

文章编号: 1000-8152(2006)03-0378-05

## 稳定广义预测控制与性能分析

刘斌<sup>1,2</sup>, 蒋峰<sup>1</sup>, 苏宏业<sup>2</sup>, 褚健<sup>2</sup>

(1. 武汉科技大学信息学院, 湖北武汉 430081; 2. 浙江大学先进控制研究所, 浙江杭州 310027)

**摘要:** 基于已有的一种稳定广义预测控制(SGPC)结构,以参考信号为优化变量对目标函数进行寻优,求出了控制器的滚动最优控制律,该控制律可以无静差地跟踪常数设定值.文中给出并证明了SGPC闭环控制系统的稳定性充分条件.数值仿真表明,该SGPC控制器可以保证闭环系统无稳态误差,并且适用于具有近似相消零极点的被控对象.

**关键词:** 稳定广义预测控制; 广义预测控制; 稳定性分析

**中图分类号:** TP273 **文献标识码:** A

## Stable generalized predictive control and its performance analysis

LIU Bin<sup>1,2</sup>, JIANG Zheng<sup>1</sup>, SU Hong-ye<sup>2</sup>, CHU Jian<sup>2</sup>

(1. College of Information Science and Engineering, Wuhan University of Science and Technology, Wuhan Hubei 430081, China;

2. Institute of Advanced Process Control, Zhejiang University, Hangzhou Zhejiang 310027, China)

**Abstract:** A receding horizon optimal control law is proposed in this paper based on a given stable generalized predictive controller (SGPC) configuration. Obtained by optimizing the objective function over the future reference signals, this control law can track with zero offset the constant set point. The sufficient condition is also given to ensure the closed-loop stability. Finally, numerical simulations are performed to show that the presented SGPC guarantees the closed-loop system to be free from steady-state error and is applicable to the plant with zeros and poles which can be nearly cancelled.

**Key words:** stable generalized predictive control; generalized predictive control; stability analysis

### 1 引言(Introduction)

1987年,Clarke等<sup>[1,2]</sup>从自适应控制的角度出发,运用预测控制的原理,提出了广义预测控制(generalized predictive control).它克服了当时的最小方差自调节器、线性二次高斯自调节器等存在的弱点,可用于控制非最小相位、开环不稳定和具有变时滞的被控对象,而且对过参数化不敏感,因此被看作是一种通用(应用范围很宽的)控制器.但是,对于GPC算法,一直没有得到具有通用性的稳定性结果.关于GPC的稳定性,Clarke等<sup>[3]</sup>提出了一些基本的结论.这些稳定性结论的前提都要求目标函数中的控制增量的惩罚系数为零,或要求预测时域趋于无穷大.显然,这些结论缺乏实用意义.1991年,Clarke等<sup>[4]</sup>又提出了有约束的滚动时域控制,它是利用未来控制量的一部分自由度将未来输出驱动到给定值,以使系统输出在有限时域内达到稳定.这种

思想也是大多数预测控制稳定性理论的核心<sup>[5]</sup>.

1992年,Kouvaritakis等<sup>[6,7]</sup>提出了一种稳定广义预测控制(stable generalized predictive control)方法.该方法首先引入一种反馈控制结构,以此来简化系统内部的某些关键变量之间的关系;然后,通过优化目标函数找到参考时域内的最优参考信号序列,从而得到控制量的增量.该控制方法是通过对未来参考信号的约束,间接实现了对未来系统输出的约束,进而建立系统的稳定性.

Kouvaritakis等在文献[6]中给出了控制算法,以及当目标函数中不考虑控制量变化时,控制系统稳定性的充分条件及证明.本文在文献[6]的基础上,修正了预测控制器的最优控制律,使被控对象可以无静差跟踪设定值;并且给出了当目标函数中考虑控制量变化时SGPC的稳定性充分条件及证明.

