

含有非解析子模块的非线性系统控制

王继强¹ 闵南燕² 叶志锋¹ 胡忠志¹

(1. 南京航空航天大学江苏省航空动力系统重点实验室, 南京, 210016;

2. 北京同立钧成知识产权代理有限公司, 北京, 100082)

摘要:针对模型中含有非解析子模块的非线性系统,提出了一种预测控制的设计方法。首先建立了与传统广义预测控制(Generalized predictive control, GPC)的联系,探讨了针对含有非解析子模块的非线性系统控制对性能指标的选取原则,并由此推导出了最优预测控制器,并进一步讨论了控制器的实施问题。由于所提出的设计方法不需要对非线性系统求逆,因此具有较低的计算复杂度。对两节机械手臂的仿真研究验证了所提出的设计方法的有效性。

关键词:非线性控制;非数学解析模型;实时控制

中图分类号: TP13

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2014)04-0580-07

Control of Nonlinear Systems with Non-analytical Modules

Wang Jiqiang¹, Min Nanyan², Ye Zhifeng¹, Hu Zhongzhi¹

(1. Jiangsu Province Key Laboratory of Aerospace Power System, Nanjing University of

Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China;

2. Leader Patent & Trademark Firm, Beijing, 100082, China)

Abstract: A predictive control method is proposed for handling the nonlinear systems with non-analytical modules. Firstly, the link with conventional generalized predictive control is established and the criterion for performance optimization is discussed. The optimal predictive control signal is then obtained with detailed discussion on the implementation issues. Since the proposed method does not require the inverse operation of the nonlinear systems, it possesses the advantage of low computational complexity. The method is finally validated through its application to a two-link robotic manipulator.

Key words: nonlinear predictive control; non-analytical module; real time control

非线性控制理论在过去 20 年里得到了快速的发展并获得了一系列重要的结果,例如控制李雅普诺夫函数^[1]、非线性可控与可观^[2]、零动态及标准型^[3]等,并由此产生了许多系统化的控制设计方法,例如反馈线性化^[2]、前馈与反馈递归设计^[3]、基于能量的控制设计^[4]等。上述控制设计方法通常假设系统存在一个解析的数学模型,如以微分/差分方程来描述的系统动态等^[5-6]。然而在许多重要的工程控制问题中,系统的解析数学模型很难获得。以航空发动机为例,大包线范围内的航空发动

机模型无法数学解析地表达,因为风扇、压气机以及涡轮等部件的特性通常用查找表、C 程序代码等描述。对这类复杂系统的控制,通常的解决方法是线性化或者辨识。线性化方法包含变增益控制和线性变参数控制,两者均是将系统工作包线划分成不同的工作点,在每一个工作点采用线性化的方法得到系统的数学解析模型;辨识方法则是采用系统辨识技术得到如 ARMAX、NARMAX、Hammerstein-Wiener 类型的数学模型。两种方法的共同之处在于“间接处理”,即在进行控制系统设计之

基金项目:江苏省自然科学基金(BK20140829)资助项目;江苏省博士后基金(1401017B)资助项目;南京航空航天大学基本科研业务费(NS2013020)资助项目。

收稿日期: 2013-06-09; **修订日期:** 2014-03-31

通信作者: 王继强,男,副教授, E-mail: jiqiang.wang@nuaa.edu.cn。

前,首先将模型中的非解析子模块用数学解析模型来近似,然后采用常用的控制设计方法进行控制器设计。因此它们不直接处理系统原模型中的非解析子模块。本文提出不同于线性化和辨识方法的思想,“直接”对这类含有非解析子模块的复杂非线性系统进行控制设计的方法。

在解决上述问题之前,有必要对滚动时域控制进行简单回顾。过去 30 年见证了基于模型的预测控制在工业应用中的蓬勃发展。最瞩目的当属动态矩阵控制(Dynamic matrix control,DMC)^[7]和广义预测控制(Generalized predictive control,GPC)^[8-9]。由于 DMC 采用有限单位阶跃响应作为模型,可以很方便地得到,因此几乎所有的预测控制器提供商都采用了基于 DMC 的方法^[10-11]。这些方法均基于线性模型,因此不能处理非线性系统。然而由于几乎所有的系统均存在非线性因素,所以必须发展处理非线性系统的预测控制方法,以便在更大的系统运行范围内得到更好的性能。这

