统方程:

$$\bar{H}(z^{-1})A(z^{-1})y(k+1)= \bar{B}(z^{-1})Rw(k)+[\bar{H}(z^{-1})\bar{\bar{B}}(z^{-1})-\bar{B}(z^{-1})\bar{\bar{H}}(z^{-1})]u(k). \tag{9}$$

在式(9)中:

$$\bar{\bar{H}}(z^{-1})=F(z^{-1})\bar{\bar{B}}(z^{-1})+S(z^{-1}),$$
$$\bar{H}(z^{-1})=F(z^{-1})\bar{B}(z^{-1})+Q(z^{-1})$$

且满足方程

$$\bar{H}(z^{-1})+\bar{\bar{H}}(z^{-1})=H(z^{-1}).$$

当满足$\bar{H}(1)\bar{\bar{B}}(1)-\bar{B}(1)\bar{\bar{H}}(1)=0$时, 可消除阶跃信号下耦合对系统的影响.

值得注意的是假设系统参数$A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$未知, 当满足假设条件1时, 可按照文献[11]中的方法进行辨识. 辨识结果为$\hat{A}(z^{-1})$, $\hat{B}(z^{-1})$.

3.2 自适应补偿器

将线性自适应控制律(5)分别应用在虚拟模型(3)和现实模型(1)上. 因为线性控制律u_1是根据虚拟模型进行设计的, 所以由线性控制律和虚拟模型构成的闭环控制系统可以实现解耦且可以取得较好的控制效果, 即虚拟系统输出$\hat{y}$可以完美跟随给定信号w. 而现实系统由于受到高阶非线性项和外部有界干扰等复合扰动的影响, 其控制效果会受到一定的影响, 即现实系统输出y不能完美跟随给定信号w. 且由假设2和外部扰动有界可知, 对于有界的输入u_1会得到有界的输出y. 事实上, 由于虚拟模型在原点附近可以等价为现实模型, 根据虚拟模型设计的控制律会使得现实模型的输出在给定信号所在的小区域内震荡. 由上述可知, 现实系统输出y和虚拟系统输出$\hat{y}$存在有界的误差e, 如果根据该误差对现实系统设计自适应补偿律, 实现现实系统输出对虚拟系统输出快速的跟随, 那么针对现实系统的解耦抗扰控制问题便可以解决. 为了实现自适应补偿律的设计, 本文改进了文献[16]所设计的PIDNN. 改进后的新PIDNN (new PIDNN, NPIDNN)如图2所示.

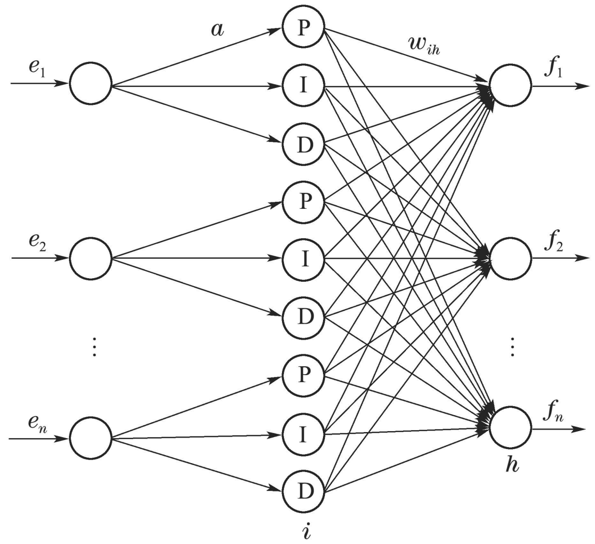


图 2 NPIDNN自适应补偿器

Fig. 2 NPIDNN adaptive compensator

在图2中: NPIDNN的输入为误差向量$e=[e_1\ \ e_2\ \cdots\ e_n]^{\mathrm{T}}$; NPIDNN的输出为自适应补偿律$f=[f_1\ \ f_2\ \cdots\ f_n]^{\mathrm{T}}$; 输入层到隐含层的网络权值向量为$a=[a_1\ \ a_2\ \cdots\ a_h\ \cdots\ a_n]^{\mathrm{T}}$, 其中: $h=1,2,\cdots,n$, $a_h=[a_{h1}\ \ a_{h2}\ \ a_{h3}]$; w_{ih}为隐含层到输出层的权重值, 其中i为隐含层的序列号, 即$i=1,2,\cdots,3n$.