本文中采用的一些符号,例如 $f(z)$ ,  $F$ ,  $f^*(z)$ ,

$P(\cdot), C_f, \Gamma_f, M_f, H_f$  等,与文献[6]中相应符号具有相同含义,因此不予详细说明。

## 2 稳定广义预测控制器 (Stable generalized predictive controller)

### 1) 反馈控制的引入.

在 SGPC 算法中,首先用一个反馈环引入被控对象的内部控制器,然后对闭环应用“类 GPC”策略以实现对被控对象的预测控制。

考虑如下具有一阶固有时滞的线性离散被控对象

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \frac{z^{-1}b(z)}{a(z)}, \quad (1)$$

其中  $a(z)$  和  $b(z)$  的阶次分别为  $n_a$  和  $n_b$ 。另外,此处要求  $a(z)$  和  $b(z)$  是互质的. 为在控制中引入积分作用,将式(1)中对象转化为

$$\frac{y(z)}{\Delta u(z)} = \frac{z^{-1}b(z)}{a(z)\Delta} = \frac{B(z)}{A(z)}, \quad (2)$$

其中  $\Delta = 1 - z^{-1}$  为差分算子. 显然,  $A(z)$  的阶次  $n_A = n_a + 1, B(z)$  的阶次  $n_B = n_b + 1$ . 在  $a, b$  为互质的条件下,如下 Bezout 方程

$$B(z)X(z) + A(z)Y(z) = 1 \quad (3)$$

有解,而且不唯一. 如果  $X(z)$  和  $Y(z)$  是上式的一对解,则

$$\begin{cases} N(z) = X(z) + A(z)Q(z), \\ M(z) = Y(z) - B(z)Q(z) \end{cases} \quad (4)$$

也是式(3)的一对解,其中  $Q(z)$  是任意多项式。

将  $N(z)$  和  $M(z)$  引入对象的闭环控制如下图所示

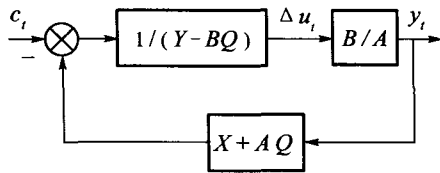


图1 反馈控制结构

Fig. 1 Feedback control configuration

由图1有以下关系成立

$$\frac{y(z)}{c(z)} = \frac{B(z)/[M(z)A(z)]}{1 + B(z)N(z)/[M(z)A(z)]} = B(z), \quad (5)$$

$$\frac{\Delta u(z)}{c(z)} = \frac{1/M(z)}{1 + B(z)N(z)/[M(z)A(z)]} = A(z). \quad (6)$$

由上式可知,反馈环的引入使从参考信号到控制量和输出量的传函都是简单的多项式,而传函的这种简单性在后面的预测控制实现中起着非常重要的作用. 另外,多项式  $Q(z)$  并没有出现在上式中,即多项式  $Q$  不会影响系统内部各个传递函数. 所以,此处及后面的标称系统稳定性分析中均设定  $Q = 1$ .

### 2) 求解 $N(z)$ 和 $M(z)$ 的最低阶次解.

由公式(3)和(4),有

$$B(z)N(z) + A(z)M(z) = 1. \quad (7)$$

式(7)的解不是唯一的. 由式(7)两端  $z^{-1}$  的对应幂次项的系数一定相同,以及式(7)有解的条件可知,在式(7)的所有解中,阶次最低的一对解的阶次分别为

$$n_N = n_A - 1 = n_a \text{ 和 } n_M = n_B - 1 = n_b.$$

因此,求解过程中我们将  $N$  和  $M$  的阶次分别取为  $n_a$  和  $n_b$ .

为便于求解,将式(7)写成矩阵形式

$$[C_A, C_B]x_{MN} = e_1.$$

其中:  $C_A$  是  $n = n_a + n_b + 2, \mu = n_b + 1$  时的  $\Gamma_A$ ;  $C_B$  是  $n = n_a + n_b + 2, \mu = n_a + 1$  时的  $\Gamma_B$ ;  $e_1$  是  $n_a + n_b + 2$  维单位方阵的第1列;  $x_{MN}$  是由  $M$  和  $N$  的系数排列而成的列向量(系数按  $z^{-1}$  的升幂排列)。

### 3) 预测方程.

在 Clarke 的基本 GPC 算法中,给定预测时域  $n$ ,从当前时刻开始选定顺序的  $m (m \leq n)$  个控制增量,从而实现对目标函数的优化. 而 SGPC 算法中,是在预测时域  $n$  内,选择从当前时刻开始的  $\mu$  个参考信号,从而实现对目标函数的优化。