源于非线性预测控制(Nonlinear model predictive control,NMPC)技术的发展^[12-22]。

本文研究了含有非解析子模块的非线性系统的 NMPC 技术。不同于已有的 NMPC 技术,文中提出的方法不需要对系统求逆运算,并且不需要处理在线非线性优化问题,因此具有设计方便、调试简单的优点。然而本文方法不可避免的缺点是其不能“固守”地处理系统约束,需要对控制器进行重调。

1 系统描述

含有非解析子模块的非线性系统可以表示为如图 1 所示的系统结构图。通常非解析子模块 W_{1k} 可以是一段 Fortran 或 C 代码、神经网络、查找表或者其他不存在解析表达式的黑箱模型;线性子系统通常为传感器模型;时滞 z^{-k} 可以是测量时滞也可以是执行机构延时,对多变量系统,假设各通道具有相同时滞。为叙述方便,首先对其中的每个子模块描述如下。

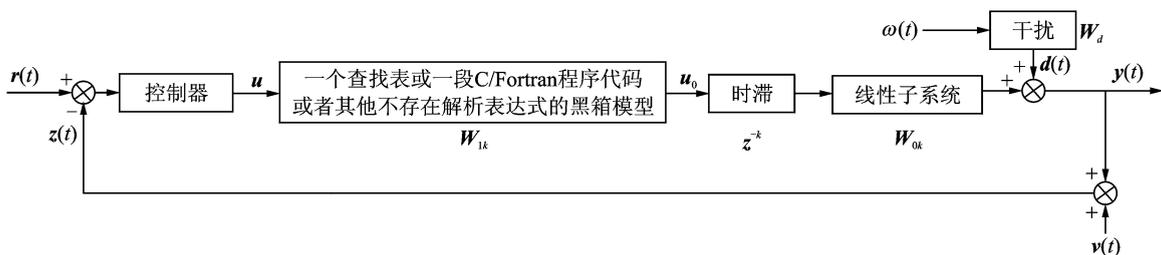


图 1 非线性控制系统的结构框图

Fig. 1 Block diagram for nonlinear control system

非线性子系统 W_{1k} : 根据图 1 所示的结构框图,该子模块可以表达为

$$u_0 = W_{1k}(u) \tag{1}$$

带时滞的线性子系统:以 k 表示时滞单位,则图 1 中所示的时滞 z^{-k} 和离散线性子系统 W_{0k} 可写成如下状态空间模型

$$\begin{aligned} x_0(t+1) &= A_0(t)x_0(t) + B_0(t)u_0(t-k) + E_0(t)\varphi(t) \\ y_0(t) &= C_0(t)x_0(t) + D_0(t)u_0(t-k) \end{aligned} \tag{2}$$

干扰模型如下

$$\begin{aligned} x_d(t+1) &= A_d(t)x_d(t) + B_d(t)\omega(t) \\ d(t) &= C_d x_d(t) \end{aligned} \tag{3}$$

式(2,3)中 $\varphi(t)$ 和 $\omega(t)$ 均为零均值、单位方差的白噪声信号。模型(2,3)可以合并为

$$\begin{aligned} x(t+1) &= Ax(t) + Bu_0(t-k) + E\xi(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du_0(t-k) \end{aligned} \tag{4}$$

式中: $A = \begin{bmatrix} A_0 & 0 \\ 0 & A_d \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} B_0 \\ 0 \end{bmatrix}$; $E = \begin{bmatrix} E_0 & 0 \\ 0 & B_d \end{bmatrix}$; $C = \begin{bmatrix} C_0 & C_d \end{bmatrix}$; $D = D_0$ 。信号向量为: $x(t) = \begin{bmatrix} x_0(t) \\ x_d(t) \end{bmatrix}$;

$$\xi(t) = \begin{bmatrix} \varphi(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix}.$$

下面以此模型开展相应的预测控制器设计的研究。但考虑到广义预测控制已经在工业实践中得到广泛应用,有必要建立所设计的预测控制器与广义预测控制之间的联系。这个联系只能通过合理地选取性能指标来获得。

2 性能指标的选取:与广义预测控制的联系

为了得到一个相对简单并且易于调试的最优控制器,文献[1]中考虑了一个最小方差类型的性能指标

$$\varphi_0(t) = P_e e(t) + (F_e u)(t) \tag{5}$$

式中: P_e 和 F_e 分别为性能权重和控制权重。

但在非线性预测控制中,选取性能指标时必须考虑一个至关重要的原则——控制率在受控对象变成线性系统时必须能够“还原”成常规的广义预测控制率(Generalized predictive control,GPC)。