为了更方便的介绍NPIDNN, 将NPIDNN分为3层结构, 即输入层、隐含层和输出层; 将NPIDNN的补偿过程分为两个阶段, 即工作信号的正向传递过程和误

差信号的反向修正过程.

3.2.1 信号的正向传递

输入层有n个单元, 第h个单元的输出等于输入$e_h(k)$.

隐含层有n个子系统, 每个子系统有3个单元, 分别是比例单元、积分单元和微分单元. 第h个子系统的3个单元的输入为

$$\mathrm{net}_{hj}(k)=a_{hj}\times e_h(k),\ j=1,2,3. \tag{10}$$

在第h个子系统中, 比例单元的输出为

$$v_{h1}(k)=\mathrm{net}_{h1}(k). \tag{11}$$

积分单元的输出为

$$v_{h2}(k)=\mathrm{net}_{h2}(k)+v_{h2}(k-1). \tag{12}$$

微分单元的输出为

$$v_{h3}(k)=\mathrm{net}_{h3}(k)-\mathrm{net}_{h3}(k-1). \tag{13}$$

为了更加方便的表示隐含层的输出, 将其写为向量形式:

$$\begin{aligned}&q=[q_1\ \ q_2\ \ \cdots\ \ q_{3n}]^{\mathrm T}=\\&[v_{11}\ \ v_{12}\ \ v_{13}\ \ \cdots\ \ v_{n1}\ \ v_{n2}\ \ v_{n3}]^{\mathrm T}.\end{aligned} \tag{14}$$

输出层与输入层的单元数相同, 输出层的输出为隐含层所有单元输出的加权和:

$$f_h(k)=\sum_{i=1}^{3n}w_{ih}q_i(k),\ h=1,2,\cdots,n, \tag{15}$$

其中q_i是向量q的第i个元素.

3.2.2 误差信号的反向修正

定义一个可以衡量现实模型输出与虚拟模型输出之间误差的指标函数:

$$\begin{aligned}&J_{\mathrm E}=\frac12\sum_{h=1}^{n}[\hat y_h(k)-y_h(k)]^2=\\&\frac12\sum_{h=1}^{n}[e_h(k)]^2=\sum_{h=1}^{n}E_h(k).\end{aligned} \tag{16}$$

由式(16)可知, 如果在每次的算法迭代中都是下降的, 则现实模型的输出会逐渐逼近虚拟模型的输出直至完全跟随, 那么针对现实模型的解耦抗扰控制问题可以得到解决. 为了使得$J_{\mathrm E}$迭代下降, 本文采用梯度下降法修正网络权值.

隐含层与输出层之间的网络权值修正公式为

$$w_{ih}(k+1)=w_{ih}(k)-\eta_1\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial w_{ih}}. \tag{17}$$

输入层与隐含层之间的网络权值修正公式为

$$a_{hi}(k+1)=a_{hi}(k)-\eta_2\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial a_{hi}}. \tag{18}$$

至此, NPIDNN控制过程介绍完毕.

注 3 事实上, 输入层到隐含层的网络权值可以是定值, 经离线选择. 其优点是在不影响控制效果的情况下减少了控制器的运算量.

4 稳定性分析

本文所设计的控制器存在两个闭环回路: 第1个闭环回路是由线性自适应控制器和虚拟模型构成的, 其作用在于设计解耦控制律; 第2个闭环回路是由自适应补偿器和现实模型构成的, 其作用在于补偿高阶非线性项、系统参数变化和外部扰动对系统的影响. 两者之间没有耦合关系. 在图1所示的控制框架中, 如果两个控制回路稳定, 则控制系统稳定.

由式(8)可知, 通过选择合适的参数可以保证闭环回路1的稳定. 如果闭环回路2被证明是稳定的, 则整个控制框架稳定. 为了证明简单, 将式(17)–(18)统一写成一般形式:

$$\begin{aligned}&w(k+1)=\\&w(k)+\Delta w(k)=w(k)-\eta\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial w}=\\&w(k)-\eta Z.\end{aligned} \tag{19}$$

定理 1 在由自适应补偿器和现实模型构成的闭环回路中, 利用NPIDNN设计补偿律时, 当学习率满足

$$0<\eta<\frac{2J_{\mathrm E}}{Z^2}, \tag{20}$$

可保证闭环回路的稳定.