定义  $c_{\underline{2}} = [c_t, c_{t+1}, \dots, c_{t+n-1}]^T$ , 即  $c_{\underline{2}}$  是从当前时刻开始未来  $n$  个时域内的参考信号. 将  $c_{\underline{2}}$  分成两部分

$$c_{\underline{2}} = [c_{\underline{2}}^T, c^{\infty T}]^T, \quad (8)$$

其中  $c_{\underline{2}} \in \mathbb{R}^{\mu}, c^{\infty} \in \mathbb{R}^{n-\mu}$ .  $c_{\underline{2}}$  是待定的参考信号向量,  $\mu$  类似基本 GPC 中的控制时域  $m$ , 称为参考时域,也代表该控制算法的自由度;而  $c^{\infty}$  是参考信号的终端约束,将根据系统稳态性能需要被预先确定. 通过确定  $c^{\infty}$ , 可间接确定系统输出  $y$  的终端约束. 图1中,当系统进入稳态时,由于  $A$  中含有积分作用,应有下式成立

$$c_t = Ny_t = z^{-1}Ny_{t+1}, \quad (9)$$

如果要求系统跟踪设定值  $r$ , 可选择参考信号的终端约束为

$$c^{\infty} = C_{z^{-1N}} \underline{r}_{\rightarrow} + H_{z^{-1N}} \underline{r}_{\leftarrow}, \quad (10)$$

其中:  $\underline{r}_{\rightarrow} = [r_{t+1}, r_{t+2}, \dots, r_{t+n}]^T, \underline{r}_{\leftarrow} = [r_t, r_{t-1}, \dots, r_{t-n+1}]^T, C_{z^{-1N}}$  是矩阵  $C_{z^{-1N}}$  的最后  $n - \mu$  行,  $H_{z^{-1N}}$  是矩阵  $H_{z^{-1N}}$  的最后  $n - \mu$  行. 当  $r$  为常数设定值  $r_0$  时,可设定

$$c^{\infty} = \Sigma \cdot r_0 \cdot E_{n-\mu}. \quad (11)$$

本文中,我们用  $\Sigma(\cdot)$  代表多项式  $(\cdot)$  的直流增益,

即  $\Sigma N$  代表多项式  $N$  的直流增益,也就是  $N$  的各项系数之和;  $E_{n-\mu}$  是由  $n - \mu$  个 1 组成的列向量.

给定预测时域  $n$  和参考时域  $\mu$ , 系统中输出和控制量增量的预测方程可表达如下(详见文献[6]),

$$\underline{y} = \Gamma_b \underline{c} + y_\infty - P_1 \underline{y} - P_2 \Delta \underline{u}, \quad (12)$$

$$\Delta \underline{u} = \Gamma_A \underline{c} + \Delta u^\infty - P_3 \underline{y} - P_4 \Delta \underline{u}, \quad (13)$$

其中:

$$\begin{cases} P_1 = C_b H_{z^{-1}N} + C_M H_A, P_2 = C_b H_M - C_M H_b, \\ P_3 = C_A H_{z^{-1}N} - C_{z^{-1}N} H_A, P_4 = C_A H_M + C_{z^{-1}N} H_b, \end{cases} \quad (14)$$

$$y^\infty = M_b c^\infty, \Delta u^\infty = M_A c^\infty, \quad (15)$$

各向量分别定义如下,

$$\underline{y} = [y_{t+1}, y_{t+2}, \dots, y_{t+n}]^T,$$

$$\underline{y} = [y_t, y_{t-1}, \dots, y_{t-n+1}]^T,$$

$$\Delta \underline{u} = [\Delta u_t, \Delta u_{t+1}, \dots, \Delta u_{t+n-1}]^T,$$

$$\Delta \underline{u} = [\Delta u_{t-1}, \Delta u_{t-2}, \dots, \Delta u_{t-n}]^T.$$

#### 4) 目标函数优化.

与基本 GPC 相同,SGPC 仍然采用包含预测值与设定值偏差的范数和控制增量范数的目标函数,从而可以通过优化目标函数来减小预测值与设定值之间的偏差以及控制量变化.定义目标函数如下

$$J = \|\underline{r} - \underline{y}\|^2 + \sigma \|\Delta \underline{u}\|^2, \quad (16)$$

其中  $\sigma$  是对控制量变化的惩罚系数.基本 GPC 是对未来控制时域内的控制增量求目标函数  $J$  的最小值,而 SGPC 是对未来参考时域内的参考信号求目标函数  $J$  的最小值.