在 GPC 中,性能指标通常选为

$$J = E \left\{ \begin{aligned} & \sum_{i=0}^N \mathbf{e}(t+k+i)^T \mathbf{e}(t+k+i) + \\ & \sum_{j=0}^{N_u} \lambda_j^2 \mathbf{u}_0(t+j)^T \mathbf{u}_0(t+j) | t \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中: $E\{\cdot | t\}$ 为条件期望值; N 为预测步长; k 为过程时滞; N_u 为控制步长; λ_j 为控制信号的权重。

式(6)中 J 可写成

$$J = E \{ \Psi^T \Psi + \mathbf{U}_0^T \Psi \mathbf{U}_0 | t \} \quad (7)$$

式中: $\Psi = [\mathbf{e}(t+k) \ \cdots \ \mathbf{e}(t+k+N)]^T$; $\mathbf{U}_0 =$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_0(t) \\ \vdots \\ \mathbf{u}_0(t+N) \end{bmatrix}。$$

$$\mathbf{V}_{NN} = \begin{bmatrix} D(t+k) & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ C(t+k+1)B(t+k) & D(t+k+1) & \cdots & 0 & 0 \\ C(t+k+2)A(t+k+1)B(t+k) & C(t+k+2)B(t+k+1) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ C(t+k+N)A_{k+N}^{N-1}B(t+k) & C(t+k+N)A_{k+N}^{N-2}B(t+k) & \cdots & C(t+k+N)B(t+k+N-1) & D(t+k+N) \end{bmatrix}$$

最优控制率(8)可以写成

$$\mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \bar{\mathbf{x}}(t+k | t) - \mathbf{V}_{NN} \mathbf{U}_0] - \Lambda^2 \mathbf{U}_0 = 0 \quad (9)$$

即

$$\mathbf{V}_{NN}^T \Psi - \Lambda^2 \mathbf{U}_0 = 0 \quad (10)$$

现在考虑如下定义的信号

$$\varphi(t) = \mathbf{P} \mathbf{e}(t) + (\mathbf{F}_{c0} \mathbf{u}_0(t-k)) (t) \quad (11)$$

则其未来信号序列 $\varphi(t), \varphi(t+1), \dots, \varphi(t+N)$ 可写成

$$\Phi = \mathbf{P}_{cN} \Psi + \mathbf{F}_{c0N} \mathbf{U}_0 \quad (12)$$

将式(10,12)进行比较,如果定义

$$\mathbf{P}_{cN} = \mathbf{V}_{NN}^T, \quad \mathbf{F}_{c0N} = -\Lambda^2 \quad (13)$$

那么优化性能指标 J 就等价于优化如下定义的广义最小方差类型的性能指标

$$J' = E \{ \Phi^T \Phi | t \} \quad (14)$$

概述该结论为如下定理。

定理 1(与 GPC 的联系):如果定义 $\mathbf{P}_{cN} = \mathbf{V}_{NN}^T$ 以及 $\mathbf{F}_{c0N} = -\Lambda^2$ 成立,那么优化 GPC 性能指标 J (式(7))等价于优化性能指标 J' (式(14))。

由此联系可知,如果系统动态为线性,那么优化性能指标(14)将得到等同于 GPC 的控制率。因此在扩展到非线性系统时,性能指标(14)可以作为基础。回到系统的结构图,观察到实际的控制信号是 $u(t)$ 而不是线性子系统的输入 $u_0(t)$,可以考虑如下信号

为优化性能指标 J ,可以令其对控制信号 \mathbf{U}_0 的导数设为零,则得到 GPC 的最优控制率为

$$\mathbf{U}_0 = (\mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{V}_{NN} + \Lambda^2)^{-1} \mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \bar{\mathbf{x}}(t+k | t)] \quad (8)$$

$$\text{式中: } \mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(t+k) \\ \vdots \\ r(t+k+N) \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C}_N =$$

$$\begin{bmatrix} C(t+k) \\ C(t+k+1)A(t+k) \\ C(t+k+2)A_{k+2}^2 \\ \vdots \\ C(t+k+N)A_{k+N}^N \end{bmatrix}; \Lambda^2 = \text{diag} \{ \lambda_0^2 \quad \lambda_1^2 \quad \cdots \quad \lambda_{N_u}^2 \}^T; \text{以及}$$

$$\varphi(t) = \mathbf{P} \mathbf{e}(t) + (\mathbf{F}_{c0} \mathbf{u}_0(t-k)) (t) + \mathfrak{S}_{ck} \mathbf{u}(t-k) \quad (15)$$