证 定义Lyapunov函数

$$L=J_{\mathrm E}^2. \tag{21}$$

L在迭代过程中的变化量为

$$\begin{aligned}\Delta L=&L(k+1)-L(k)=\\&J_{\mathrm E}^2(k+1)-J_{\mathrm E}^2(k)=\\&(J_{\mathrm E}(k)+\Delta J_{\mathrm E}(k))^2-J_{\mathrm E}^2(k)=\\&(\Delta J_{\mathrm E}(k))^2+2J_{\mathrm E}(k)\Delta J_{\mathrm E}(k).\end{aligned} \tag{22}$$

定义$J_{\mathrm E}(k)$在迭代过程中的变化量为$\Delta J_{\mathrm E}(k)$, 则

$$\Delta J_{\mathrm E}(k)=\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial w}\Delta w. \tag{23}$$

由式(19)可知

$$\Delta w(k)=-\eta\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial w}. \tag{24}$$

将式(23)–(24)代入式(22)可得

$$\begin{aligned}\Delta L=&\eta^2(\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial w})^4-2J_{\mathrm E}\eta(\frac{\partial J_{\mathrm E}}{\partial w})^2=\\&\eta^2(Z)^4-2J_{\mathrm E}\eta(Z)^2.\end{aligned} \tag{25}$$

为保证控制系统的稳定性, 应满足$\Delta L<0$, 由式(25)可求得

$$0<\eta<\frac{2J_{\mathrm E}}{Z^2}. \tag{26}$$

由式(26)可得, 隐含层到输出层之间的学习率η_1和输入层到隐含层之间的学习率η_2需同时满足

$$0<\eta_1<\frac{2J_{\mathrm{E}}}{Z_1^2},\ Z_1=\frac{\partial J_{\mathrm{E}}}{\partial w_{in}},$$

$$0<\eta_2<\frac{2J_{\mathrm{E}}}{Z_2^2},\ Z_2=\frac{\partial J_{\mathrm{E}}}{\partial a_{ni}},$$

则闭环系统稳定.　　证毕.

5 仿真

考虑如下两输入两输出强耦合非线性离散系统:

$$\begin{cases} y_1(k+1)= \\ 0.1y_1(k)+0.2u_1(k)+u_2(k)-u_1(k-1)+ \\ 0.2\sin(u_1(k-1)+y_2(k))-0.2(u_1(k-1)+ \\ y_2(k))/(1+u_1^2(k-1)+y_2^2(k)), \\ y_2(k+1)= \\ 0.2y_2(k)+0.25u_1(k)+0.2u_2(k)+ \\ u_2(k-1)+0.2u_2^2(k)+0.1\sin(u_2(k-1)+ \\ y_1(k))-0.1(u_2(k-1)+y_1(k))/ \\ (1+u_2^2(k-1)+y_1^2(k)). \end{cases}$$

原点为该系统的平衡点. 在平衡点附近该系统线性部分参数为

$$A=\begin{bmatrix}1-0.1Z^{-1} & 0\\ 0 & 1-0.2Z^{-1}\end{bmatrix},$$

$$B=\begin{bmatrix}0.2+Z^{-1} & 1\\ 0.25 & 0.2+Z^{-1}\end{bmatrix}.$$

易知该系统在原点附近开环稳定, 所以系统符合假设条件2. 为了验证本文所提出的基于虚拟模型和NPIDNN补偿策略的解耦抗扰控制器的控制效果, 本文将对该控制系统进行跟踪和抗扰实验. 1) 用方波信号进行解耦跟踪实验仿真. 2) 当给定信号为阶跃信号时, 在被控对象输出端加入阶跃形式或锯齿波形式的干扰信号进行解耦抗扰实验仿真. 针对仿真实验, 根据式(6)–(8)整定线性自适应控制器参数.