**定理 1** SGPC 的最优控制律由以下方程给出

$$M(z)\Delta u_t = c_t - N(t)y_t, \quad (17)$$

其中:

$$c_t = p_{r_f}^T \underline{r} + p_{r_o}^T \underline{r} + p_y^T \underline{y} + p_u^T \Delta \underline{u}, \quad (18)$$

$$\begin{cases} p_{r_f}^T = e_1^T (\Gamma_b^T \Gamma_b + \sigma \Gamma_A^T \Gamma_A)^{-1} \times \\ \quad (\Gamma_b^T - \Gamma_b^T M_b c_{z^{-1}N} - \sigma \Gamma_A^T M_A c_{z^{-1}N}), \\ p_{r_o}^T = -e_1^T (\Gamma_b^T \Gamma_b + \sigma \Gamma_A^T \Gamma_A)^{-1} \times \\ \quad (\Gamma_b^T M_b + \sigma \Gamma_A^T M_A) H_{z^{-1}N}, \\ p_y^T = e_1^T (\Gamma_b^T \Gamma_b + \sigma \Gamma_A^T \Gamma_A)^{-1} \times (\Gamma_b^T P_1 + \sigma \Gamma_A^T P_3), \\ p_u^T = e_1^T (\Gamma_b^T \Gamma_b + \sigma \Gamma_A^T \Gamma_A)^{-1} \times (\Gamma_b^T P_2 + \sigma \Gamma_A^T P_4). \end{cases} \quad (19)$$

此处,  $e_1$  是  $\mu$  维单位方阵的第 1 列,用  $e_1^T$  左乘矩阵表示取  $\mu$  行矩阵的第 1 行.

**证** 由图 1,显然式(17)是成立的.

将式(10)(12)(13)和(15)代入式(16),然后将  $J$  对向量  $\underline{c}$  求导,并令  $\frac{\partial J}{\partial \underline{c}} = 0$ ,即可得到式(17)及(18).

此处,我们给出了不同于文献[6]中定理 3.2 的最优控制律.控制律不同的原因在于式(10)中  $c^\infty$  的选取.

#### 5) SGPC 反馈控制器.

由式(17)有

$$c_t = M(z)\Delta u_t + N(t)y_t, \quad (20)$$

由式(18),有

$$c_t = p_{r_f}^* (z) r_{t+n} + p_{r_o} (z) r_t + p_y (z) y_t + z^{-1} p_u (z) \Delta u_t, \quad (21)$$

其中:  $p_{r_o} (z) = P(p_{r_o}), p_y (z) = P(p_y), p_u (z) = P(p_u)$ . 将式(20)和(21)联立有

$$(M(z) - z^{-1} p_u (z)) \Delta u_t =$$

$$p_{r_f}^* (z) r_{t+n} + p_{r_o} (z) r_t - (N(z) - p_y (z)) y_t. \quad (22)$$

从而得到图 2 中的 SGPC 反馈控制结构图.

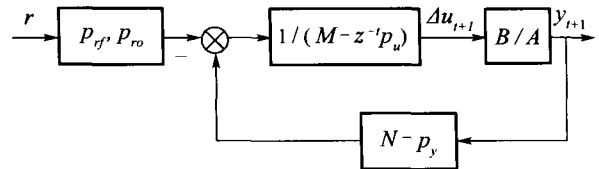


图 2 SGPC 反馈控制器

Fig. 2 SGPC feedback controller

已知  $A(z)$  和  $B(z)$ , 相应的求出最低阶次的  $N(z)$  和  $M(z)$ , 继而可按照图 2 来实现被控对象的 SGPC 控制.

### 3 SGPC 的稳定性分析 (Stability analysis of SGPC)

**引理 1** 当系统进入稳态(即  $z=1$ ) 时,以下各式

$$\begin{cases} \Sigma A = 0, \\ \Sigma B \cdot \Sigma N = \Sigma b \cdot \Sigma N = 1 \end{cases} \quad (23)$$

成立.由公式(7)很容易得出以上引理.