式中 \mathfrak{S}_{ck} 为考虑系统时滞的控制权重。

信号的未来自可写成向量

$$\Phi = \mathbf{P}_{cN} \Psi + \mathbf{F}_{c0N} \mathbf{U}_0 + \mathfrak{S}_{ckN} \mathbf{U} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{U} = [u(t) \ \cdots \ u(t+N)]^T$; 同时

$$\mathfrak{S}_{ckN} \mathbf{U} = \text{diag} \{ (\mathfrak{S}_{ck} \mathbf{u})(t) \quad \cdots \quad (\mathfrak{S}_{ck} \mathbf{u})(t+N) \} \quad (17)$$

注意到在某些情况下可以通过适当地选择 \mathfrak{S}_{ck} 来对消输入非线性环节。现在选择 J' 作为非线性预测控制问题的性能指标。值得一提的是,如果系统中的非线性模块不存在,则 $\mathfrak{S}_{ck} = 0$; 根据定理 1 中关于两者的等价关系,可得知优化该指标所得到的控制率将完全等同于 GPC 控制率。这也是选取 J' 作为非线性预测控制的性能指标的根本原因。

3 非线性预测控制器设计

非线性预测控制的最优控制信号由优化性能指标 J' 获得。更重要的,由定理 1 可知,如果所考虑的系统动态为线性,那么优化该性能指标将得到等同于 GPC 的控制率。在系统动态为非线性时,由第 2 节的分析可知,该最优控制信号可由式(18)得到

$$\mathbf{P}_{cN} \Psi + \mathbf{F}_{c0N} \mathbf{U}_0 + \mathfrak{S}_{ckN} \mathbf{U} = 0 \quad (18)$$

即

$$\begin{aligned} & \mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \bar{\mathbf{x}}(t+k|t) - \mathbf{V}_{NN} \mathbf{U}_0] - \\ & \Lambda^2 \mathbf{U}_0 + \mathfrak{S}_{\alpha N} \mathbf{U} = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

由于

$$\mathbf{U}_0 = [(\mathbf{W}_{1k} \mathbf{u})(t) \quad \cdots \quad (\mathbf{W}_{1k} \mathbf{u})(t+N)]^T = \mathbf{W}_{1kN} \mathbf{U},$$

则式(19)可写成

$$\begin{aligned} & \mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \bar{\mathbf{x}}(t+k|t)] + \\ & [\mathfrak{S}_{\alpha N} - (\mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{V}_{NN} + \Lambda^2) \mathbf{W}_{1kN}] \mathbf{U} = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

式中 $\bar{\mathbf{x}}(t+k|t)$ 的最优估计可由式(4)得到,即

$$\bar{\mathbf{x}}(t+k|t) = \mathbf{A}_k^k \bar{\mathbf{x}}(t|t) + \mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) \mathbf{u}_0(t) \quad (21)$$

式中: $\mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) = \sum_{j=0}^{k-1} \mathbf{A}_k^{k-1-j} \mathbf{B}(t+j) \mathbf{z}^{-\langle k-j \rangle}$, 其中

$$\mathbf{A}_m^n \equiv \mathbf{A}(t+m-1) \mathbf{A}(t+m-2) \cdots \mathbf{A}(t+m-n) \quad (m \geq n)$$

以及 $\mathbf{A}_m^0 = \mathbf{I}$ 。显然 $\bar{\mathbf{x}}(t|t)$ 可由卡尔曼滤波器得到。把式(21)代入式(20)得到

$$\begin{aligned} & \mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \mathbf{A}_k^k \bar{\mathbf{x}}(t|t)] + [\mathfrak{S}_{\alpha N} - \\ & (\mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{V}_{NN} + \Lambda^2 + \mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{C}_N \mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) \mathbf{C}_{I_0}) \mathbf{W}_{1kN}] \mathbf{U} = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

式中 $\mathbf{C}_{I_0} = [\mathbf{I} \quad \mathbf{0} \quad \cdots \quad \mathbf{0}]$ 。

由式(22)可得到最优控制率的两种表达方式

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{\text{opt}} = & - [\mathfrak{S}_{\alpha N} - (\mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{V}_{NN} + \Lambda^2 + \\ & \mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{C}_N \mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) \mathbf{C}_{I_0}) \mathbf{W}_{1kN}]^{-1} \mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \\ & \mathbf{C}_N \mathbf{A}_k^k \bar{\mathbf{x}}(t|t)] \end{aligned} \quad (23)$$