$$P=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix},\ R=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\end{bmatrix},\ G=\begin{bmatrix}0.1&0\\0&0.2\end{bmatrix},$$

$$Q=\begin{bmatrix}1.2-1.2Z^{-1} & 0\\ 0 & 0.2-0.2Z^{-1}\end{bmatrix},$$

$$S=\begin{bmatrix}0 & 0.6-0.6Z^{-1}\\ -7+7Z^{-1} & 0\end{bmatrix}.$$

根据式(25)整定NPIDNN自适应补偿器的参数. 学习率可根据稳定性条件进行整定; 输入层到隐含层的网络权值初始值整定为$a=[0.1\ \ 0.1\ \ 0.1\ \ 0.1\ \ 0.1\ \ 0.1]^{\mathrm{T}}$; 在隐含层与输出层之间, 连接输出$f_1$和$f_2$的网络权值初始值分别被整定为

$$w_1=[0.12\ \ 0.14\ \ 0.04\ \ -0.12\ \ 0.14\ \ 0.04]^{\mathrm{T}},$$

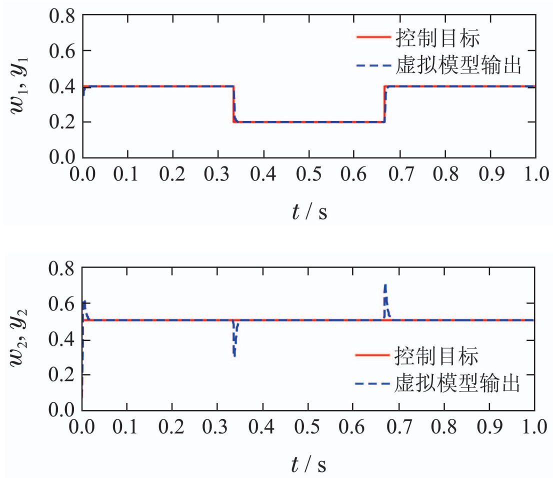
$$w_2=[0.02\ \ 0.14\ \ 0.07\ \ 0.05\ \ 0.01\ \ -0.07]^{\mathrm{T}}.$$

注 4　本文将输入层到隐含层之间的网络权值设为定值, 即向量a不需要利用梯度下降法进行在线修正.

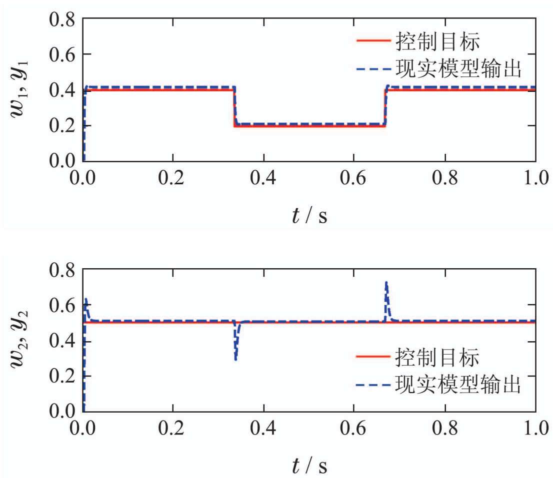
1) 假定控制目标w_1为方波信号、w_2为阶跃信号, 即

$$\begin{cases} w_1(t)=0.1\mathrm{sgn}(\sin(0.1\pi t))+0.3,\\ w_2(t)=0.5\mathrm{sgn}\,t.\end{cases}$$

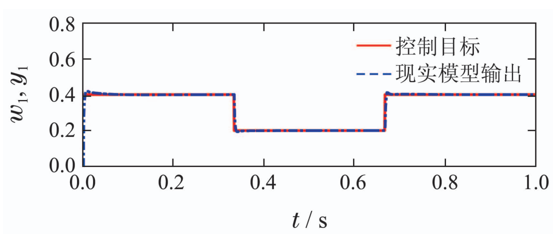
仿真结果如图3和图4所示. 其中: 图3反映了系统输出跟随给定信号的情况; 图4反映了控制律信息.