**定理 2** 给定预测时域  $n$ , 参考时域  $\mu$ , 如果条件

$$n \geq \mu + \max(n_b, n_a + 1) \quad (24)$$

成立,则标称 SGPC 控制系统(图 2)是稳定的.

**证** 系统稳定性不受系统设定值的影响,为方便起见我们选择设定值  $r$  为常数  $r_0$ .

1) 已知目标函数为式(16),则在  $t$  时刻目标函数可具体化为

$$J_t = \sum_{j=1}^n [(r_0 - y_{t+j})^2 + \sigma (\Delta u_{t+j-1})^2],$$

经寻优(式(18)(19)),找到  $c_t^*, \dots, c_{t+n-1}^*$  使  $J_t$  最

小. 此时有

$$c_o^*(t) = (\underline{c}^{*\top}, c^\infty)^\top = (c_i^*, \dots, c_{i+u-1}^*, \Sigma N \cdot r_0, \dots, \Sigma N \cdot r_0)^\top,$$

$c_o^*(t)$  的最后  $n - \mu$  个元素为  $\Sigma N \cdot r_0$ .

对应以上  $\underline{c}_o$  的取值, 我们有

$$\underline{y}^*(t) = (y_{i+1}^*, \dots, y_{i+n}^*)^\top,$$

$$\Delta \underline{u}^*(t) = (\Delta u_i^*, \dots, \Delta u_{i+n-1}^*)^\top,$$

以及  $t$  时刻的最优目标函数值, 即

$$J_i^* = \sum_{j=1}^n [(r_0 - y_{i+j}^*)^2 + \sigma(\Delta u_{i+j-1}^*)^2].$$

在  $t$  时刻, 按照滚动时域控制的原则, 以  $\underline{c}_o$  的第 1 个元素  $c_i^*$  作为标称系统的参考信号, 我们得到

$$y_{i+1} = y_{i+1}^*.$$

2) 在  $t+1$  时刻, 以  $y_{i+1}^*$  为起点, 参考序列选择为

$$c_o'(t+1) = (c_{i+1}^*, \dots, c_{i+u-1}^*, \Sigma N \cdot r_0, \dots, \Sigma N \cdot r_0)^\top. \quad (25)$$

其中  $c_o'(t+1)$  的最后  $n - \mu + 1$  个元素为  $\Sigma N \cdot r_0$ .

由(5)(6)两式有  $y_{i+1} = b(z)c_i$  和  $\Delta u_i = A(z)c_i$ , 结合式(23)和式(25)可知

$$\underline{y}'(t+1) = (y'_{i+2}, \dots, y'_{i+n}, y'_{i+n+1})^\top = (y_{i+2}^*, y_{i+3}^*, \dots, y_{i+\mu+n_b}^*, r_0, \dots, r_0, r_0)^\top,$$

$$\Delta \underline{u}'(t+1) = (\Delta u'_{i+1}, \dots, \Delta u'_{i+n})^\top = (\Delta u_{i+1}^*, \dots, \Delta u_{i+\mu+n_a}^*, 0, \dots, 0, 0)^\top.$$

$\underline{y}'(t+1)$  的最后  $n - \mu + 1 - n_b$  个元素为  $r_0$ ,  $\Delta \underline{u}'(t+1)$  的最后  $n - \mu - n_a$  个元素为零. 因此当条件(24)成立时, 我们至少有  $y'_{i+n+1} = r_0$  和  $\Delta u'_{i+n} = 0$ . 对应以上的  $c_o'(t+1)$ ,  $\underline{y}'(t+1)$  和  $\Delta \underline{u}'(t+1)$ , 得到相应的  $t+1$  时刻目标函数值为

$$J'_{i+1} = \sum_{j=1}^n [(r_0 - y'_{i+1+j})^2 + (\Delta u'_{i+j})^2] = J_i^* - (r_0 - y_{i+1}^*)^2 - \sigma(\Delta u_i^*)^2 + (r_0 - y'_{i+n+1})^2 + \sigma(\Delta u'_{i+n})^2 = J_i^* - (r_0 - y_{i+1}^*)^2 - \sigma(\Delta u_i^*)^2. \quad (26)$$