或者

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{\text{opt}} = & - \mathfrak{S}_{\alpha N}^{-1} \{ \mathbf{V}_{NN}^T [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \mathbf{A}_k^k \bar{\mathbf{x}}(t|t)] - \\ & [(\mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{V}_{NN} + \Lambda^2 + \mathbf{V}_{NN}^T \mathbf{C}_N \mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) \mathbf{C}_{I_0}) \mathbf{W}_{1kN}] \mathbf{U} \} \end{aligned} \quad (24)$$

概括该结论为如下定理。

定理 2 非线性预测控制问题

考虑具有时滞的非线性、多变量系统(1~3)如图 1 中所示, 优化性能指标 =

$$E \left\{ \sum_{i=0}^N \varphi(t+k+i)^T \varphi(t+k+i) | t \right\} =$$

$$E \{ \Phi^T \Phi | t \} = E \{ \text{trace}(\Phi \Phi^T) | t \},$$

其中 $\Phi \equiv \mathbf{P}_{cN} \Psi + \mathbf{F}_{c0N} \mathbf{U}_0 + \mathfrak{S}_{\alpha N} \mathbf{U}$ 的最优控制率是

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{\text{opt}} = & - [\mathfrak{S}_{\alpha N} - (\mathbf{P}_{cN} \mathbf{P}_{cN}^T - \mathbf{F}_{c0N} + \\ & \mathbf{P}_{cN} \mathbf{C}_N \mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) \mathbf{C}_{I_0}) \mathbf{W}_{1kN}]^{-1} \mathbf{P}_{cN} [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \mathbf{A}_k^k \bar{\mathbf{x}}(t|t)] \end{aligned} \quad (25)$$

最优控制信号还可以更方便地从式(26)中最优控制率的第一个元素得到

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_{\text{opt}} = & - \mathfrak{S}_{\alpha N}^{-1} \{ \mathbf{P}_{cN} [\mathbf{R} - \mathbf{C}_N \mathbf{A}_k^k \bar{\mathbf{x}}(t|t)] - \\ & [(\mathbf{P}_{cN} \mathbf{P}_{cN}^T - \mathbf{F}_{c0N} + \mathbf{P}_{cN} \mathbf{C}_N \mathbf{T}(k, \mathbf{z}^{-1}) \mathbf{C}_{I_0}) \mathbf{W}_{1kN}] \mathbf{U} \} \end{aligned} \quad (26)$$

4 非线性最优控制器数值仿真

4.1 非线性预测控制器与 PD 控制器性能对比

以图 2 所示的机械手臂模型为例来研究采用非线性预测控制技术所获得的性能提升。本实验控制的目的是通过作用在关节处的扭矩 τ 来操纵角位置 q , 以便跟踪期望轨迹。首先基于文献[23]给出了详细的描述并提供了 PD 控制器 $C_{PD}(\mathbf{z}^{-1})$: 设置 $\mathfrak{S}_{\alpha k} = -C_{PD}(\mathbf{z}^{-1})$, 此时当 $N=10, \Lambda^2 = \lambda \cdot \text{diag}(1, 0, 0.6)$ ($\lambda=0.5$) 时的系统性能见图 3, 同时展出的是相应的 PD 控制 $C_{PD}(\mathbf{z}^{-1})$ 的响应。注意到相对于 PD 控制器, 尽管非线性预测控制并没有显著地提高系统的性能, 但其所用的控制信号的幅值要小得多。

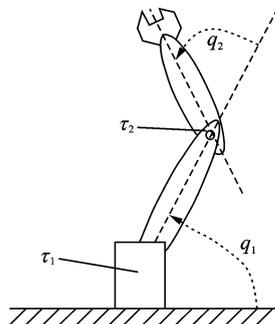


图 2 两节机械手臂示意图

Fig. 2 Two-link robotic manipulator

4.2 非线性最优控制设计: 改变步长和权重

本节采用不同的控制步长(N 变化)来固定控制权重 $\Lambda^2 = \text{diag}(0.5, 0.3)$, 得到的系统性能见图 4。而图 5 展示的是固定控制步长 $N=10$, 而改变控制权重 $\Lambda^2 = \lambda \text{diag}(1, 0, 0.6)$ (λ 变化) 时的系统性能。