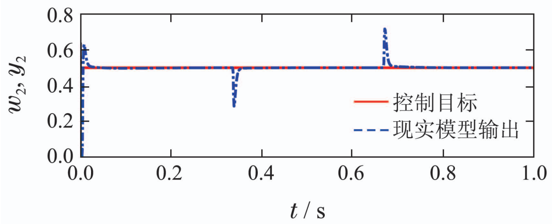


(a) 线性控制律下的虚拟模型输出



(b) 线性控制律下的现实模型输出

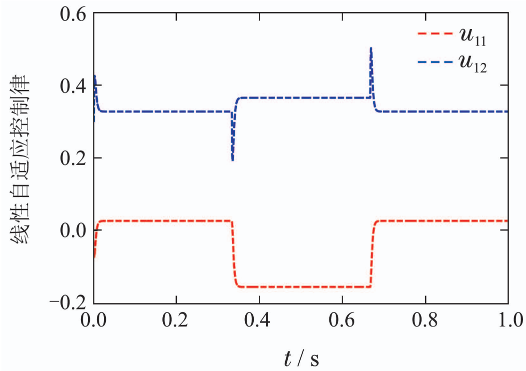




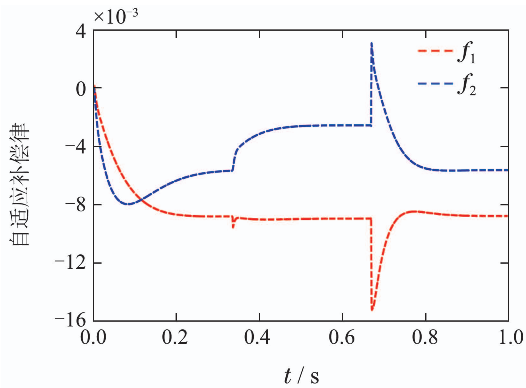
(c) 非线性控制律下的现实模型输出

图 3 自适应控制系统的跟踪响应

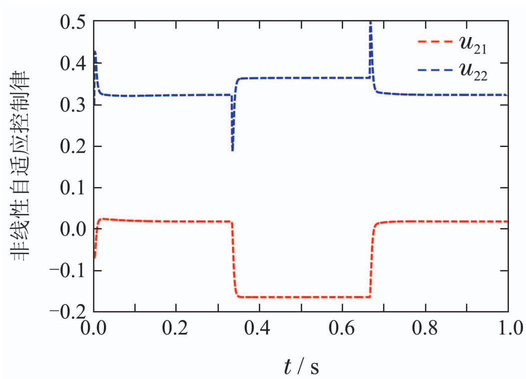
Fig. 3 Tracking response of adaptive control system



(a) 线性自适应控制律



(b) 自适应补偿律



(c) 非线性自适应控制律

图 4 跟踪响应控制律

Fig. 4 Control law of tracking response

由图3–4可知, 利用图4(a)所示的线性自适应控制律可以对虚拟系统进行较好的解耦跟随控制, 控制效果如图3(a)所示; 但利用线性控制律控制现实模型, 系统输出不能较好的跟随给定值, 两者之间存在误差, 控制效果如图3(b)所示. 其原因在于线性控制律抵消不了高阶非线性项对系统的影响. 图4(c)所示的非线性自适应控制律等于图4(a)所示的线性自适应控制律和图4(b)所示的自适应补偿律之和, 利用非线性控制律可以较好地控制现实系统, 其控制效果如图3(c)所示.

2) 假定控制目标w_1, w_2为阶跃信号, 即

$$\begin{cases} w_1(t) = 0.4\mathrm{sgn}\, t, \\ w_2(t) = 0.5\mathrm{sgn}\, t. \end{cases}$$

在现实系统的输出端加入阶跃形式的外部扰动信号, 即

$$\begin{cases} d_1(t) = 0.025(\mathrm{sgn}(t-1)+1), \\ d_2(t) = 0.02(\mathrm{sgn}(t-1)+1). \end{cases}$$

仿真结果如图5和图6所示. 其中: 图5反映了自适应控制系统对阶跃信号形式的外部扰动的抑制性能; 图6反映了相对应的非线性自适应控制律.