由式(26)看出

$$J'_{i+1} \leq J_i^*. \quad (27)$$

3) 若在  $t+1$  时刻, 对于标称模型, 以  $y_{i+1}^*$  为起点, 经寻优得到  $c_o^*(t+1)$ ,  $\underline{y}^*(t+1)$ ,  $\Delta \underline{u}^*(t+1)$  和  $t+1$  时刻的最优目标函数值  $J_{i+1}^*$ . 显然, 有下式成立

$$J_{i+1}^* \leq J'_{i+1}. \quad (28)$$

综合式(27)和(28)有

$$J_{i+1}^* \leq J_i^*. \quad (29)$$

由公式(29)可知, 目标函数的最优值是单调递减的, 除非系统进入稳态 ( $\Delta u_i^* = 0, y_{i+1}^* = r_0$ ), 即当条件(24)满足时, SGPC 是稳定的.

由以上证明可知, SGPC 正是通过预先设定参考信号的终端约束, 来间接设定  $y$  和  $u$  的终端约束, 从而保证系统的稳定性.

文献[6]中, 式(47)给出的最优控制律是不完全正确的. 原因在于: 该控制律建立在对  $c^\infty$  做如下设定的基础之上

$$c^\infty = C_N \underline{r}. \quad (30)$$

由公式(11)可知, 当  $c^\infty = \Sigma N \cdot r_0 \cdot E_{n-\mu}$  时, 系统是可以无静差地跟踪常数设定值的. 然而, 在  $\mu < n_a$  条件下, 给定常数设定值  $r_0$ , 公式(30)使得  $c^\infty \neq \Sigma N \cdot r_0 \cdot E_{n-\mu}$ , 因此不能正确给出输出量  $y$  的终端约束, 也就不能使被控对象无静差地跟踪常数设定值.

#### 4 数值仿真 (Numerical simulation)

##### 1) 无稳态误差的 SGPC.

给定如下离散开环不稳定、非最小相位并且有时滞被控对象

$$\frac{y(t+1)}{u(t)} = \frac{1.2 + 0.5z^{-1}}{1 - 0.15z^{-1} - 0.2z^{-2}}, \quad (31)$$

取式(16)中的惩罚系数为  $\sigma = 10$ , 预测时域  $P = 10$ , 参考时域  $\mu = 1$  ( $\mu < n_a = 2$ ). 分别用本文中和文献[6]中的控制器控制该对象, 取输出设定值为 1, 得到图 3 中的控制曲线. 其中, 虚线表示输出设定值, 实线是本文算法的控制效果, 点划线是文献[6]中算法得到的控制曲线. 显然, 在  $\mu < n_a$  的情况下, 文献[6]中给出的控制器不能无静差跟踪设定值.

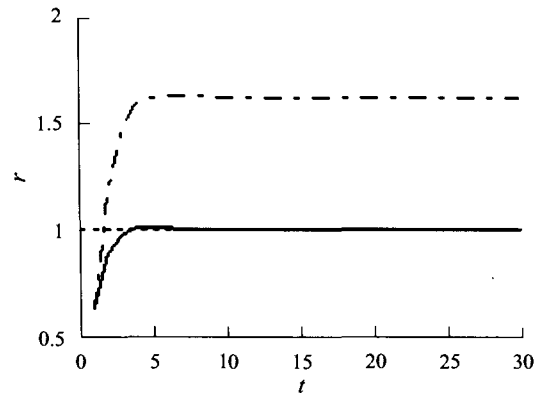


图 3  $\mu < n_a$  时本文与文献[6]中算法的控制曲线  
Fig. 3 Control curve of the algorithms in this paper and in reference [6] when  $\mu < n_a$

##### 2) SGPC 适用于具有近似相消零极点的对象. 给定如下被控对象

$$\frac{\gamma(t+1)}{u(t)} = \frac{(1+0.4z^{-1})(1+1.1z^{-1})}{(1-1.3z^{-1})(1+1.13z^{-1})}$$

该对象有一对非常接近的零极点,零点  $z = -1.1$  和极点  $z = -1.13$ . 分别用 SGPC 和 GPC 对其进行控制,选择  $P = 15$ ,  $\mu = 5$  (参考时域或控制时域),  $\sigma = 10$ , 得到图 4 中的控制曲线. 图 4 中,虚线表示给定信号,实线表示 SGPC 的控制输出,点划线表示 GPC 的控制输出. 由图可知,SGPC 仍然可以保证闭环稳定,而 GPC 则不能保证闭环系统的稳定性. 显然,对于具有近似相消零极点的对象,SGPC 是具有明显优势的.