从图 4, 5 可见, 实验结果与 GPC 设计时的经验规则一致。同时注意到在最优控制器实施时, 控制信号的计算需要从非线性子系统中求得。而预测步长 N 又决定了需要使用非线性子系统的模块的个数。因此为了减少计算量, 可以把预测步长 N 取得小些, 甚至于取 $N=1$ 。由图 4 中看出 N 越小则系统呈现出越大的阻尼, 与图 5 中取越大的控制权重 Λ^2 相似。因此从实时控制的角度看, 需要用较小的预测步长和较小的控制权重。当 $N=1$ 而控制权重变化的情况如图 6 所示。可见取 $\lambda=0.1$ 可以获得良好的闭环性能。

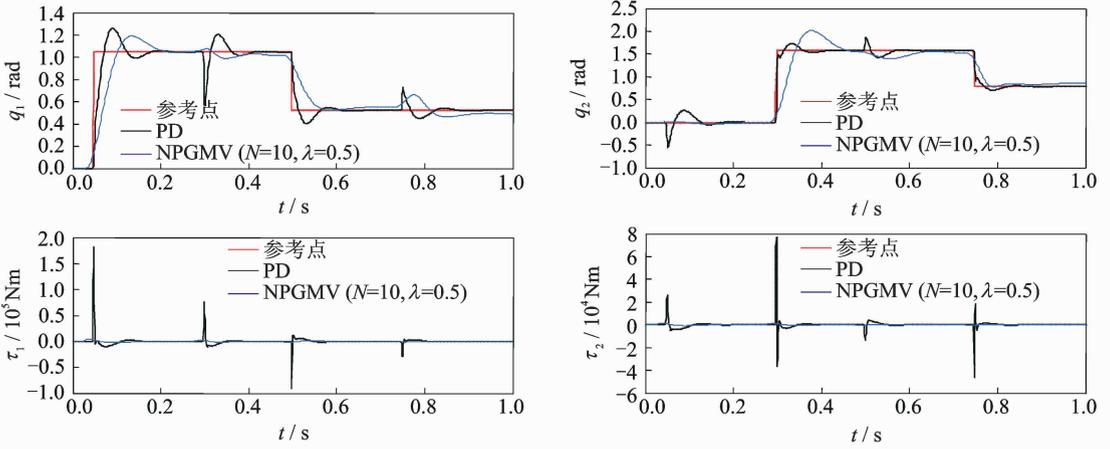


图3 机器人臂位置控制:PD控制与非线性预测控制设计

Fig. 3 Position control of robotic manipulator: PD control and NPGMV design

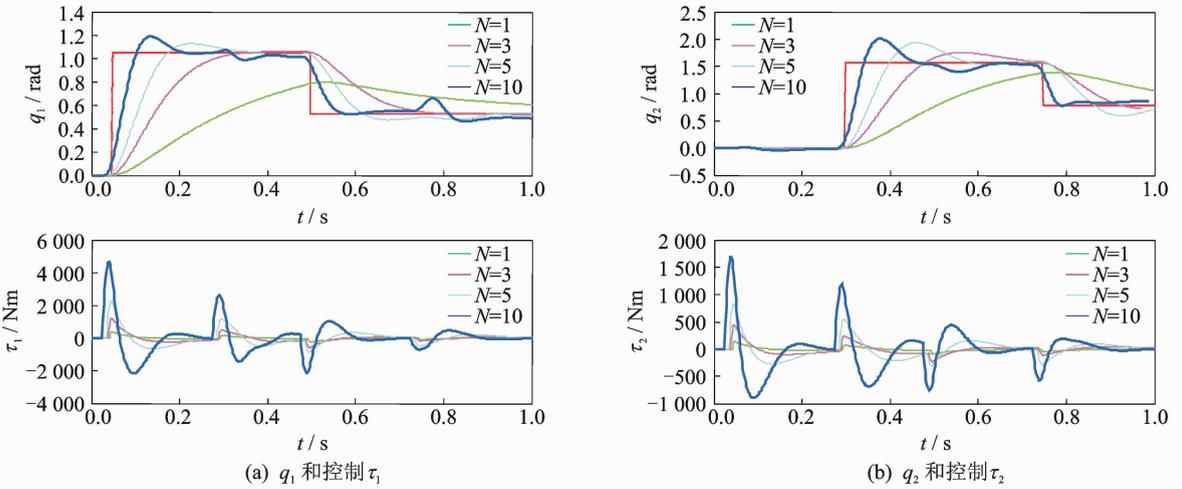