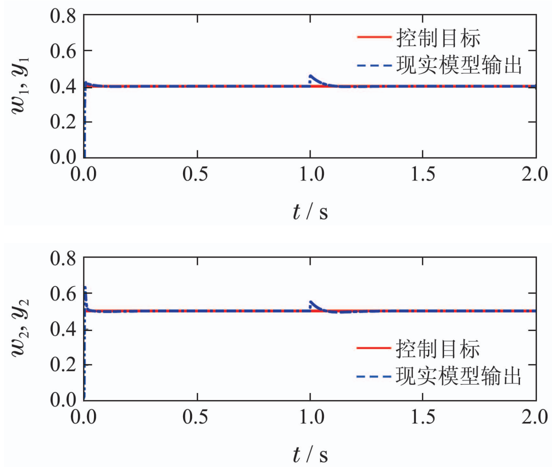


图 5 阶跃信号形式扰动下的控制性能

Fig. 5 Control performance under the disturbance of step signal

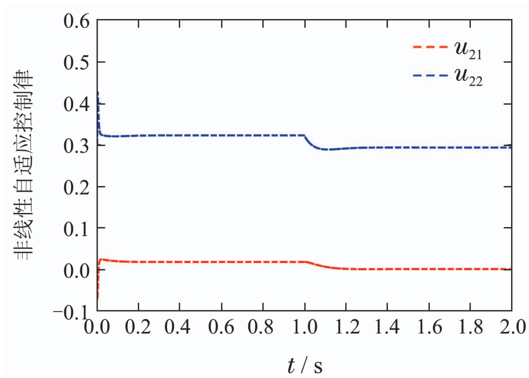


图 6 阶跃信号形式扰动下的非线性控制律

Fig. 6 Nonlinear control law under the disturbance of step signal

3) 假定控制目标w_1, w_2为阶跃信号, 即

$$\begin{cases} w_1(t) = 0.4\mathrm{sgn}\, t, \\ w_2(t) = 0.5\mathrm{sgn}\, t. \end{cases}$$

在现实系统的输出端加入锯齿波形式的外部扰动信号, 即

$$\begin{cases} d_1(t) = \\ \begin{cases} 0, & t = KT, \\ \dfrac{A}{T}, & KT < t < (K+1)T, \end{cases} \quad K = 0, 1, 2, \cdots, \\ d_2(t) = 0, \end{cases}$$

其中: $A = 0.04$, $T = 0.2\pi$. 仿真结果如图7和图8所示. 其中: 图7反映了自适应控制系统对锯齿波信号形式的外部扰动的抑制性能; 图8反映了相对应的非线性自适应控制律.

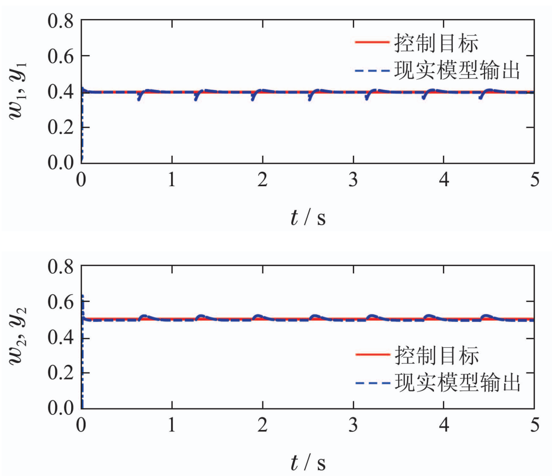


图 7　锯齿波信号形式扰动下的控制性能

Fig. 7　Control performance under the disturbance of sawtooth wave signal

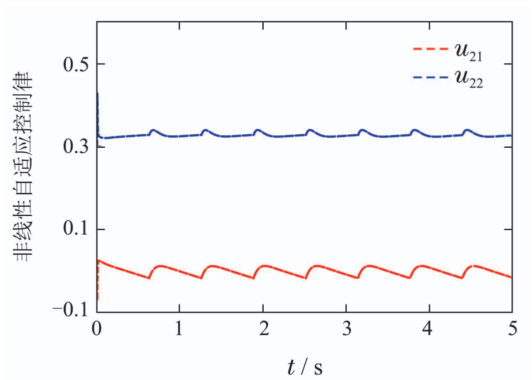


图 8　锯齿波信号形式扰动下的非线性控制律

Fig. 8　Nonlinear control law under the disturbance of sawtooth wave signal

由图5和图7可知, 无论是阶跃形式的外部扰动还是锯齿波形式的外部扰动, 在图6或图8所示的非线性自适应控制律的作用下, 自适应控制系统都可以快速的消除扰动对系统的影响. 说明自适应控制系统具有抑制外部扰动信号的能力.

由以上仿真实验可知, 对于非线性强耦合离散系统, 利用图1所示的自适应控制系统具有较好的解耦跟踪抗扰能力.

6　总结

本文针对一类开环稳定的多变量离散时间非线性系统, 设计了基于虚拟模型的自适应控制器. 该控制器利用线性自适应控制律实现对系统的解耦; 利用NPIDNN自适应补偿器抵消复合扰动对系统的影响, 提高了系统的控制性能. 最后设计了跟踪和抗扰仿真实验, 取得了较好的控制效果. 说明所提出的基于虚拟模型的自适应控制系统具有较好的解耦跟踪抗扰能力.