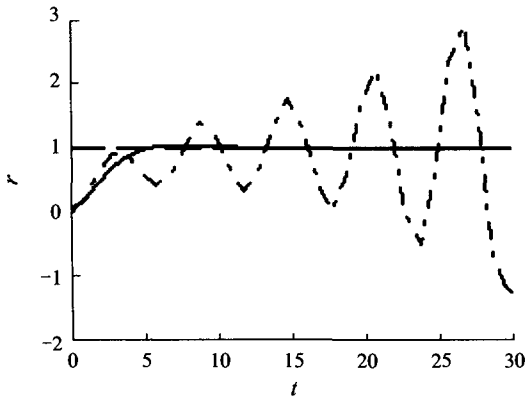


图 4 对具有近似相消零极点的对象 SGPC 和 GPC 的控制效果

Fig. 4 SGPC and GPC control curve of the plant with zeros and poles which can be nearly cancelled

如果被控对象具有完全相消的零极点,则 SGPC 算法中的式(3)无解,则 SGPC 控制器不存在.

## 5 结论 (Conclusion)

本文基于已有的一种稳定广义预测控制结构,以参考信号为优化变量对目标函数寻优,求出了滚动最优控制律,该控制律可以稳定无静差地跟踪常数设定值. 另外,我们给出了控制器稳定性充分条件,并予以完整证明. 通过仿真研究,我们比较了本文中与文献[6]中 SGPC 控制器的稳态跟踪性能,说明了文献[6]中的控制器在  $\mu < n_a$  情况下,不

能无静差跟踪设定值. 另外,对于具有近似相消零极点的被控对象,SGPC 相对 GPC 具有明显的优势.

## 参考文献 (References):

- [1] CLARKE D W, MOHTADI C, TUFFS P S. Generalized predictive control-part I. The basic algorithm [J]. *Automatica*, 1987, 23(2): 137-148.
- [2] CLARKE D W, MOHTADI C, TUFFS P S. Generalized predictive control-part II. Extensions and interpretation [J]. *Automatica*, 1987, 23(2): 149-157.
- [3] CLARKE D W, MOHTADI C. Properties of generalized predictive control [J]. *Automatica*, 1989, 25(6): 859-875.
- [4] CLARKE D W, SCATTOLINI R. Constrained receding-horizon predictive control [J]. *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, 1991, 138(4): 347-354.
- [5] 席裕庚, 耿晓军, 陈虹. 预测控制性能研究的新进展 [J]. *控制理论与应用*, 2000, 17(4): 469-475. (XI Yugeng, GUO Xiaojun, CHEN Hong. Recent advances in research on predictive control performance [J]. *Control Theory & Applications*, 2000, 17(4): 469-475.)
- [6] KOUVARITAKIS B, ROSSITER J A, CHANG A O T. Stable generalized predictive control; an algorithm with guaranteed stability [J]. *IEE Proceedings: Control Theory and Applications*, 1992, 139(4): 349-362.
- [7] KOUVARITAKIS B, CANNON M. *Nonlinear Predictive Control Theory and Practice* [M]. London, U K: The Institution of Electrical Engineers, 2001: 131-173.

## 作者简介:

刘斌 (1972—), 女, 武汉科技大学信息学院副教授, 博士毕业于浙江大学信息科学与工程学院, 从事系统建模和预测控制研究, E-mail: liubin0130@163.com;

蒋峰 (1970—), 男, 武汉科技大学讲师, 浙江大学信息科学与工程学院博士研究生, 从事非线性系统优化研究;

苏宏业 (1969—), 男, 浙江大学信息科学与工程学院教授, 博士生导师, 从事鲁棒控制, 预测控制, 时滞系统和 PID 控制理论与应用等研究;

褚健 (1963—), 男, 浙江大学信息科学与工程学院教授, 博士生导师, 主要从事鲁棒控制等的研究.