图4 对不同控制步长N的系统性能

Fig. 4 Control performance for different control horizon N

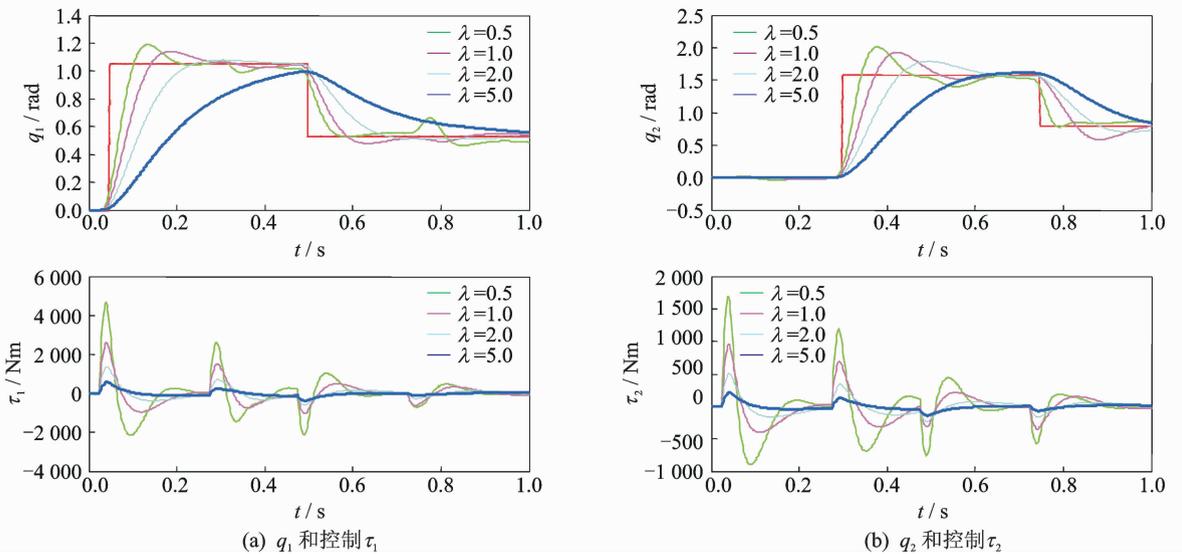
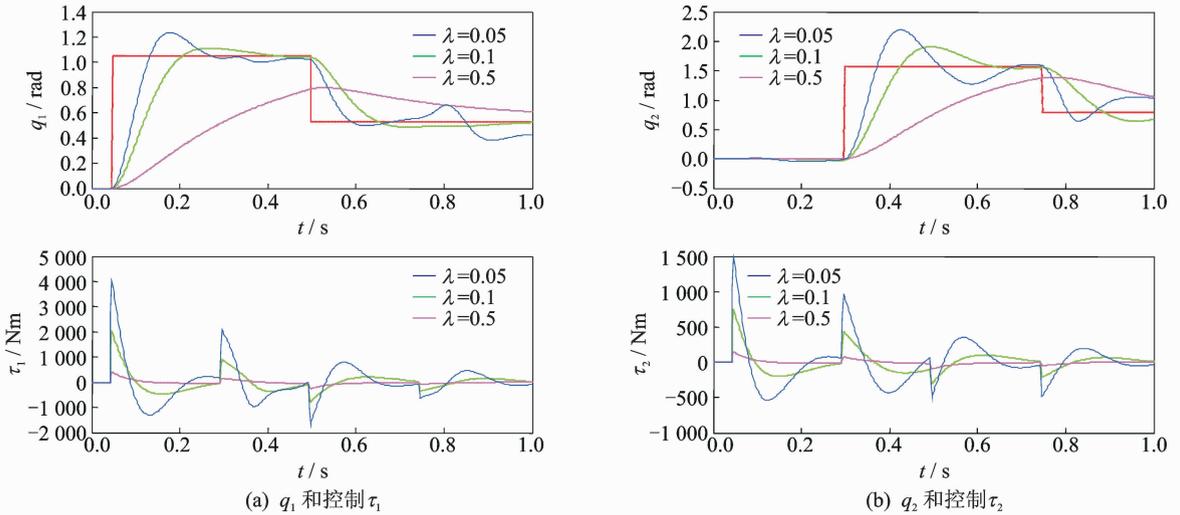


图5 对不同控制权重lambda的系统性能

Fig. 5 Control performance for different weighting λ

图6 $N=1$ 时不同控制权重 λ 的系统性能Fig. 6 Control performance for different weighting λ with $N=1$

5 结束语

本文提出了对带有非解析子模块的复杂非线性系统的预测控制方法,同时构成了“直接法”处理具有非解析子模块的非线性系统的基本控制方法之一。本文控制方法具有设计简单、调试方便的优点,其控制器的实施结构可以很好地保证实时性,并且能够很容易地处理输入饱和等系统约束,因此具有良好的工业应用前景。