参考文献:

[1] ZHAO Z L, GUO B Z. On convergence of nonlinear active disturbance rejection control for SISO nonlinear systems. *Journal of Dynamical & Control Systems*, 2013, 22(2): 1 – 28.

[2] LIN S Y, YEN J Y, CHEN M S. An adaptive unknown periodic input observer for discrete-time LTI SISO systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2016, 62(8): 4073 – 4079.

[3] LI S H, ZHOU M M, YU X H. Design and implementation of terminal sliding mode control method for PMSM speed regulation system. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(4): 1879 – 1891.

[4] DAI C, YANG J, WANG Z. Universal active disturbance rejection control for non-linear systems with multiple disturbances via a high-order sliding mode observer. *IET Control Theory & Applications*, 2017, 11(8): 1194 – 1204.

[5] LANG S J, GU X Y, CHAI T Y. A multivariable generalized self-tuning controller with decoupling design. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1986, 31(5): 474 – 477.

[6] MCDERMOTT P E, MELLICHAMP D A. A decoupling pole placement self-tuning controller for a class of multivariable processes. *Optimal Control Applications and Methods*, 2010, 7(1): 55 – 79.

[7] LUAN X, CHEN Q, ALBERTOS P. Compensator design based on inverted decoupling for non-square processes. *IET Control Theory & Applications*, 2017, 11(7): 996 – 1005.

[8] CHI R, LIU Y, HOU Z. Data-driven terminal iterative learning control with high-order learning law for a class of non-linear discrete time multiple-input multiple-output systems. *IET Control Theory & Applications*, 2015, 9(7): 1075 – 1082.

[9] WANG Z, LIU D. Stability analysis for a class of systems: from model-based methods to data-driven methods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(11): 6463 – 6471.

[10] CHEN L, NARENDRA K S. Nonlinear adaptive control using neural networks and multiple models. *American Control Conference*. Arlington: IEEE, 2001, 6: 4199 – 4203.

[11] WANG Y, CHAI T, FU J. Adaptive decoupling switching control based on generalised predictive control. *IET Control Theory & Applications*, 2012, 6(12): 1828 – 1841.

[12] WANG Yonggang, CHAI Tianyou. Nonlinear adaptive decoupling PID control for the forced-circulation evaporation system. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(9): 1145 – 1153.
(王永刚, 柴天佑. 强制循环蒸发系统的非线性自适应解耦PID控制. 控制理论与应用, 2011, 28(9): 1145 – 1153.)

[13] WANG Y, FU X. Intelligent decoupling PID control for the forced-circulation evaporation system. *Chinese Journal of Chemical Engineering*, 2015, 23(12): 2075 – 2086.

[14] ZHANG Y, CHAI T, WANG D. Virtual unmodeled dynamics modeling for nonlinear multivariable adaptive control with decoupling design. *IEEE Transactions on Systems Man & Cybernetics Systems*, 2018, 48(3): 342 – 353.

[15] ZHANG Yajun, CHAI Tianyou, WANG Hong, et al. Adaptive generalized predictive decoupling control for a class of MIMO nonlinear systems based on unmodeled dynamic compensation. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(2): 157 – 166.
(张亚军, 柴天佑, 王宏, 等. 基于未建模动态补偿的一类MIMO非线性系统的自适应广义预测解耦切换控制. 控制理论与应用, 2012, 29(2): 157 – 166.)

[16] SHU Huailin. Analysis of PID neural network multivariable control systems. *Acta Automatica Sinica*, 1999, 25(1): 105 – 111.
(舒怀林. PID 神经元网络多变量控制系统分析. 自动化学报, 1999, 25(1): 105 – 111.)

作者简介:

葛锁良 副教授, 硕士生导师, 研究方向为非线性自适应控制、集散控制系统设计等, E-mail: gesuol@163.com;

张 凯 硕士研究生, 研究方向为非线性自适应控制、系统辨识等, E-mail: zhangkaistd@mail.hfut.edu.cn;

平兆武 副教授, 硕士生导师, 研究方向为输出反馈调节控制、神经网络控制等, E-mail: zwping@hfut.edu.cn.