参考文献:

- [1] Freeman R A, Kokotovic P V. Robust nonlinear control design[M]. Boston: Birkhäuser Inc, 2008.
- [2] 洪奕光,程代展. 非线性系统的分析与控制[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
Hong Yiguang, Cheng Daizhan. Nonlinear systems: Analysis and control[M]. Beijing: Science Publishing, 2005.
- [3] Sepulchre R, Jankovic M, Kokotovic P V. Constructive nonlinear control[M]. New York: Springer-Verlag, 1997.
- [4] Block A M, Baillieul J, Crouch P, et al. Nonholonomic mechanics and control [M]. New York: Springer, 2003.
- [5] 蔡红明, 昂海松, 郑祥明. 基于自适应逆的微型飞行器飞行控制系统[J]. 南京航空航天大学学报, 2011, 43(2): 137-142.
Cai Hangming, Ang Haisong, Zheng Xiangming. Adaptive inverse based micro-vehicle flight control sys-

tem[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2011, 43(2): 137-142.

- [6] 吴淮宁, 张玉. 一类非线性空间分布系统自适应容错控制[J]. 南京航空航天大学学报, 2011, 43(S): 83-87.
Wu Huaining, Zhang Yu. Adaptive fault tolerant control for a class of nonlinear spatially distributed systems[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2011, 43(S): 83-87.
- [7] Cutler C, Ramaker B. Dynamic matrix control—A computer control algorithm [C] // Joint Automatic Control Conference. San Francisco, CA: American Automatic Control Council, 1980:5-8.
- [8] Clarke D, Mohtadi C, Tuffs P. Generalized predictive control—Part I: The basic algorithm[J]. Automatica, 1987, 23: 137-148.
- [9] Clarke D, Mohtadi C, Tuffs P. Generalized predictive control—Part II: Extensions and interpretations [J]. Automatica, 1987, 23: 149-160.
- [10] Qin S, Badgwell T. A survey of industrial predictive control technology[J]. Control Engineering Practice, 2003, 11: 733-764.
- [11] Morari M, Lee J. Model predictive control: Past, present and future[J]. Computers and Chemical Engineering, 1999, 23: 667-682.
- [12] Meadows E, Rawlings J. Receding horizon control with an infinite horizon[C] // Proc ACC. San Francisco: American Automatic Control Council, 1993: 2926-2930.

- [13] Chen H, Allgwer F. A quasi-infinite horizon non-linear model predictive control scheme with guaranteed stability[J]. *Automatica*, 1998, 34: 1205-1217.
- [14] De Oliveira S, Morari M. Contractive model predictive control for constrained nonlinear systems[J]. *IEEE Tran on Automatic Control*, 2000, 45(6): 1053-1071.
- [15] Mayne D, Rawlings J, Rao C, et al. Constrained model predictive control: Stability and optimality[J]. *Automatica*, 2000, 26(6): 789-814.
- [16] De Nicolao G, Magni L, Scattolini R. Stability and robustness of nonlinear receding horizon control[J]. *Progress in System Theory*, 2000, 26: 3-23.
- [17] Rawlinigs J. Tutorial overview of model predictive control[J]. *IEEE Control System Magazine*, 2000, 20(3): 38-52.
- [18] 何德峰, 丁宝苍, 于树友. 非线性系统模型预测控制若干基本特点与主题回顾[J]. *控制理论与应用*, 2013, 30(3): 273-287.
He Defeng, Ding Baocang, Yu Shuyou. Review of fundamental properties and topics of model predictive control for nonlinear systems[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(3): 273-287.
- [19] Wang Y, Gong R, Long K. Robust nonlinear model predictive controller in tracking problem[J]. *Scientific Journal of Control Engineering*, 2013, 3(4): 295-300.
- [20] 张倩, 王群京, 李国丽. 基于 Hammerstein 模型的非线性建模与预测控制[J]. *南京航空航天大学学报*, 2014, 46(1): 165-169.
Zhang Qian, Wang Qunjing, Li Guoli. Nonlinear modeling and model predictive control based on Hammerstein model[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2014, 46(1): 165-169.
- [21] Grune L, Pannek J. Nonlinear model predictive control[M]. London: Springer-Verlag, 2011.
- [22] Lee J H. Model predictive control: Review of the three decades of development[J]. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2011, 9(3): 415-424.
- [23] Slotine J, Li W. Applied nonlinear control[M]. New Jersey: Prentice Hall, 1991.